



HAL
open science

Etude d'antennes large bande miniatures à spirale d'Archimède

Mickaël Fray

► **To cite this version:**

Mickaël Fray. Etude d'antennes large bande miniatures à spirale d'Archimède. Electronique. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2019. Français. NNT : 2019BRES0043 . tel-02938043

HAL Id: tel-02938043

<https://theses.hal.science/tel-02938043>

Submitted on 14 Sep 2020

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.

THESE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITE
DE BRETAGNE OCCIDENTALE
COMUE UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE

ECOLE DOCTORALE N° 601
*Mathématiques et Sciences et Technologies
de l'Information et de la Communication*
Spécialité : électronique

Par

Mickaël FRAY

Etude d'antennes large bande miniatures à spirale d'Archimède

Thèse présentée et soutenue à Brest, le 09/07/2019
Unité de recherche : Lab-STICC

Rapporteurs avant soutenance :

Philippe FERRARI Professeur, Université Grenoble Alpes
Gaëtan PRIGENT Maître de conférences, INP-ENSEEIH Toulouse

Composition du Jury :

Président :	Raphaël GILLARD	Professeur, INSA Rennes
Examineurs :	Philippe FERRARI	Professeur, Université Grenoble Alpes
	Gaëtan PRIGENT	Maître de conférences, INP-ENSEEIH Toulouse
	Rozenn ALLANIC	Post-doctorante, Université Occidentale de Bretagne
	Stéphane MALLEGOL	Ingénieur de recherche, Thales DMS France
Dir. de thèse :	Cédric QUENDO	Professeur, Université Occidentale de Bretagne

Invité(s)

Noham MARTIN Maître de conférences, Université Occidentale de Bretagne

Remerciements

Ce travail de thèse s'est déroulé au sein du Lab-STICC équipe DIM de l'UBO et au sein du laboratoire IM ANTENNE RF de Thales Systèmes Aéroportés DMS Brest.

En premier lieu, je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers mon directeur de thèse M. Cédric Quendo, mes encadrants à l'UBO, M. Noham Martin et M. Yves Quéré et mon directeur de thèse à Thales Systèmes Aéroportés, M. Stéphane Mallégo. Vos compétences scientifiques, vos précieux conseils et votre bienveillance m'ont fortement aidé pendant mon travail.

Je remercie vivement M. Raphaël Gillard, de l'INSA Rennes, d'avoir accepté le rôle de président du jury.

Je remercie également M. Philippe Ferrari et M. Gaëtan Prigent, respectivement de l'université Grenoble Alpes et de l'INP-ENSEEIH Toulouse, d'avoir accepté de juger mon travail et d'en être les rapporteurs.

Je suis très reconnaissant à M^{me} Rozenn Allanic pour sa participation au jury en temps qu'examinatrice.

Un grand merci à M. Michel Jousset et M. Christian Renard de Thales Systèmes Aéroportés et M. Christian Person, d'IMT Atlantique Bretagne-Pays de la Loire, pour avoir suivi et participer à ces travaux.

Je tiens à remercier M. Stéphane Girod, de l'IUT GEII de Brest, d'avoir pris le temps de m'aider à concevoir mes différentes maquettes par pure générosité.

Je remercie également l'ensemble des ingénieurs et techniciens de Thales Systèmes Aéroportés Brest qui m'ont accompagné et guidé dans la découverte du monde industriel et particulièrement à M. Jean Marc Lemener pour son aide précieuse dans la caractérisation de mes antennes.

Je remercie chaleureusement tous mes collègues, doctorants, post-doctorants et docteurs du département électronique, pour leurs bonnes humeurs quotidiennes et pour avoir toujours répondu présent lorsque j'ai sollicité leur aide. Merci à Azar Maalouf, Annaïg Martin-Guennou, Vinod V K Thalakkatukulathil, Ruben Guerrero, Sarra Abderrabba, Vincent Laur, Paul Laurent, Emanuel Radoi, Jefferson Champion, Marc Le Roy, Loïc Thépaut, Marc Aouidad, Adrien Glise, Luc Fourtinon, Mathieu Carriu, July Paola et à tous ceux que j'oublie.

Enfin, une pensée spéciale pour ma famille et mes amis qui ont été présents dans les moments cruciaux de détente.

Table des matières

Remerciements	iii
Liste des acronymes	ix
Introduction générale.....	xi
I) État de l'art.....	13
I.1) Introduction.....	14
I.2) État de l'art des éléments rayonnants large bande et analyse vis-à-vis du contexte	15
I.2.1) Antennes dipôles large bande : propriétés de l'antenne papillon	15
I.2.2) Antennes à ouvertures progressives et performances d'une antenne Vivaldi	18
I.2.3) Antennes quasi-indépendantes de la fréquence et performances antenne spirale d'Archimède	20
I.2.4) Bilan	23
I.3) État de l'art des techniques de miniaturisation, d'élargissement de bande et d'amélioration de bande sur une spirale d'Archimède	25
I.3.1) Modification de la géométrie de l'élément rayonnant	25
I.3.2) Association avec un matériau diélectrique	30
I.3.3) Association avec éléments à perte.....	33
I.3.4) Association avec éléments métalliques résonnants	37
I.3.5) Bilan	40
I.4) Comparaison des simulateurs HFSS et CST	41
I.4.1) Setup de la simulation d'une spirale d'Archimède.....	41
I.4.2) Résultats des simulations	42
I.5) Conclusion	45
I.6) Bibliographie du chapitre I	46
II) Élargissement de la bande basse d'une spirale d'Archimède à l'aide de matériaux diélectriques	51
II.1) Introduction.....	52
II.2) Étude d'une spirale d'Archimède auto-complémentaire en espace libre	53
II.2.1) Directivité dans l'axe	54
II.2.2) Rayonnement dans l'espace.....	54
II.2.3) Impédance d'entrée	56
II.3) Élargissement de la bande basse d'une spirale d'Archimède associée à différentes configurations de matériaux diélectriques	59
II.3.1) Spirale en milieu homogène présentant différentes permittivités.....	59
II.3.2) Spirale confinée entre deux substrats diélectriques de différentes permittivités.....	62

II.3.3)	Spirale sur substrats diélectriques de différentes permittivités	76
II.3.4)	Bilan entre les différentes configurations et interprétation	80
II.4)	Validation avec la mesure d'une spirale sur un substrat de type FR-4	83
II.4.1)	Simulation.....	83
II.4.2)	Conception et caractéristique de la maquette.....	86
II.4.3)	Présentation et analyse des résultats	91
II.5)	Conclusion	100
II.6)	Bibliographie du chapitre II	101
III)	Mise en place d'indicateur de performance champ lointain champ proche d'une spirale d'Archimède sur substrat	103
III.1)	Introduction.....	104
III.2)	Critères de performances en champ lointain et sur la zone active.....	105
III.2.1)	Écart moyen du gain dans l'axe dans la bande supérieure de fréquence.....	105
III.2.2)	Facteur d'élargissement de la bande basse de fréquence du gain dans l'axe	106
III.2.3)	Comportement de la zone active d'une spirale dans l'air en fonction de la fréquence 107	
III.2.4)	Comportement de la zone active d'une spirale en fonction de la permittivité du milieu 109	
III.2.5)	Méthode d'estimation de la zone active par calcul de l'ellipse équivalente	110
III.2.6)	Critère d'ellipticité moyennée de la zone active.....	111
III.2.7)	Critère de facteur de réduction moyenné de la zone active.....	114
III.3)	Résultats en champ lointain et sur la zone active de spirales sur substrats	117
III.3.1)	Résultats et analyse sur les performances en champs lointain	118
III.3.2)	Résultats et analyse sur la zone active	119
III.4)	Corrélation entre champ lointain et zone active.....	124
III.4.1)	Liaison entre les 2 zones.....	125
III.4.2)	Comparaison entre la dégradation du champ lointain et la dégradation de la zone active	125
III.4.3)	Comparaison entre l'élargissement de bande basse en champ lointain et l'amélioration de la zone active	126
III.5)	Conclusion	128
III.6)	Bibliographie du chapitre III	129
IV)	Amélioration des performances d'une antenne spirale sur substrat par rupture de l'auto- complémentarité.....	131
IV.1)	Introduction.....	132

IV.2) Hypothèses sur la rupture de l'auto-complémentarité géométrique.....	134
IV.3) Impédance d'entrée des spirales non auto-complémentaires	137
IV.3.1) Comportement de l'impédance d'entrée en espace libre	137
IV.3.2) Comportement de l'impédance d'entrée sur substrat	138
IV.4) Étude de l'impact des spirales non auto-complémentaire dans 3 situations d'évolution des paramètres géométriques.....	140
IV.4.1) Largeur w fixe, gap et nombre de tour variables	140
IV.4.2) Gap fixe, largeur w et nombre de tour variables	143
IV.4.3) Nombre de tour fixe, largeur w et gap variables.....	145
IV.4.4) Bilan sur l'influence des différents paramètres géométriques	146
IV.5) Conclusion	150
IV.6) Bibliographie du chapitre IV	151
Conclusion générale	153
Annexes	157
Valorisation des travaux.....	175
Liste des figures.....	177
Liste des tableaux.....	189

Liste des acronymes

- ABS : Acrylonitrile Butadiène Styène
- Balun : BALanced to UNbalances
- BIE : Bande Interdite Electromagnétique
- BP : Bande Passante
- BPR : Bande Passante Relative
- CEP : Conducteur Electrique Parfait / PEC : Perfect Electric Conductor
- CST MWS : Computer Simulation Technology MicroWave Studio
- FSL : Free Space Loss
- GPR : Ground Penetrating Radar
- HFSS : High Frequency Structure Simulator
- LEBG : Loaded Electromagnetic Band Gap
- LHCP : Left Hand Circular Polarization
- RHCP : Right Hand Circular Polarization
- SHI : Surface Haute Impédance
- TE : Transverse Electric
- TM : Transverse Magnetic
- UHF : Ultra High Frequency
- VHF : Very High Frequency
- VNA : Vector Network Analyzer
- VSWR : Voltage Standing Wave Ratio

Introduction générale

Cette thèse CIFRE a été préparée au sein de THALES Systèmes Aéroportés Brest et du Lab-STICC. Son objectif est d'étudier une antenne miniature large bande de fréquence selon un cahier des charges en adéquation avec les contraintes du domaine de la guerre électronique. Les antennes de guerre électronique doivent typiquement avoir une bande passante de fréquence supérieure à la décade en couvrant un maximum du spectre électromagnétique de la bande VHF à ku. Elles doivent être en mesure de recevoir un champ électrique polarisé dans un angle aléatoire donc aussi bien en polarisation horizontale, verticale et circulaire. De plus, les systèmes sur lesquels sont montées ces antennes ont peu d'espace disponible et requièrent donc des composants les plus miniaturisés possibles. En pratique, cela entraîne de respecter le cahier des charges suivant. L'antenne dans sa bande de fréquence doit avoir la capacité de recevoir un champ électrique en polarisation verticale et horizontale avec un gain équivalent entre ces deux polarisations, son diagramme de rayonnement doit être unidirectionnel avec un angle d'ouverture à -3dB le plus constant possible autour de 60°. Son taux d'onde stationnaire (ou coefficient de réflexion) doit quant à lui être inférieur à -10dB. En complétant les spécifications sur l'encombrement, l'antenne doit avoir une épaisseur minimale de l'ordre de quelques millimètres, c'est à dire un encombrement minimal dans la partie intérieure du porteur et une largeur de l'ordre de $\lambda/8$ à la fréquence minimale de fonctionnement dans le plan contenant la surface du porteur. Les gabarits permettant d'illustrer le cahier des charges fixé par Thales sont présentés en Figure 0-1. Traditionnellement, les antennes large bande de fréquence utilisées dans ce domaine sont des antennes spirales de type quasi-indépendante en fréquence associées à une cavité constituée d'absorbant. En effet, les antennes de type spirale plane ont un rayonnement bidirectionnel. Néanmoins les porteurs sur lesquels les antennes sont montées requièrent d'avoir le moins de perturbation électromagnétique possible de leurs composants internes, cela requiert donc d'isoler le porteur du rayonnant arrière de l'antenne. Classiquement, cette tâche est effectuée en introduisant de l'absorbant dans la cavité métallique placée sous la spirale de manière à absorber le rayonnement arrière de celle-ci. Cependant cela implique qu'on perde la moitié de l'énergie rayonnée par la spirale, ce qui engendre d'avoir un gain plus faible, un encombrement important et des performances non reproductibles d'un modèle à l'autre dû aux légères variations de performances des absorbants large bande. Plusieurs solutions alternatives ont déjà été étudiées pour exploiter la puissance du rayonnement arrière tout en miniaturisant la cavité d'antenne, comme notamment l'utilisation de méta-matériaux [1], [2], [3], [4]. La spirale est-elle même encombrante si elle est dimensionnée pour fonctionner dans les bandes VHF et UHF (au alentour de 300mm). Cette thèse se concentrera sur l'élargissement de la bande basse de fréquence de ce type d'antenne de manière à avoir des antennes potentiellement plus petites lorsque dimensionnées pour fonctionner à une fréquence minimale de fonctionnement.

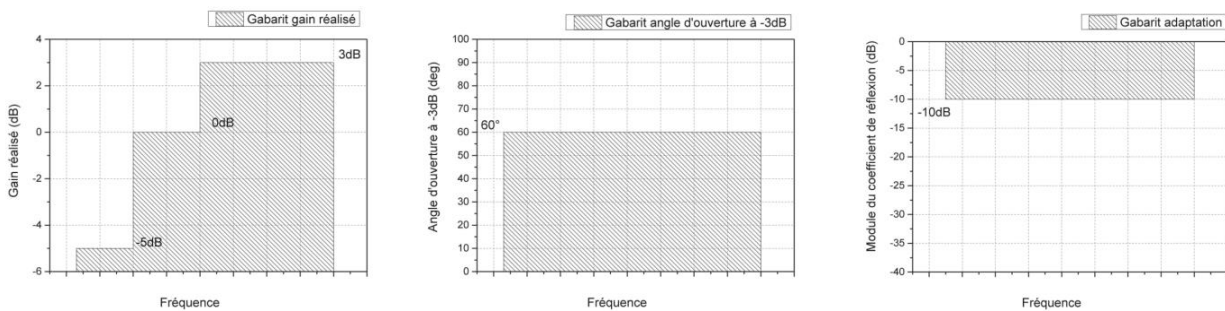


Figure 0-1: Exemple du gabarit nécessaire sur certaines performances

Pour avancer vers cet objectif, le premier chapitre présentera un état de l'art des antennes large bande de fréquence et les techniques associées pour améliorer leurs performances dans le bas de la bande de fréquence. L'objectif est de dégager, par une analyse de leurs performances, un élément rayonnant et une technique d'élargissement de la bande basse de fréquence adaptée à l'objectif global de la thèse et qui seront optimisés par la suite. Dans un premier temps, les familles d'antennes de type dipôle large bande, puis d'antennes à ouverture progressive et pour finir d'antennes quasi indépendantes de la fréquence seront présentées. Dans un second temps, ce seront différentes techniques de miniaturisation, d'élargissement et d'amélioration de la bande de fréquence de spirale d'Archimède qui seront montrées. En fin de chapitre, une comparaison des simulateurs HFSS et CST sera faite pour déterminer lequel des deux est le plus adapté au projet.

Le second chapitre traitera de l'élargissement de bande basse de la spirale d'Archimède à l'aide de matériaux diélectriques avoir pour objectif de constater dans nos propres simulations l'élargissement de la bande de fréquence basse mais aussi de constater les dégradations sur le rayonnement de la spirale dans la bande supérieure de fréquence. Dans un premier temps, une étude des performances en gain, rayonnement et impédance d'entrée sera faite. Dans un second temps, les interactions de cette antenne spirale avec des matériaux diélectriques seront étudiées étape par étape. L'étude commencera par l'analyse d'une spirale dans un milieu homogène de différentes permittivités, puis la spirale sera confinée entre 2 substrats (configuration sandwich) pour aboutir à la spirale gravée sur un seul substrat. Pour finir, les résultats de mesure d'une antenne spirale gravée sur substrat FR-4 seront confrontés aux résultats de simulations.

Le troisième chapitre mettra en place des indicateurs de performance du champ lointain et du champ proche de la spirale d'Archimède sur substrat, dans l'objectif de quantifier l'impact du substrat (positif et négatif) sur la spirale observée dans le chapitre précédent. En complément, des critères d'impact positif et négatif pour le champ proche de la spirale seront également proposés.

Le quatrième chapitre présentera une méthode d'amélioration des performances d'une antenne spirale sur substrat par rupture de l'auto-complémentarité. Cette technique de modification géométrique consiste à modifier la largeur et l'espace entre brins de la spirale, de manière à minimiser les couplages entre ondes de surfaces internes au substrat et les brins de la spirale, en réduisant le ratio de métallisation de la spirale.

I) État de l'art

I.1)	Introduction.....	14
I.2)	État de l'art des éléments rayonnants large bande et analyse vis-à-vis du contexte.....	15
I.2.1)	Antennes dipôles large bande : propriétés de l'antenne papillon.....	15
I.2.2)	Antennes à ouvertures progressives et performances antenne Vivaldi.....	18
I.2.3)	Antennes quasi-indépendante de la fréquence et performances antenne spirale d'Archimède.....	20
I.2.4)	Bilan.....	23
I.3)	État de l'art des techniques de miniaturisation, d'élargissement de bande et d'amélioration de bande sur une spirale d'Archimède.....	25
I.3.1)	Modification de la géométrie de l'élément rayonnant.....	25
I.3.2)	Association avec un matériau diélectrique.....	30
I.3.3)	Association avec éléments à pertes.....	33
I.3.4)	Association avec éléments métalliques résonnants.....	37
I.3.5)	Bilan.....	40
I.4)	Comparaison des simulateurs HFSS et CST.....	41
I.4.1)	Setup de la simulation d'une spirale d'Archimède.....	41
I.4.2)	Résultats des simulations.....	42
I.5)	Conclusion.....	45
I.6)	Bibliographie du chapitre I.....	46

I.1) Introduction

Ce chapitre présente un état de l'art des antennes large bande et des techniques permettant d'améliorer et d'élargir la bande de fréquence de celles-ci dans l'objectif de justifier nos choix technologiques pour le reste de la thèse.

L'objectif global de la thèse est de proposer une antenne fonctionnant dans une bande de fréquence pouvant dépasser la décade et couvrant une partie de la bande UHF avec un encombrement relativement petit devant la longueur d'onde à la fréquence minimale de fonctionnement, tout en étant soumise à un cahier des charges sur ses performances. Celui-ci stipule que dans sa bande de fréquence, l'antenne doit avoir la capacité de recevoir un champ électrique en polarisation verticale et horizontale avec un gain équivalent, son diagramme de rayonnement doit être unidirectionnel avec un angle d'ouverture à -3dB le plus constant possible autour de 60° et son taux d'onde stationnaire (ou coefficient de réflexion) doit être inférieur à -10dB. En complétant les spécifications sur l'encombrement, l'antenne doit présenter un encombrement minimum (quelques millimètres en épaisseur) et une largeur de l'ordre de $\lambda/8$ à la fréquence minimale. Des exemples de gabarits permettant d'illustrer le cahier des charges fixé par Thales sont présentés en Figure 0-1

L'objectif principal de ce chapitre va être de déterminer l'antenne et la technique d'élargissement de bande à travailler pour respecter le cahier des charges.

Notre démarche sera, dans un premier temps d'examiner les principales familles d'antennes large bande et de choisir un type d'antenne adapté à notre projet. Puis dans un second temps, je présenterai différentes techniques d'élargissement et d'amélioration de bande passante de fréquence avec l'antenne choisie, comme schématisé dans les sections de la Figure I-1

Pour finir, les résultats de simulations d'une antenne spirales d'Archimède des simulateurs HFSS avec un solveur fréquentiel et CST avec un solveur temporel vont être comparés de manière à déterminer le plus adapté au projet.

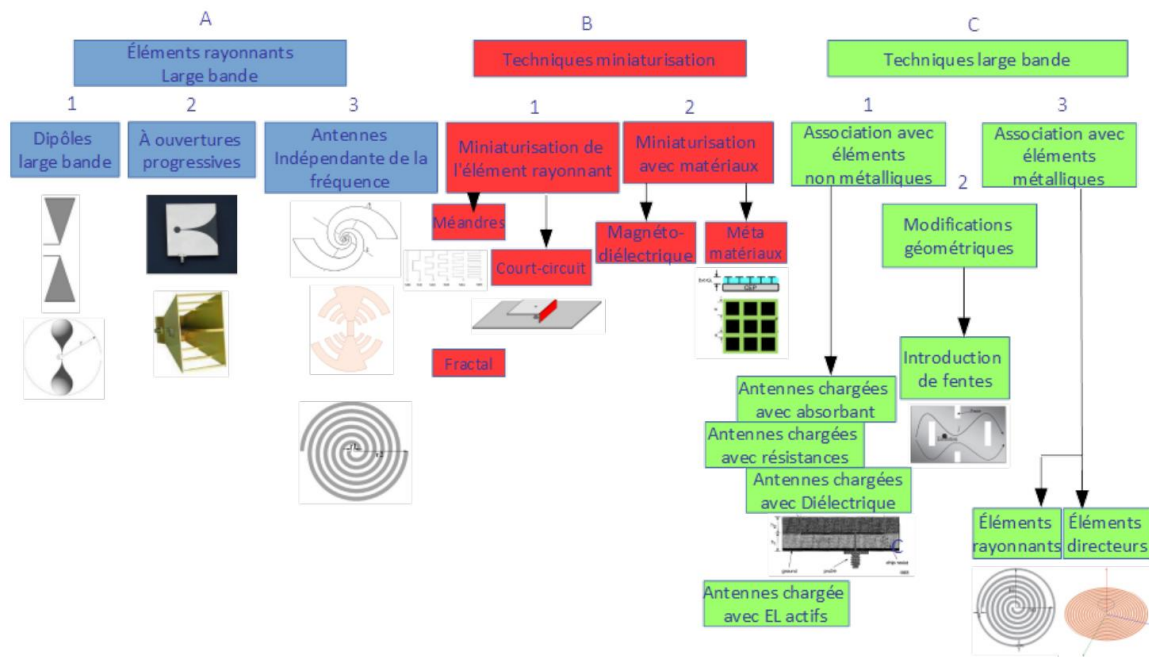


Figure I-1: Schéma bibliographique

I.2) État de l'art des éléments rayonnants large bande et analyse vis-à-vis du contexte

Dans ce sous-chapitre, les caractéristiques radioélectriques de trois catégories d'antennes large bande sont décrites. Pour cela, nous prendrons un exemple d'antenne spécifique dans chacune des trois catégories de manière à avoir une vision plus précise de leurs avantages et inconvénients. Enfin un bilan des performances vis-à-vis du cahier des charges sera fait dans le but de choisir une antenne à optimiser.

I.2.1) Antennes dipôles large bande : propriétés de l'antenne papillon

Dans cette partie, les caractéristiques des antennes de type dipôle/monopôle large bande vont être présentées. Ces antennes sont apparues en 1898 avec l'antenne biconique de Lodge [5]. Elle peut être décrite comme une transformation géométrique du dipôle élémentaire à épaisseur de brins infinitésimale vers une antenne occupant davantage l'espace disponible. Plus tard les antennes dipôles large bande vont se développer pour des applications dans l'automobile [6], les radars à pénétration de sol (GPR, Ground Penetrating Radar, en anglais) et les applications d'impulsion radio [7].

Pour expliquer le principe d'élargissement de la bande passante d'un dipôle élémentaire, on peut citer Chi-Chih Chen [8] (chapitre 19,3) et considérer que ces dipôles élargissent la bande de fréquence en perturbant le pic de résonance par modification de la répartition du champ électrique sur les brins. La Figure I-2 illustre cette nouvelle répartition du champ électrique sur le dipôle papillon.

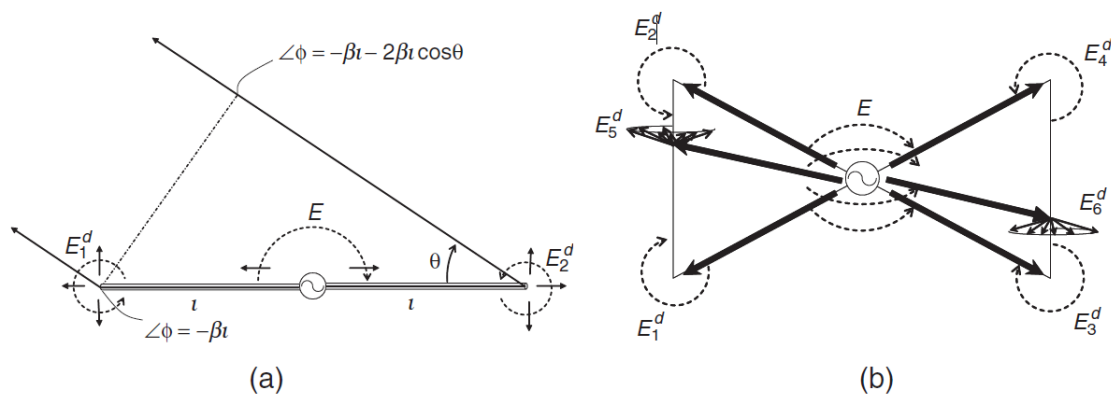


Figure I-2: Comparaison du rayonnement/diffraction d'un dipôle à brins fin et du dipôle papillon [8]

La bande passante relative d'adaptation de ce type d'antenne oscille de manière générale autour de 2:1 et 10:1 [7] [9] [10], en prenant comme critère un coefficient de réflexion inférieur à -10dB. Dans la bande passante de rayonnement, le diagramme est omnidirectionnel et le champ électrique est en polarisation linéaire. Le gain maximal disponible de ces antennes a tendance à augmenter proportionnellement à la montée en fréquence [10]. Lorsque l'antenne s'agrandit vis-à-vis de la longueur d'onde (donc lorsque la fréquence de fonctionnement augmente), le diagramme de rayonnement se complexifie et des lobes apparaissent [10] [11], comme on le constate sur la Figure I-3 représentant le rayonnement en fonction de la fréquence de différents types de dipôles large bande. C'est la formation de ces différents lobes dans le diagramme qui engendre un rétrécissement de l'angle d'ouverture et qui entraîne mécaniquement une augmentation du gain maximal. En prenant la formation de ces lobes supplémentaires comme critère limitant, la bande passante de rayonnement des dipôles large bande tourne autour de 2:1 [10]. Cette limitation dans la bande passante de rayonnement nous amène déjà à penser que ce type d'antenne ne sera pas adapté au projet.

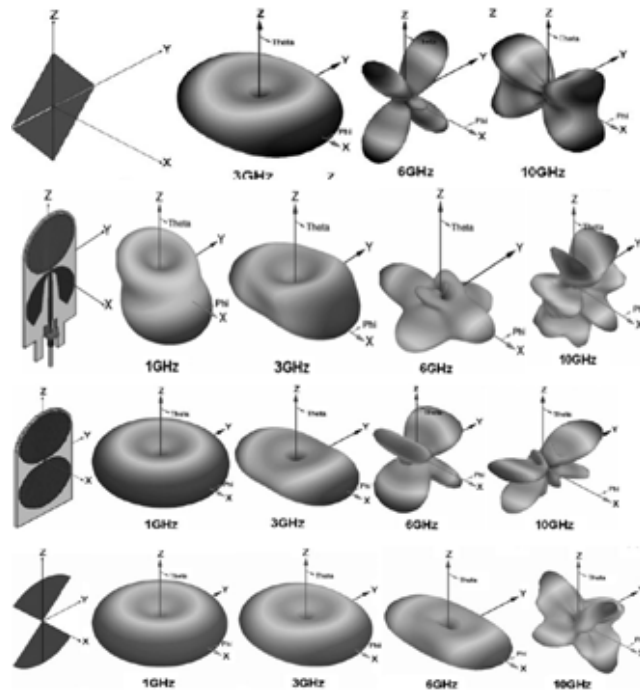


Figure I-3: Rayonnement en fonction de la fréquence de différents types de dipôle large bande [11]

La fréquence minimale de fonctionnement des antennes à géométrie simple, comme par exemple celle de l'antenne papillon présentée en Figure I-4, est fixée par la longueur reliant le sommet d'un pôle à l'autre ($2xA$ dans la Figure I-4). Généralement, on considère que la longueur d'onde divisée par 2 ($\lambda/2$) s'accordant à la longueur $2xA$ correspondra à la longueur d'onde minimale et par extension, à la fréquence minimale de fonctionnement. En effet, l'antenne illustrée en Figure I-4 [10] a une longueur $2*A$ de 343mm correspondant à $\lambda/2$ à 437MHz et lui permet de rayonner à partir de 490MHz.

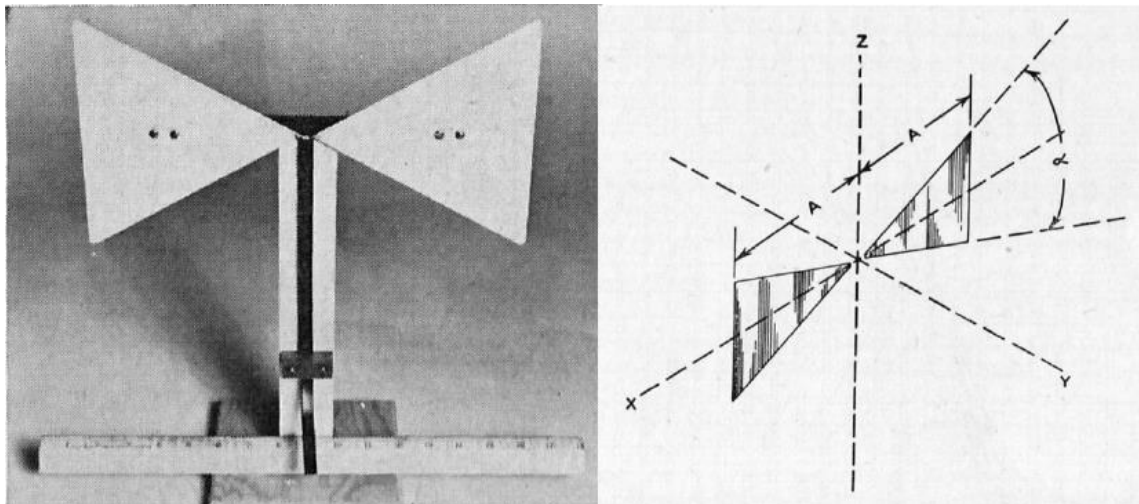


Figure I-4: Antenne papillon mesurée dans [10] $\alpha=60^\circ$ $2*A=13,5$ inch (343 mm)

La modification de l'angle d'ouverture géométrique α de l'antenne papillon, conduit à modifier le comportement sur l'amplitude de l'impédance d'entrée de l'antenne [10], comme on peut l'observer sur la Figure I-5, illustrant la résistance et réactance d'un monopole en fonction de la longueur de l'antenne pour différents angles d'ouverture géométrique α . Agrandir α peut amener à faciliter

l'adaptation de l'antenne étant donné que l'amplitude de l'impédance varie moins dans la bande de fréquence. Néanmoins, il faudra aussi prendre en compte l'angle d'ouverture du diagramme de rayonnement qui augmentera lui aussi avec α .

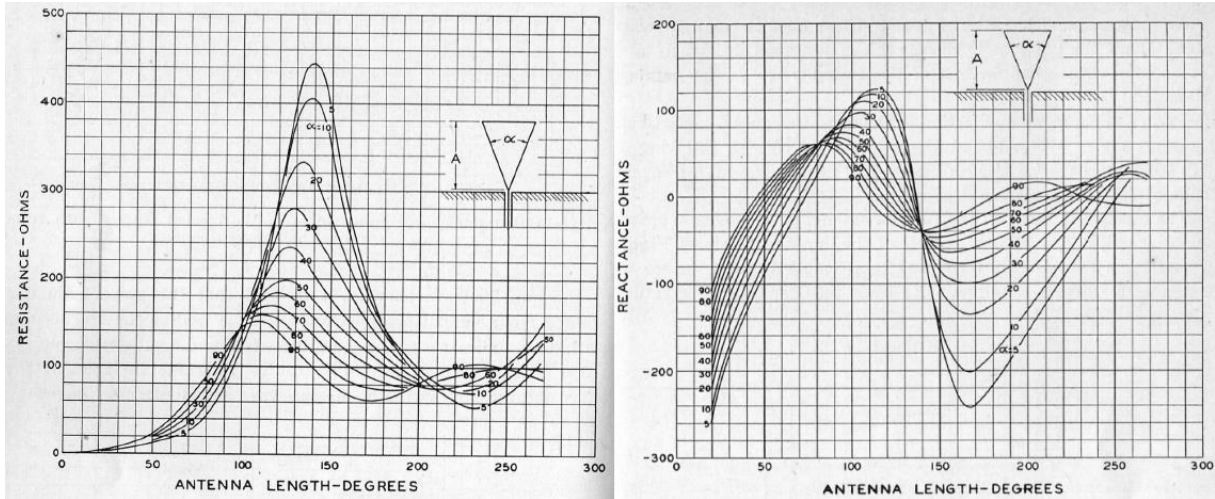


Figure I-5: Résistance et réactance mesurées d'une antenne papillon monopole en fonction de sa longueur électrique exprimée en degré [10]

I.2.2) Antennes à ouvertures progressives et performances d'une antenne Vivaldi

Dans la suite de ce sous-chapitre, les caractéristiques des antennes à ouvertures progressives seront présentées.

La première apparition d'une antenne à ouverture progressive remonte à 1897 avec l'antenne cornet de forme circulaire de Jagadish Chandra Bose [12] et est redécouverte en 1939 par Southworth et King [13]. Ce type d'élément rayonnant est très utilisé dans les applications de mesure d'antennes [12].

Le principe de fonctionnement de ces antennes peut être expliqué en faisant un parallèle entre l'ouverture géométrique progressive et une transition progressive de l'impédance de l'alimentation vers l'impédance de l'air. Cette ouverture est construite en se basant sur la fonction exponentielle de l'équation (1) comme illustrée dans la Figure I-7 avec la représentation géométrique de cette équation. C'est en 1973 que John L. Kerr propose une antenne cornet améliorée à 2 arrêtes intérieures. Celles-ci permettent d'élargir la bande de l'antenne en couvrant les modes de propagations aux fréquences supérieures [14]. Un exemple d'antenne cornet à double arrêtes est illustré en Figure I-6.

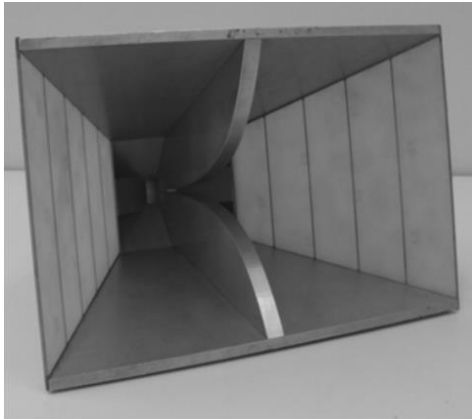


Figure I-6: exemple d'antenne cornet à double arrêtes intérieures

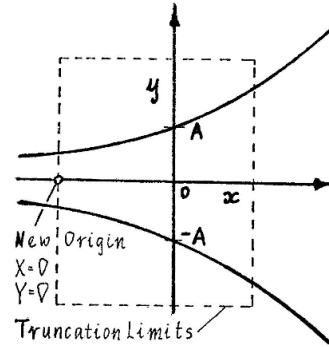
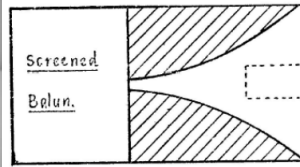


Figure I-7: Principe de construction de l'antenne Vivaldi [16]

$$y = \pm Ae^{px} \quad (1)$$

Le diagramme de rayonnement de ce type d'antenne est unidirectionnel (Figure I-9) et équivalent dans les plans E et H avec des niveaux de l'ordre de -20dB sur les lobes secondaires et une polarisation linéaire du champ électrique. Le gain dans l'axe est de l'ordre de 10dBi dans la bande passante et l'angle d'ouverture est le même dans les plans E et H à une fréquence donnée. Néanmoins, l'angle d'ouverture a tendance à diminuer avec la montée en fréquence.

En prenant -10dB comme critère, la bande passante d'adaptation de ce type d'antenne se situe aux alentours de 9:1 [15] [16] et, en considérant un angle d'ouverture constant dans les plans E et H, la bande passante de rayonnement peut monter à 10:1 [15] [16]. Pour rayonner, la dimension de l'ouverture maximale des antennes à ouvertures progressives doit être égale à une demi-longueur d'onde à la fréquence minimale de fonctionnement, cette ouverture correspond à la distance 2XA de la Figure I-7.

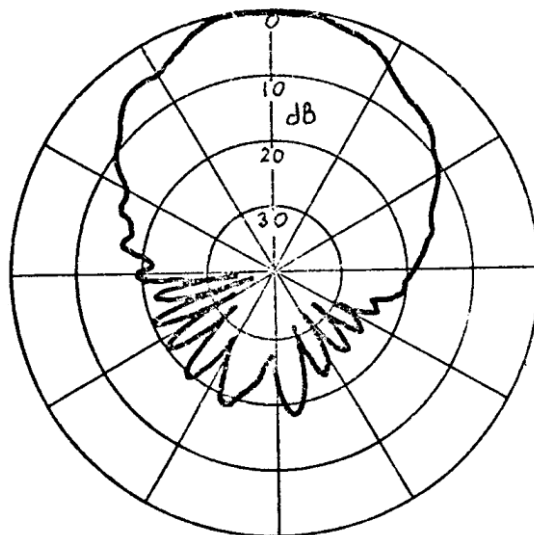


Figure I-8: Diagramme de rayonnement typique de l'antenne Vivaldi mesurée dans [16]

L'angle d'ouverture du diagramme de rayonnement de ce type d'antenne est réglable en fonction de l'angle d'ouverture de l'antenne. Nous pouvons le constater sur la Figure I-9 issue de [15]. De plus, Il est possible d'obtenir une antenne capable d'émettre et de réceptionner un champ électrique en polarisation horizontale et verticale en ajoutant des arrêtes supplémentaires dans le plan H [17].

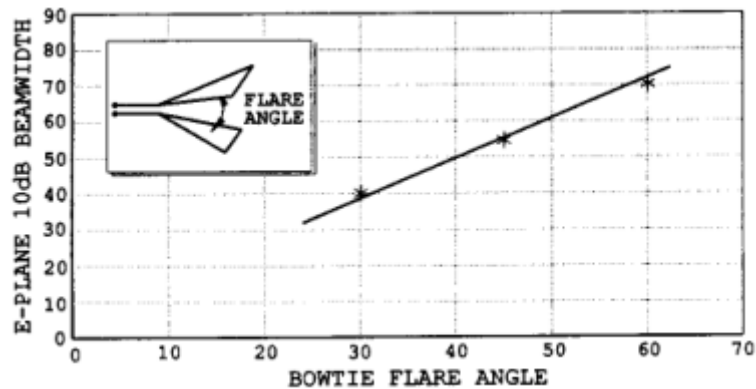


Figure I-9: Angle d'ouverture à 10dB dans le plan E VS angle d'ouverture

Pour ce type d'antenne, plus la transition est progressive et plus la qualité de rayonnement sera importante dans la bande passante. Améliorer la transition revient à augmenter la distance entre l'alimentation et l'ouverture. Typiquement on prévoit une distance d'une longueur d'onde à la fréquence minimale de fonctionnement. Cette limitation dans l'encombrement de ces antennes nous amène déjà à penser que ce type d'antenne ne sera pas adapté au projet.

I.2.3) Antennes quasi-indépendantes de la fréquence et performances antenne spirale d'Archimède

Dans cette partie, les caractéristiques des antennes quasi-indépendantes de la fréquence vont être présentées.

C'est en 1957 que Rumsey propose le principe d'antenne indépendante de la fréquence [18]. Ce principe stipule que si les dimensions d'une antenne sont définies uniquement par des angles, alors ses performances radioélectriques restent les mêmes à toutes les fréquences. De ce principe, les antennes de type quasi-indépendante de la fréquence ont émergé, on les qualifie de quasi-indépendante car les antennes indépendantes de la fréquence ont des dimensions infinies par définition, mais en pratique elles seront finies.

Les fréquences minimales et maximales de ce type d'antenne sont fixées respectivement par la plus grande et la plus petite dimension de l'antenne, la bande de fréquence de ce type d'antenne peut donc théoriquement être aussi grande qu'on le souhaiterait. Le principe de fonctionnement de ces antennes est basé sur une reproductibilité de la zone active à toutes les fréquences. Ce principe peut être illustré en décrivant le principe de fonctionnement de la spirale d'Archimède [19] [52] (Figure I-10)

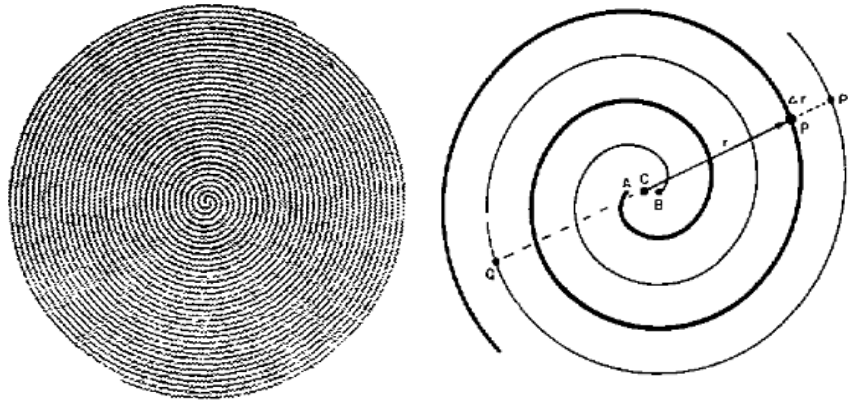


Figure I-10: Spirale d'Archimède [19] et version géométrique simplifiée

Cette antenne planeaire a un rayonnement bi-directionnel symétrique vis-à-vis du plan contenant l'antenne et son champ E rayonné est à polarisation circulaire.

La Figure I-10 illustre une version simplifiée de la géométrie de l'antenne spirale permettant d'illustrer le fonctionnement de l'antenne. [20] Soit P un point situé sur le brin A, soit Q un point diamétralement opposé sur le second brin B. P et Q sont situés sur un même cercle de centre C milieu du segment AB. Si l'espacement entre les fils Δr , est très petit vis-à-vis de r , la longueur de l'arc QP' est approximativement égale à $L_{QP'} = \pi r$. Cette longueur ne dépend pas du nombre de tours contenus dans r si l'espacement entre les fils est uniforme. Supposons que chaque brin supporte une onde progressive de courant et que ces courants sont en opposition de phase A et B, les courants le sont donc également en P et Q.

Quand le rayon est égal à $r = \lambda / (2\pi)$, la longueur de l'arc QP' est $L_{QP'} = \lambda / 2$. La variation de phase liée à la propagation du courant sur cet arc est π . Donc, les deux éléments de courant aux points PP' sont exactement en phase et le rayonnement de la spirale est maximum et correspond au mode $m=1$. La «zone active» est un anneau de circonférence moyenne égale à λ . Les courants continuent de se propager en dehors de l'anneau de circonférence λ tout en subissant une variation de phase. En appliquant le même raisonnement, ces courants seront en opposition de phase lorsque $r = 2\lambda / (2\pi)$. Dans ce cas, le rayonnement de la spirale est minimal dans l'axe, il s'agit du mode $m=2$. Les courants seront de nouveau en phase pour $r = 3\lambda / (2\pi)$, le mode $m=3$ est alors excité. En s'appuyant sur ce principe de fonctionnement, on peut considérer que la fréquence minimale de fonctionnement de ce type d'antenne sera corrélée à son rayon extérieur par la formule $r = \lambda / (2\pi)$, où λ est la longueur d'onde de la fréquence minimale. De plus, avec cette architecture, le champ électrique rayonné dans le plan supérieur de l'antenne sera en polarisation circulaire droite et celui du plan inférieur sera en polarisation circulaire gauche.

Les différents modes de rayonnement d'une antenne spirale sont représentés sur la Figure I-11. L'excitation de plusieurs modes de rayonnement provoque un diagramme perturbé, composé d'un lobe principal et de lobes secondaires. Si la spirale est alimentée non plus en opposition de phase mais en phase, alors le mode $m = 0$ est généré [20]. Son diagramme s'apparente à celui d'un monopôle sur plan de masse.

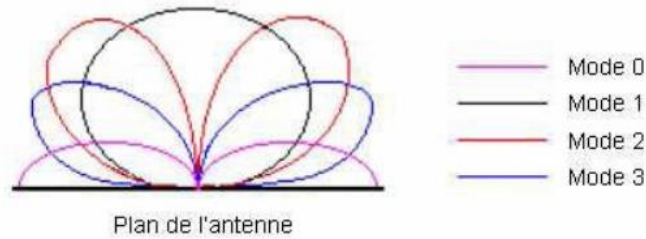


Figure I-11: Modes de rayonnement de la spirale d'Archimède à deux brins

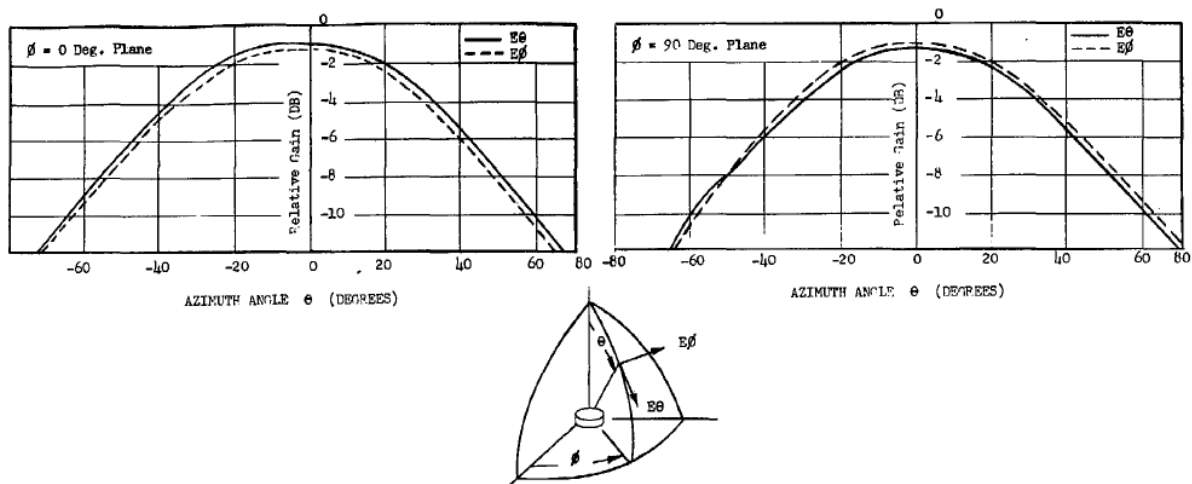


Figure I-12: Diagramme de rayonnement typique de l'antenne spirale dans les 2 plans perpendiculaires [21]

La Figure I-12 illustre le diagramme de rayonnement typique du gain réalisé de la spirale d'Archimède dans les plans perpendiculaires $\phi = 0^\circ$ et $\phi = 90^\circ$ en polarisation horizontale et verticale. Le gain réalisé maximum de cet exemple de diagramme [21] est approximativement égal à 3 dBic. En analysant le diagramme de rayonnement, on observe tout d'abord qu'il est symétrique dans les 2 plans perpendiculaires. Ceci nous indique que le diagramme est constitué d'un lobe principal. De plus, les gains réalisés en polarisation horizontale et verticale (E_ϕ et E_θ) sont équivalents, cela traduit une bonne qualité de la polarisation circulaire.

Dans la famille des antennes quasi-indépendantes de la fréquence on trouve l'antenne spirale équiangulaire [22] représentée en Figure I-13. Comme la spirale d'Archimède, celle-ci a un rayonnement bi-directionnel et une polarisation circulaire.

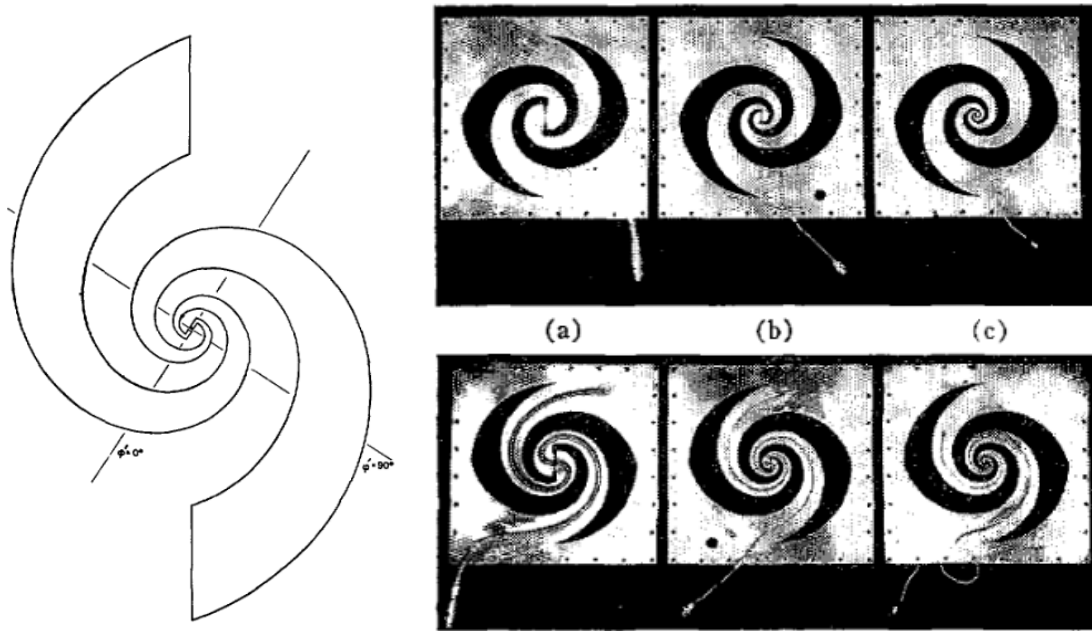


Figure I-13: 3 spirales équiangulaires de différentes dimensions, en version antennes à fentes [22]

La Figure I-13 montre les faces supérieures et inférieures de trois antennes spirales équiangulaires de différentes dimensions. La bande de fréquence de ces antennes en adaptation et en rayonnement a été mesurée aux alentours de 25:1.

Les antennes, sinueuse et log-périodique de DuHamel, [23] [24] illustrées en Figure I-14 et I-15 rentrent également dans cette famille d'antennes. Contrairement aux deux premiers types d'antennes montrés, ceux-ci rayonnent un champ électrique polarisé linéairement.

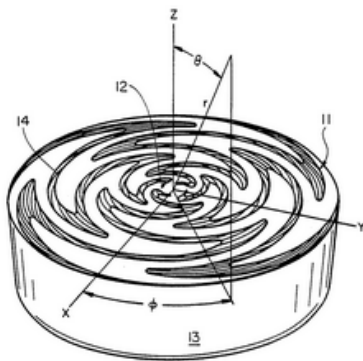


Figure I-14: Antenne sinueuse [23]

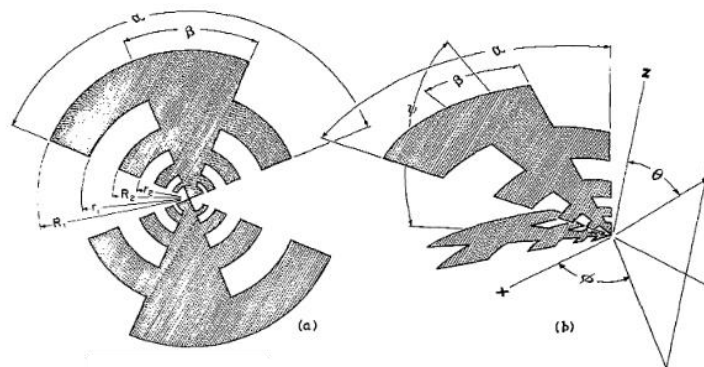


Figure I-15: Antennes log-périodique [24]

Il est possible d'obtenir un rayonnement unidirectionnel avec les antennes de type quasi-indépendantes de la fréquence en les passant en version conique [25] ou en les plaçant au-dessus d'un plan réflecteur [21], au prix d'un encombrement sur trois dimensions ou de dégradation sur les performances.

I.2.4) Bilan

Après avoir introduit les caractéristiques et performances principales des trois catégories d'antennes large bande, ce sous-chapitre va nous permettre de justifier le choix de l'élément rayonnant le plus intéressant dans le contexte de la thèse en ajoutant, comme support de démonstration, les performances de trois antennes large bande issue des trois catégories regroupées dans le Tableau I-1.


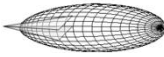
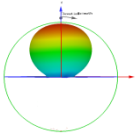
	BPR VSWR	BPR rayonnement	Type de rayonnement	Polarisation	Encombrement à Fmin
Antenne papillon	1,84:1	2,53:1	Omnidirectionnel 	linéaire	$\lambda/1,78$
Antenne Vivaldi	12:1	12:1	Unidirectionnel 	linéaire	$\lambda/1,36$
Antenne spirale d'Archimède sur plan réflecteur	2:1 sans plan réflecteur : 20:1	2:1 sans plan réflecteur : 20:1	Unidirectionnel 	circulaire	$\lambda/1,87$

Tableau I-1: Bilan des performances et caractéristiques de 3 types d'antennes large bande

Pour rappel, dans notre cahier des charges, notre antenne doit avoir un diagramme de rayonnement unidirectionnel avec un angle d'ouverture à -3dB supérieur à 60° et constant en fréquence, un gain minimum de 3dBic si le champ électrique rayonne en polarisation circulaire, et 0dbi si le champ rayonne en polarisation linéaire. L'antenne doit aussi avoir la capacité de recevoir un rayonnement en polarisation verticale et horizontale avec un gain équivalent pour les deux. L'antenne doit avoir un coefficient de réflexion inférieur à -10dB, ce qui équivaut à avoir un rapport d'onde stationnaire inférieur à 2:1. Toutes ces caractéristiques doivent s'étendre sur la plus grande bande de fréquence possible tout en ayant un encombrement le plus faible possible.

Dans le sous-chapitre consacré aux antennes quasi-indépendantes de la fréquence, la présentation du fonctionnement de la spirale d'Archimède fait apparaître que cette antenne a théoriquement une bande de fréquence potentiellement aussi grande que possible, tout en respectant les valeurs demandées par le cahier des charges et en ayant un champ électrique en polarisation circulaire permettant de recevoir des champs en polarisation verticale et horizontale. En ajoutant que celle-ci est relativement plus compacte que les deux autres types d'antennes présentés. Toutefois, la spirale d'Archimède a un rayonnement bi-directionnel là où l'on voudrait un rayonnement unidirectionnel semblable à ceux des antennes à ouverture progressives.

On choisira quand même de travailler avec la spirale d'Archimède dans la suite, en s'appuyant sur le fait que, bien que les antennes à ouverture progressive ont le diagramme de rayonnement recherché, celles-ci sont plus encombrantes, ont une bande passante plus faible et ont un champ électrique polarisé linéairement. Outre cela, il existe différentes méthodes permettant de transformer un rayonnement bi-directionnel en unidirectionnel, notamment à l'aide d'un plan réflecteur placé sous l'antenne.

I.3) État de l'art des techniques de miniaturisation, d'élargissement de bande et d'amélioration de bande sur une spirale d'Archimède

Ce sous-chapitre présente plusieurs techniques permettant de miniaturiser, d'élargir la bande basse de fréquence ou encore d'améliorer les performances de la bande passante d'une antenne spirale d'Archimède.

I.3.1) Modification de la géométrie de l'élément rayonnant

Dans cette section, différentes techniques de modification géométrique de la spirale et leurs performances vont être présentées. L'action de modifier la géométrie d'une antenne consiste à changer la manière de construire l'antenne de base, cette modification peut permettre :

- De changer le comportement d'une performance radioélectrique.
- D'allonger le parcours des courants pour élargir la bande basse de fréquence, à encombrement constant à une antenne non modifiée.

Dans ce premier exemple, le gain d'une antenne spirale est augmenté en la construisant sur deux étages comme dans [26] (Figure I-16).

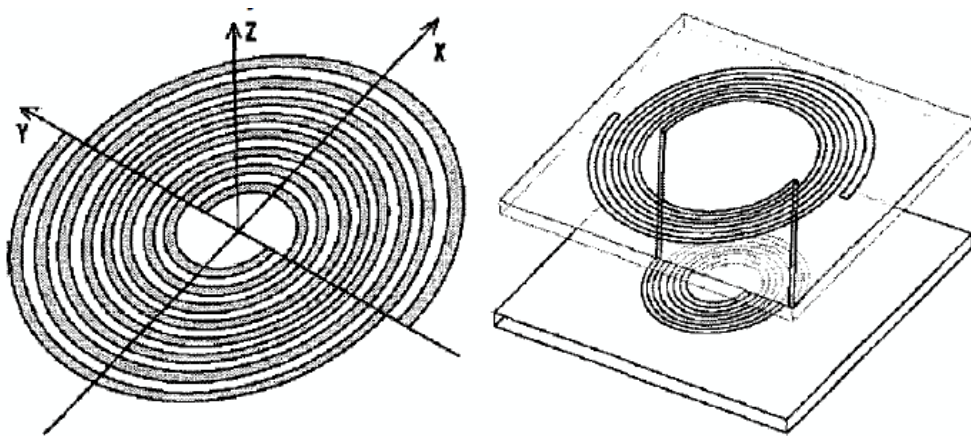


Figure I-16: antenne spirale classique et antenne spirale à 2 étages [26]

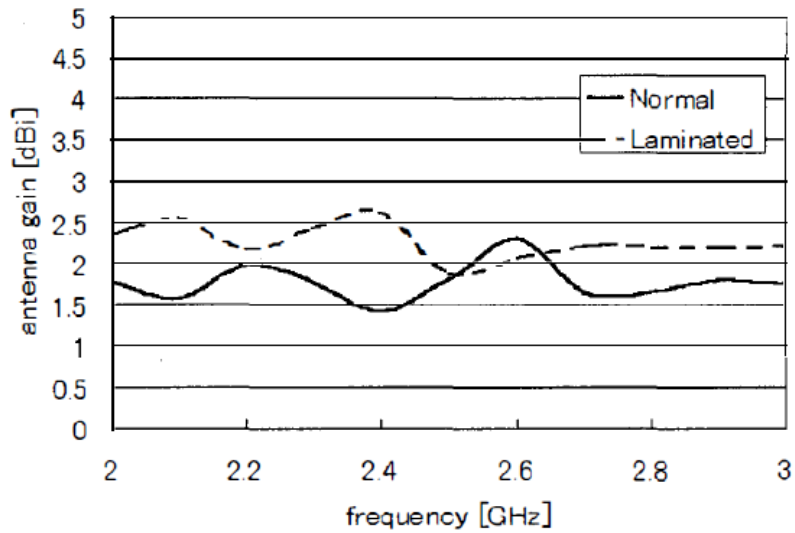


Figure I-17: Gain antenne spirale classique et antenne spirale à 2 étages [26]

La Figure I-17 illustre le gain de l'antenne spirale d'Archimède classique et celui de la spirale à 2 étages (laminated). Cette modification a pour effet d'augmenter le gain dans l'axe de l'antenne mais l'auteur nous indique que cela se gagne au prix d'un angle d'ouverture qui diminue de 5°. À noter que cette amélioration des performances dans la bande passante de l'antenne se fait aussi au détriment de son encombrement.

Dans ce second exemple, l'auteur combine les géométries de la spirale d'Archimède circulaire et carrée [27] (Figure I-18) en commençant par un enroulement circulaire au centre puis en évoluant progressivement vers une spirale carrée. Son objectif est de combiner les avantages de l'un et de l'autre, c'est-à-dire de combiner le taux d'ellipticité bas de la spirale circulaire en haut de fréquence avec l'encombrement plus optimal de la spirale carrée, ce qui permet d'avoir un élargissement de la bande basse de fréquence.

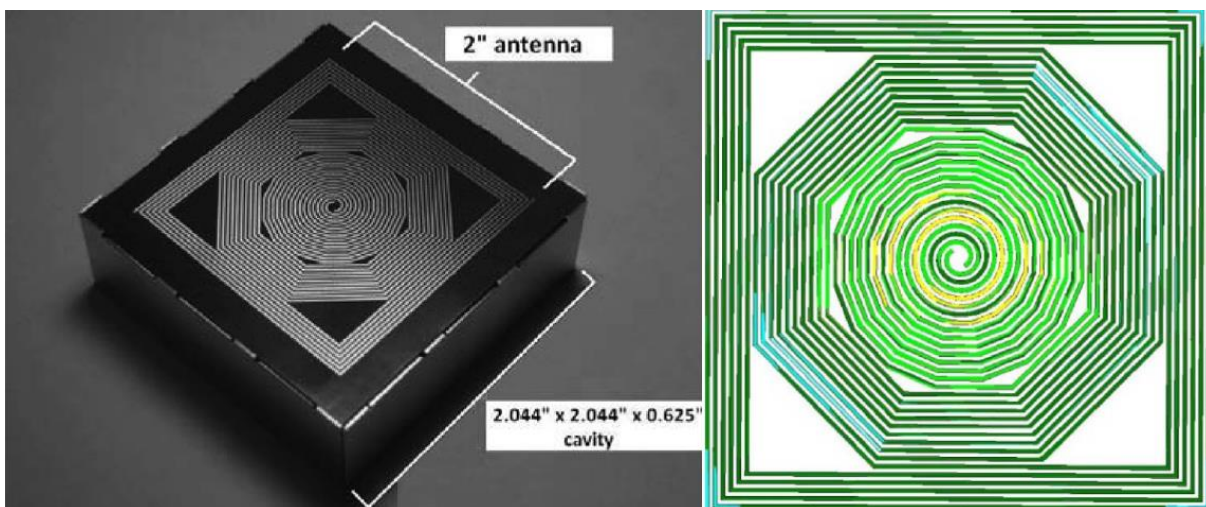


Figure I-18: Spirale polygonale [27]

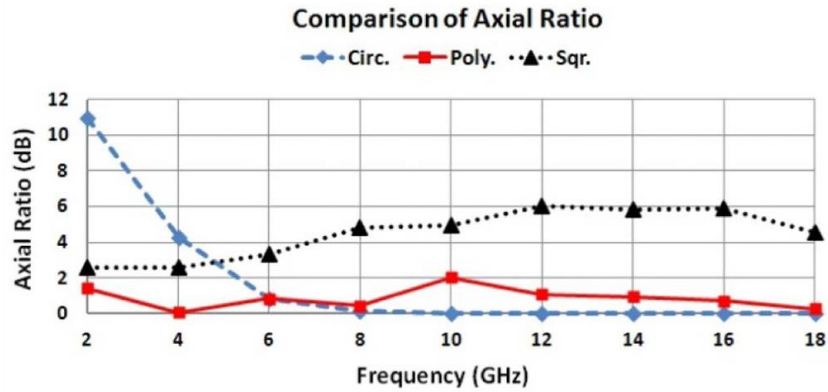


Figure I-19: Comparaison du rapport axial dans l'axe entre une spirale circulaire, polygonale et carrée [27]

La Figure I-19 représente le rapport axial (ou taux d'ellipticité) dans l'axe des spirales circulaires (Circ), carrées (Sqr) et de la spirale mixant les deux géométries (Poly). On constate que la spirale à géométrie circulaire possède un taux d'ellipticité relativement élevé dans la bande basse de fréquence (2 -4GHz), comparé à la spirale à géométrie carrée. Comme annoncé par l'auteur, la spirale carrée a un encombrement plus optimal que la circulaire ce qui lui permet de rayonner plus bas en fréquence à encombrement égale. On constate également que le taux d'ellipticité de la spirale circulaire est quasiment nul dans la bande haute de fréquence alors que celui de la carrée est important. Avec la spirale polygonale, le taux d'ellipticité semble s'être effectivement harmonisé dans la bande passante en restant toujours inférieur à -3dB.

Dans l'exemple suivant, l'auteur simule plusieurs antennes spirales d'Archimède étoilées appliquant une modulation sur les brins de celles-ci [28] (Figure I-20) dans l'objectif d'élargir la bande basse de fréquence de l'antenne. Pour cela il fait l'hypothèse que la modulation des brins permet d'allonger le parcours du courant. Plusieurs modulations sont testées en faisant varier l'oscillation par tour et l'amplitude de celle-ci.

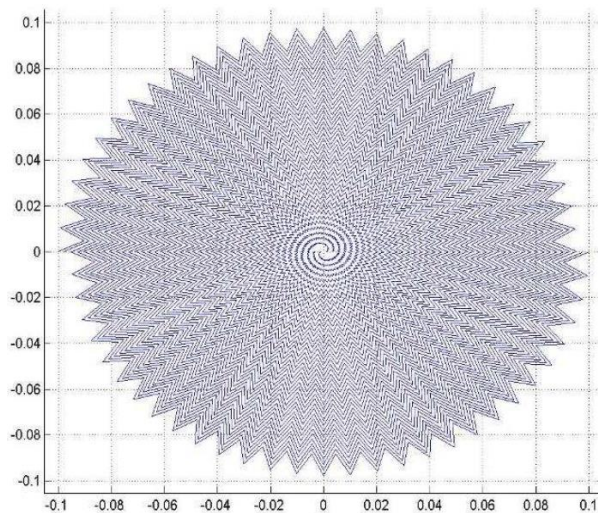


Figure I-20: Exemple des 4 courbes de construction des brins de la spirale d'Archimède étoilée avec 60 oscillations par tour (amplitude 5% du rayon) [28]

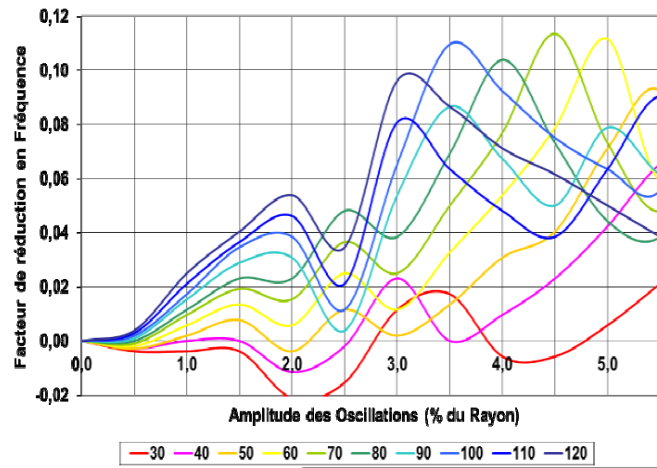


Figure I-21: Facteur de miniaturisation des spirales étoilées en fonction du nombre d'oscillations et de leurs amplitudes

La Figure I-21 montre le facteur de miniaturisation basé sur l'élargissement de bande basse d'adaptation, en fonction de l'amplitude de la modulation pour plusieurs nombres d'oscillations. On constate que celui-ci n'est pas linéaire, et que le maximum pour ce type de modulation est de 11 %.

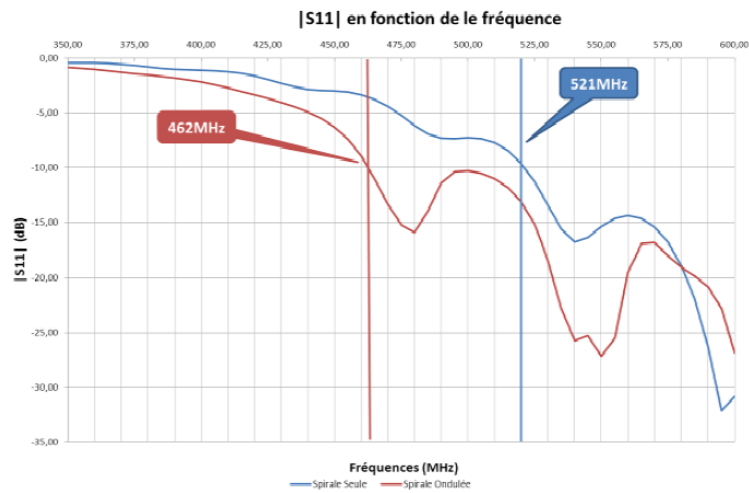


Figure I-22: Adaptation de la spirale d'Archimède étoilée avec 60 oscillations par tour (amplitude 5% du rayon) et de la spirale classique

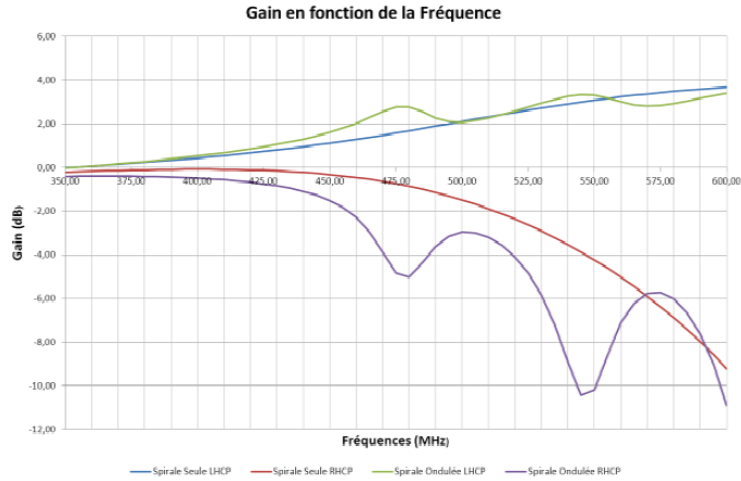


Figure I-23: Gain dans l'axe de la spirale d'Archimède étoilée avec 60 oscillations par tour (amplitude 5% du rayon) et de la spirale classique

Les Figures I-22 et Figure I-23 illustrent le module du coefficient de réflexion et le gain de l'axe en fonction de la fréquence, d'une spirale circulaire classique et de la spirale avec modulation des brins. Dans cet exemple, le meilleur facteur de réduction en fréquence trouvé est de 11 %. Le module du coefficient de réflexion montre bien l'élargissement la bande basse d'adaptation de l'antenne en prenant comme critère -10dB. La technique de modulation a permis d'améliorer le rapport entre co et cross polarisation des gains dans l'axe, ce qui aura comme répercussion l'amélioration du taux d'ellipticité.

Dans le dernier exemple ci-dessous, l'auteur module les brins d'une spirale d'Archimède carrée avec une modulation carrée [29] (Figure I-24) ayant pour objectif de réduire le taux d'ellipticité de la spirale en allongeant la distance parcourue par les courants sur les brins de la spirale.

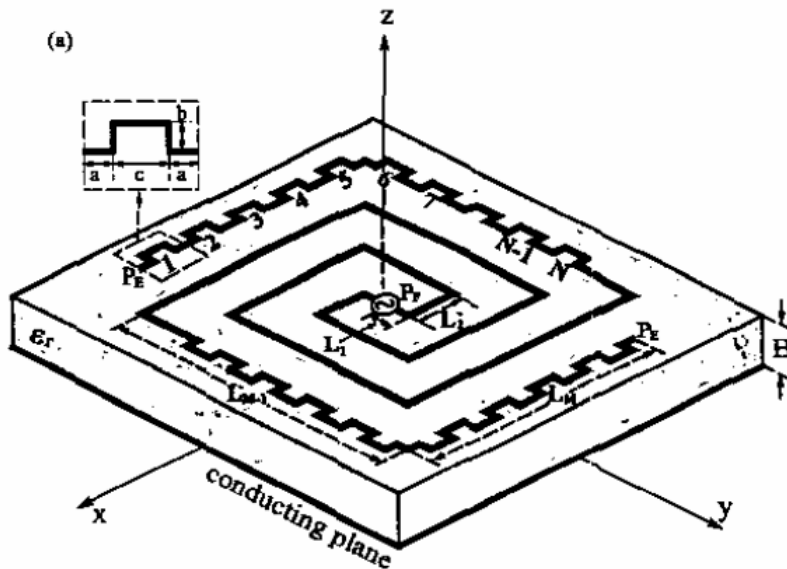


Figure I-24: Spirale à méandre carrée [29]

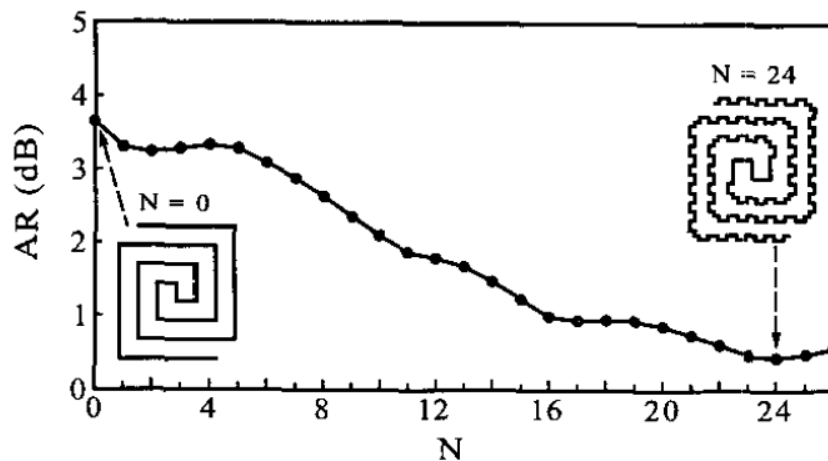


Figure I-25: Rapport axial @12GHz en fonction du nombre de méandre [29]

La Figure I-25 présente le taux d'ellipticité de la spirale carrée en fonction du nombre de méandres N @12GHz. Le taux d'ellipticité s'améliore avec le nombre de méandres, l'auteur en déduit qu'une onde de courant progressive (et non stationnaire) devient dominante quand le nombre de créneaux augmente.

I.3.2) Association avec un matériau diélectrique

Dans cette section, plusieurs exemples d'antennes spirales sur un matériau diélectrique vont être présentés. L'objectif de cette association est de diminuer la longueur d'onde guidée du champ électrique dans l'antenne de manière élargir la bande basse de fréquence. Pour ce faire, on utilise un matériau avec une permittivité supérieure à 1, dans l'environnement proche de l'antenne (Figure I-26).

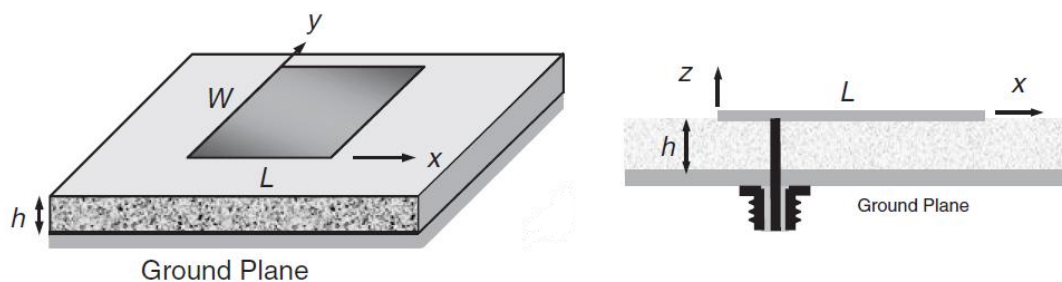


Figure I-26: Exemple d'antenne patch gravée sur un substrat [8] chapitre 7

Dans ce premier exemple (Figure I-27), l'auteur associe une plaque de diélectrique à épaisseur progressive et forte permittivité ($\epsilon_r=30$, $\tan\delta=0,002$) avec une spirale carrée à fente dans l'objectif d'élargir la bande basse de fréquence [30]. La version à fentes d'une spirale a la même géométrie que les antennes précédentes à la seule exception que la métallisation est inversée pour la première. L'épaisseur du substrat est effilée de manière à avoir une épaisseur nulle au centre et une épaisseur maximale en périphérie extérieure de la spirale. Il part de l'objectif d'adapter l'antenne sur l'ensemble de la bande de fréquence. Le fait d'avoir moins de matière dans la région intérieure

améliorait le coefficient de réflexion de l'antenne dans la bande supérieure de fréquence, tandis que maximiser la matière en région extérieure permettrait d'élargir la bande basse.

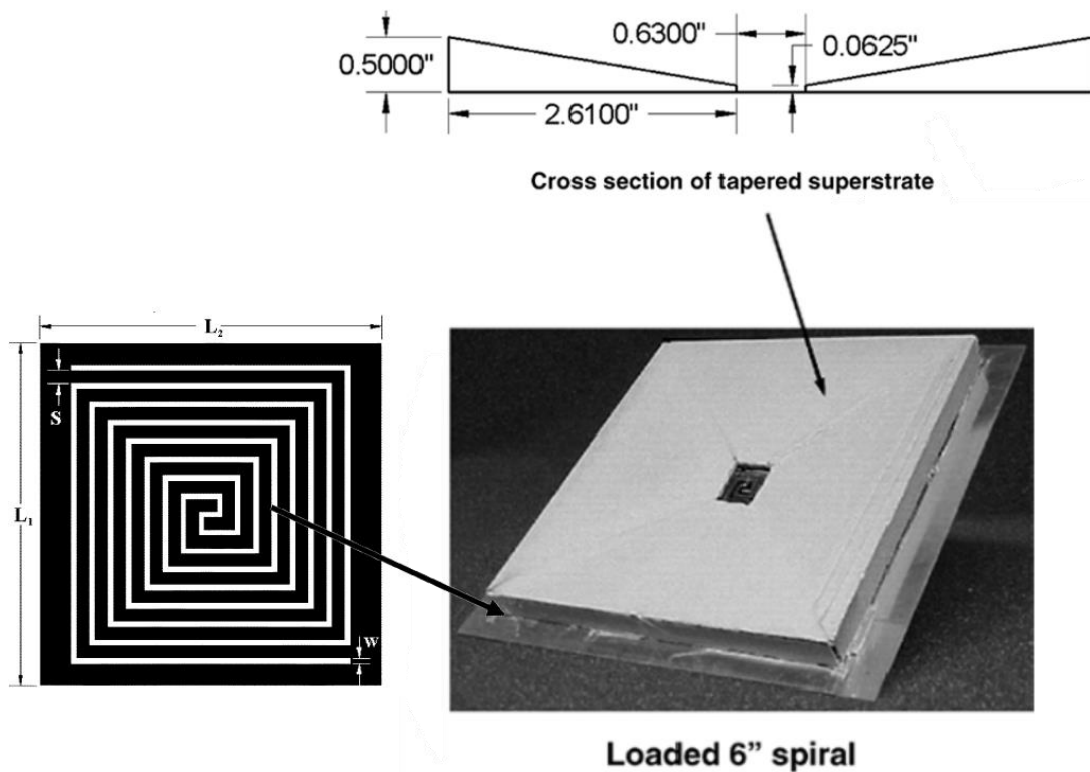


Figure I-27: Géométrie de la spirale carrée à fentes, vue en coupe du substrat à épaisseur progressive et association des 2 [30]

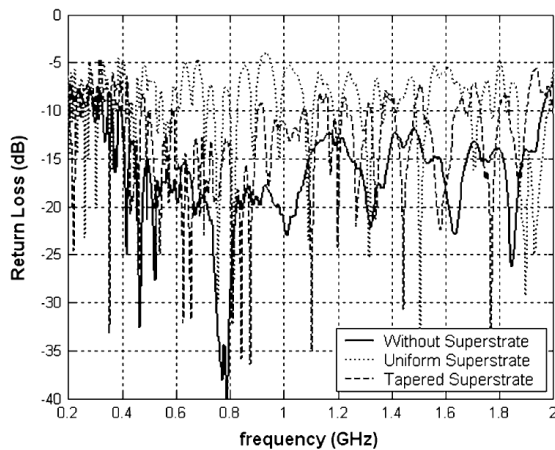


Figure I-28: Coefficient de réflexion de la spirale sans substrat, avec substrat à épaisseur fixe et avec substrat à épaisseur progressive [30]

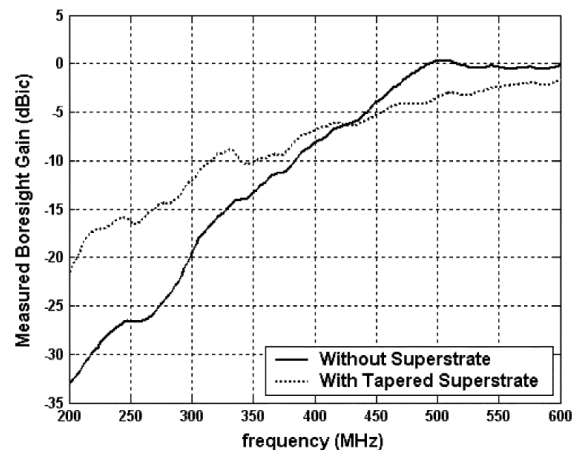


Figure I-29: Gain réalisé dans l'axe d'une spirale sans substrat et avec substrat à épaisseur progressive [30]

Les Figures I-28 et I-29 représentent le coefficient de réflexion et le gain réalisé en fonction de la fréquence de l'antenne associée aux diélectriques. Le coefficient de réflexion de l'antenne associée au substrat effilé dans la bande supérieure de fréquence est en moyenne plus élevé que dans le cas où la spirale n'en a pas. Mais ce coefficient est inférieur à celui de la spirale associée à un substrat

uniforme. Dans la bande basse de fréquence, en prenant comme critère un gain réalisé de -15dBic [30], la spirale associée à un substrat effilé permet d'atteindre un élargissement de la bande basse de fréquence de 18 %.

Dans ce second exemple, l'auteur associe une spirale d'Archimède à fentes avec différents substrats présentant successivement les permittivités $\epsilon_{r1}=2.2$, $\epsilon_{r2}=3.38$, $\epsilon_{r3}=6.15$ et $\epsilon_{r4}=10.2$, qu'il place sous la spirale et dans une cavité à air [31] observable sur la Figure I-30 où les parties sombres représentent la métallisation.

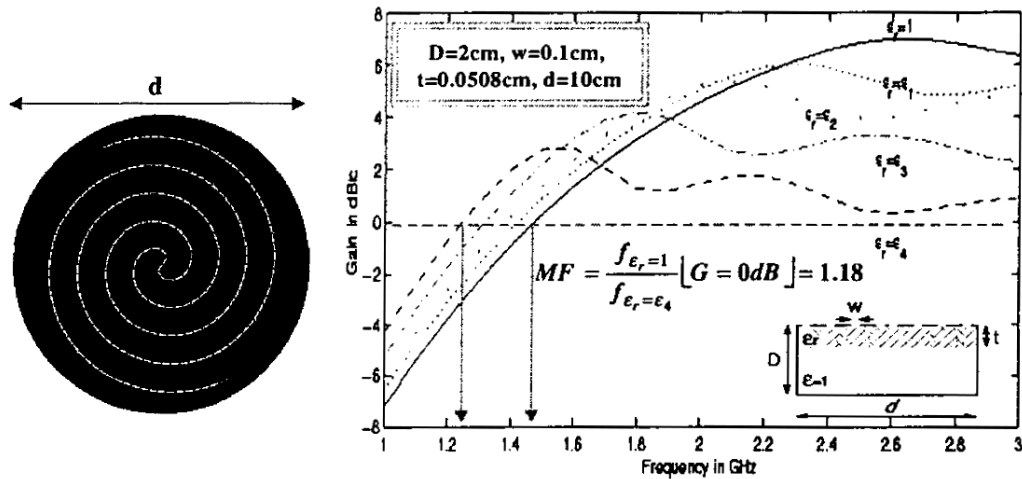


Figure I-30: spirale d'Archimède à fentes, gain dans l'axe de la spirale et son substrat sur cavité air [31]

La Figure I-30 illustre également le gain dans l'axe en fonction de la fréquence dans les différents cas de permittivités énumérés ci-dessus. Plus la permittivité du substrat augmente et plus la bande basse de fréquence s'élargit avec malheureusement une dégradation du gain dans la bande haute.

Dans ce dernier exemple, l'auteur cherche à mettre en évidence que la zone active de l'antenne va se réduire en fonction de la permittivité du milieu, par le calcul et la simulation des courants sur la spirale [32] Figure I-31.

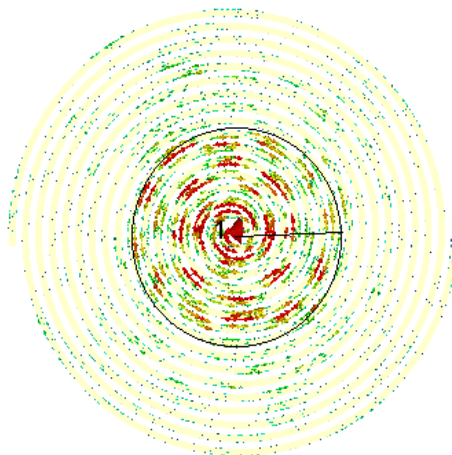


Figure I-31: Courant surfacique à 6,85GHz spirale d'Archimède [32]

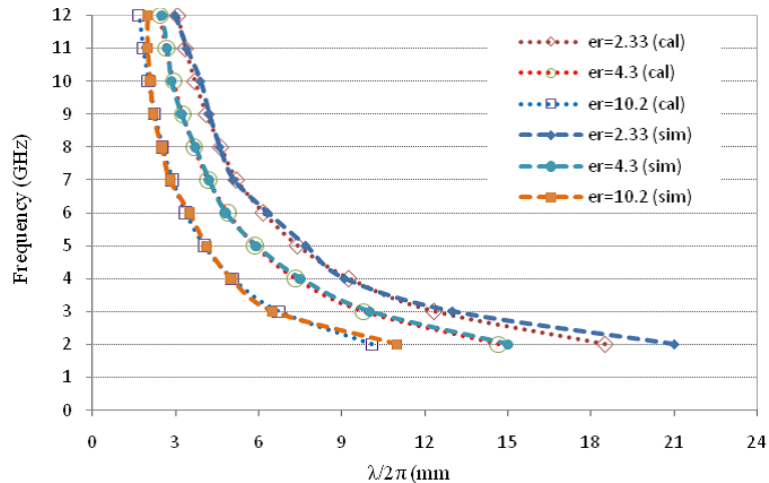


Figure I-32: Diamètre de la zone active (basée sur les courants) calculée et simulée, en fonction de la fréquence pour différents substrats diélectrique [32]

La Figure I-32 montre le diamètre de la zone active calculée et simulée en fonction de la fréquence avec différentes permittivités. Dans un premier temps, l'auteur valide la pertinence de son modèle de calcul des courants et de la zone active en constatant une bonne corrélation entre les résultats donnés par celui-ci et les résultats obtenus en simulation. Ensuite, on constate que plus la permittivité du substrat augmente et plus le diamètre de la zone active rétrécit et se rapproche du centre de l'antenne, ce qui correspond à une miniaturisation et donc à un élargissement de la bande basse de fréquence.

I.3.3) Association avec éléments à perte

Dans cette section, différentes associations d'antennes spirales avec des matériaux introduisant des pertes vont être présentées. Cette technique consiste à relier aux parties conductrices de l'antenne, souvent en périphérie, des éléments de type résistif ou absorbant introduisant des pertes. L'objectif est de réduire les courants réfléchis par les extrémités responsables de dégradations dans le rayonnement de l'antenne et de fluctuations sur l'impédance d'entrée.

Dans ce premier exemple, l'auteur cherche à améliorer le rapport axial en bande basse d'une antenne spirale à fentes sur cavité air en utilisant un réseau de résistance, dont la valeur décroît progressivement, dans les 2 fentes extérieures de la spirale [33] Figure I-33. Il fait l'hypothèse que ces résistances permettent d'atténuer progressivement les courants réfléchis aux extrémités des brins. On peut remarquer sur la Figure I-33 que de l'absorbant est placé dans la cavité en périphérie d'antenne, celui-ci doit aussi contribuer à réduire le taux d'ellipticité.

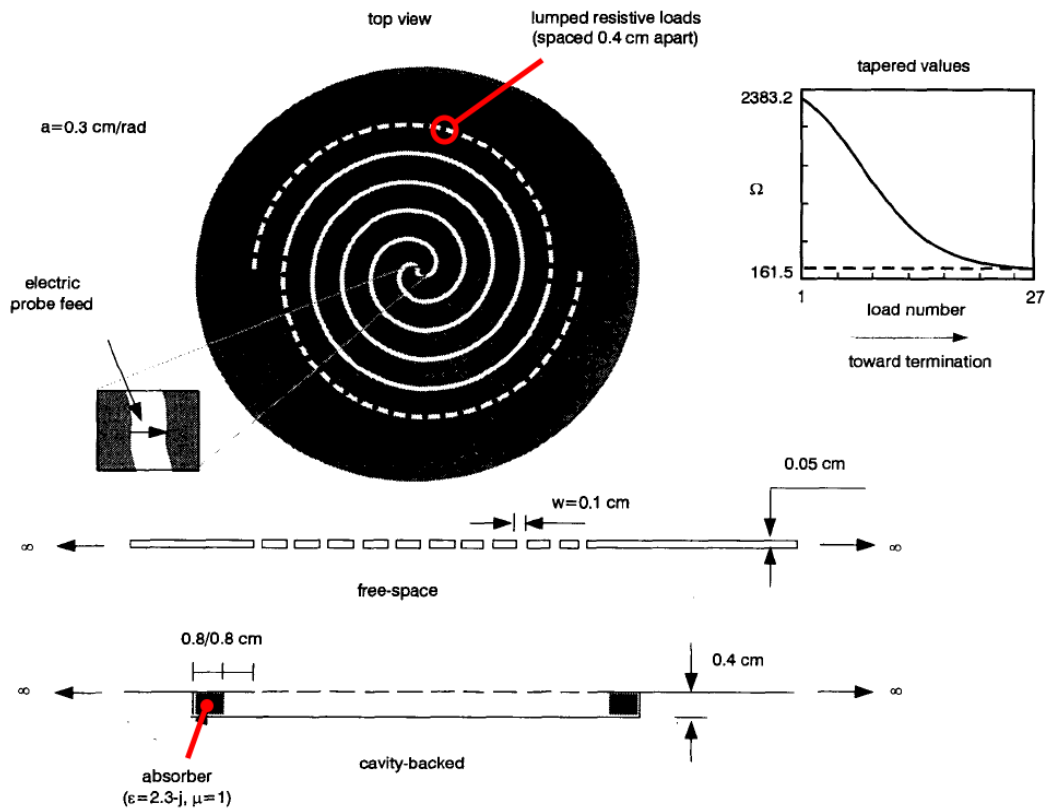


Figure I-33: géométrie de la spirale d'Archimède à fentes chargées par des résistances : en espace libre et sur cavité (diamètre extérieur spirale = 14cm, diamètre cavité = 17,2cm) [33]

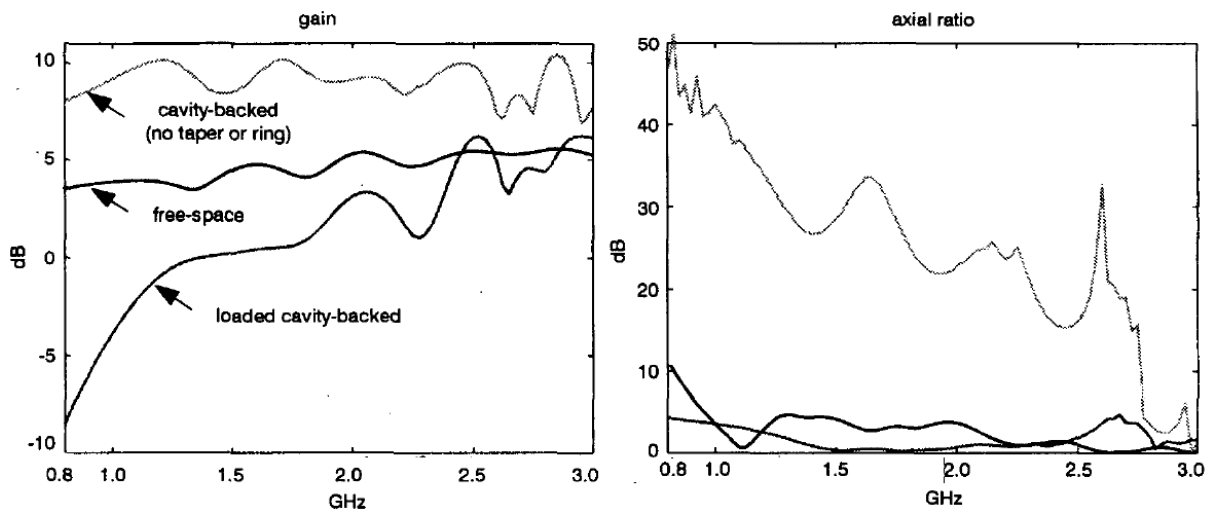


Figure I-34: Gain et rapport axial dans l'axe, pour les 3 configurations d'antennes [33]

La Figure I-34 illustre le gain et le taux d'ellipticité dans l'axe pour la spirale dans l'air, la spirale sur cavité non chargée et la spirale sur cavité chargée par des résistances. Le gain dans l'axe de la spirale non chargée est plus élevé que celui de la spirale dans l'air dans cette bande de fréquence. Et le gain de la spirale chargée est globalement inférieur aux deux autres. Néanmoins le taux d'ellipticité de cette dernière est globalement inférieur aux deux autres configurations. Donc le

réseau de résistance a bien permis de réduire les courants réfléchis aux extrémités de l'antenne aux détriments des pertes sur le gain de l'antenne.

Dans ce second exemple, l'auteur place de manière périodique des résistances de valeur fixe sur les 2 brins d'une spirale gravé sur un substrat de type FR-4 de 2 mm d'épaisseur [34] (Figure I-35), dans l'objectif de réduire le rapport axial de celle-ci.

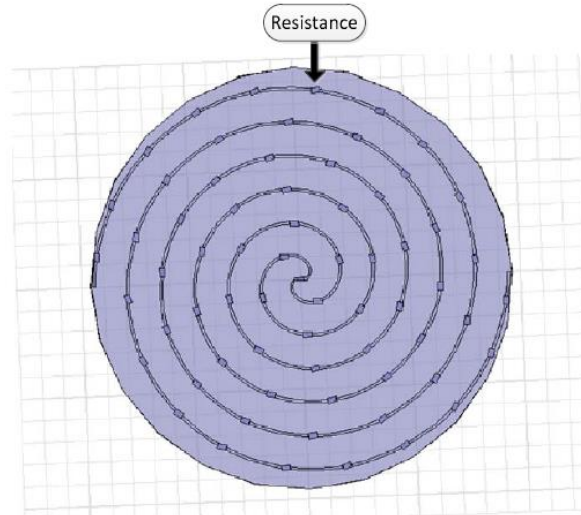


Figure I-35: Structure de la spirale chargée par résistances [34]

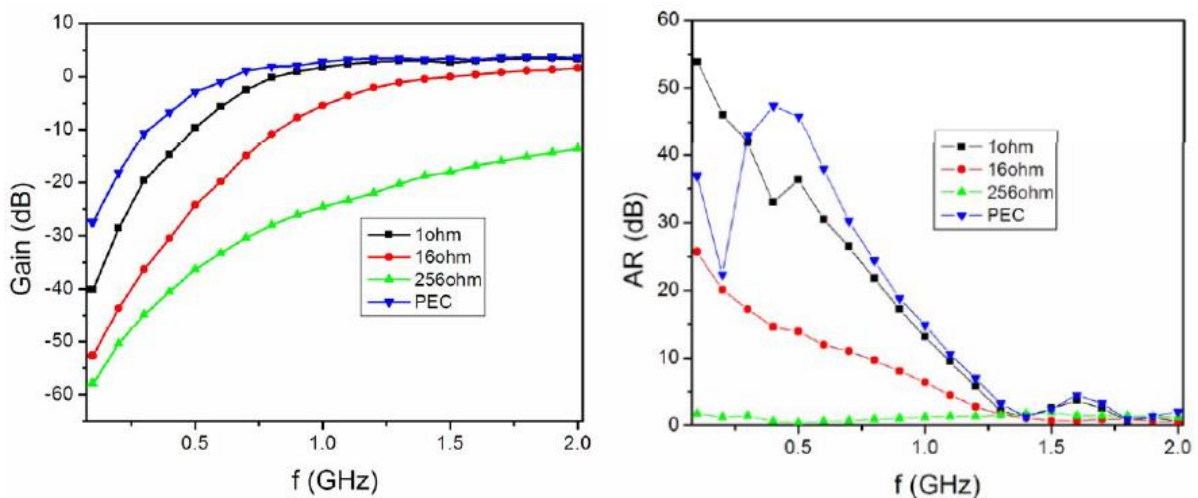


Figure I-36: Gain et rapport axial dans l'axe de la spirale chargée par différentes résistances

La Figure I-36 présente le gain et le taux d'ellipticité dans l'axe de la spirale chargée par différentes valeurs de résistances. Plus la valeur des résistances augmente et plus le taux d'ellipticité est amélioré grâce à l'atténuation des courants réfléchis à l'extrémité des brins. Mais l'atténuation des courants amène également le gain dans l'axe à diminuer proportionnellement à l'augmentation de la valeur de résistance.

Dans ce dernier exemple, toujours dans le même objectif de réduction du rapport axial, l'auteur charge son antenne spirale carrée avec deux résistances R_E et R_O à chaque extrémité extérieure de la spirale [35] (Figure I-37). La résistance R_O est placée entre les brins à l'extrémité extérieure de la

spirale et la résistance RE relie la spirale et la cavité. Il fait l'hypothèse qu'aux extrémités, il existe deux modes parasites de rayonnement à supprimer : un entre les brins de la spirale et un second entre les brins de la spirale et la masse (ici la cavité).

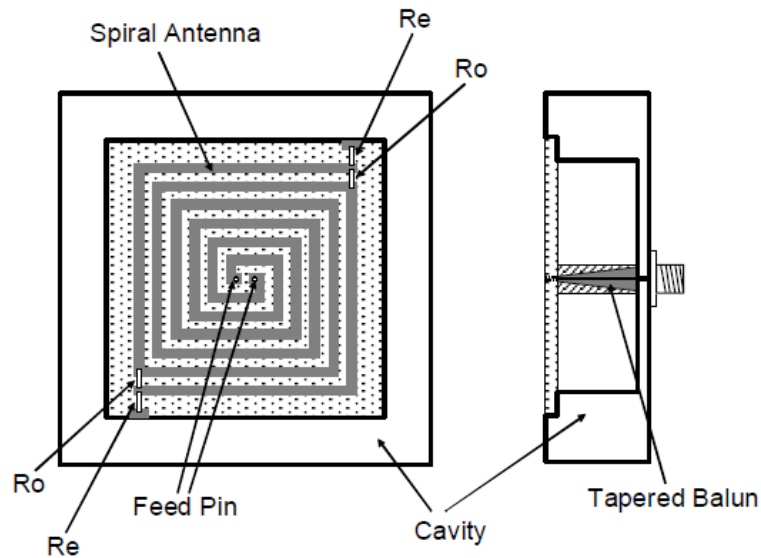


Figure I-37: Spirale carrée chargée par 2 résistances sur cavité [35]

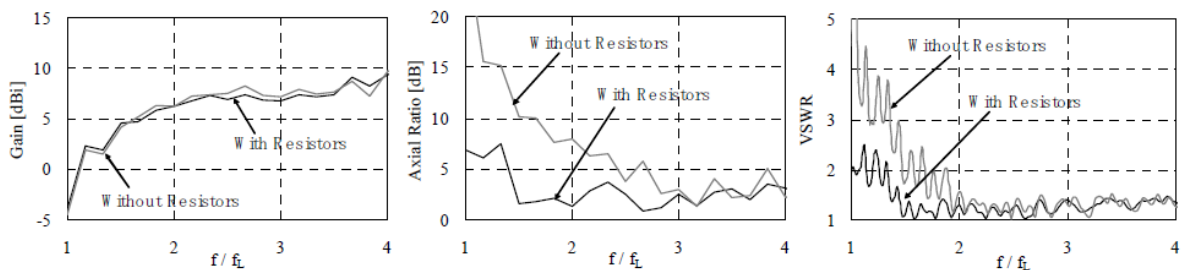


Figure I-38: Gain dans l'axe, rapport axial dans l'axe et adaptation de l'antenne avec et sans résistances [35]

La Figure I-38 montre le gain dans l'axe, le taux d'ellipticité dans l'axe et le taux d'onde stationnaire de la spirale chargée et non chargée par les résistances. On constate que le taux d'ellipticité et le coefficient de réflexion de l'antenne ont été améliorés avec la configuration spirale chargée, sans détériorer le gain.

Les différentes topologies de résistances ont globalement le même effet sur les performances, c'est-à-dire une diminution du rapport axial du champ électrique rayonné au prix d'une diminution du gain de la spirale. Cependant, un nombre de résistances réduit et placé en périphérie semble être suffisant pour améliorer significativement la qualité de polarisation de l'antenne sans détériorer le gain. Le même constat a été fait dans l'étude de Kramer [30] présentée dans le sous-chapitre précédent.

I.3.4) Association avec éléments métalliques résonnants

Dans cette section, quelques exemples d'associations d'éléments métalliques résonnants avec une antenne spirale vont être présentés. Cette technique consiste à placer un élément métallique dans l'environnement proche de l'antenne ayant pour objectif d'introduire une résonance à une fréquence donnée de manière à améliorer les performances.

Dans ce premier exemple, l'auteur associe un anneau métallique placé à l'extérieur de l'antenne spirale [36] (Figure I-39 (a)). Son objectif est d'élargir la bande basse de fréquence de la spirale. Il fait l'hypothèse que l'espace entre l'anneau et la spirale introduit une capacité permettant à l'anneau de résonner à une fréquence inférieure à celle de la spirale sans anneau à diamètre équivalent (Figure I-39(b)).

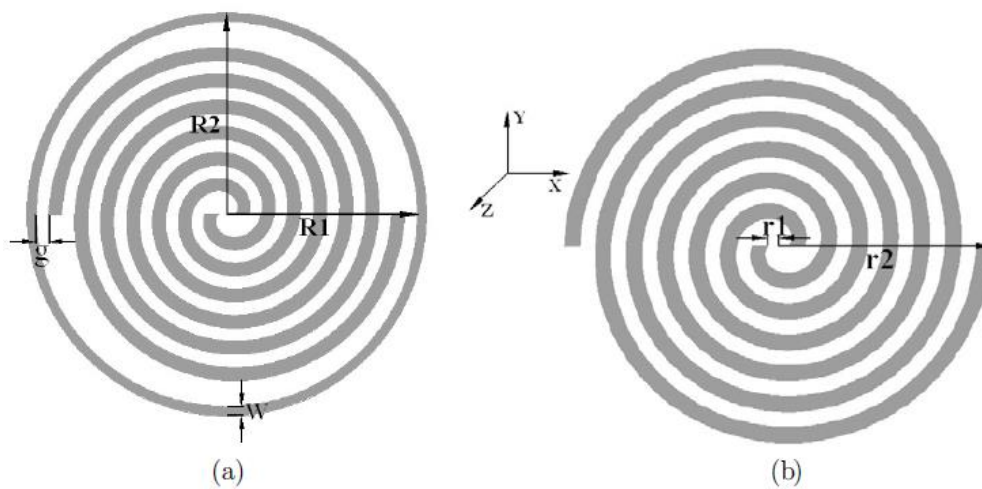


Figure I-39: Géométrie de la spirale d'Archimède avec anneau (a) et spirale d'Archimède classique (b) [36]

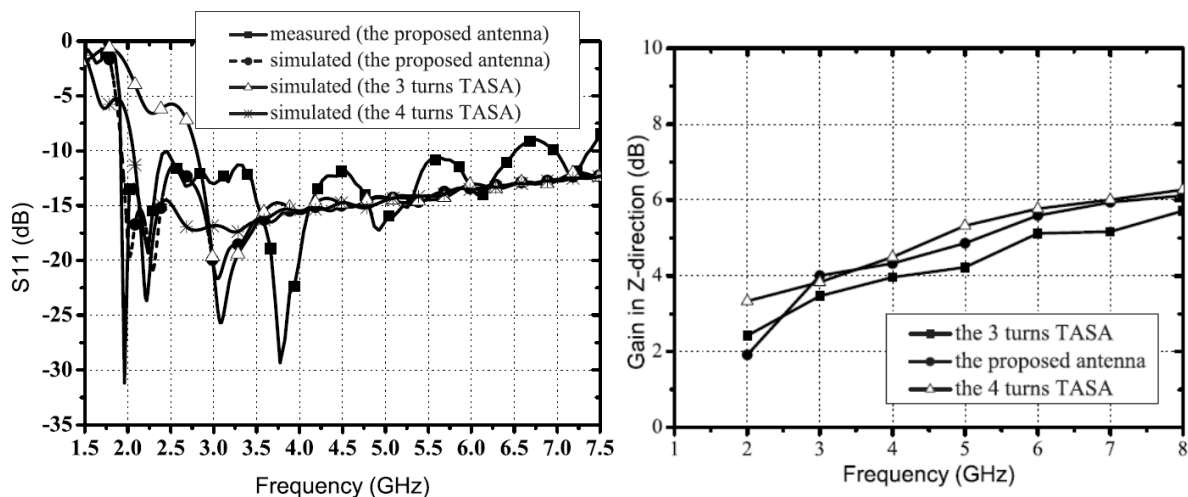


Figure I-40: Adaptation et gain dans l'axe de la spirale à anneau et de spirales classiques avec différentes valeurs de tours [36]

La Figure I-40 illustre le coefficient de réflexion et le gain dans l'axe en fonction de la fréquence pour trois configurations, la spirale avec anneau et deux spirales classiques (TASA) avec deux valeurs

différentes du nombre de tours. La bande basse de fréquence du coefficient de réflexion est élargie avec la configuration avec anneau, alors que le gain est légèrement impacté mis à part à 2GHz où un écart de 1,5dBic est observé.

D'autres auteurs ont cherché à améliorer cette technique en introduisant des méandres sur l'anneau [37] [38], dans l'objectif de diminuer la fréquence de résonance de celui-ci et d'élargir encore plus la bande basse (Figure I-41).

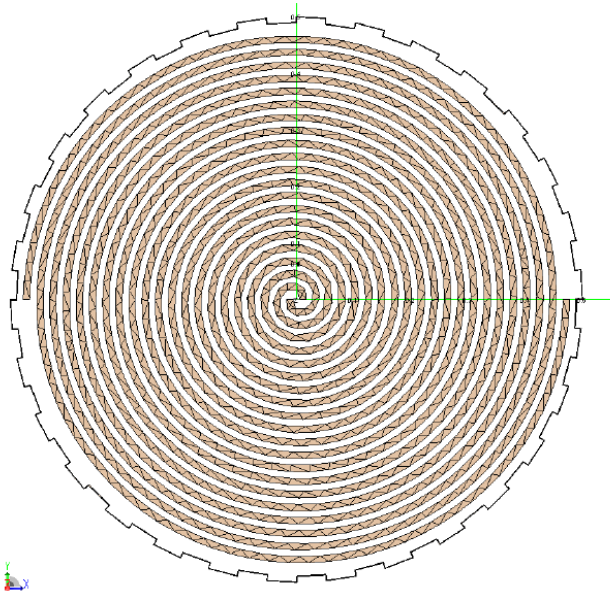


Figure I-41: Spirale d'Archimède avec anneau à méandre en périphérie [37]

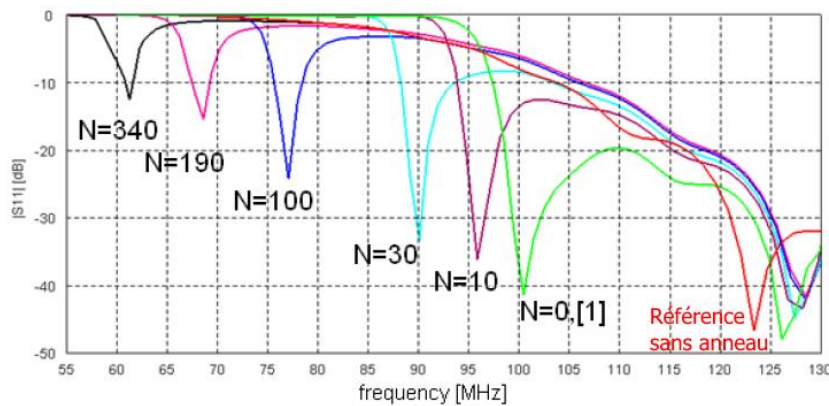


Figure I-42: Adaptation d'antennes spirales d'Archimède associées à des anneaux avec différents nombre de créneau N [37]

La Figure I-42 montre le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de spirales à anneaux présentant différentes valeurs de créneau N. Le nombre de créneau N est proportionnellement croissant à la fréquence d'oscillation des méandres de l'anneau. On observe une résonance sur le coefficient de réflexion qui se décale dans les basses fréquences avec le nombre de créneau du méandre. Cela confirme que l'anneau peut résonner à une fréquence plus basse en allongeant le parcours des courants et permettre d'adapter la spirale. Cependant l'anneau résonne dans une bande étroite et ne permet pas d'avoir une bonne adaptation (-10dB) dans la totalité de la bande basse de fréquence.

L'auteur remédie à ce phénomène en empilant plusieurs anneaux sur eux-mêmes comme illustré sur la Figure I-43 Avec cette addition, il peut avoir un coefficient de réflexion inférieur à -10dB dans l'ensemble de la bande basse.

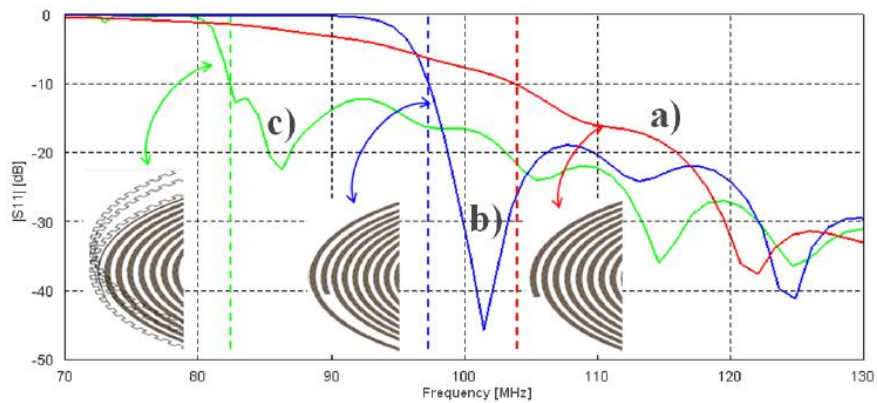


Figure I-43: Adaptation d'une antenne spirale d'Archimède associées à des anneaux empilés [37]

Dans ce second exemple, l'auteur place un anneau au-dessus d'une spirale d'Archimède sur plan réflecteur dans l'objectif d'améliorer son rayonnement dans la bande passante de fréquence [39] (Figure I-44). Il fait l'hypothèse que cet anneau parasite va permettre d'orienter le rayonnement (à la manière d'une antenne Yagi) et d'annuler le zéro de rayonnement induit par le plan réflecteur en redirigeant le rayonnement dans l'axe.

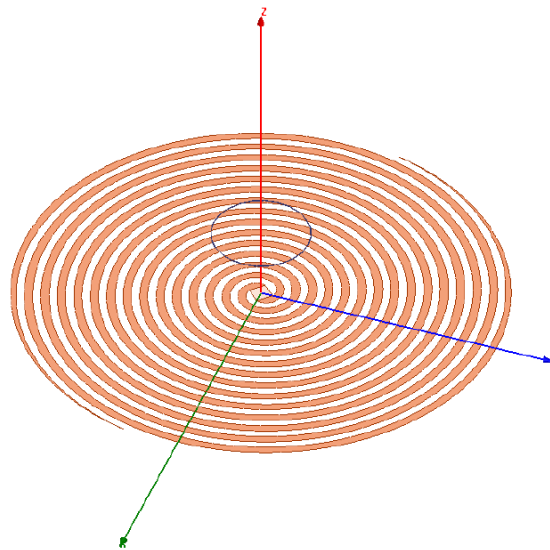


Figure I-44: Spirale d'Archimède avec plan réflecteur (non montré) avec anneau parasite

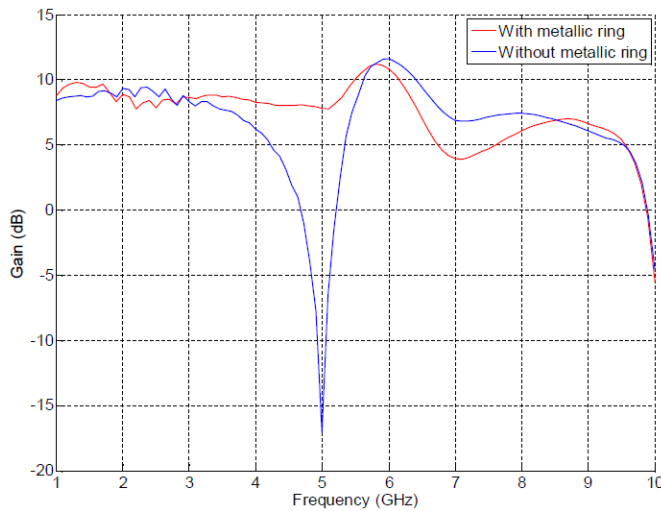


Figure I-45: Gain IEE dans l'axe d'une spirale sur plan réflecteur avec et sans anneau parasite [39]

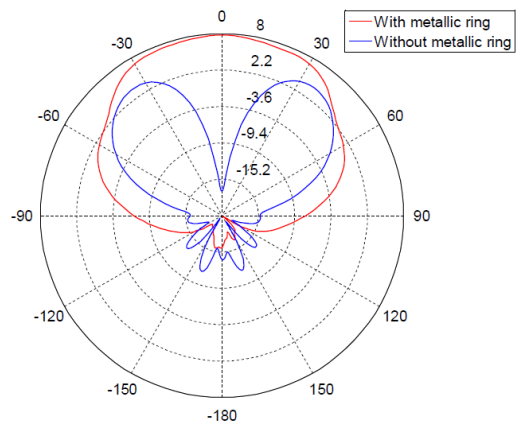


Figure I-46: Diagramme de rayonnement en gain IEE à 5GHz [39]

Les Figures I-45 et I-46 illustrent, le gain IEE dans l'axe en fonction de la fréquence et le diagramme de rayonnement de la spirale sur plan réflecteur avec et sans l'anneau métallique. La spirale sur plan réflecteur a une chute de son gain dans l'axe dans la bande passante (courbe bleue). Ceci correspond en fait à un dépointage du rayonnement dans l'axe en 2 lobes distincts. L'association avec cet anneau parasite permet de reformer le lobe principal et de restaurer le gain dans l'axe.

I.3.5) Bilan

Au cours de ce sous-chapitre, 4 types de techniques permettant d'améliorer les performances radioélectriques d'une spirale dans sa bande de fréquence ou d'élargir sa bande basse de fréquence ont été présentés. Dans un premier temps, des modifications liées à la géométrie de la spirale ont été analysées. Celles-ci semblent améliorer, de manière relativement faible vis-à-vis du cahier des charges, le coefficient de réflexion et le rapport axial sans dégrader ou améliorer significativement le gain de l'antenne. Dans un second temps, nous avons analysé des associations de matériaux diélectriques avec l'antenne spirale ce qui nous a permis de constater un élargissement de la bande basse de fréquence proportionnelle à l'augmentation de la permittivité. Cependant, une dégradation du gain elle aussi proportionnelle à l'augmentation de la permittivité apparaissait dans la bande supérieure de fréquence. Ensuite, différentes associations de spirales avec des matériaux à perte ont été présentées. Nous avons constaté que celles-ci permettaient de réduire fortement le taux d'ellipticité dans la bande basse de fréquence avec néanmoins, dans certain cas, une efficacité fortement réduite. Pour finir, différentes techniques associant la spirale avec un anneau métallique ont été analysées. L'anneau résonnant améliore le coefficient de réflexion et le rapport axial sans dégrader le rayonnement de l'antenne. Bien qu'on puisse introduire une résonance plus bas en fréquence en modulant l'anneau, celui-ci introduit une coupure de type filtre basse bande sur les performances de l'antenne, c'est-à-dire que, passé la résonance, les performances se dégradent très

rapidement dans le bas de la bande de fréquence (S11 remontant rapidement à 0dB Figure I-43, courbe bleue).

En mettant en perspective ces résultats, la technique présentant le potentiel d'élargissement de la bande basse de fréquence le plus important serait l'association avec matériaux diélectriques. Dans la suite de la thèse, on se concentrera sur l'étude et l'amélioration des performances des antennes spirales associées aux matériaux diélectriques, étant donné que ce sont les performances dans la bande basse de fréquences que l'on cherche à améliorer en priorité dans notre projet.

I.4) Comparaison des simulateurs HFSS et CST

L'objectif de ce sous-chapitre est de comparer lequel des simulateurs électromagnétiques HFSS et CST MWS donne les performances les plus pertinentes dans la simulation d'antenne spirale. Les performances d'une antenne spirale d'Archimède en espace libre vont être analysées. (Une analyse plus approfondie du comportement de la spirale est faite au chapitre II-2)

I.4.1) Setup de la simulation d'une spirale d'Archimède

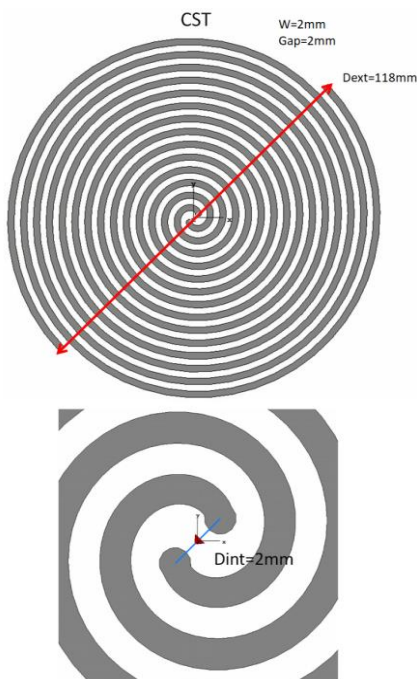


Figure I-47: Setup de simulation de la spirale sous CST avec vue rapprochée sur le centre (solveur temporel)

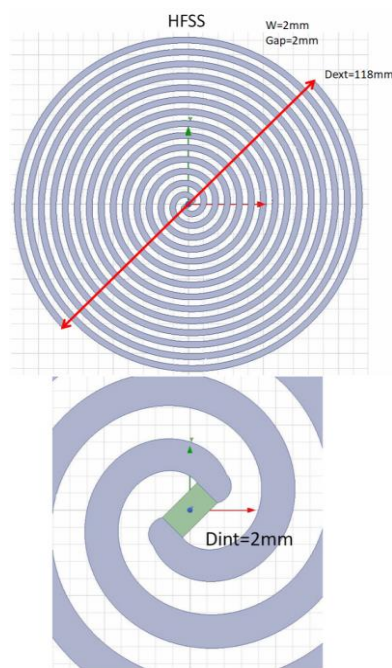


Figure I-48: Setup de simulation de la spirale sous HFSS avec vue rapprochée sur le centre (solveur fréquentiel)

Les Figures I-47 et I-48 illustrent les modèles utilisés pour la simulation de la spirale d'Archimède dans CST et HFSS. Les deux sont identiques avec une largeur de brin w et un espace entre brins égal à 2mm, excepté au centre de l'antenne au niveau de l'alimentation. Les solveurs utilisés au moment de la comparaison étaient ceux disponibles, c'est-à-dire respectivement pour CST le solveur temporel et pour HFSS le solveur fréquentiel. Cela implique une différence dans la manière d'exciter l'antenne. Dans CST, un port discret est utilisé pour alimenter l'antenne, il peut être décrit comme un fil de

circonférence infinitésimal produisant une source de courant (vue rapprochée sur le centre en Figure I-47). Dans HFSS, un autre type de port discret est utilisé. Le port est rectangulaire et sans épaisseur. Un champ électrique uniforme est appliqué à l'intérieur (vue rapprochée sur le centre en Figure I-48). Dans les deux cas, l'impédance d'entrée du port est fixée à 188,5 Ohm.

I.4.2) Résultats des simulations

Dans cette section, certaines performances de l'antenne spirale obtenues avec les deux simulateurs vont être présentées et comparées entre elles.

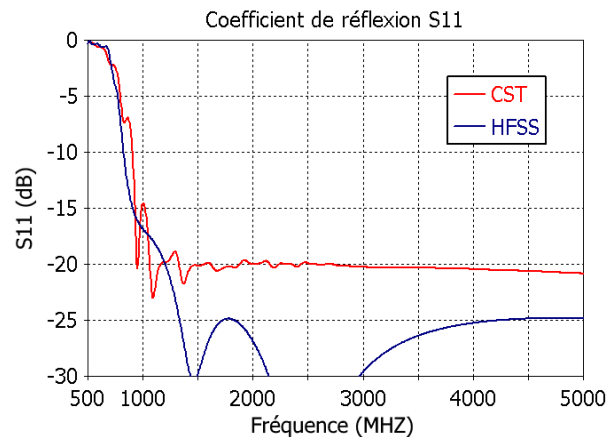


Figure I-49: Coefficient de réflexion d'une spirale sous CST et HFSS

La Figure I-49 représente le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de l'antenne spirale obtenu en simulation dans CST et HFSS. Le coefficient de réflexion dans la simulation CST est supérieur à celui d'HFSS dans la bande supérieure de fréquence à partir de 1,25GHz, ce qui est probablement lié aux différentes manières d'exciter l'antenne.

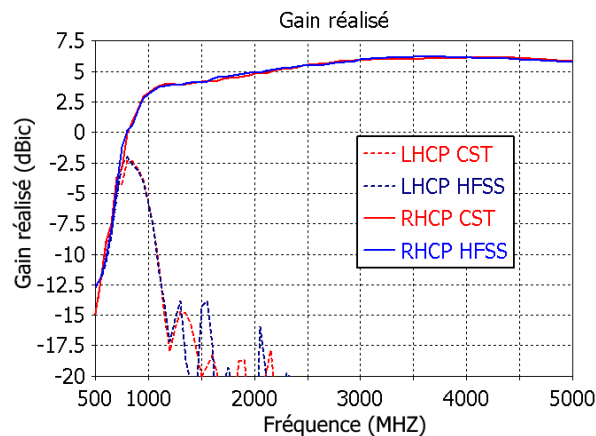


Figure I-50: Gain réalisé RHCP & LHCP dans l'axe de la spirale sous CST et HFSS

La Figure I-50 illustre le gain réalisé dans l'axe dans les polarisations circulaires droites (RHCP) et gauches (LHCP), dans CST et HFSS. Les gains réalisés sont proches dans l'ensemble de la bande de fréquence présentée, excepté à 0,5GHz, où une différence de 2,5 dBic est observée.

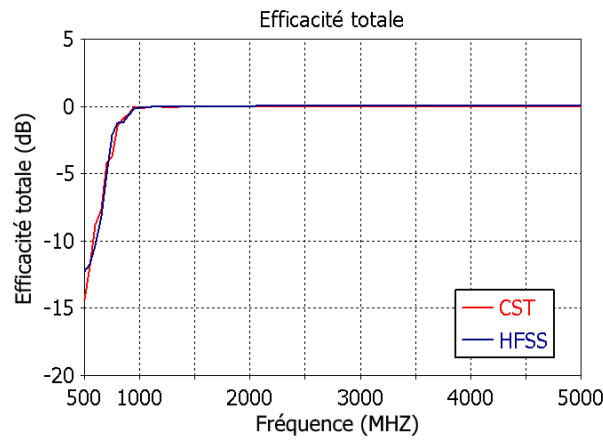


Figure I-51: Efficacité totale spirale sous CS et HFSS

La Figure I-51 montre l'efficacité totale en fonction de la fréquence des spirales simulées avec CST et HFSS. Les efficacités sont proches dans l'ensemble de la bande de fréquence présentée, excepté à 0,5GHz, où une différence de 2,5 dBic est observée comme pour le gain réalisé, étant donné que ces deux paramètres sont directement liés.

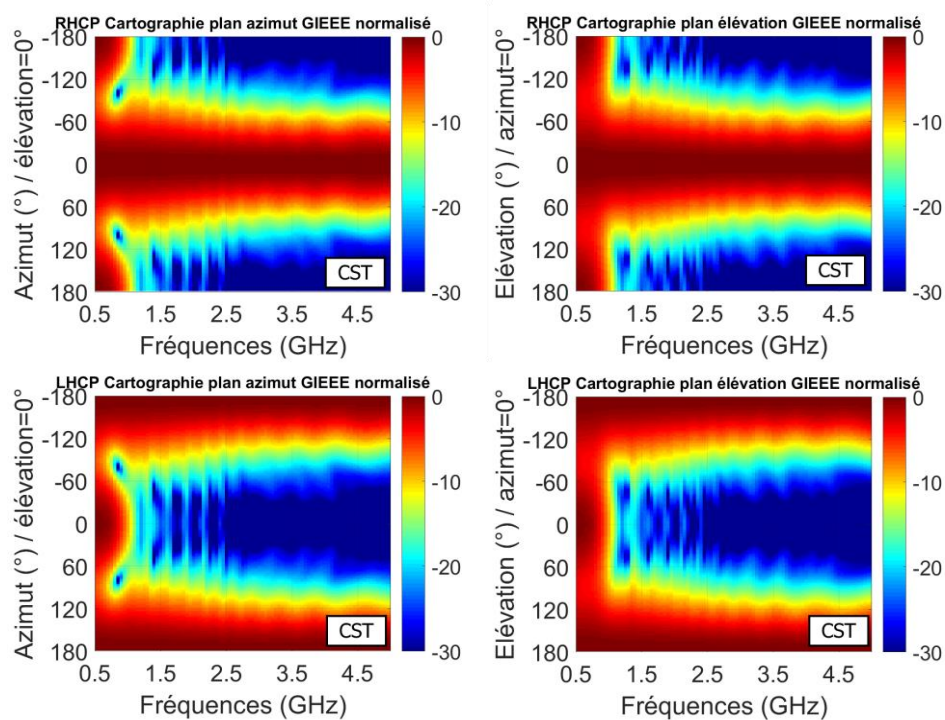


Figure I-52: Cartographies normalisées en gisement et en site de la spirale sous CST

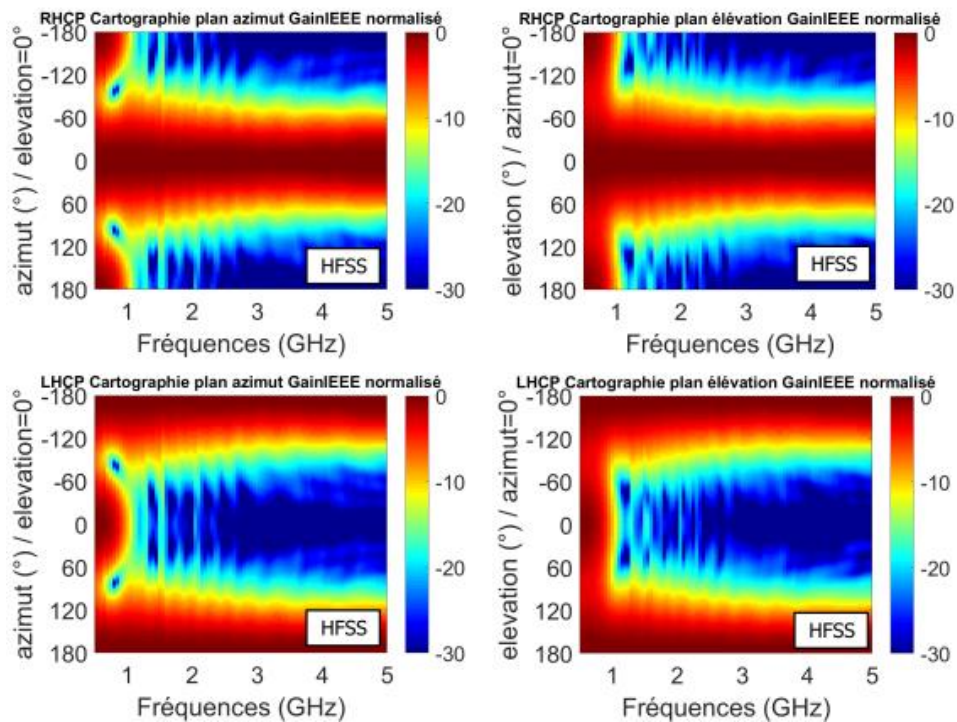


Figure I-53: Cartographie normalisée en gisement et en site de la spirale sous HFSS

Les Figures I-52 et I-53 représentent les cartographies normalisées du diagramme de rayonnement en fonction de la fréquence en azimuth et élévation de l'antenne spirale sous HFSS et CST. Dans les deux simulateurs, le diagramme de rayonnement de l'antenne à un angle d'ouverture variant peu avec la fréquence après $F=1\text{GHz}$ tandis qu'avant 1GHz , une partie du diagramme est orientée à l'arrière de l'antenne.

Pour résumer, les performances radioélectriques critiques du cahier des charges à savoir, le gain réalisé et le diagramme de rayonnement simulés de notre antenne, sont proches dans l'ensemble de la bande de fréquence entre CST et HFSS. Pour pouvoir choisir d'utiliser l'un ou l'autre de ces simulateurs, on peut intégrer le temps de simulation qui a été nécessaire pour calculer ces résultats. Pour CST, il s'élève à 17 minutes alors que pour HFSS il est de 9 heures et 23 minutes, ce qui peut s'expliquer par le fait que les techniques de résolution temporel soient bien adaptées à la simulation de large bande de fréquence [40]. En conséquence on choisira d'utiliser CST dans la suite de la thèse.

I.5) Conclusion

L'objectif de ce chapitre était d'orienter nos choix technologiques d'antenne large bande et de technique d'élargissement de bande de fréquence dans l'état de l'art, en se basant sur notre cahier des charges décrit dans l'introduction de ce chapitre. Pour cela, une analyse des principales familles d'antennes large bande de fréquence a été faite : la famille des dipôles large bande, des antennes à ouvertures progressives et des antennes quasi-indépendantes de la fréquence. Après la présentation de leurs performances globales, le choix d'utiliser une antenne quasi-indépendante de la fréquence et plus particulièrement une antenne spirale a été conclu. Ensuite, un état de l'art de différentes techniques permettant d'améliorer et/ou d'élargir la bande de fréquence d'une antenne spirale d'Archimède a été fait. De cette étude, nous avons choisi la technique d'association de matériau diélectrique avec une antenne spirale. Cette méthode d'élargissement de la bande basse de fréquence nous a paru intéressante à perfectionner.

Au terme de ce chapitre, une comparaison des simulateurs HFSS et CST a montré que les performances radioélectriques critiques du cahier des charges, à savoir, le gain réalisé et le diagramme de rayonnement simulés de l'antenne, sont proches dans l'ensemble de la bande de fréquence entre les deux simulateurs, cependant le temps de simulation nécessaire est moins important avec CST ce qui le rend plus intéressant pour le type de simulations qui sont amenées à être faites.

Le prochain chapitre portera sur l'élargissement de la bande basse de fréquence d'une spirale d'Archimède à l'aide de matériaux diélectriques dans différentes configurations d'épaisseur, de permittivité et d'agencement, dans le but d'analyser les répercussions sur l'élargissement de la bande basse de fréquence et les dégradations sur les performances en bande haute.

I.6) Bibliographie du chapitre I

- [1] Schreider, L., X. Begaud, M. Soiron, B. Perpère, et C. Renard. « Broadband Archimedean spiral antenna above a loaded electromagnetic band gap substrate ». *Antennas Propagation IET Microwaves* 1, no 1 (février 2007): 212-16. <https://doi.org/10.1049/iet-map>.
- [2] Grelier, Michael, Fabrice Linot, Anne Lepage, Xavier Begaud, Jean Marc Le Mener, et Michel Soiron. « Analytical methods for AMC and EBG characterisations », 2010..
- [3] Grelier, M., M. Jousset, S. Mallégo, A. C. Lepage, X. Begaud, et J. M. LeMener. « Wideband QAMC Reflector's Antenna for Low Profile Applications ». *Applied Physics A* 103, no 3 (1 juin 2011): 809-13. <https://doi.org/10.1007/s00339-011-6256-9>..
- [4] Djoma, Christopher, Michel Jousset, Anne Lepage, Stéphane Mallegol, Christian Renard, et Xavier Begaud. « Maximal Bandwidth of an Archimedean Spiral Antenna Above a Reflector ». *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 13 (31 janvier 2014)..
- [5] Schantz, Hans Gregory. "A brief history of UWB antennas." *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine* 19.4 (2004): 22-26.
- [6] Sandler, S.S., et Ronald W P King. « Compact conical antennas for wide-band coverage ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 42, no 3 (mars 1994): 436-39. doi:10.1109/8.280735.
- [7] Tran, D., V. Paraforou, et A. Yarovoy. « A novel 1-decade super wideband UHF antenna for GPR and impulse radio applications ». In *2014 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 3073-77, 2014. doi:10.1109/EuCAP.2014.6902476.
- [8] Volakis, John. « *Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition* ». McGraw-Hill Companies, Incorporated, 2007.
- [9] Agrawal, N.P., G. Kumar, et K.P. Ray. « Wide-band planar monopole antennas ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 46, no 2 (février 1998): 294-95. <https://doi.org/10.1109/8.660976>..
- [10] George H. Brown et O. M. Woodward, Jr. « Experimentally determined radiation characteristics of conical and triangular antennas ». In *RCA review*, Research Department, RCA Laboratories Division, Princeton N. J., 1952.
- [11]] Allen, B. et al., *Ultra-wideband antennas and propagation for communication, radar and imaging*, John Wiley & Sons Ltd. West Sussex, England, 2007, pp,175, 177, 181, and 182.
- [12] Rodriguez, Vincente (2010). "A brief history of horns". In *Compliance Magazine*. Same Page

Publishing. Retrieved 2010-11-12.

- [13] Southworth, G. C., et A. P. King. « Metal Horns as Directive Receivers of Ultra-Short Waves ». Proceedings of the IRE 27, no 2 (février 1939): 95 102. doi:10.1109/JRPROC.1939.229011.
- [14] Kerr, J. « Short axial length broad-band horns ». IEEE Transactions on Antennas and Propagation 21, no 5 (septembre 1973): 710 14. doi:10.1109/TAP.1973.1140561.
- [15] Lai, A.K.Y., A.L. Sinopoli, et W.D. Burnside. « A novel antenna for ultra-wide-band applications ». IEEE Transactions on Antennas and Propagation 40, no 7 (juillet 1992): 755 60. doi:10.1109/8.155739.
- [16] Gibson, P. J. « The Vivaldi Aerial ». In Microwave Conference, 1979. 9th European, 101 5, 1979. doi:10.1109/EUMA.1979.332681.
- [17] Soroka, S. « A physically compact quad ridge horn design ». In 1986 Antennas and Propagation Society International Symposium, 24:903 6, 1986. doi:10.1109/APS.1986.1149588.
- [18] Rumsey, V. « Frequency independent antennas ». In IRE International Convention Record, 5:114 18, 1957. doi:10.1109/IRECON.1957.1150565.
- [19] Kaiser, J. « The Archimedean two-wire spiral antenna ». IRE Transactions on Antennas and Propagation 8, no 3 (mai 1960): 312 23. doi:10.1109/TAP.1960.1144840.
- [20] Wang, J. J. H., J. K. Tillery, et M. A. Acree. « Multioctave wideband mode-0 operation of spiral-mode microstrip antennas ». In IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997. Digest, 3:1860 63 vol.3, 1997. doi:10.1109/APS.1997.631629.
- [21] Bawer, R., et J. Wolfe. « The spiral antenna ». In 1958 IRE International Convention Record, 8:84 95, 1960. doi:10.1109/IRECON.1960.1150893.
- [22] Dyson, J. « The equiangular spiral antenna ». IRE Transactions on Antennas and Propagation 7, no 2 (avril 1959): 181 87. doi:10.1109/TAP.1959.1144653.
- [23] DuHamel, Raymond H. Dual polarized sinuous antennas. US4658262 A, filed 19 février 1985, et issued 14 avril 1987. <http://www.google.fr/patents/US4658262>.
- [24] DuHamel, R., et F. Ore. « Logarithmically periodic antenna designs ». In 1958 IRE International Convention Record, 6:139 51, 1958. doi:10.1109/IRECON.1958.1150707.
- [25] Yeh, Yu, et K. Mei. « Theory of conical equiangular-spiral antennas—Part I—Numerical technique ». IEEE Transactions on Antennas and Propagation 15, no 5 (septembre 1967): 634 39. doi:10.1109/TAP.1967.1139029.
- [26] Morimoto, T., et S. Kawasaki. « A novel laminated printed spiral antenna for higher gain ». In Microwave Conference, 2001. APMC 2001. 2001 Asia-Pacific, 2:476 79 vol.2, 2001.

doi:10.1109/APMC.2001.985416.

- [27] Rahman, N., et M.N. Afsar. « A Novel Modified Archimedean Polygonal Spiral Antenna ». IEEE Transactions on Antennas and Propagation 61, no 1 (janvier 2013): 54-61. doi:10.1109/TAP.2012.2220114.
- [28] Anthony Bellion, « Optimisation de la miniaturisation d'antennes spirale d'Archimède étoilées ». 18èmes Journées Nationales Microondes, Paris, 15-16-17 Mai 2013.
- [29] Nakano, H. « A meander spiral antenna ». In IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004, 3:2243-2246 Vol.3, 2004. doi:10.1109/APS.2004.1331816.
- [30] Kramer, B.A., Ming Lee, Chi-Chih Chen, et J.L. Volakis. « Design and performance of an ultrawide-band ceramic-loaded slot spiral ». IEEE Transactions on Antennas and Propagation 53, no 7 (juillet 2005): 2193-2199. doi:10.1109/TAP.2005.850715.
- [31] Filipovic, D.S., M. Nurnberger, et J.L. Volakis. « Ultra wideband slot spiral with dielectric loading: measurements and simulations ». In IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2000, 3:1536-1539 vol.3, 2000. doi:10.1109/APS.2000.8745.
- [32] Abdirahman Mohamoud Shire and Fauziahanim Che Seman. « Analysis of the Active Region of Archimedean Spiral Antenna ». Aust. J. Basic & Appl. Sci., 8(21): 12-17, 2014.
- [33] Ozdemir, T., J.L. Volakis, et M.W. Nurnberger. « Analysis of thin multioctave cavity-backed slot spiral antennas ». Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings 146, no 6 (décembre 1999): 447-454. doi:10.1049/ip-map:19990429.
- [34] Zou, Meng, Jin Pan, Pengcheng Li, et Le Zuo. « Design and performance of a lumped resistively loaded spiral antenna ». In 2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 1-2, 2012. doi:10.1109/APS.2012.6349372.
- [35] Yamaguchi, S., H. Miyashita, K. Nishizawa, K. Kakizaki, et S. Makino. « Two resistors loaded ultrawideband spiral array antennas ». In 2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1957-1960, 2007. doi:10.1109/APS.2007.4395905.
- [36] Q. Liu, C.-L. Ruan, L. Peng, and W.-X. Wu, "A novel compact archimedean spiral antenna with gap-loading," Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 3, 169-177, 2008.
- [37] Ripoche, O., H. Aubert, A. Bellion, P. Potier, et P. Pouliguen. « Spiral antenna miniaturization in Very High Frequency band ». In 2012 15th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 1-5, 2012. doi:10.1109/ANTEM.2012.20.
- [38] Valteau, J., H. Aubert, O. Ripoche, A. Bellion, P. Potier, et P. Pouliguen. « Pre-fractal resonant rings for compact spiral antennas ». In 2014 16th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 1-2, 2014. doi:10.1109/.

- [39] Callec, V., E. Fourn, R. Gillard, et H. Diez. « Spiral antenna with parasitic radiating elements ». In Radar Conference (EuRAD), 2013 European, 407 10, 2013.
- [40] Boryssenko, Anatoliy O., et Daniel H. Schaubert. « Time-Domain Integral-Equation-Based Solver For Transient And Broadband Problems In Electromagnetics ». In Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 6, 239 49. Springer, Boston, MA, 2003. <https://doi.or>.
- [52] Grelier, Michael. « Wideband antenna miniaturization with artificial materials ». Theses, Télécom ParisTech, 2011. <https://pastel.archives-ouvertes.fr/pastel-00574620>. Chap III-2 p.2
Chap IV-3.

II) Élargissement de la bande basse d'une spirale d'Archimède à l'aide de matériaux diélectriques

II.1)	Introduction.....	52
II.2)	Etude d'une spirale d'Archimède auto-complémentaire en espace libre	53
II.2.1)	Directivité dans l'axe	54
II.2.2)	Rayonnement dans l'espace.....	54
II.2.3)	Impédance d'entrée	56
II.3)	Élargissement de la bande basse d'une spirale d'Archimède associée à différentes configurations de matériaux diélectriques	59
II.3.1)	Spirale en milieu homogène présentant différentes permittivités.....	59
II.3.2)	Spirale confinée entre deux substrats diélectriques de différentes permittivités.....	62
II.3.3)	Spirale sur substrats diélectriques de différentes permittivités	76
II.3.4)	Bilan entre les différentes configurations et interprétation	80
II.4)	Validation avec la mesure d'une spirale sur un substrat de type FR-4	83
II.4.1)	Simulation.....	83
II.4.2)	Conception et caractéristique de la maquette.....	86
II.4.3)	Présentation et analyse des résultats	91
II.5)	Conclusion	100
II.6)	Bibliographie du chapitre II	101

II.1) Introduction

Dans le chapitre précédent, un état de l'art des antennes large bande et des techniques permettant de miniaturiser la taille des antennes, d'élargir et d'améliorer leurs bandes de fréquence utiles, a été présenté. Compte tenu de notre cahier des charges, il a été conclu que la spirale d'Archimède présente un des meilleurs compromis. Il a également été conclu que l'utilisation de matériaux diélectriques permettait d'avoir un élargissement de bande conséquent comparé aux autres techniques. Dans ce chapitre, on associera une spirale d'Archimède avec des matériaux diélectriques dans différentes configurations d'épaisseur, de permittivité et d'agencement, dans le but d'analyser les répercussions sur l'élargissement de la bande basse et les dégradations sur les performances en bande haute. Tous les matériaux simulés seront sans perte, c'est à dire que les brins métalliques seront en conducteur électrique parfait et les permittivités des substrats seront purement réelles.

Dans un 1^{er} temps, les interactions d'une antenne spirale avec des matériaux diélectriques seront étudiées étape par étape. L'étude commencera par l'analyse d'une spirale dans un milieu homogène de différentes permittivités puis la spirale sera confinée entre 2 substrats pour aboutir à la spirale gravée sur un seul substrat. Dans un second temps, les résultats de mesures d'une antenne spirale gravée sur substrat FR-4 seront confrontés aux résultats de simulations.

II.2) Étude d'une spirale d'Archimède auto-complémentaire en espace libre

Dans ce sous-chapitre, certaines performances radioélectriques en champ lointain de la spirale d'Archimède auto-complémentaire dans l'air vont être présentées (directivité, diagramme de rayonnement et impédance en fonction de la fréquence). Elles seront considérées par la suite comme références à atteindre sur une bande passante la plus large possible. Cette antenne idéale (sans perte) est plane, avec une épaisseur de brins nulle, une largeur de brins (w) et un espacement entre brins (gap) de 2mm, un diamètre interne (d) de 2mm et un diamètre extérieur (D) de 118mm (Figure II-1). Avec ce diamètre extérieur et en tenant compte de la théorie des cercles de rayonnement vue en chapitre I, la fréquence minimale de coupure sera $F=0,8\text{GHz}$ ($F=c/\pi D$). La spirale est contenue dans le plan xoy , pour évaluer les performances en rayonnement de l'antenne le système de coordonnées polaires Ludwig 2 est utilisé (Figure II-2).

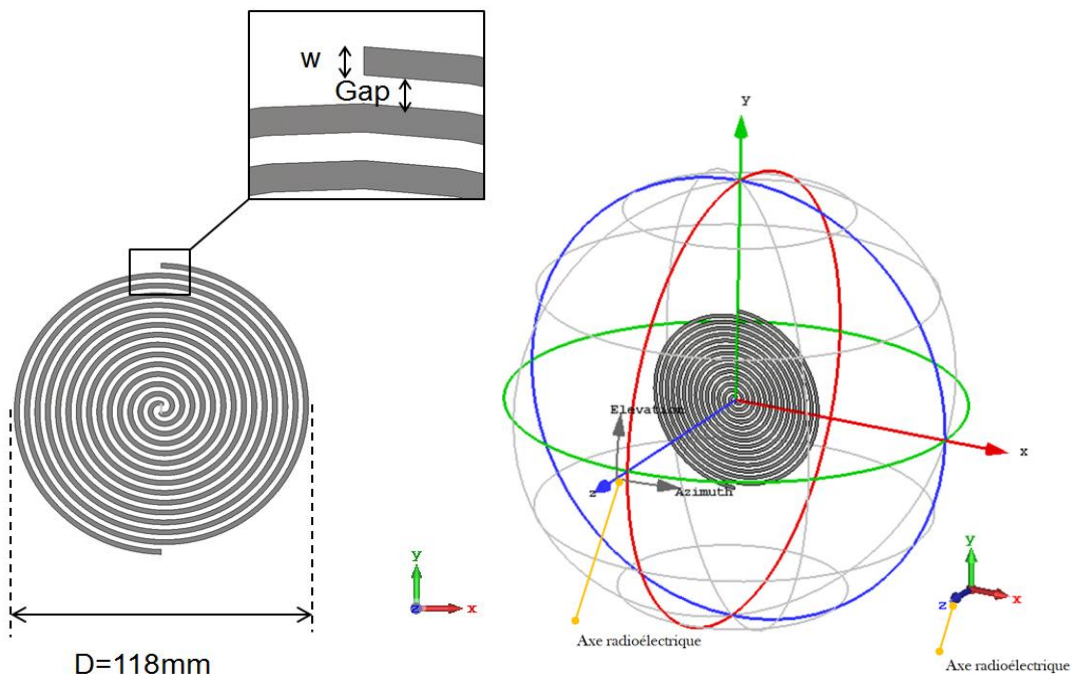


Figure II-1: Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $Gap=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$

Figure II-2: Spirale d'Archimède auto-complémentaire dans le système de coordonnées polaire Ludwig 2 azimut sur élévation

II.2.1) Directivité dans l'axe

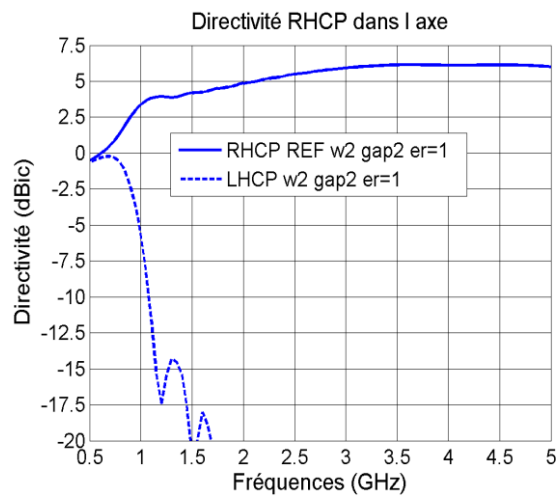


Figure II-3: Directivité dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$
Gap=2mm $D=118\text{mm}$

Étant dans le cas d'un champ électrique en polarisation circulaire, l'unité dBic définit un dB « isotrope circulaire » ce qui exprime que l'antenne isotrope prise comme référence rayonne un champ électrique circulaire. L'axe radioélectrique de la spirale, est le point dans le système de coordonnées azimut-élévation (Ludwig 2) aux coordonnées azimut=0° élévation=0° (Figure II-2).

Dans le contexte de l'étude, la bande contenant les fréquences inférieures à 0,8GHz est considérée comme la bande basse de la spirale. Sur la Figure II-3, les directivités dans l'axe radioélectrique de la spirale en polarisation circulaire droite et gauche (RHCP et LHCP) sont présentées en fonction de la fréquence. Une baisse accélérée du niveau de la directivité (RHCP) y est observée dans la bande basse, débutant à une valeur 2,5dBic à la fréquence $F=0,8\text{GHz}$, jusqu'à une valeur d'environ 0dBic à $F=0,5\text{GHz}$. La théorie des cercles rayonnants montre que le diamètre extérieur de la spirale est trop faible vis à vis du diamètre nécessaire au rayonnement de l'antenne aux plus basses fréquences ($<0,8\text{GHz}$). La zone active est mal formée, d'où une dégradation de la directivité. Le niveau de la directivité en polarisation circulaire gauche augmente pour des fréquences inférieures à 0,8 GHz. Pour les fréquences supérieures à 0,8GHz, la polarisation du champ électrique passe progressivement de linéaire à circulaire avec une bonne pureté de polarisation quand la directivité LHCP est inférieure à -20 dBic (vers 1,5 GHz)

II.2.2) Rayonnement dans l'espace

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale étudiée sont présentés sous la forme de cartographie normalisée, basés sur la directivité maximale en polarisation circulaire droite (RHCP), dans le système de coordonnées polaire Ludwig 2 à fréquence fixe. Ce système permet d'avoir une représentation plus intuitive du rayonnement de la spirale d'Archimède que le système de coordonnées θ ϕ . La Figure II-4 illustre le rayonnement à la fréquence de 0,8 GHz normalisé relativement à la directivité maximale de 1,5 dBic à la même fréquence. La directivité de la spirale est étalée dans l'espace, avec une concentration des valeurs les plus élevées dans l'axe et à l'arrière de

l'antenne. On sait également que la directivité LHCP est faible (-2,5 dBic sur la Figure II-3) ce qui illustre bien une polarisation non circulaire et donc un diagramme de rayonnement déformé.

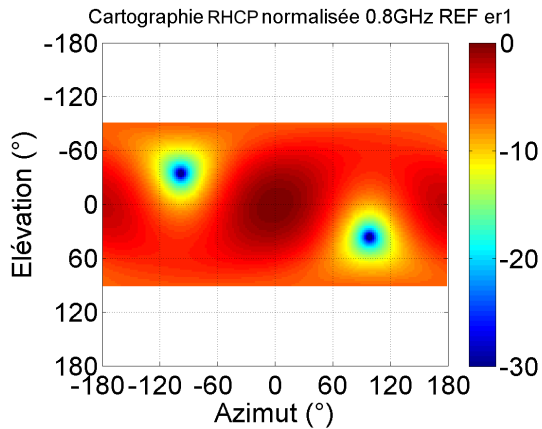


Figure II-4 : Diagramme de rayonnement normalisé, Azimut(°) VS élévation(°), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, $F=0,8\text{GHz}$

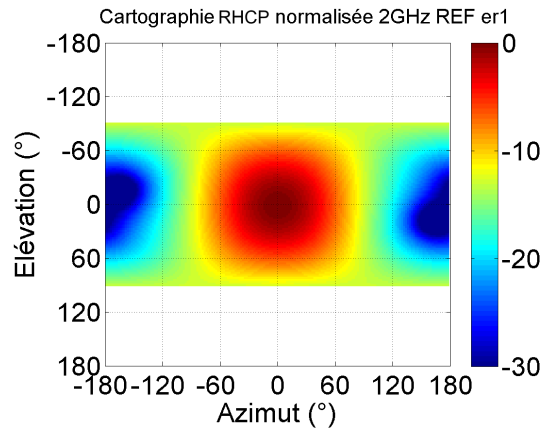


Figure II-5 : Diagramme de rayonnement normalisé, Azimut(°) VS élévation(°), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, $F=2\text{GHz}$

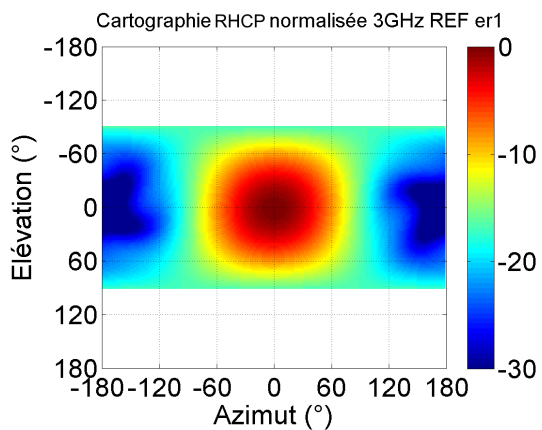


Figure II-6 : Diagramme de rayonnement normalisé, Azimut(°) VS élévation(°), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, $F=3\text{GHz}$

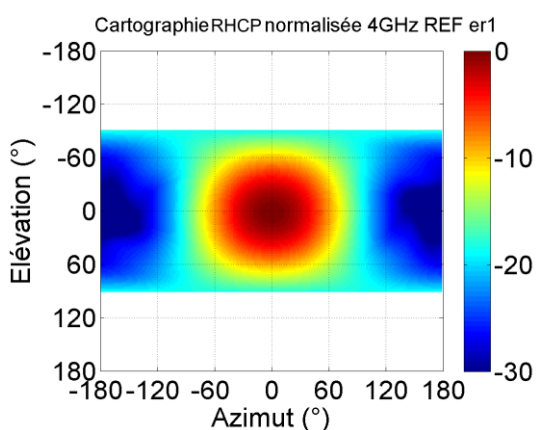


Figure II-7 : Diagramme de rayonnement normalisé, Azimut(°) VS élévation(°), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, $F=4\text{GHz}$

Aux fréquences supérieures $F=2, 3$ et 4GHz (Figure II-5 à II-7), les diagrammes de rayonnement de la spirale, respectivement normalisés à 4,9 dBic, 5,8 dBic et 6,2dBic, sont équivalents en termes de forme, d'angle d'ouverture et de position du maximum. Le diagramme de rayonnement de l'antenne forme un lobe principal dans le demi-espace avant, sans lobe secondaire dans le demi-espace arrière. Si le diagramme de rayonnement semble se répéter avec la fréquence, en réalité, ce dernier suit une rotation autour de l'axe perpendiculaire au centre de la spirale, ici l'axe z (Figure II-2).

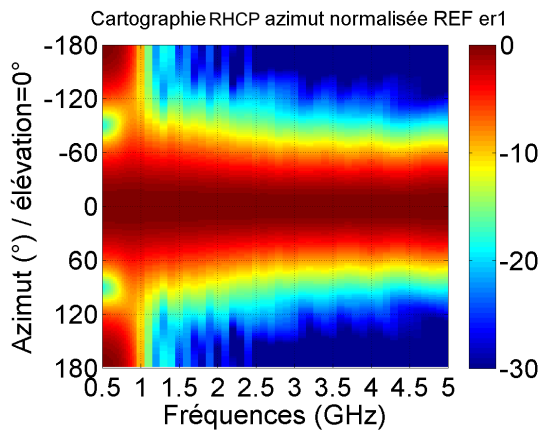


Figure II-8: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2mm$ $Gap=2mm$ $D=118mm$

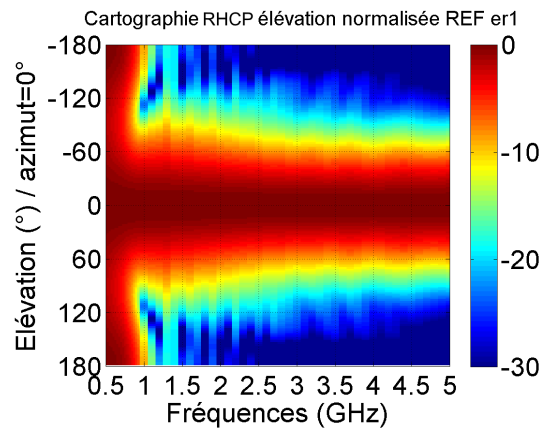


Figure II-9: Cartographie Elévation(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2mm$ $Gap=2mm$ $D=118mm$

Les Figures II-8 et II-9 représentent les cartographies normalisées du rayonnement de la spirale issues de la directivité en polarisation circulaire droite dans un plan de l'espace en fonction de la fréquence. Les plans représentés sont l'azimut lorsque l'élévation est égale à 0° et l'élévation lorsque l'azimut est égale à 0° dans le système de coordonnées Ludwig2. Cette représentation a l'avantage de donner une information sur la qualité du rayonnement sur toute la bande de fréquence.

On remarque qu'aux fréquences supérieures à $0,8GHz$, le diagramme de rayonnement dans les plans azimut et élévation est proche en termes d'angle d'ouverture (environ 120°) et de position du maximum (0°). En bande basse ($<0,8GHz$), le rayonnement RHCP n'est plus seulement orienté dans le demi-espace avant des plans azimut et élévation ($\pm 90^\circ$) mais il est aussi orienté de manière non négligeable à l'arrière de l'antenne. Ces observations sont en accord avec celles faites avec les représentations du diagramme des Figures II-4 et II-7.

On peut faire le lien entre la directivité dans l'axe et les cartographies du diagramme de rayonnement. La chute de la directivité RHCP dans l'axe et la remontée de la directivité LHCP en bande basse ($<0,8GHz$) sont corrélées aux dégradations sur le diagramme de rayonnement en polarisation RHCP. En bande haute ($>0,8GHz$), la stabilité de la directivité RHCP et la faible amplitude de la directivité LHCP sont corrélées à la stabilité du diagramme de rayonnement en polarisation RHCP.

II.2.3) Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est évaluée entre les deux extrémités du port discret excitant l'antenne. Ces deux extrémités sont situées aux terminaisons intérieures de chacun des brins de la spirale. L'impédance d'entrée théorique d'une spirale auto-complémentaire dans l'air est de $Z_{in}=188.5\Omega$, issue de l'équation (2), où Z_0 est l'impédance du vide.

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{2} \quad (2)$$

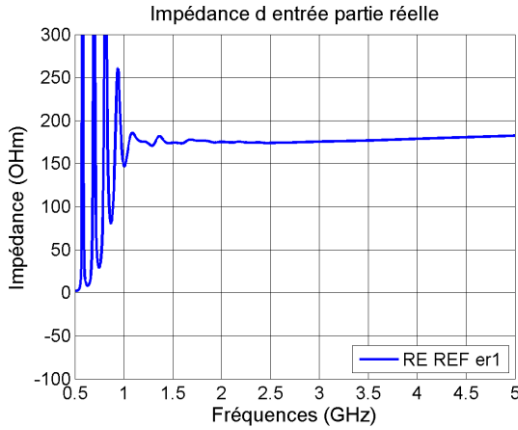


Figure II-10: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$

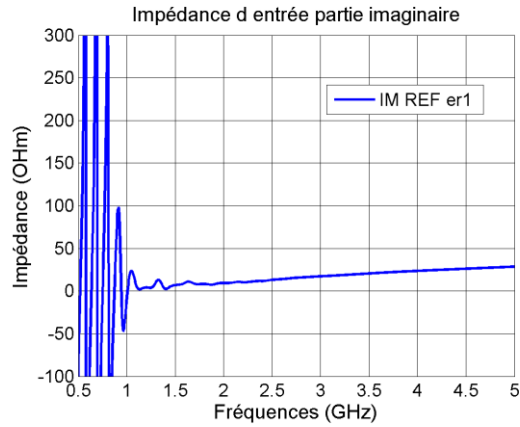


Figure II-11: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$

Les Figures II-10 et II-11 illustrent respectivement les parties réelle et imaginaire, de l'impédance d'entrée de la spirale en fonction de la fréquence. Dans la bande supérieure de fréquence ($F > 0,8\text{GHz}$), la partie réelle de l'impédance est stable en fonction de la fréquence et proche de la valeur théorique. Mais la partie imaginaire évolue lentement de 0 Ohm à ~ 30 Ohm, à cause d'un effet selfique sur la spirale [41]. Dans le bas de la bande de fréquence, les deux quantités se mettent à fortement osciller.

Dans cette étude, on a besoin de déterminer une valeur moyenne de l'impédance (partie réelle) pour la suite des travaux de manière à utiliser une valeur unique et simplifier nos interprétations. L'approximation est justifiée, étant donné que l'impédance est généralement stable dans la bande passante de fréquence. Une méthode permettant d'extraire cette donnée a été mise en place dans [41]. Cette méthode consiste dans un premier temps à déterminer une gamme de fréquences dans laquelle l'impédance sera considérée comme stable. Pour ce faire, l'auteur commence par choisir une valeur d'écart type (équation (3)) qu'il souhaite avoir sur ces données de partie réelle d'impédance. Cette valeur d'écart type permet de déterminer la bande supérieure de fréquence où les valeurs auront la dispersion de données fixée par σ_x . Dans un second temps, la moyenne de la partie réelle de l'impédance (équation (4)) est calculée dans l'intervalle de fréquence ainsi déterminé.

$$\sigma_x = \sqrt{E[X^2] - E[X]^2} \quad (3)$$

$$Z_{11R_E moy} = \frac{1}{nbF} \sum_{i=1}^{nbF} Z_{11R_E} \quad (4)$$

Où σ_x est l'écart type de l'ensemble de donnée X , et $E[]$ est l'opérateur calculant la moyenne. L'écart type est une mesure de la dispersion de données. $Z_{11 RE moy}$ est la moyenne de la partie réelle de l'impédance dans l'intervalle $[F_{min} F_{max}]$, nbF le nombre de points de fréquences dans l'intervalle et $Z_{11 RE}$ la valeur de la partie réelle à chaque point de fréquences.

Pour l'analyse, on prend un écart type à 20Ω et on calcule de façon itérative l'écart type que présente l'ensemble de donnée Z_{11} dans la bande de fréquence $[F_{min} F_{max}]$, en faisant varier F_{min} . F_{max} est fixe et est égale à 5GHz , F_{min} est variable et débute à $0,5\text{GHz}$. F_{min} sera déterminée quand l'écart type sera inférieur ou égal à 20 Ohms . Dans le cas de notre spirale auto-complémentaire, F_{min} est $0,82\text{GHz}$. Cette valeur est cohérente avec la fréquence de coupure théorique de notre antenne.

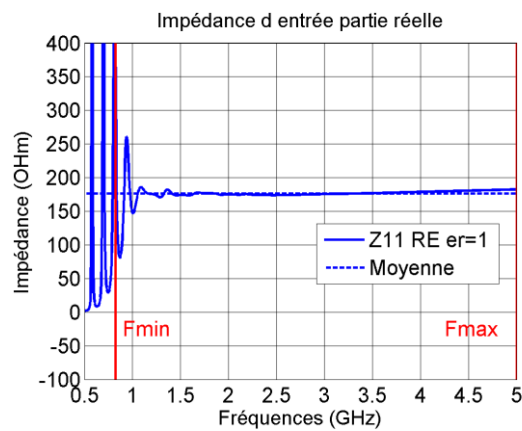


Figure II-12: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) et moyenne VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$

Si l'écart type utilisé est réduit alors la valeur de F_{min} augmente, et inversement, augmenter l'écart type la fait reculer aux basses fréquences. Dans le cas de notre spirale auto-complémentaire $Z_{11 RE moy} = 176\Omega$, cette valeur correspond à la courbe en pointillés sur la Figure II-12. Cette moyenne correspond bien à la partie réelle constatée en simulation et est proche de la valeur théorique de $188,5\text{Ohm}$ donnée par l'équation (2).

Dans ce chapitre, les performances en rayonnement et en impédance d'entrée d'une antenne spirale en bi-directionnel ont été étudiées dans la bande de fréquence $0,5\text{-}5\text{GHz}$. Deux sous bandes ont été révélées : la bande basse où la directivité dans l'axe chute et le rayonnement normalisé de l'antenne n'est plus seulement focalisé dans le demi espace avant de l'antenne spirale, ce qui en réalité reflète que la spirale ne rayonne plus. La bande haute où la directivité dans l'axe, l'impédance et le diagramme de rayonnement deviennent stables en fréquence. La transition entre ces deux sous bandes est progressive et est centrée aux alentours de $F=0,8\text{GHz}$.

II.3) Élargissement de la bande basse d'une spirale d'Archimède associée à différentes configurations de matériaux diélectriques

L'objectif de cette partie est d'étudier les effets du substrat support de l'antenne en analysant les répercussions sur l'élargissement de la bande basse et les dégradations sur le rayonnement en bande haute.

Ce sous chapitre sera composé de trois études. Dans la première, la spirale sera examinée dans un milieu homogène de différentes permittivités. Puis, elle sera confinée entre deux substrats cylindriques dont les paramètres constitutifs seront la permittivité ϵ_r , l'épaisseur H et le diamètre extérieur Dext. Ces paramètres seront successivement variables afin de réaliser une analyse conséquente. Enfin, l'antenne spirale sera étudiée dans le cas réaliste, c'est à dire imprimée sur un substrat cylindrique de permittivité ϵ_r , d'épaisseur H et de diamètre extérieur Dext. Seule la permittivité sera variable en fixant l'épaisseur H et le diamètre extérieur Dext.

II.3.1) Spirale en milieu homogène présentant différentes permittivités

Notre étude, dans cette partie, porte sur l'évaluation des performances de l'antenne spirale lorsque celle-ci est plongée dans un milieu homogène de permittivités $\epsilon_r=2, 5$ et 10 (Figure II-13).

Spirale immergée dans un milieu homogène

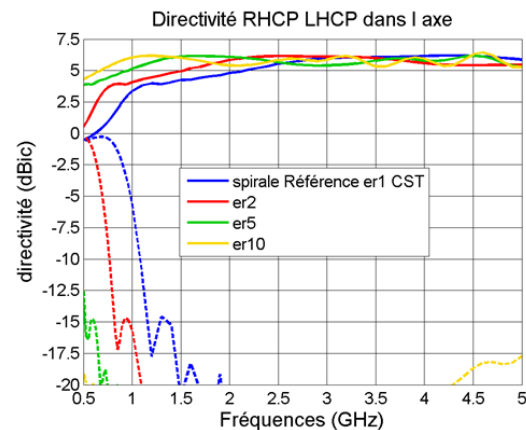
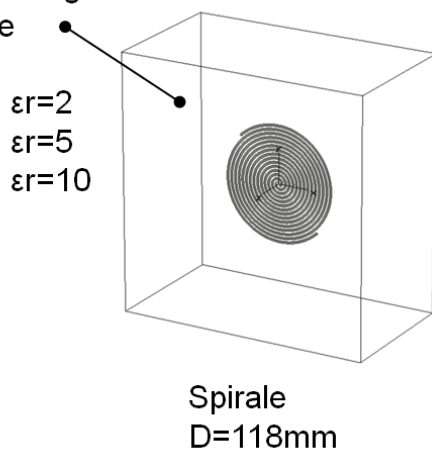


Figure II-13: Spirale d'Archimède auto-complémentaire en milieu homogène, $w=2\text{mm}$ Gap=2mm D=118mm

Figure II-14: Directivité dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm D=118mm, milieu homogène $\epsilon_r=2, 5$ et 10

La Figure II-14 illustre la directivité dans l'axe en polarisation circulaire droite RHCP (trait plein) et en polarisation circulaire gauche LHCP ou, dans cette situation, la cross polarisation [42] (en pointillés), pour les différentes permittivités considérées en fonction de la fréquence. On constate un décalage de la directivité dans le bas de la bande de fréquence en fonction de la permittivité du milieu. Plus la permittivité du milieu augmente, plus on élargit la bande basse de fréquence. La

présence d'un milieu homogène de permittivités différentes réduit les longueurs d'onde dans toute la bande de fréquence de manière homogène. Dans ce cas, l'antenne devient bien électriquement plus petite.

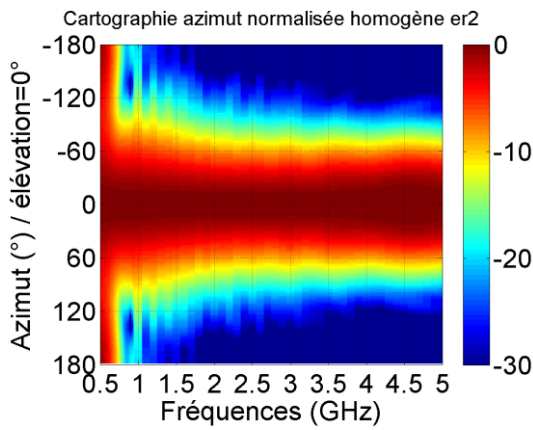


Figure II-15: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=2$

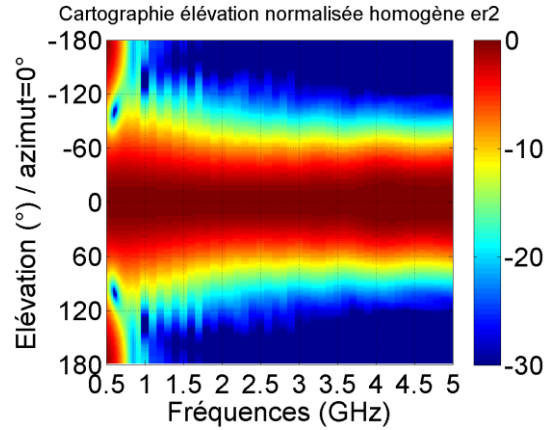


Figure II-16: Cartographie Elévation(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=2$

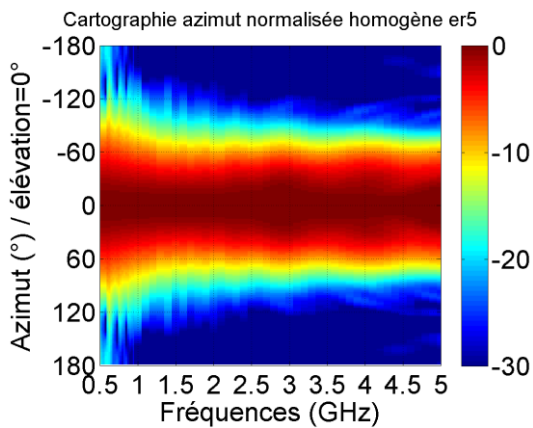


Figure II-17: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=5$

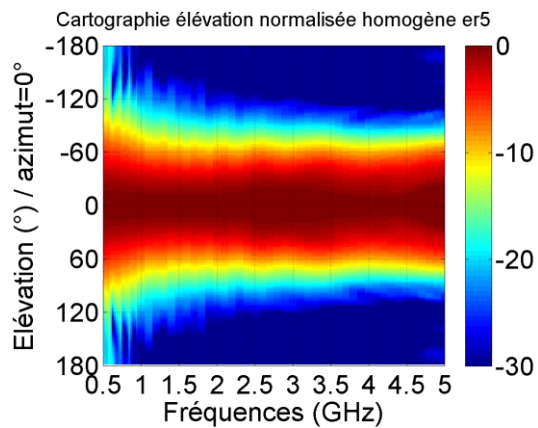


Figure II-18: Cartographie Elévation(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=5$

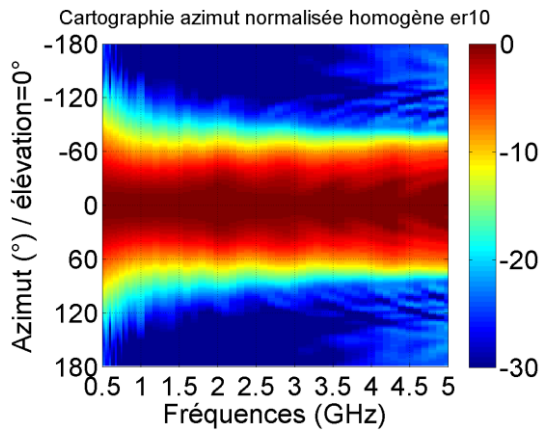


Figure II-19: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=10$

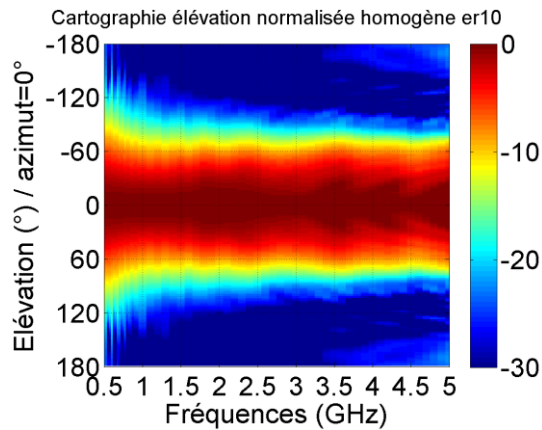


Figure II-20: Cartographie Elévation(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=10$

Les Figures II-15 à II-20 représentent les cartographies normalisées du rayonnement en champ lointain en fonction de la fréquence pour les différentes permittivités du milieu homogène, dans les plans azimut et élévation. A chaque point de fréquence le rayonnement est normalisé relativement à la directivité maximale à la même fréquence, dans la bande supérieure de fréquence celle-ci varie autour de 5 dBic. Aucune dégradation importante du rayonnement n'est observée dans le sens où, le maximum du rayonnement reste dans l'axe et l'angle d'ouverture reste constant dans la bande passante des antennes.

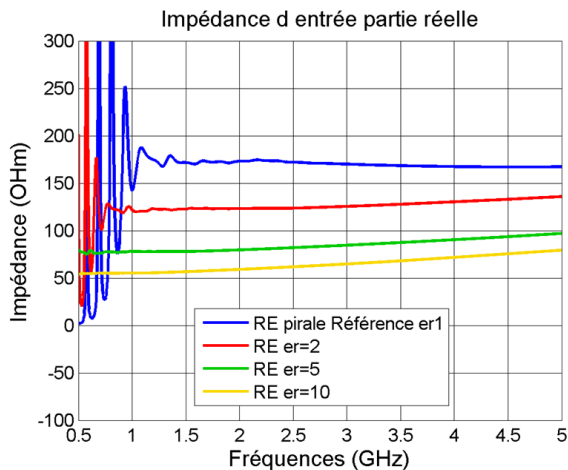


Figure II-21: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=2, 5$ et 10

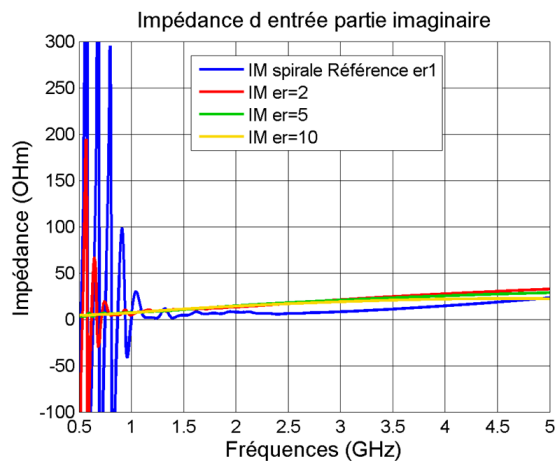


Figure II-22: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=2, 5$ et 10

Les Figures II-21 et II-22 présentent l'évolution de l'impédance d'entrée (parties réelle et imaginaire) de l'antenne spirale pour des milieux homogènes de permittivités différentes dans la bande de fréquence considérée. Plus la permittivité augmente, plus l'impédance se stabilise à plus basses fréquences.

La partie réelle de l'impédance baisse avec l'augmentation de la permittivité du milieu et sa valeur peut être déterminée par l'équation (5) [43] dans la bande de fréquence où l'on considère que l'impédance est stable :

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5)$$

Où Z_{in} est l'impédance d'entrée de la spirale, Z_0 est l'impédance du vide et ϵ_r la permittivité du milieu. En comparant l'impédance moyenne des différentes configurations avec les valeurs théoriques déduite de l'équation (5), on obtient la synthèse du *Tableau II-1*.

	Simulations (écart type=200hm)		Théorie, équation (5)
$\epsilon_r=2$	Z11 RE moy = 124,6Ω	BP=0,504 - 5GHz	Z11 RE théorique = 133,3Ω
$\epsilon_r=5$	Z11 RE moy = 84,3Ω	BP=0,504 - 5GHz	Z11 RE théorique = 84,3Ω
$\epsilon_r=10$	Z11 RE moy = 65,1Ω	BP=0,504 - 5GHz	Z11 RE théorique = 59,6Ω

Tableau II-1 : Synthèse des impédances

La valeur de l'impédance simulée et calculée théoriquement en prenant en compte la permittivité relative sont proches, ce qui valide la méthode permettant de déterminer la valeur moyenne de l'impédance d'entrée en simulation.

Dans ce sous-chapitre, il a été vu qu'augmenter la permittivité du milieu homogène dans lequel se trouve la spirale, allait augmenter l'élargissement de la bande basse de celle-ci sans perturber la qualité de rayonnement de l'antenne dans la bande supérieure de fréquence par rapport à l'antenne dans l'air.

II.3.2) Spirale confinée entre deux substrats diélectriques de différentes permittivités

La deuxième étude consiste à confiner la spirale dans un substrat diélectrique (Figure II-23). Les dimensions de la spirale (w , gap et D) restent identiques.

Dans un premier temps, les études porteront sur :

- L'impact de l'épaisseur du substrat à permittivité et diamètre extérieur (D_{ext}) fixes.
- L'impact de la permittivité à épaisseur et diamètre extérieur (D_{ext}) fixes.

Dans un second temps, elles porteront sur :

- L'impact du diamètre extérieur du substrat à hauteur et permittivité fixes.

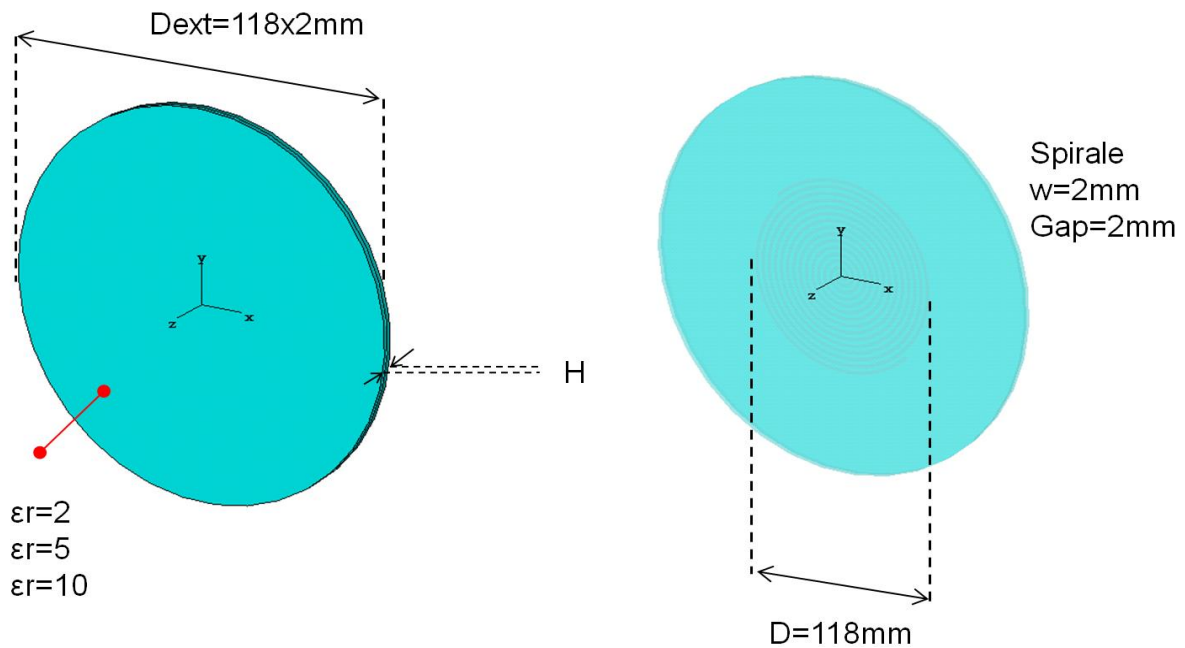


Figure II-23: Setup spirale confinée entre deux diélectriques

II.3.2.a) Impact de l'épaisseur du substrat

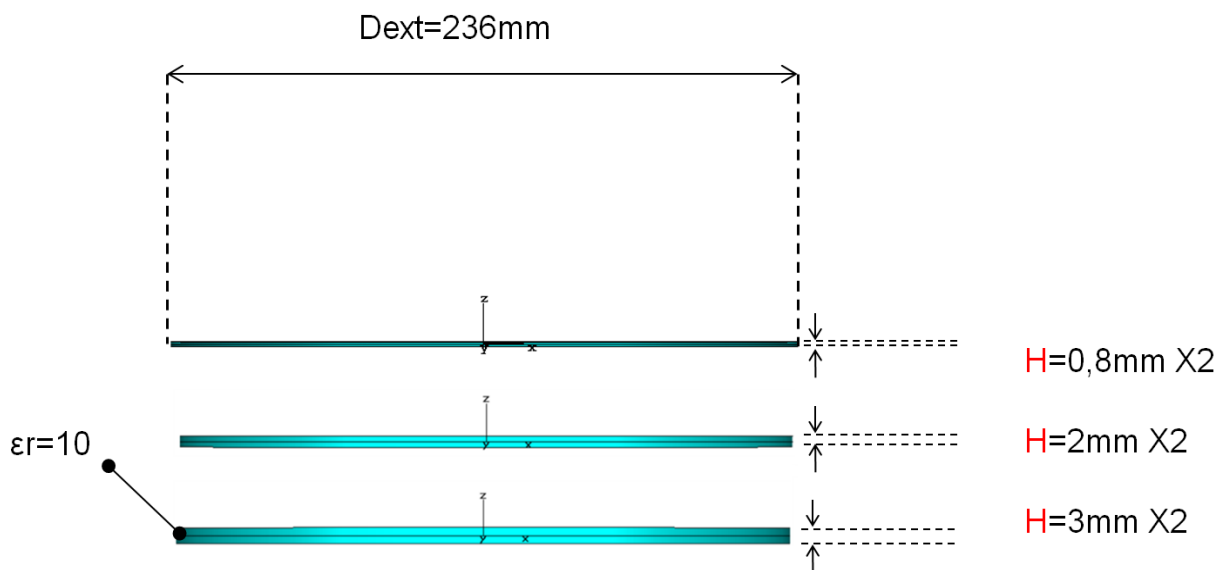


Figure II-24: Setup spirale confinée entre deux diélectriques de 3 épaisseurs totales H différentes

La permittivité ϵ_r est fixée à 10, étant donné qu'elle permet un élargissement des performances en bande basse important vis-à-vis des autres. Le diamètre extérieur D_{ext} est fixé à 236 mm, ce qui permet de limiter l'impact de la bordure extérieure. Trois substrats d'épaisseurs $H=0,8\text{mm X}2$; $2\text{ mm X}2$ et $3\text{ mm X}2$ seront pris en considération pour cette étude, le premier est choisi car il correspond à une valeur courante d'épaisseur et les deux autres augmentent d'environ 2 et 4 mm en plus de manière à obtenir une dynamique suffisante entre les résultats obtenus.

II) Élargissement de la bande basse d'une spirale d'Archimède à l'aide de matériaux diélectriques

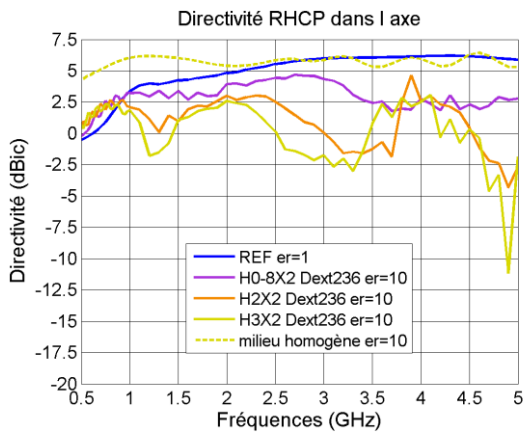


Figure II-25: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mm} \times 2$, $2\text{mm} \times 2$ et $3\text{mm} \times 2$

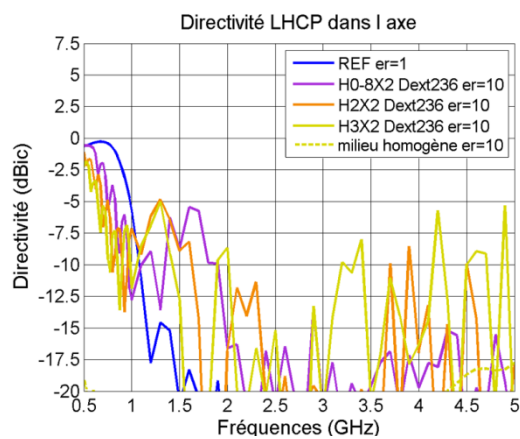


Figure II-26: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mm} \times 2$, $2\text{mm} \times 2$ et $3\text{mm} \times 2$

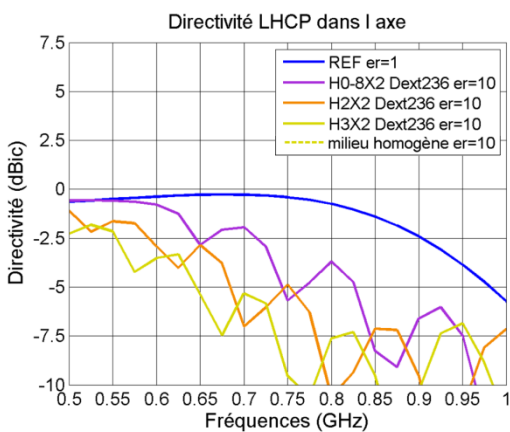


Figure II-27: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mm} \times 2$, $2\text{mm} \times 2$ et $3\text{mm} \times 2$ ZOOM

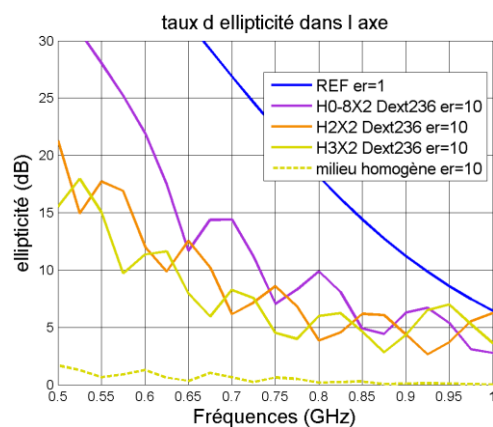


Figure II-28: Taux d'ellipticité dans l'axe (dB) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mm} \times 2$, $2\text{mm} \times 2$ et $3\text{mm} \times 2$ ZOOM

Les Figures II-25 à II-27 illustrent les directivités dans l'axe des différentes configurations avec la directivité de référence dans l'air et la directivité de l'antenne spirale en milieu homogène. La directivité RHCP des configurations sur substrats sont proches entre elles. Cependant, comme dans un milieu uniforme, un élargissement de la bande basse de fréquence au niveau de la cross polarisation (LHCP) est constaté, en fonction de l'épaisseur du substrat. C'est à dire que le niveau de la directivité LHCP baisse avec l'épaisseur, ce qui indique une amélioration de la pureté de polarisation de la directivité, comme représenté avec le taux d'ellipticité sur la Figure II-28. Augmenter l'épaisseur du substrat va entraîner une augmentation de la permittivité effective du substrat à ces fréquences, ce qui conduit à une réduction de la longueur d'onde guidée.

Après $F=0,8\text{GHz}$ une baisse de la directivité proportionnelle à l'épaisseur du substrat est observée, accompagnée de la formation d'oscillations dont la fréquence et la dynamique entre les niveaux des nœuds / ventres augmentent avec l'épaisseur.

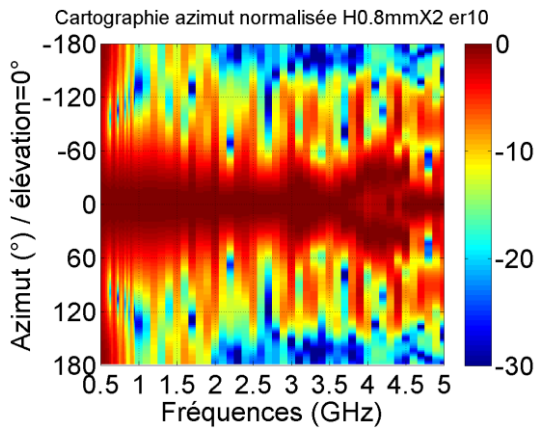


Figure II-29: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mmX2}$

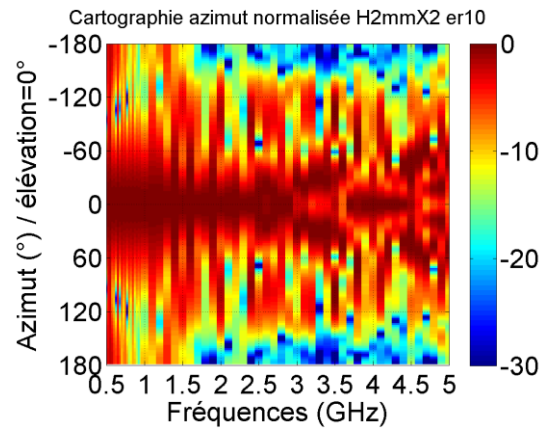


Figure II-30: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=2\text{mmX2}$

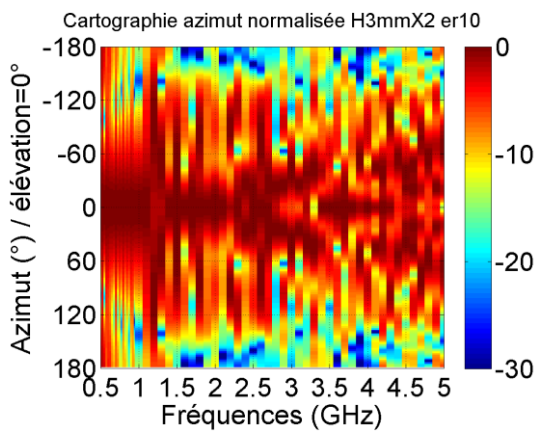


Figure II-31: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mmX2}$

Les Figures II-29 à II-31, présentent les cartographies du rayonnement basées sur la directivité en fonction de la fréquence des différentes configurations, dans les plans azimut et élévation. En corrélation de ce qui est observé dans l'axe, on constate que la qualité de rayonnement s'améliore dans le bas de la bande de fréquence avec l'épaisseur. Dans le haut de la bande de fréquence la qualité de rayonnement se dégrade avec l'épaisseur, l'angle d'ouverture devient instable et il y a formation de lobes secondaires. En comparant les creux observés dans le gain dans l'axe et l'évolution du diagramme de rayonnement sur les cartographies, on peut en déduire que la baisse de

directivité est liée à un rayonnement déformé n'ayant plus son maximum orienté dans l'axe. Ce type de diagrammes de rayonnement n'est pas exploitable pour les systèmes de guerre électronique ciblés par notre étude.

Les ondes de surface générées par le diélectrique perturbe les courants de la spirale ce qui se répercute sur le rayonnement. La puissance du rayonnement de la spirale, qui est ré-orientée en ondes de surface, augmente avec l'épaisseur H.

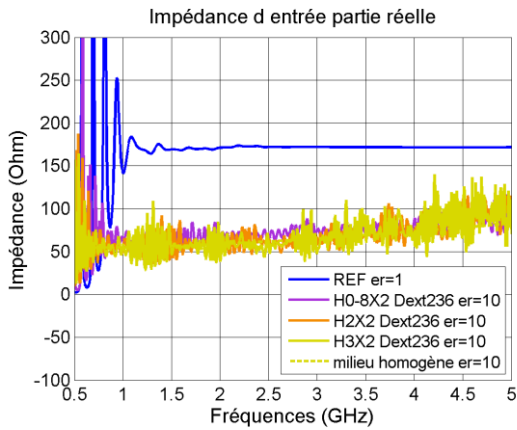


Figure II-32: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mm} \times 2$, $2\text{mm} \times 2$ et $3\text{mm} \times 2$

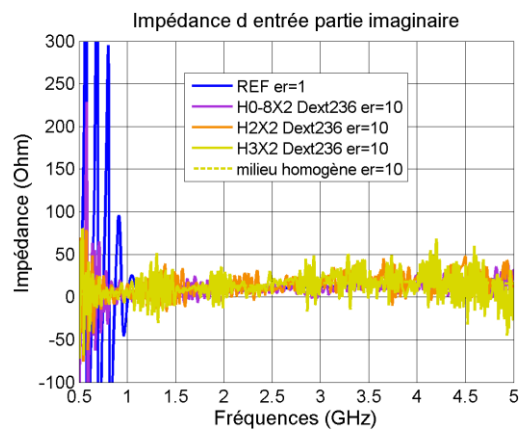


Figure II-33: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mm} \times 2$, $2\text{mm} \times 2$ et $3\text{mm} \times 2$

Les Figures II-32 et II-33 montrent les parties réelles et imaginaires des impédances d'entrée dans les différentes configurations avec l'impédance issue du milieu homogène. Dans le bas de la bande de fréquence, ce qui est appelée stabilité de l'impédance (II-3-1) se décale aux basses fréquences avec l'épaisseur. Cette observation entre en corrélation avec l'amélioration du niveau de cross polarisation constatée sur la directivité dans l'axe. Concernant la bande de fréquence haute une oscillation de l'impédance avec les configurations diélectriques augmentant avec l'épaisseur est constatée. L'impédance d'entrée des différentes configurations oscille autour de l'impédance du milieu homogène.

	Simulations (écart type=200hm)		Théorie équation (5)	Différence
H=0,8X2 mm $\epsilon_r=10$	Z11 RE moy=73,4 Ω	BP=0,53-5GHz	Zin =59,6 Ω	$ \Delta Z =13,8\Omega$
H=2X2 mm $\epsilon_r=10$	Z11 RE moy=67,1 Ω	BP=0,50-5GHz	Zin=59,6 Ω	$ \Delta Z =7,5\Omega$
H=3X2 mm $\epsilon_r=10$	Z11 RE moy=66,7 Ω	BP=0,51-5GHz	Zin=59,6 Ω	$ \Delta Z =7,1\Omega$
Milieu homogène $\epsilon_r=10$	Z11 RE moy=65,1 Ω	BP=0,50-5GHz	Zin=59,6 Ω	$ \Delta Z =5,5\Omega$

Tableau II-2 : Impédance d'entrée partie réelle moyennée, substrats à épaisseurs variables

Le Tableau II-2 indique la moyenne des impédances d'entrée des configurations présentées ci-dessus. L'impédance d'entrée théorique d'une spirale en milieu homogène est utilisée comme point de comparaison. L'impédance d'entrée moyennée avec les épaisseurs considérées reste proche de la valeur théorique proposée. On peut alors en déduire qu'au centre de l'antenne, la permittivité effective est proche de la permittivité relative du diélectrique lorsque l'épaisseur est suffisante.

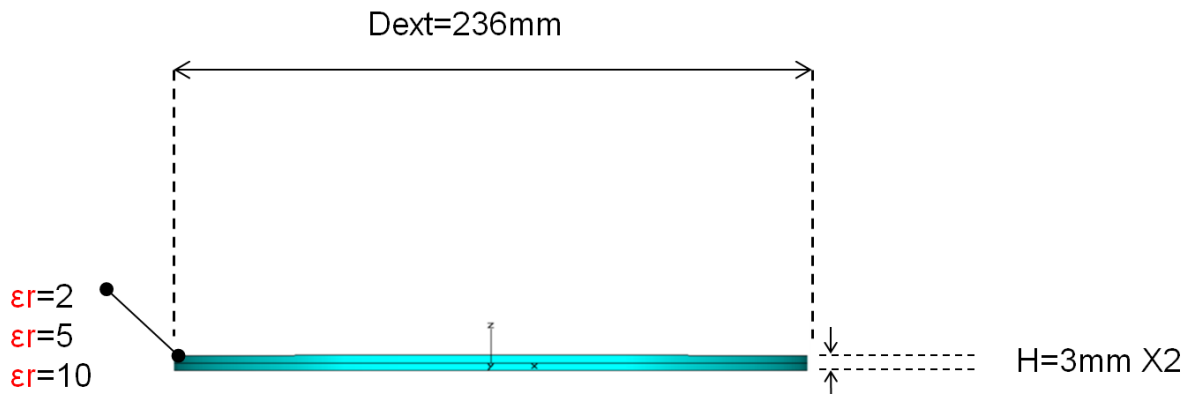


Figure II-34: Setup spirale confinée entre deux diélectriques d'épaisseur H=3mmX2 et de 3 permittivité ϵ_r différentes

Dans la suite de ce sous-chapitre, trois nouvelles configurations de substrats sont analysées. Cette fois, la permittivité varie entre $\epsilon_r=2$, 5, et 10. Toujours dans le but d'optimiser la bande basse de fréquence (< 0,8 GHz), une épaisseur du substrat H=6mm est prise (Figure II-34), épaisseur précédemment étudiée pour laquelle la directivité était améliorée en basse fréquence.

II) Élargissement de la bande basse d'une spirale d'Archimède à l'aide de matériaux diélectriques

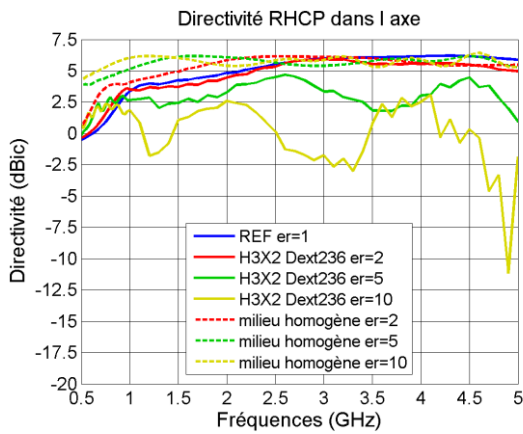


Figure II-35: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm} \times 2$

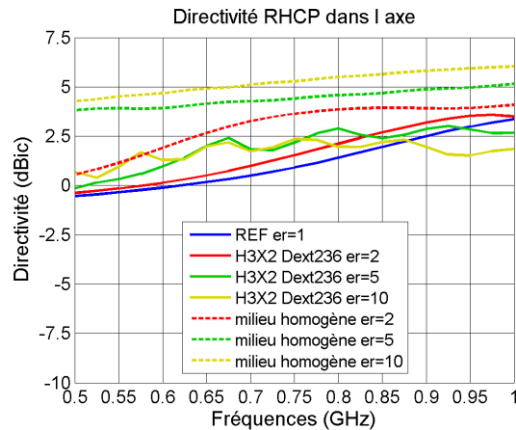


Figure II-36: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm} \times 2$ ZOOM

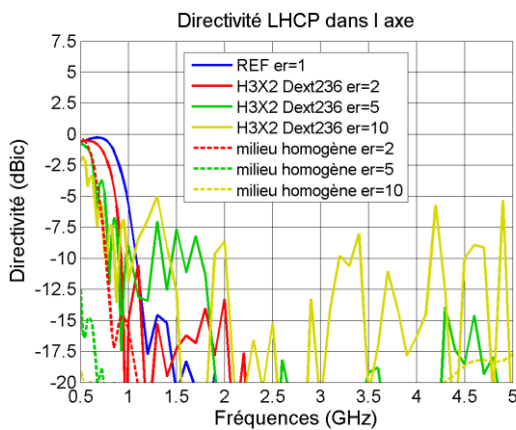


Figure II-37: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm} \times 2$

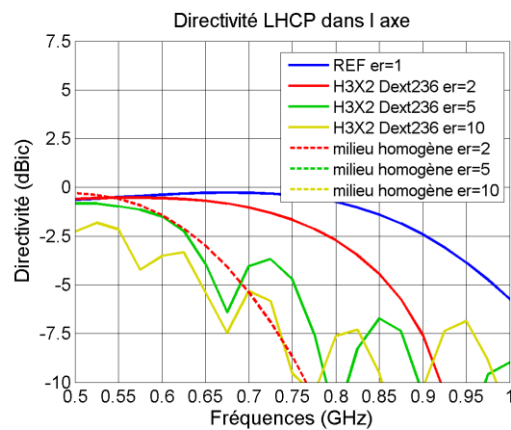


Figure II-38: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm} \times 2$ ZOOM

Les Figures II-35 à II-38 illustrent les directivités RHCP et LHCP dans l'axe des différentes configurations, ainsi que la directivité de référence dans l'air et les directivités en milieu homogène. Un élargissement de la bande basse de fréquences du niveau de la directivité RHCP et de la cross polarisation (LHCP), proportionnel à la permittivité du substrat, est constaté, en analogie avec les directivités en milieu homogène. Cela s'explique par le fait qu'en augmentant la permittivité relative, la longueur d'onde guidée est réduite. Dans la bande supérieure de fréquence, une baisse de la directivité en fonction de l'épaisseur est observée, accompagnée de la formation d'oscillations dont la fréquence et le contraste entre les nœuds / ventres augmentent avec la permittivité.

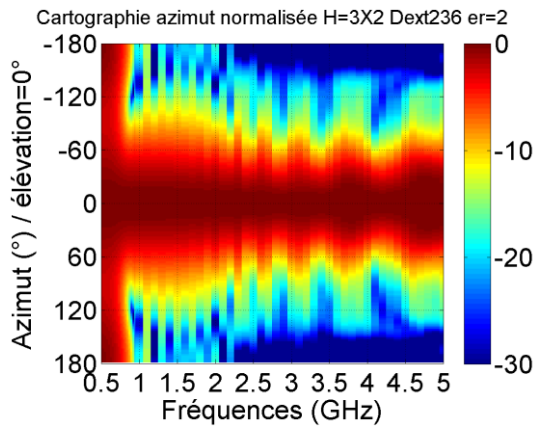


Figure II-39: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2$ $H=3\text{mmX}2$

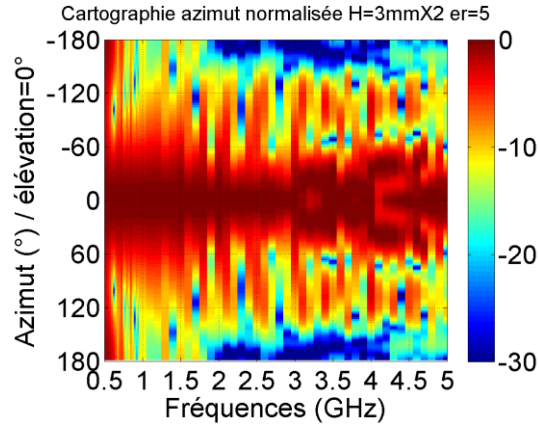


Figure II-40: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=5$ $H=3\text{mmX}2$

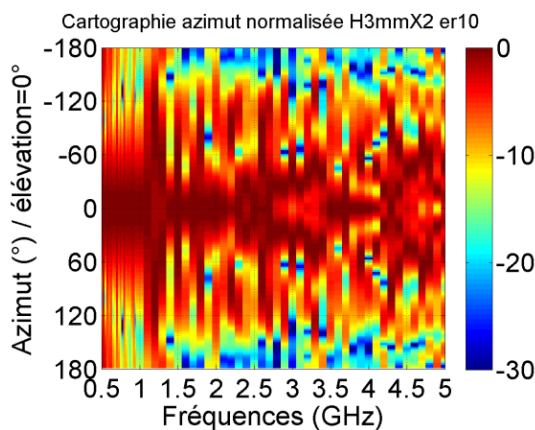


Figure II-41: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mmX}2$

Les Figures II-39 à II-41 représentent les cartographies, basées sur la directivité, du rayonnement en fonction de la fréquence des différentes configurations, dans les plans azimut et élévation. La qualité de rayonnement s'améliore dans le bas de la bande de fréquence avec la permittivité. Dans le haut de bande de fréquence, la qualité de rayonnement se dégrade avec la permittivité. On peut le voir à un angle d'ouverture devenant instable, à la formation de lobes secondaires et à un maximum de rayonnement qui ne se situe plus dans l'axe de la spirale. À noter que ces observations sur le rayonnement sont proches entre configurations à épaisseurs variables et à permittivités variables. Donc la permittivité effective, en lien avec l'épaisseur du substrat et sa permittivité est un paramètre important sur la qualité du rayonnement.

II) Élargissement de la bande basse d'une spirale d'Archimède à l'aide de matériaux diélectriques

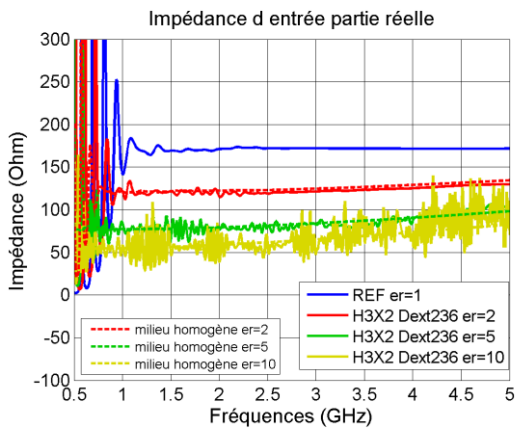


Figure II-42: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}\times 2$

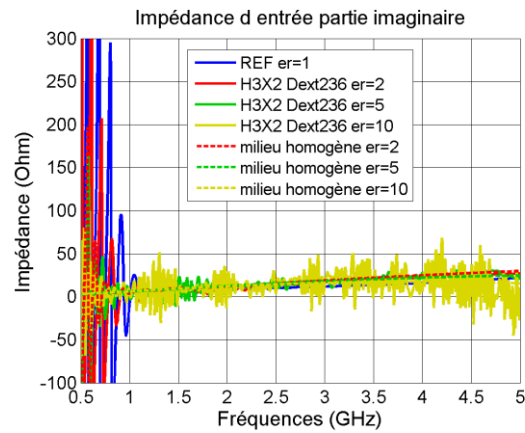


Figure II-43: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}\times 2$

Les Figures II-42 et II-43 montrent les parties réelle et imaginaire des impédances d'entrée des différentes configurations avec les impédances correspondantes en milieu homogène. Dans le bas de la bande de fréquence, ce qui a été appelé stabilité de l'impédance (II-3-1), se décale aux basses fréquences avec la permittivité. Après la fréquence de coupure, une oscillation de l'impédance apparaît avec les configurations diélectriques, oscillation qui augmente avec la permittivité et qui oscille autour de l'impédance en milieu homogène.

	Simulations (écart type=200Ohm)		Théorie équation (5)	Différence
Dext=236mm $\epsilon_r=2$	Z11 RE moy=122,7 Ω	BP=0,66-5GHz	Zin =133,3,6 Ω	$ \Delta Z =10,6\Omega$
Dext=236mm $\epsilon_r=5$	Z11 RE moy=82,5 Ω	BP=0,50-5GHz	Zin=84,3 Ω	$ \Delta Z =1,8\Omega$
Dext=236mm $\epsilon_r=10$	Z11 RE moy=66,7 Ω	BP=0,51-5GHz	Zin=59,6 Ω	$ \Delta Z =7,1\Omega$

Tableau II-3 : Impédance d'entrée partie réelle moyennée, substrats à permittivités variables

Le Tableau II-3 indique la moyenne des impédances d'entrée des configurations présentées plus haut. Encore une fois, l'impédance théorique et l'impédance d'entrée d'une spirale en milieu homogène (en pointillés) est prise comme point de comparaison. L'impédance d'entrée moyennée décroît avec la permittivité. Néanmoins sa valeur reste proche de la valeur théorique proposée. Il peut alors encore être déduit qu'au centre de l'antenne, la permittivité effective est proche de la permittivité relative du diélectrique lorsque l'épaisseur est suffisante.

Dans ce sous-chapitre, différentes configurations de spirales sur substrats présentant des épaisseurs " H " et permittivités " ϵ_r " différentes ont été étudiées dans le but de connaître l'impact de ceux-ci sur les performances radioélectriques de l'antenne (directivité, diagramme de rayonnement et impédance). Il a été constaté qu'augmenter l'épaisseur, et donc la permittivité effective, allait permettre d'élargir la bande basse de rayonnement de l'antenne spirale. Néanmoins, des dégradations apparaissaient dans la bande supérieure de fréquence. En faisant varier la permittivité relative du substrat, les mêmes observations étaient faites sur les bandes basses et supérieures de fréquence. On peut en conclure que c'est la permittivité effective du substrat qui a un impact sur le rayonnement de l'antenne lorsque celle-ci reste auto-complémentaire (w et gap égaux). Comme dans un milieu homogène de permittivité donnée, le rayonnement d'une spirale sur substrat de même permittivité bénéficiait d'un élargissement de sa bande basse, mais, le rayonnement dans le cas d'un milieu homogène ne subissait pas de dégradations. Cette observation permet de mettre en évidence que c'est le passage en dimensions finies et donc à l'introduction d'ondes de surfaces qui amène ces impacts négatifs. En analysant l'impédance d'entrée des différents cas, il a été constaté que la stabilité de l'impédance s'améliorait dans le bas de la bande de fréquence proportionnellement à la permittivité effective du substrat, cependant, des oscillations apparaissaient également dans la bande supérieure proportionnellement à la permittivité. Le parallèle est donc faisable avec les observations faites sur le rayonnement. En calculant les moyennes des parties réelles des impédances d'entrée de substrats de différentes permittivités " ϵ_r " dans leur bande passante d'écart type, il a été constaté que celles-ci restaient proches de la prédiction faite avec l'équation (5) qui est dépendante seulement de la permittivité relative. En supposant qu'il faut que l'épaisseur du substrat reste suffisante. De plus, il a été constaté que l'impédance restait proche de celle d'un milieu homogène de même permittivité malgré les oscillations observées. L'impédance d'entrée moyenne d'une antenne spirale sur substrat est donc prévisible. On a donc vu que la finitude du substrat dans l'axe avait un impact non-négligeable. Dans la suite du chapitre, ce sera l'impact du diamètre extérieur du substrat qui sera étudié.

II.3.2.b) Impact du diamètre extérieur du substrat

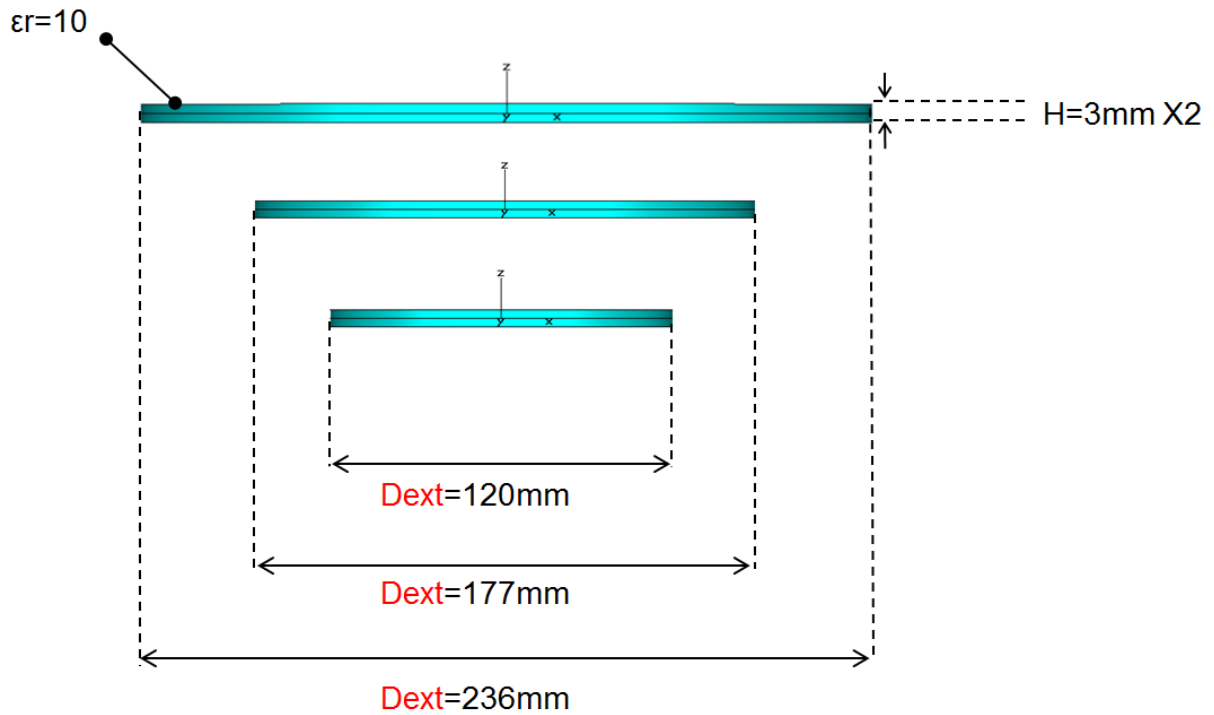


Figure II-44: Setup spirale confinée entre deux diélectriques de permittivité $\epsilon_r=10$ et d'épaisseur $H=3\text{mm} \times 2$, de différents diamètres extérieurs D_{ext}

Les substrats sont configurés avec trois valeurs de diamètres extérieurs $D_{\text{ext}}=120, 177$ et 236mm , une permittivité ϵ_r fixée à 10 et une épaisseur du substrat H à 6mm toujours dans le but d'améliorer la bande de fréquence basse (Figure II-44). La face créée par les parois extérieures n'a pas de conditions aux limites particulières et constitue une simple transition entre l'air et le substrat.

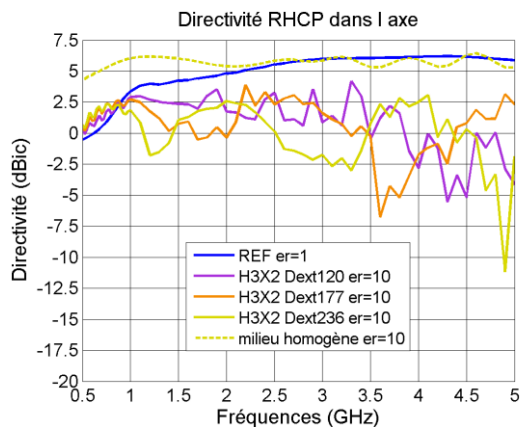


Figure II-45: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm}\times 2$ Dext=236mm, 177mm et 120mm

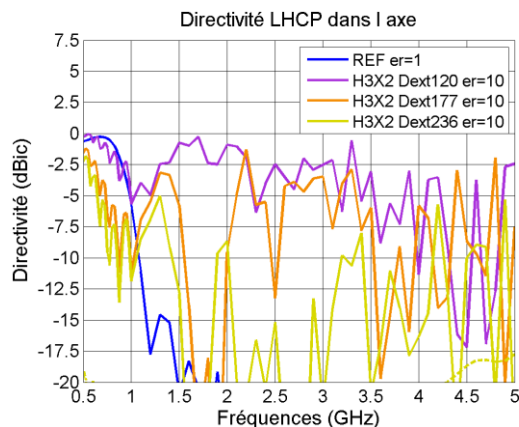


Figure II-46: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm}\times 2$ Dext=236mm, 177mm et 120mm

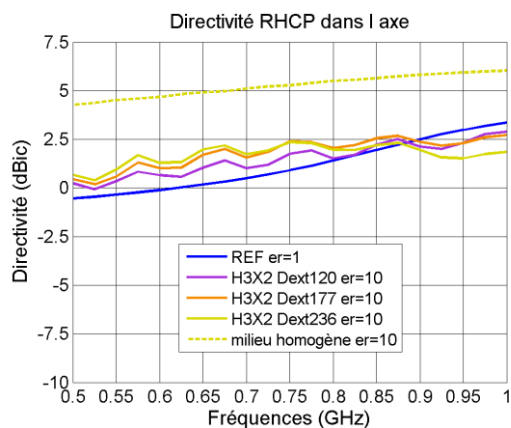


Figure II-47: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm}\times 2$ Dext=236mm, 177mm et 120mm ZOOM

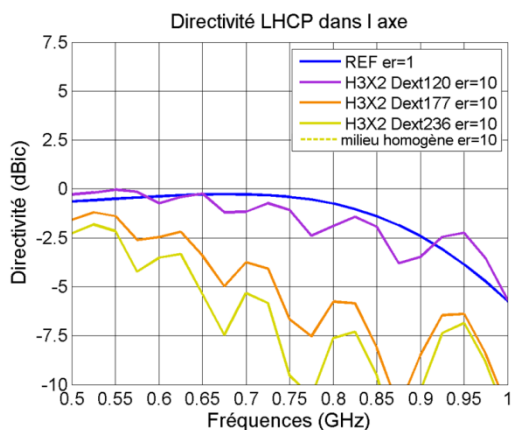


Figure II-48: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm}\times 2$ Dext=236mm, 177mm et 120mm ZOOM

Les Figures II-45 à II-48 affichent les directivités dans l'axe des différentes configurations avec la directivité de référence dans l'air et la directivité de la spirale en milieu homogène. Un élargissement de la bande basse de fréquence du niveau de de la directivité RHCP et de la cross polarisation (LHCP) est constaté, en fonction du diamètre extérieur du substrat. Cela est explicable par le fait que la permittivité relative de la périphérie extérieure du substrat augmente avec le diamètre extérieur, ce qui favorise la réduction de la longueur d'onde guidée dans le bas de la bande de fréquence. Dans la bande supérieure de fréquence, une augmentation de la directivité LHCP en fonction de la réduction du diamètre extérieur est observée. Ceci est un signe de linéarisation de la polarisation du champ rayonné. Le bord extérieur du substrat se rapprochant avec la diminution du diamètre extérieur, la

réflexion et diffraction des ondes de surface au bord pourrait accentuer leurs interactions avec les brins de la spirale.

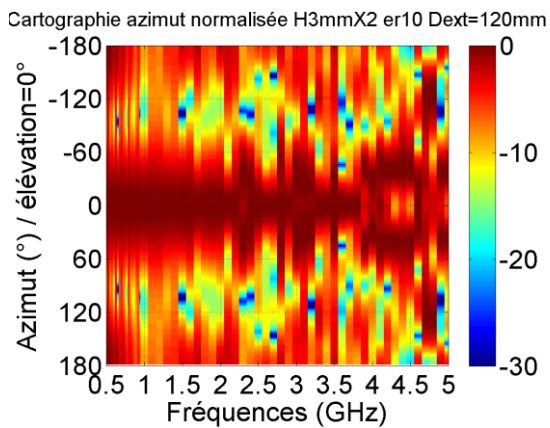


Figure II-49: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm}\times 2$ $D_{\text{ext}}=120\text{mm}$

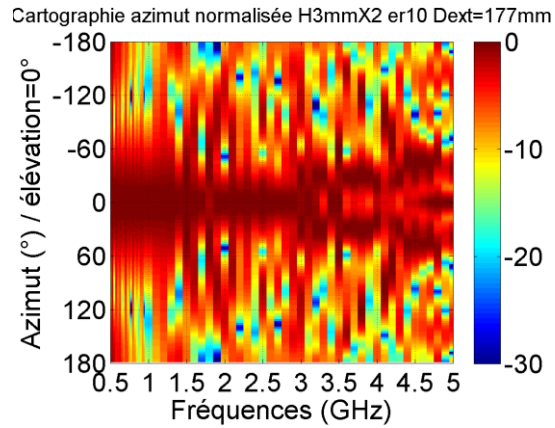


Figure II-50: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm}\times 2$ $D_{\text{ext}}=177\text{mm}$

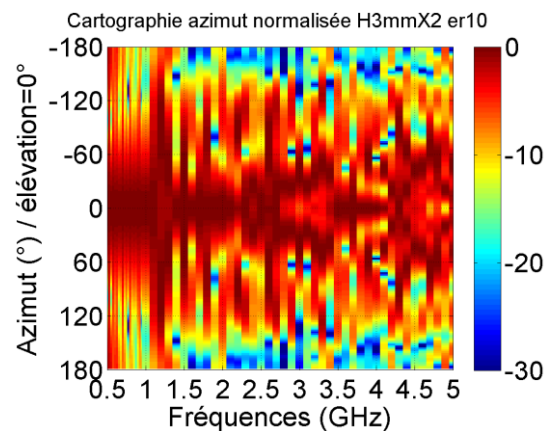


Figure II-51: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm}\times 2$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$

Les Figures II-49 à II-51 représentent les cartographies du rayonnement, issues de la directivité, en fonction de la fréquence des différentes configurations, dans les plans azimuth et élévation. La qualité de rayonnement dans toutes les configurations est dégradée. Néanmoins, dans le cas de la spirale avec $D_{\text{ext}} = 120\text{mm}$, le maximum de rayonnement reste relativement proche de l'axe, mais le rayonnement arrière de la spirale est plus important que dans les autres configurations.

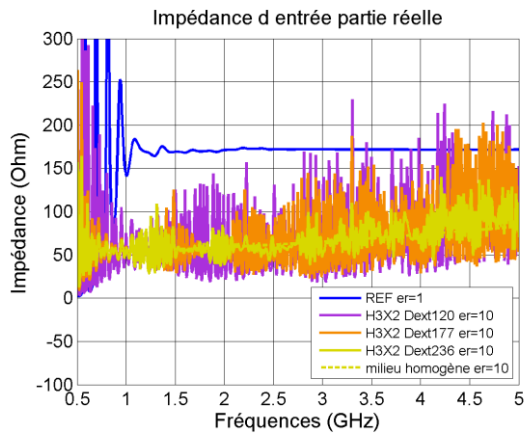


Figure II-52: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm} \times 2$ Dext=120mm, 177mm et 236mm

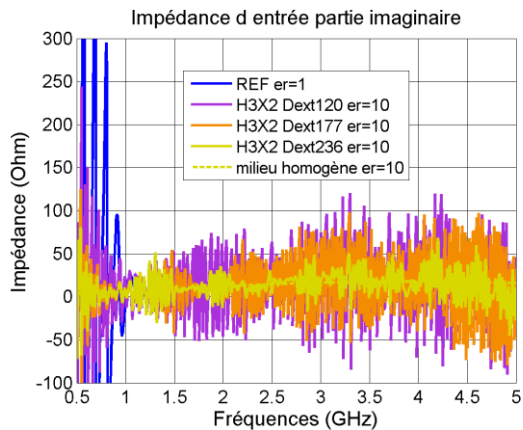


Figure II-53: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm} \times 2$ Dext=120mm, 177mm et 236mm

Les Figures II-52 et II-53 illustrent les parties, réelle et imaginaire des impédances d'entrée des différentes configurations avec l'impédance correspondante en milieu homogène. Dans le bas de la bande de fréquence, ce qui est appelé stabilité de l'impédance (II-3-1), se décale aux basses fréquences avec l'augmentation du diamètre extérieur. Après la fréquence de coupure, des oscillations de l'impédance apparaissent, celles-ci augmentent avec la réduction du Dext. Comme avec le rayonnement, l'influence des ondes de surface réfléchies sur le bord extérieur se retrouve sur l'impédance.

	Simulations (écart type=400hm)		Théorie équation (5)	Différence
Dext=120mm $\epsilon_r=10$	Z11 RE moy=67,5 Ω	BP=0,69-5GHz	Zin =59,6 Ω	$ \Delta Z =7,9\Omega$
Dext=177mm $\epsilon_r=10$	Z11 RE moy=67,1 Ω	BP=0,50-5GHz	Zin=59,6 Ω	$ \Delta Z =7,5\Omega$
Dext=236mm $\epsilon_r=10$	Z11 RE moy=66,7 Ω	BP=0,50-5GHz	Zin=59,6 Ω	$ \Delta Z =7,1\Omega$
Milieu homogène $\epsilon_r=10$	Z11 RE moy=65,1 Ω	BP=0,50-5GHz	Zin=59,6 Ω	$ \Delta Z =5,5\Omega$

Tableau II-4 : Impédance d'entrée partie réelle moyennée, substrats à diamètres extérieurs variables

Le Tableau II-4 affiche la moyenne des impédances d'entrée des configurations présentées ci-dessus. Encore une fois, l'impédance d'entrée théorique d'une spirale en milieu homogène (donc issue de l'équation (5)) est utilisée comme point de comparaison. L'impédance d'entrée des différentes configurations ont des valeurs proches entre elles et aussi proches de la valeur théorique proposée. Comme déduit dans le sous-chapitre II-3-a), la permittivité effective est proche de la permittivité relative du diélectrique.

Au vu des résultats exposés dans les deux sous-chapitres précédents, on peut affirmer que le rayonnement d'une spirale associée à un substrat est dépendant : de la permittivité effective, donc simultanément de l'épaisseur et de la permittivité relative et dépendant du diamètre extérieur du substrat. Dans les cas où la permittivité est de $\epsilon_r=10$, l'instabilité de l'impédance d'entrée dans la bande passante de fréquence dépend de l'épaisseur et du diamètre extérieur. Dans les cas où la permittivité est moins importante, les oscillations sont faibles. En passant en impédance moyenne, on peut avancer que celles-ci restent principalement dépendantes de la permittivité relative du milieu, à condition que l'épaisseur soit suffisante.

II.3.3) Spirale sur substrats diélectriques de différentes permittivités

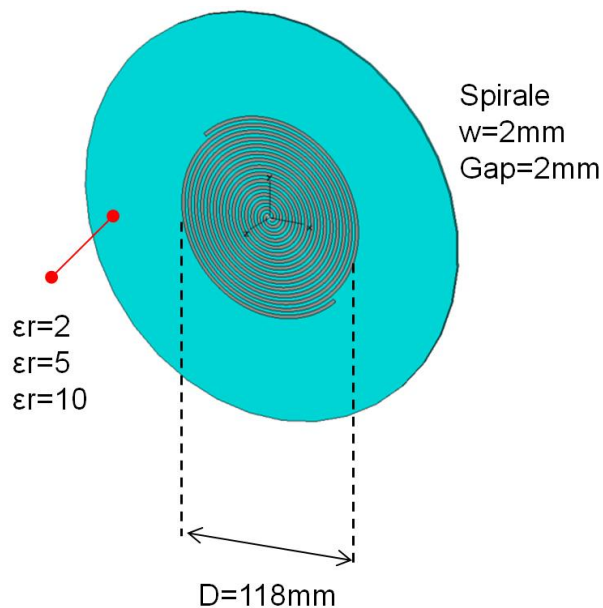


Figure II-54: Setup spirale gravée sur un diélectrique de permittivité $\epsilon_r=2, 5$ et 10 et d'épaisseur $H=3\text{mm}$, $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$

Dans ce sous-chapitre, des configurations non symétriques d'antennes sont maintenant analysées, où la spirale est « gravée » sur le substrat (Figure II-54). Cela correspond à une configuration inhomogène plus réaliste vis à vis d'antennes classiquement réalisées ([1], [2], [3], [4]). Notre étude portant sur l'augmentation de la bande basse de fréquences, la configuration retenue pour fixer les dimensions du substrat sera une épaisseur $H=3\text{mm}$ et un diamètre extérieur $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$ pour limiter les effets de bords constatés avant. L'objectif est de vérifier que les mêmes conclusions qu'avec le cas symétrique sont faites, quand la permittivité du substrat varie ($\epsilon_r=2, 5$, et 10).

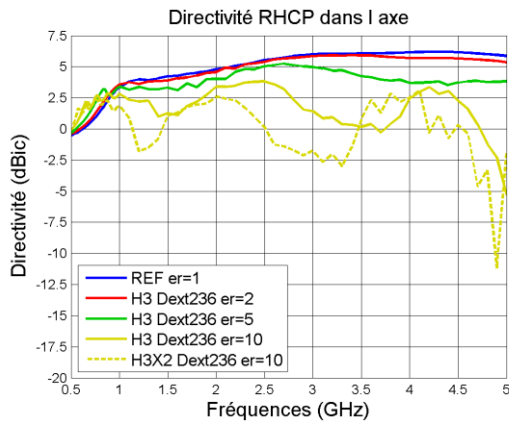


Figure II-55: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}$ Dext=236mm

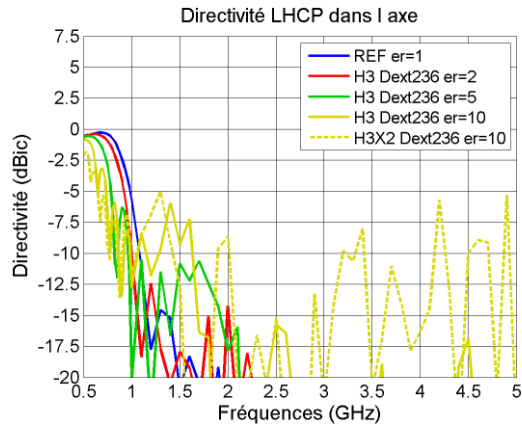


Figure II-56: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}$ Dext=236mm

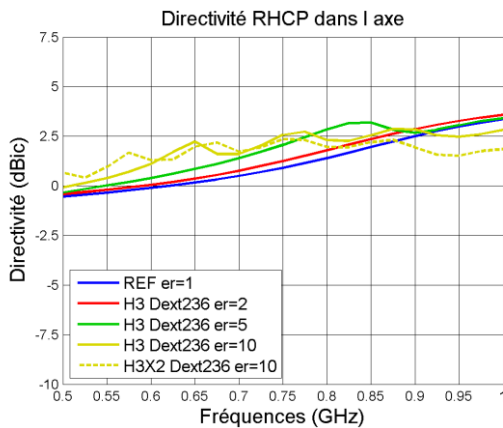


Figure II-57: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}$ Dext=236mm ZOOM

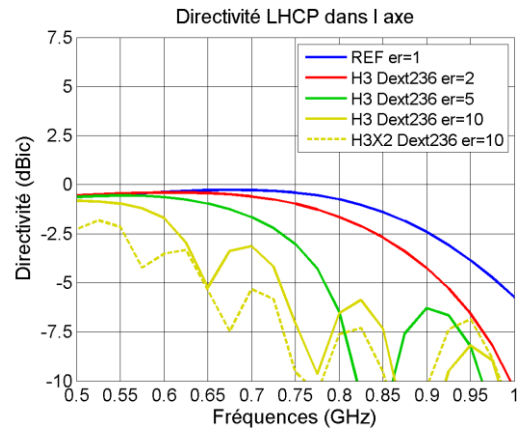


Figure II-58: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap=2mm $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}$ Dext=236mm ZOOM

Les Figures II-55 à II-58 représentent les directivités dans l'axe des différentes configurations avec la directivité de référence dans l'air et celle de la spirale placée entre 2 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ chacun et de permittivité $\epsilon_r=10$. Un élargissement de la bande basse de fréquence du niveau de la cross polarisation (LHCP) et de la directivité RHCP est encore une fois constaté, proportionnel à la permittivité du substrat. En bande supérieure de fréquence, on observe de nouveau une baisse de la directivité proportionnelle à la permittivité, accompagnée de la formation d'oscillations dont la fréquence et le contraste entre les nœuds / ventres augmentent avec la permittivité. Donc, les mêmes conclusions sont faites avec le cas où la spirale est confinée entre 2 substrats. En comparant la directivité RHCP dans le cas asymétrique au cas symétrique d'un substrat de permittivité $\epsilon_r=10$, on constate un décalage des nœuds et ventres vers le haut de la bande de fréquence. La directivité dans la bande basse est légèrement plus intéressante dans le cas symétrique. Dans la bande supérieure, le niveau des nœuds et des ventres remonte et la dynamique entre les 2 se réduit comparé au cas

symétrique. Ces observations s'expliquent par la diminution de la permittivité effective du milieu lorsque que l'on passe en configuration asymétrique.

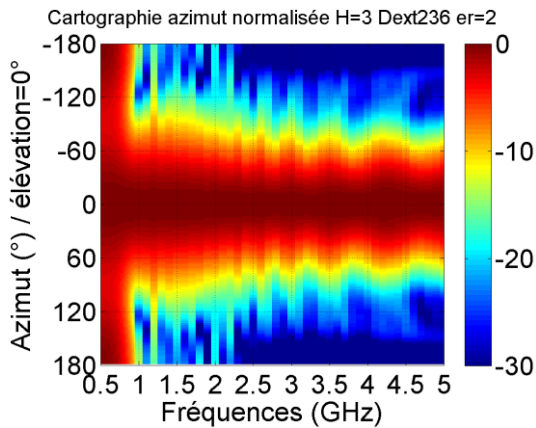


Figure II-59: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2$ $H=3\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$

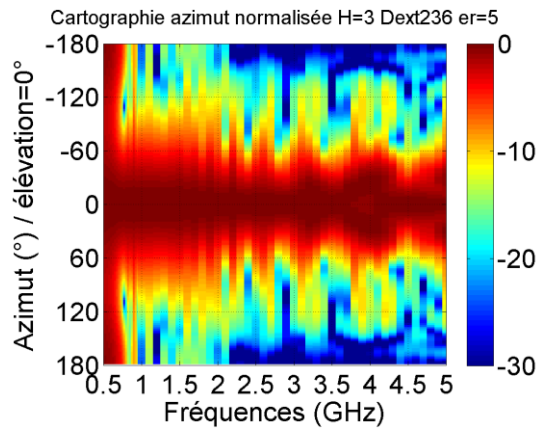


Figure II-60: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=5$ $H=3\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$

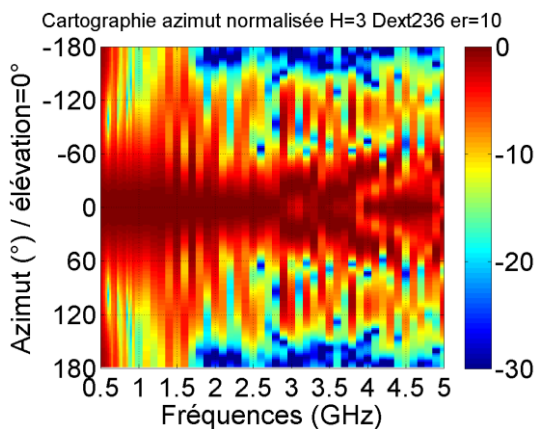


Figure II-61: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$

Les Figures II-59 à II-61 présentent les cartographies du rayonnement en fonction de la fréquence. La qualité de rayonnement s'améliore dans le bas de la bande de fréquence avec la permittivité. Dans le haut de bande de fréquence, la qualité de rayonnement se dégrade avec la permittivité. Cela est visible à un angle d'ouverture devenant instable, à la formation de lobes secondaires et à un maximum de rayonnement qui ne situe plus dans l'axe de la spirale. Comme avec

la directivité dans l'axe observée avant, les mêmes conclusions sont faites dans le cas d'un substrat symétrique et asymétrique, sur le diagramme de rayonnement de l'antenne.

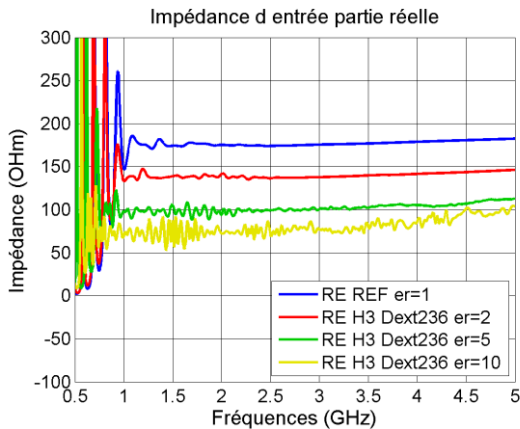


Figure II-62: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}$ $\text{Dext}=236\text{mm}$

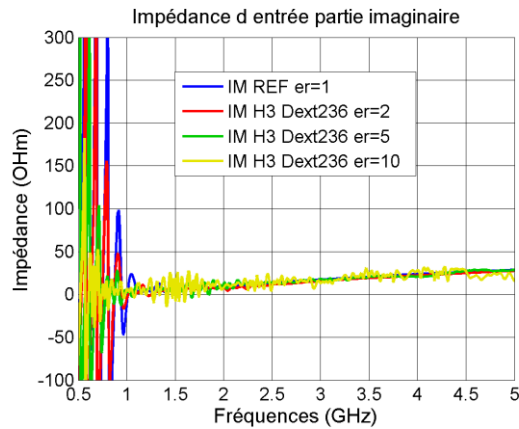


Figure II-63: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}$ $\text{Dext}=236\text{mm}$

Les Figures II-62 et II-63 montrent les parties, réelle et imaginaire des impédances d'entrée des différentes configurations. Dans le bas de la bande de fréquence, la stabilité de l'impédance (II-3-1), se décale aux basses fréquences avec la permittivité. Après la fréquence de coupure, une oscillation de l'impédance avec les configurations diélectriques est constatée. Celle-ci augmente avec la permittivité. De plus, la valeur de l'impédance diminue avec la permittivité.

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (6) \quad \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (7)$$

	Simulations (écart type=200Ohm)		Théorie equation (6)	Différence
H=3mm $\epsilon_r=2$	Z11 RE moy=139,0 Ω	BP=0,70-5GHz	Zin=153,9 Ω	$ \Delta Z =14,5\Omega$
H=3mm $\epsilon_r=5$	Z11 RE moy=101,4 Ω	BP=0,63-5GHz	Zin=108,8 Ω	$ \Delta Z =7,4\Omega$
H=3mm $\epsilon_r=10$	Z11 RE moy=79,3 Ω	BP=0,50-5GHz	Zin=80,4 Ω	$ \Delta Z =1,1\Omega$

Tableau II-5: Impédance d'entrée partie réelle moyennée, substrats asymétrique à permittivité variable

Le Tableau II-5 décrit la moyenne des impédances d'entrée des configurations présentées plus haut. Une nouvelle impédance d'entrée théorique est définie par l'équation (6). Celle-ci considère un milieu constitué de deux permittivités, $\epsilon_r=1$ et ϵ_r du substrat. Cela amène la permittivité effective décrite dans l'équation (7), où 1 est la permittivité de l'air. L'impédance d'entrée moyennée reste proche de la valeur théorique proposée. On en déduit que la permittivité effective au centre de

l'antenne est proche de la permittivité effective décrite dans l'équation (7), lorsque l'épaisseur est suffisante.

En mettant à jour notre prédiction de la valeur de l'impédance d'entrée théorique avec l'équation (6), les mêmes conclusions que dans le cas symétrique sur l'influence de la permittivité peuvent être faites.

II.3.4) Bilan entre les différentes configurations et interprétation

II.3.4.a) Évolution du rayonnement de la spirale

Dans le cas d'un milieu homogène constitué d'air et d'un milieu homogène à permittivité unique, un élargissement de la bande basse proportionnelle à la permittivité sans dégradation sur le rayonnement est constaté. Dans le cas où la spirale est associée à un diélectrique de dimensions finies, on peut affirmer que le rayonnement d'une spirale associée à un substrat est dépendant : de la permittivité effective de celui-ci, donc simultanément de l'épaisseur et de la permittivité relative, et du diamètre extérieur du substrat. Dans la bande supérieure de fréquence ($F > 0,8\text{GHz}$), les dégradations et l'élargissement de bande basse sur le rayonnement sont proportionnelles à H et ϵ_r c'est-à-dire que les deux augmentent en fonction de ces deux paramètres. À condition que le diamètre extérieur soit suffisamment grand devant la spirale, pour éviter les effets de bords. En passant en milieu non-symétrique, les mêmes observations que dans le cas symétrique ont été faites sur l'influence de la permittivité, ce qui permet d'affirmer que les phénomènes constatés en symétrie seront équivalents dans le domaine non-symétrique.

En allant plus loin dans l'évolution du rayonnement, on peut comparer la directivité dans l'axe de deux configurations de spirale sur substrat dont l'épaisseur et la permittivité sont différentes dans le but de mieux établir la dépendance du rayonnement à la permittivité effective.

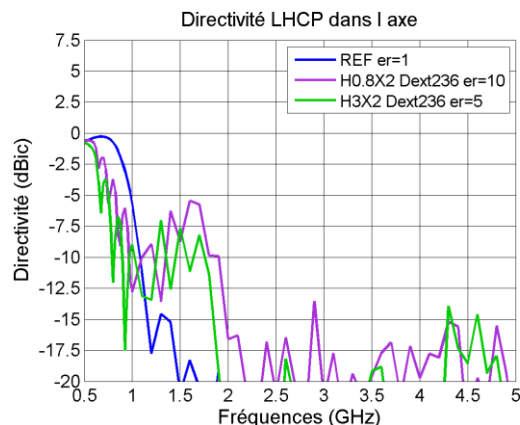
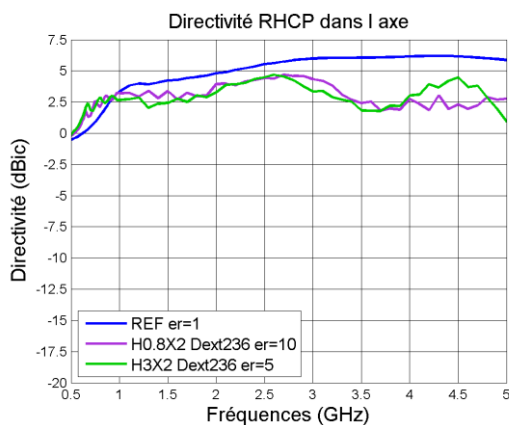


Figure II-64: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, avec substrats à permittivité effective proche

Figure II-65: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, avec substrats à permittivité effective proche

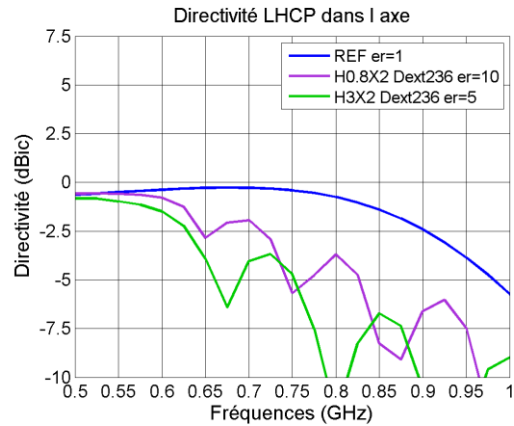
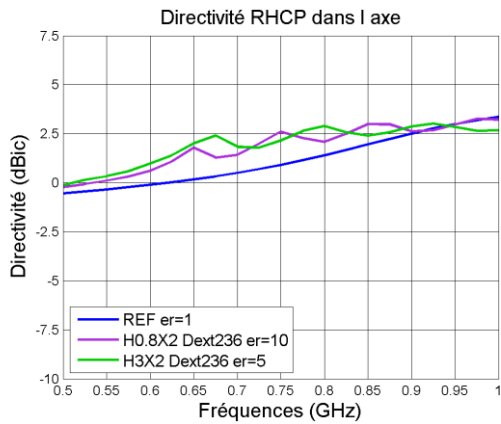


Figure II-66: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, avec substrats à permittivité effective proche ZOOM

Figure II-67: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, avec substrats à permittivité effective proche ZOOM

Les Figures II-64 à II-67 illustrent les directivités dans l'axe des configurations de substrats symétriques présentant respectivement, pour la première une épaisseur $H=0.8X2\text{mm}$ et une permittivité $\epsilon_r=10$, pour la seconde une épaisseur $H=3X2\text{mm}$ et une permittivité $\epsilon_r=5$. Les différentes directivités de ces configurations sont relativement proches bien que les caractéristiques de leurs substrats soit différentes. Ceci nous indique que les permittivités effectives obtenues avec ces deux configurations sont proches entre elle. En se référant aux impédances d'entrées de ces deux configurations indiquées sur la Figure II-68 ci-dessous, on peut affirmer que la configuration $\epsilon_r=5$ devrait avoir une permittivité effective légèrement inférieure à celle de la configuration $\epsilon_r=10$ et donc que l'élargissement de la bande basse de la directivité devrait être légèrement meilleur avec la configuration $\epsilon_r=10$. Néanmoins, c'est la configuration à épaisseur $H=3X2\text{mm}$ et $\epsilon_r=5$ qui a un niveau de cross-polarisation LHCP le moins élevé dans la bande basse (Figure II-67) ce qui nous indique une meilleure pureté de polarisation. Cette interprétation croisée avec ces deux configurations permet d'avancer que plusieurs couples d'épaisseurs et de permittivités sont possibles pour atteindre des performances très proches, ce qui offre un degré de liberté dans le dimensionnement d'antenne spirale sur substrat. Par exemple, des critères d'encombrement ou de performances critiques (comme la pureté de polarisation dans la bande basse) pourraient pousser à choisir un couple en particulier.

II.3.4.b) Évolution de l'impédance d'entrée de la spirale

Dans le cas d'un milieu homogène constitué d'air et d'un milieu homogène à permittivité unique, un élargissement de la bande basse de la stabilité de l'impédance d'entrée, proportionnelle à la permittivité est constatée. Dans le cas où la spirale est associée à un diélectrique de dimensions finies et de permittivité $\epsilon_r=10$, on peut affirmer que l'instabilité de l'impédance dans la bande passante de fréquence allait dépendre de l'épaisseur et du diamètre extérieur. Dans les cas à permittivité faible, les oscillations d'impédance sont faibles.

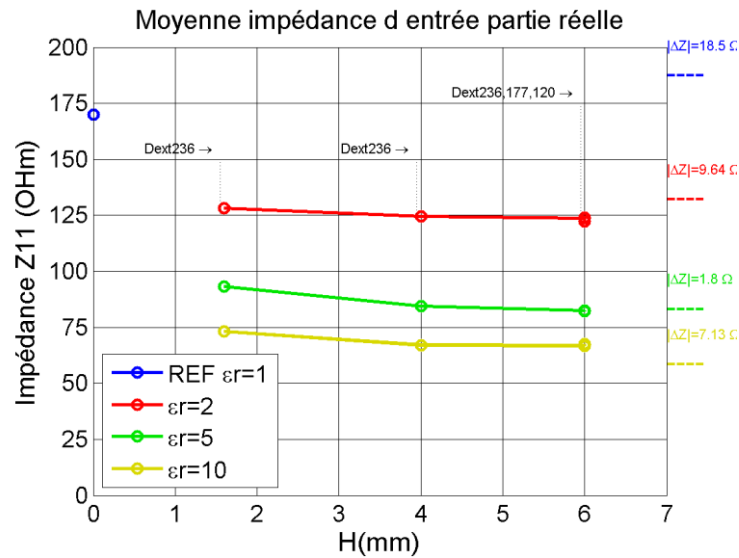


Figure II-68: Moyenne de l'impédance d'entrée (Ohm) VS épaisseur H(mm) d'une spirale placée entre 2 substrats diélectriques de permittivité $\epsilon_r=2, 5$ et 10 dans différentes configurations de diamètre extérieur Dext

La Figure II-68 illustre un récapitulatif des parties réelles de l'impédance d'entrée moyenne en fonction de l'épaisseur d'un substrat symétrique, dans différentes configurations de permittivité. À l'extérieur du graphique à droite, la valeur de l'impédance théorique est affichée en pointillés, avec au-dessus la différence entre cette valeur théorique et l'impédance d'entrée moyenne à $H=6$ mm. Cette différence restant faible, on peut affirmer que l'impédance moyenne reste principalement dépendante de la permittivité relative du milieu, à condition que l'épaisseur soit suffisante. En effet, on distingue une légère remontée de l'impédance moyenne pour la plus faible épaisseur de substrat. Si l'épaisseur diminuait encore et se rapprocherait de 0 mm, alors l'impédance d'entrée se rapprocherait de celle de l'air, c'est-à-dire $Z_{11\text{moy}}=188.5$ Ohm [41]. Dans le cas non-symétrique, l'impédance moyenne est alors dépendante de la permittivité effective du substrat, proposée en équation (7).

Conclusion du sous-chapitre :

De manière global, augmenter uniformément l'épaisseur et la permittivité du substrat entraîne, un élargissement de la bande basse de fréquence du rayonnement et de l'impédance, et également une dégradation du rayonnement et de la stabilité de l'impédance en bande supérieure de fréquence. Il apparaît donc qu'il faudra faire un compromis, que l'on verra avec plus de précision au chapitre III. De plus, diminuer le diamètre extérieur du diélectrique entraîne, une remontée de la cross polarisation, une oscillation sur l'impédance d'entrée et une diminution de l'élargissement de bande basse des performances. Il apparaît donc qu'il faudra privilégier un diamètre extérieur important dans le dimensionnement d'une spirale sur substrat. En considérant que l'élargissement de la bande basse des performances est prioritaire, la configuration optimale de spirale sur substrat à adopter parmi celles étudiées, serait composée d'un substrat d'épaisseur $H=3\text{mm} \times 2$, de permittivité $\epsilon_r=10$ et d'un diamètre extérieur $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$.

II.4) Validation avec la mesure d'une spirale sur un substrat de type FR-4

Dans ce sous-chapitre, une série de mesures effectuées sur une spirale gravée sur un substrat de type FR-4 sera présentée. Dans l'objectif de valider les conclusions faites précédemment avec un cas de spirale associée à un diélectrique et de contrôler la précision du simulateur CST MWS. Dans un premier temps, les résultats de simulation de l'antenne seront présentés, dans un second temps, les caractéristiques de nos deux configurations de maquette seront présentées : une configuration avec absorption du rayonnement arrière avec absorbant et une configuration sur plan réflecteur sans absorbant. La première a pour objectif de mesurer le rayonnement de l'antenne dans une configuration émulant un milieu homogène, donc une configuration minimisant les impacts de l'environnement proche de l'antenne. La seconde configuration a pour objectif d'être la plus prédictif possible en simulation de manière à tester la précision du simulateur CST MWS. Pour finir, les résultats de mesure en chambre sourde et en environnement extérieur seront analysés.

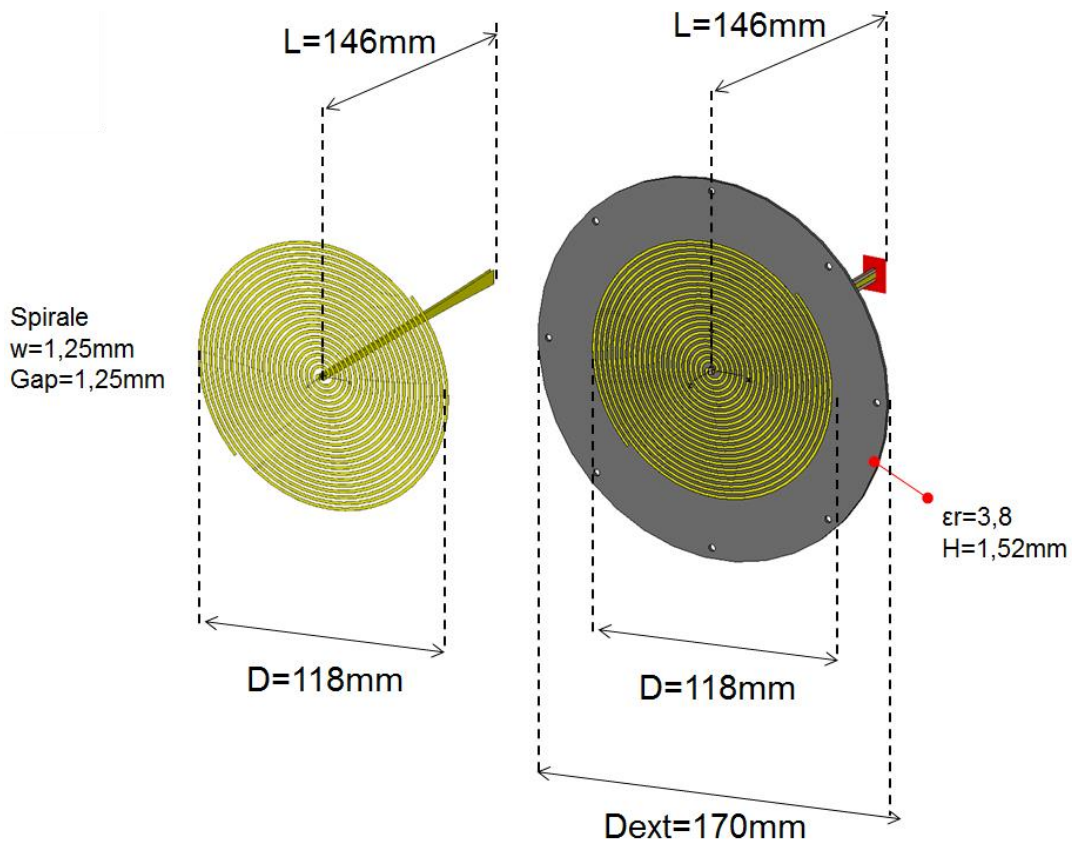


Figure II-69: Setup spirale dans l'air avec ça ligne bifilaire et spirale gravée sur un diélectrique de permittivité $\epsilon_r=3,8$ et d'épaisseur $H=1,52\text{mm}$, $D_{\text{ext}}=170\text{mm}$ avec ça ligne bifilaire

II.4.1) Simulation

La Figure II-69 illustre les designs des antennes de notre nouvelle référence pour ce sous-chapitre et de la spirale sur substrat à mesurer. Le premier est une spirale d'Archimède auto-complémentaire de diamètre extérieur $D=118\text{mm}$, de largeur de brins $w=1,25\text{mm}$ et d'espace entre brins

gap=1,25mm. Elle est alimentée par une ligne bifilaire large bande à ligne progressive avec une longueur L=146mm, assurant une transition d'impédance de 50 Ohm à 100 Ohm. Le second, est la même spirale gravée sur un substrat de type FR-4 qui présente une permittivité $\epsilon_r=3,8$, une tangente delta $\delta = 0,02$, une épaisseur H=1,52mm et un diamètre extérieur Dext=170mm. Elle est alimentée par une ligne bifilaire gravée sur un substrat FR-4. w et gap passent d'une valeur de 2 mm à 1,25 mm de manière à améliorer l'adaptation de l'antenne. En effet, la ligne bifilaire alimentant la spirale présente des terminaisons de largeur égale à 1,25mm pour avoir une adaptation améliorée. Dans les deux configurations, les spirales sont en cuivre avec une conduction de $\sigma = 5,8e7$ S/m.

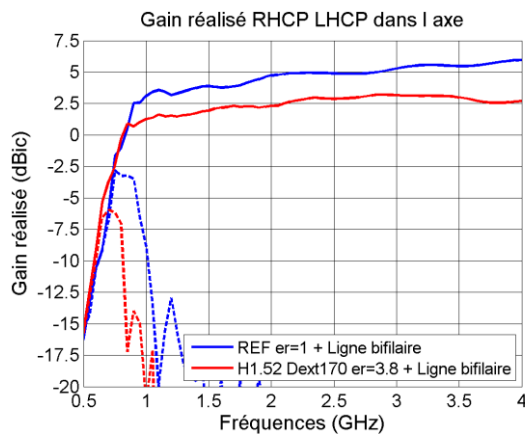


Figure II-70: Gain réalisé dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, dans l'air $\epsilon_r=1$ et diélectrique $\epsilon_r=3,8$ $H=1,52\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=170\text{mm}$

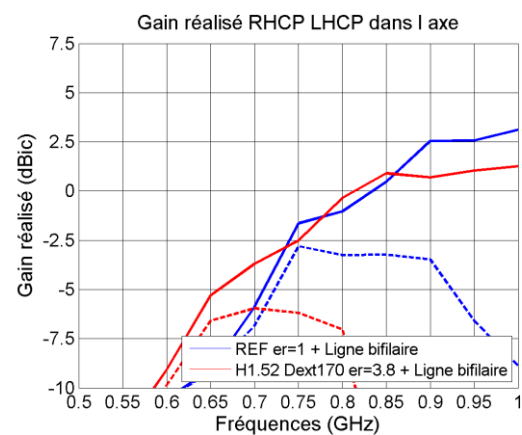


Figure II-71: Gain réalisé dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, dans l'air $\epsilon_r=1$ et diélectrique $\epsilon_r=3,8$ $H=1,52\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=170\text{mm}$ ZOOM

Les Figures II-70 et II-71, représentent le gain réalisé des deux configurations décrites ci-dessus. La directivité RHCP est supérieure à celle de la référence dans l'air avant 0,7GHz, étant donné que la longueur d'onde guidée est réduite par l'utilisation d'un substrat. De plus, un élargissement de la bande basse de fréquence du niveau de la cross polarisation (LHCP) est observé avant 1 GHz, pour la configuration sur substrat, ce qui traduit une amélioration de la pureté de polarisation. Ces observations correspondent à ce qui est attendu. En bande supérieure de fréquence, la configuration sur substrat a une baisse de la directivité RHCP homogène. En considérant les pertes du diélectrique et les conclusions faites précédemment sur les dégradations du rayonnement induites par un substrat diélectrique, cela correspond aussi à l'attendu.

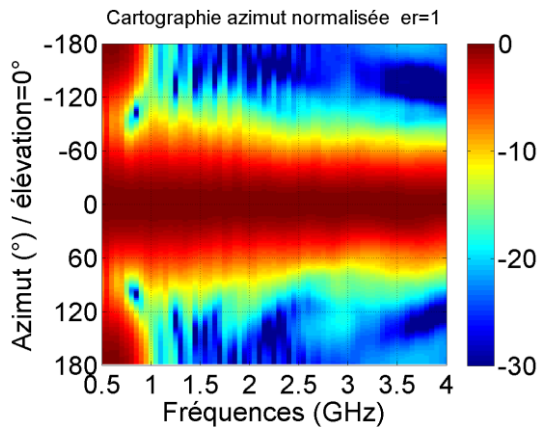


Figure II-72: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$ dans l'air

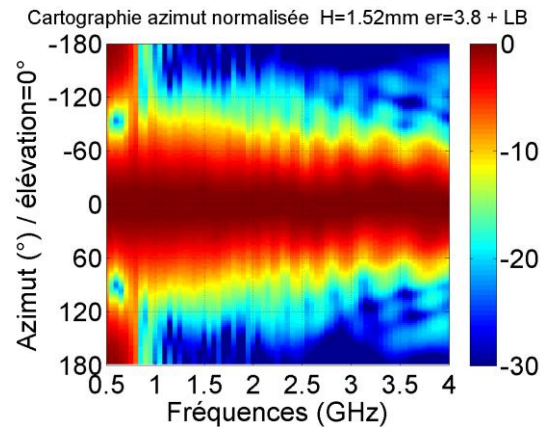


Figure II-73: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $er=3,8$ $H=1,52\text{mm}$ $\text{Dext}=170\text{mm}$

Les Figures II-72 et II-73 montrent les cartographies du rayonnement en fonction de la fréquence des 2 configurations, dans le plan azimut. La qualité de rayonnement s'améliore entre 0,75 GHz et 1 GHz avec la configuration sur substrat et se dégrade légèrement dans le haut de la bande de fréquence. On le voit à un angle d'ouverture oscillant autour de 60° .

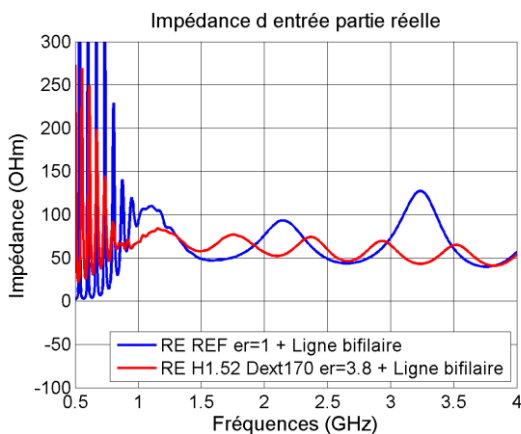


Figure II-74: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, dans l'air $er=1$ et diélectrique $er=3,8$ $H=1,52\text{mm}$ $\text{Dext}=170\text{mm}$

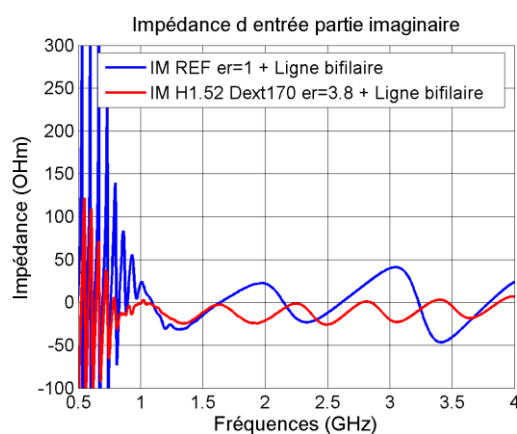


Figure II-75: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, dans l'air $er=1$ et diélectrique $er=3,8$ $H=1,52\text{mm}$

Les Figures II-74 et II-75 représentent les parties, réelle et imaginaire, des impédances d'entrée des 2 configurations. A noter que l'impédance est déduite du « wave port », placé à la terminaison basse de la ligne bifilaire, donc à la terminaison d'impédance caractéristique proche de 50 Ohm (rectangle rouge derrière la spirale sur substrat dans la Figure II-69). Pour les deux configurations, la

partie réelle oscille au-dessus de 50 Ohm et la partie imaginaire oscille autour du 0. L'attendu aurait été une impédance constante de 50 Ohm et 0 Ohm respectivement pour les parties réelle et imaginaire, mais la ligne bifilaire apporte un effet résonnant. Dans la bande basse de fréquence, la stabilité de l'impédance subit bien un élargissement vers les basses fréquences comme attendu.

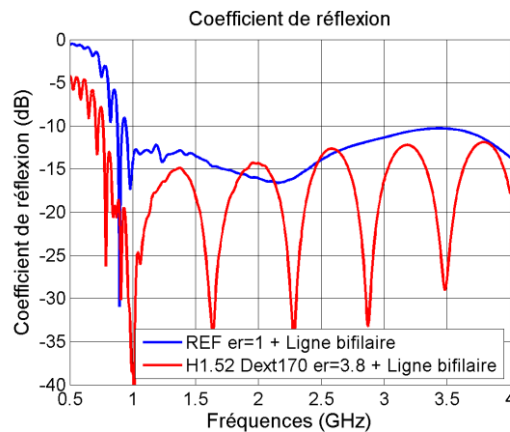


Figure II-76: Coefficient de réflexion (dB) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, dans l'air $\epsilon_r=1$ et diélectrique $\epsilon_r=3,8$ $H=1,52\text{mm}$ $\text{Dext}=170\text{mm}$

La Figure II-76 illustre le coefficient de réflexion des configurations, où l'impédance utilisée comme référence est 50 Ohm. Celui-ci suit les résonances observées sur l'impédance, néanmoins il reste en dessous de -10dB pour les 2 configurations. Le niveau des ventres est supérieur à 50 Ohm sur la partie réelle de l'impédance de la spirale dans l'air. Ceci entraîne une remontée du coefficient de réflexion. Dans la bande basse de fréquence, la spirale sur FR-4 est mieux adaptée que la référence dans l'air du fait de l'absorption de la puissance associée aux pertes intrinsèques du substrat.

Dans ce sous-chapitre, les résultats de simulation du design de spirale sur substrat à mesurer ont été comparés aux résultats de la spirale dans l'air. Les mêmes observations que dans le sous-chapitre II-3-3 ont pu être faites. Effectivement, un élargissement de la bande basse, et des dégradations de la bande supérieure de fréquence amenées par le substrat diélectrique, ont été observés.

II.4.2) Conception et caractéristique de la maquette

Dans cette partie, les caractéristiques de nos différentes maquettes permettant de mesurer le rayonnement de notre antenne seront présentées. Dans un premier temps, un setup permettant de mesurer le rayonnement se voulant le plus proche possible d'un rayonnement en espace libre sera montré. Puis dans un second temps, un setup permettant d'effectuer une retro-simulation plus précise sera montré. Le but dans les deux cas étant de confronter ces mesures avec les designs de simulation correspondants.

Les mesures ont été faites dans la chambre sourde de Thales Systèmes Aéroportés Brest, au laboratoire antenne. Cette chambre est constituée d'un bras de positionnement permettant de déplacer une maquette d'antenne de manière à pouvoir mesurer son champ lointain (Figure II-77). Un outillage d'interface entre la maquette et le bras est nécessaire.

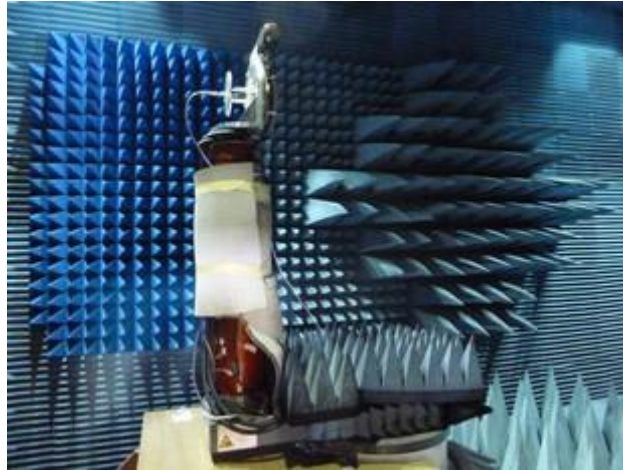


Figure II-77: Chambre sourde, bras de positionnement en rouge

L'interface utilisée est métallique et est donc susceptible d'interférer avec le rayonnement de l'antenne. Un de nos objectifs étant de mesurer le rayonnement en espace libre de l'antenne spirale, il faut alors minimiser au maximum l'effet de l'interface en la masquant avec de l'absorbant. Le bras de positionnement n'étant pas adapté à une antenne rayonnant en bidirectionnel, il faut aussi absorber le rayonnement arrière de la spirale.

II.4.2.a) Spirale sur absorbant

Dans cette section, la mise en œuvre des mesures permettant d'obtenir le diagramme de rayonnement subissant le moins possible l'influence de l'environnement proche est présentée. Donc le rayonnement se rapprochant le plus possible de celui en espace libre (Figure II-78 et Figure II-79).

II) Élargissement de la bande basse d'une spirale d'Archimède à l'aide de matériaux diélectriques

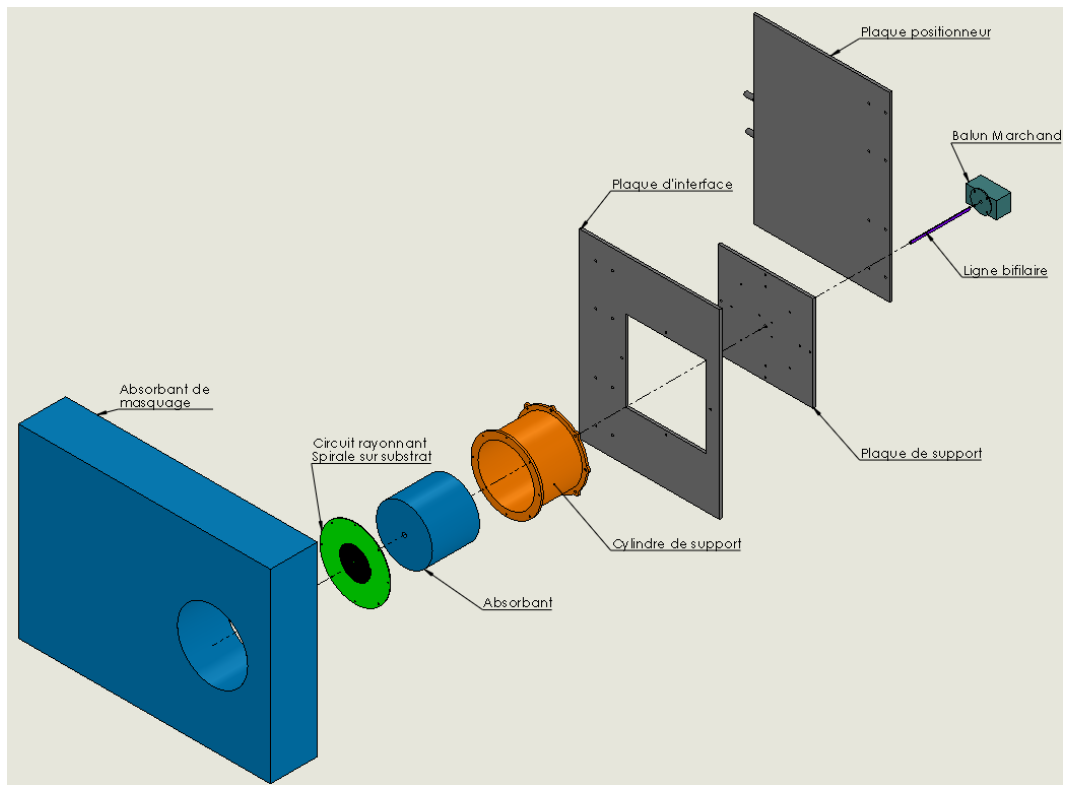


Figure II-78: Vue éclatée de l'ensemble des éléments de la maquette

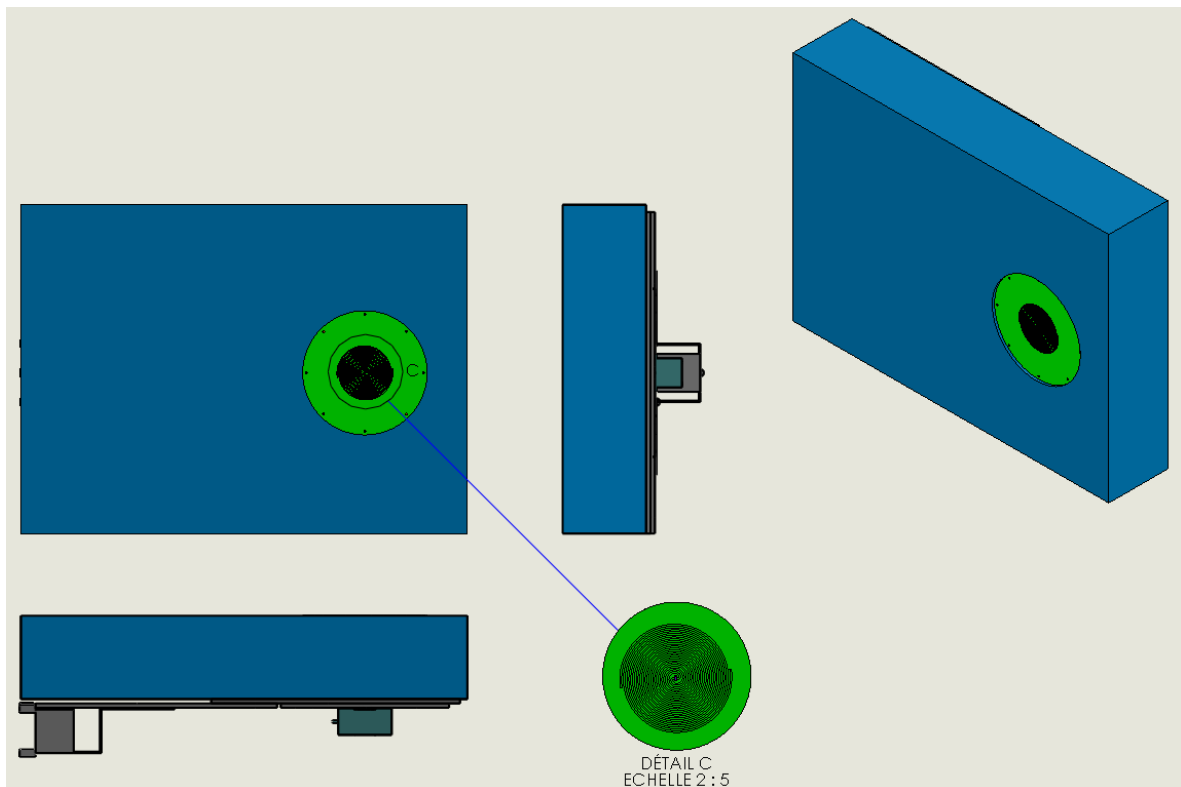


Figure II-79: vues de face et de côtés des éléments de la maquette

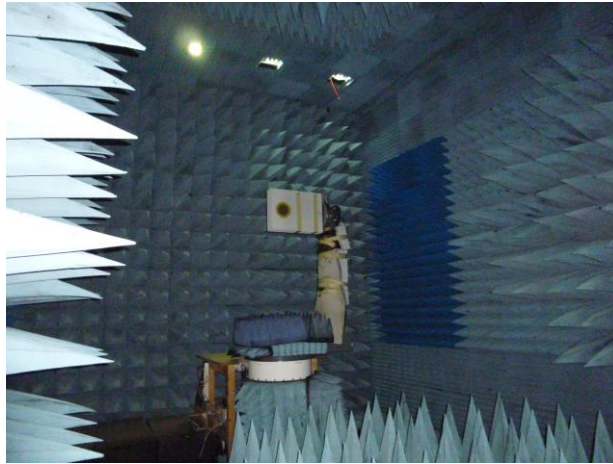


Figure II-80: Setup d'installation de la maquette dans la chambre sourde

L'absorbant placé autour de l'antenne, masquant l'ensemble plaque métallique positionneur + plaque métallique interface, sert à supprimer les réflexions que l'on pourrait avoir sur ces plateaux. C'est l'absorbant de masquage représenté en couleur bleu sur la Figure II-78. L'absorbant de forme cylindrique que l'on peut aussi apercevoir sur la Figure II-78, placé à l'intérieur du cylindre de support est le principal constituant de la cavité de l'antenne spirale. Il permet d'absorber le rayonnement arrière de la spirale. Dans les deux cas, l'absorbant est un AN79 de la marque Laird ([lien](#)). Un balun Marchand est utilisé pour transformer une ligne coaxiale déséquilibrée en un terminal équilibré alimentant la ligne bifilaire. Le cylindre de support de la spirale est une impression 3D faite de plastique ABS de permittivité $\epsilon_r=2,83$ et tangente delta $\delta=0,0053$ imprimée à l'atelier mécanique de l'UBO.

II.4.2.b) Spirale sur plan réflecteur

Dans cette section, une spirale sur plan réflecteur, donc sans absorbant est présentée. L'objectif ici est d'avoir une mesure sans absorbant, les caractéristiques des différentes couches n'étant pas communiquées par le constructeur, elles sont par conséquent difficiles à modéliser en simulation, ce qui pourrait introduire des conclusions fausses sur la prédictibilité du simulateur CST. Avec ce montage, une retro-simulation plus fidèle pourra être mise en place de manière à mieux quantifier la précision du simulateur (Figure II-81 et II-82). La cavité de cette spirale sur plan réflecteur a une hauteur de 31mm, ce qui correspond à des interférences constructives du champ électrique incident rayonné par l'antenne et réfléchi par le plan réflecteur dans la majorité de la bande de fréquence mesurée.

II) Élargissement de la bande basse d'une spirale d'Archimède à l'aide de matériaux diélectriques

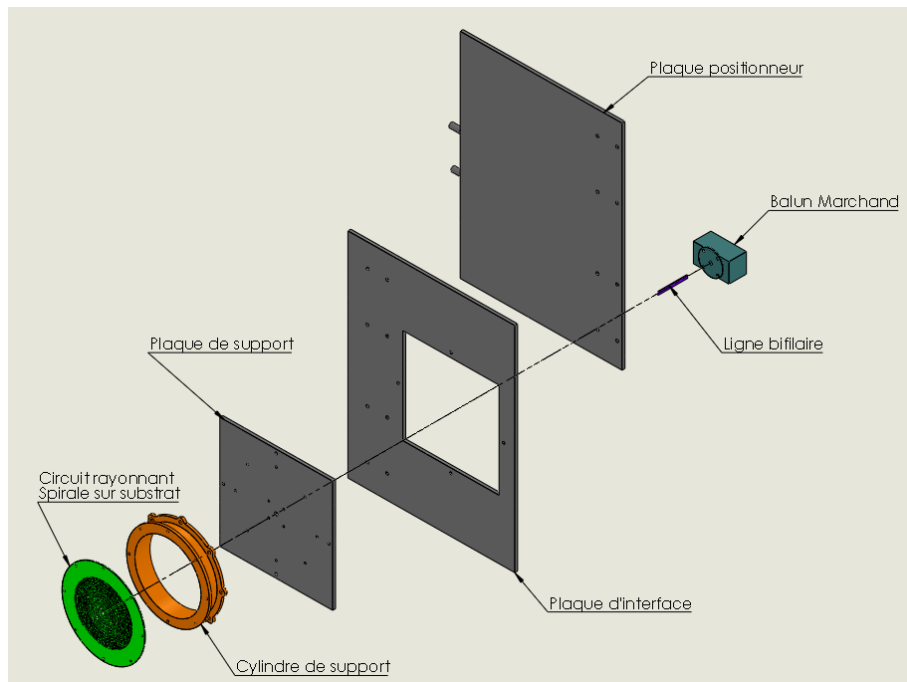


Figure II-81: Vue éclatée de l'ensemble des éléments de la maquette sans absorbant

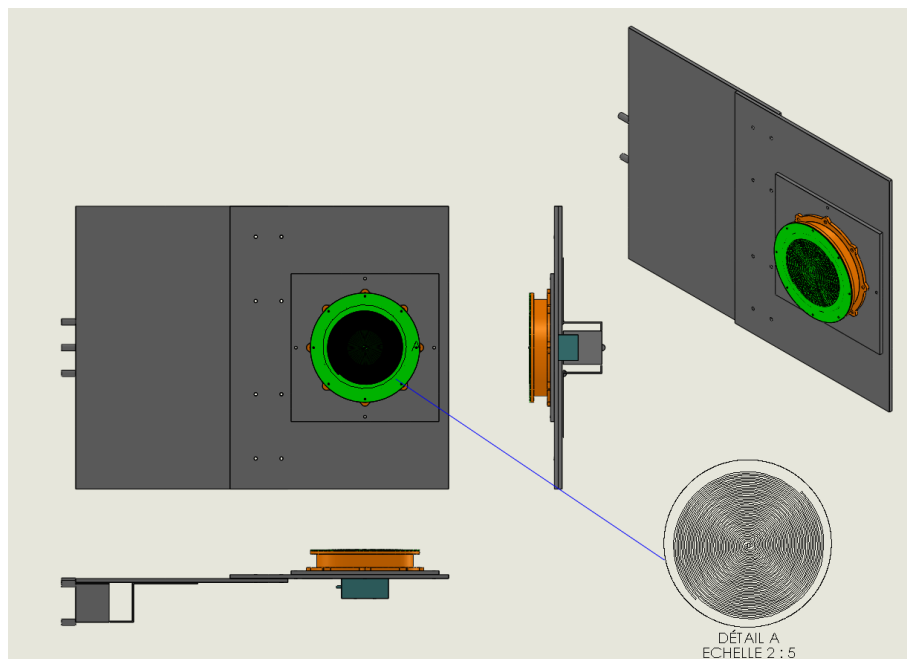


Figure II-82: vues de face et de côtés des éléments de la maquette sans absorbant

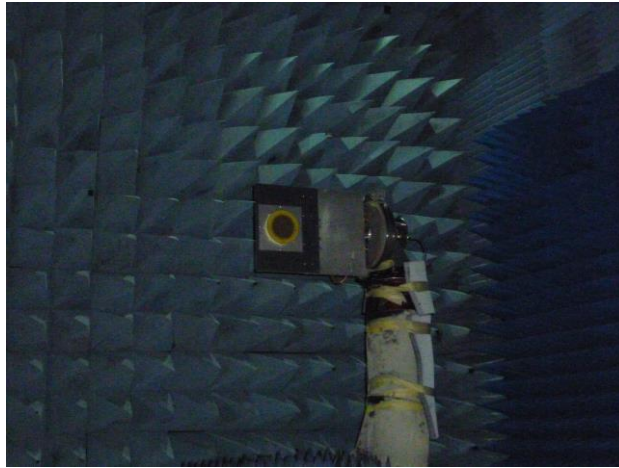


Figure II-83: Setup d'installation de la maquette sans absorbant dans la chambre sourde

II.4.3) Présentation et analyse des résultats

Dans cette partie, les résultats de mesure de rayonnement en chambre sourde de la spirale sur absorbant et sur plan réflecteur sont présentés. En complément, les résultats d'une mesure complémentaire effectuée au fort du Mengant seront également présentés. (Le fort du Mengant est une base de mesure pour radar)

II.4.3.a) Mesure en chambre sourde

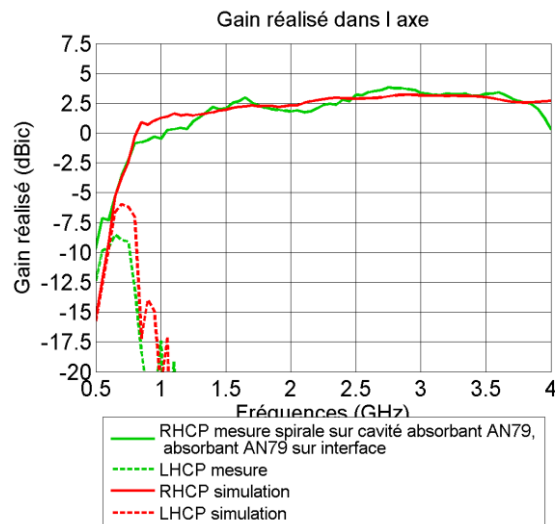


Figure II-84: Gain réalisé dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$. Simulation et mesure

La Figure II-84 montre les gains réalisés dans l'axe en simulation et mesure de la spirale sur substrat FR-4. A rappeler qu'en simulation, l'antenne et sa ligne bifilaire sont en espace libre (Figure II-69). En mesure elle est placée sur de l'absorbant large bande AN79 (Figure II-78) de manière à émuler au mieux l'espace libre. Globalement, les gains réalisés en simulation et en mesure restent proches, excepté sur quelques points de fréquence. D'abord entre $F=0,5 - 0,6\text{GHz}$, le gain mesuré est

supérieur à celui simulé (+6,5dB) et le niveau entre co et cross polarisation est meilleur en mesure. L'absorbant à ces fréquences n'est plus en mesure d'absorber la totalité du rayonnement arrière de la spirale, ce qui permet aux plaques métalliques de participer au rayonnement. Autour de $F=1\text{GHz}$, une chute du gain réalisé mesuré de l'ordre de 1,25dB relativement à la simulation est observée. A $F=4\text{GHz}$, une chute du gain réalisé en mesure est constatée, cela est dû à la fréquence de coupure haute du balun Marchand qui est fixée à 4GHz et qui n'est pas utilisé en simulation.

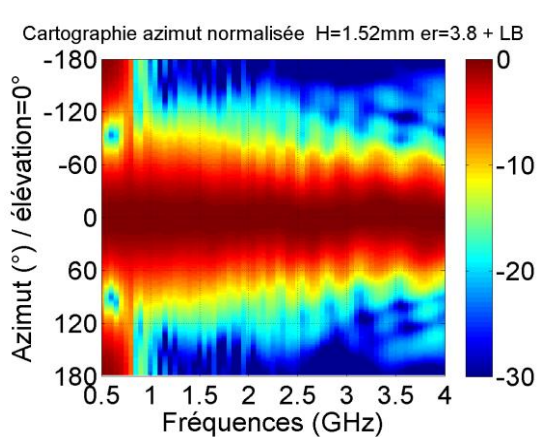


Figure II-85: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$. Simulation

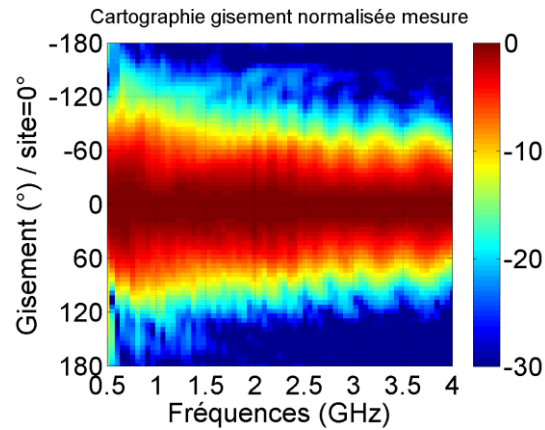


Figure II-86: Cartographie Gisement(°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$. Mesure

Les Figures II-85 et II-86 représentent les cartographies du rayonnement en fonction de la fréquence de la simulation et de la mesure, dans le plan azimut. Globalement les deux cartographies sont proches en terme d'angle d'ouverture, à l'exception du rayonnement dans la bande basse de fréquence où en mesure aucun rayonnement arrière n'est constaté. Dans la bande basse de fréquence, la spirale étant électriquement petite, le lobe principal de rayonnement n'est plus seulement orienté dans l'axe, mais aussi à l'arrière de l'antenne. Dans le cas de la spirale placée sur l'absorbant, bien que l'antenne devienne électriquement petite et commence à avoir un rayonnement arrière, celui-ci est absorbé et n'apparaît pas sur le diagramme mesuré.

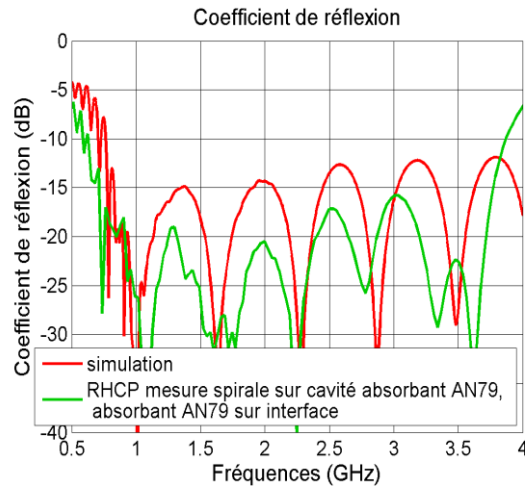


Figure II-87: Coefficient de réflexion (dB) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$. Simulation et mesure

La Figure II-87 illustre le coefficient de réflexion en simulation et mesure, où l'impédance utilisée comme référence est 50 Ohm. Globalement l'antenne mesurée est mieux adaptée qu'en simulation dans la bande de fréquence, excepté à la fréquence de coupure du balun Marchand $f_c=4\text{GHz}$ qui n'est pas pris en compte dans la simulation.

Dans la suite, les résultats de mesure et de simulation du montage de la spirale sur plan réflecteur vont être présentés. La configuration de simulation est mise à jour comme dans la Figure II-83 pour coller au mieux à la mesure, où tous les matériaux sont simulés avec leurs pertes respectives. L'aluminium simulé, seul matériau non décrit jusque-là, à une conductivité de $\sigma = 3,56e7$ S/m. Dans cette configuration le plan réflecteur a un diagramme de déphasage centré autour de $f=2,4\text{GHz}$ ($\lambda/4=31\text{mm}$). Le plan réflecteur va permettre d'avoir, soit une interférence constructive entre champ incident et réfléchi qui se traduit en un gain supérieur à celui d'une référence dans l'air, soit une interférence destructive qui se traduit par un gain inférieur cette fois. L'impact d'un plan réflecteur métallique plat sur une spirale est décrit plus en détail en annexe. Cette hauteur de cavité donnera un diagramme de déphasage très proche de celui montré en annexe (Figure 0-2) qui correspond au cas où la hauteur est de 30mm. Dans cette configuration, des interférences constructives sur quasiment l'ensemble de la bande de fréquence sont attendues.

II) Élargissement de la bande basse d'une spirale d'Archimède à l'aide de matériaux diélectriques

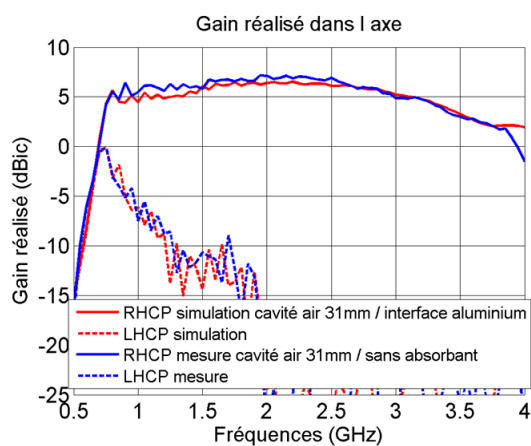


Figure II-88: Gain réalisé (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$ sur plan réflecteur. Simulation et mesure

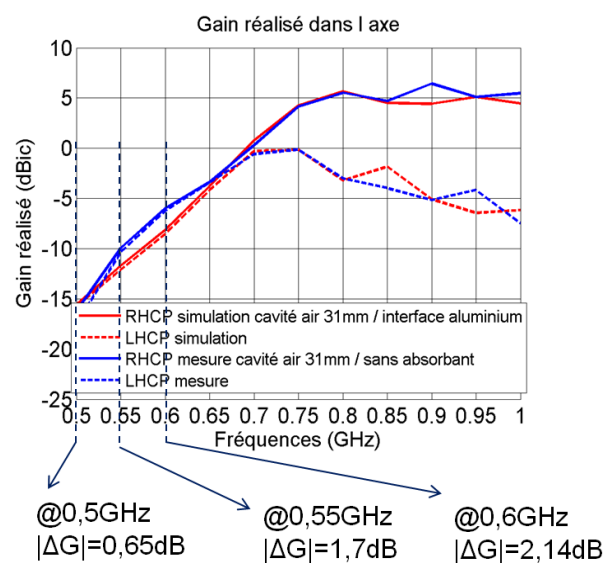


Figure II-89: Gain réalisé (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$ sur plan réflecteur. Simulation et mesure ZOOM

Les Figures II-88 et II-89 montrent le gain réalisé dans l'axe en simulation et en mesure de la spirale sur plan réflecteur. En comparant sur l'ensemble de la bande de fréquence, une bonne cohérence entre les mesures et simulations est observée, excepté à la fréquence de coupure du balun Marchand $F=4\text{GHz}$. A $F=1\text{GHz}$, une nouvelle fois une chute du gain réalisé mesuré relativement à la simulation de l'ordre de 1,25dB est constatée à $F = 0,6\text{GHz}$, une différence maximum allant jusqu'à 2,14dB est remarquée. L'amplitude du gain réalisé dans la bande supérieure de fréquence est d'environ 5dBic pour le montage sur plan réflecteur, alors que pour le cas sur absorbant il oscillait autour de 2,5dBic. On peut y voir l'apport des interférences constructives sur le gain de l'antenne.

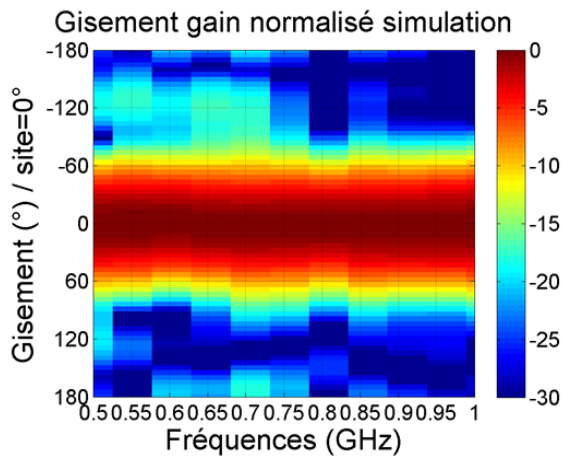


Figure II-90: Cartographie Gisement (°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$ sur plan réflecteur. Simulation

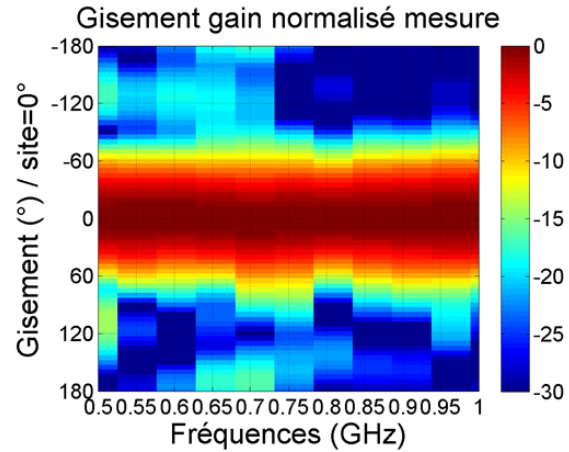


Figure II-91: Cartographie Gisement (°) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$ sur plan réflecteur. Mesure

Les Figures II-90 et II-91 illustrent les cartographies du rayonnement en simulation et en mesure entre $F = 0,5 \text{ GHz} - 1 \text{ GHz}$, dans le plan azimut. Globalement les deux cartographies sont proches en terme d'angle d'ouverture.

L'objectif de ces mesures est de valider expérimentalement ce qui avait été conclu dans le chapitre II-3-3) sur l'impact d'un substrat diélectrique sur les performances radioélectriques d'une antenne spirale en espace libre. Dans un premier temps, les performances simulées d'une antenne spirale gravée sur un substrat FR-4 en espace libre ont été comparées à celles d'une spirale dans l'air. Il a été conclu que dans cette configuration, le substrat avait bien permis d'élargir la bande basse de fonctionnement de la spirale et que le rayonnement de la bande supérieure de fréquence avaient été dégradé. Dans un second temps, les résultats de mesure en chambre sourde pour deux montages incluant la spirale sur FR-4 ont été présentés, le premier masque au mieux l'environnement proche de la maquette de manière à se rapprocher de l'espace libre et le second n'utilise aucun absorbant. En comparant les résultats de mesure du premier montage avec la simulation en espace libre, il a été conclu que les deux étaient proches, ce qui nous permet de valider les études précédentes, hormis quelques points de mesures divergents explicables. Le second montage n'intègre aucun absorbant de manière à avoir une rétro-simulation plus fidèle. Une bonne correspondance est constatée en confrontant simulation et mesure, ce qui nous permet d'être sûr de la prédictibilité du simulateur et d'appuyer la validation de nos études.

Au travers de nos deux configurations, c'est-à-dire la configuration sur absorbant et sur plan réflecteur. Il a pu être constaté que la simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne était prédictive dans les deux configurations, on peut donc conclure que CST a une précision satisfaisante sur le calcul du diagramme de rayonnement.

II.4.3.b) Mesure en extérieur

Il est possible de mesurer le rayonnement de l'antenne à l'extérieur en alternative à une mesure en chambre sourde. Ce type de mesure permet d'avoir une plus grande liberté de mesure d'un point

vue organisationnel que dans une mesure en chambre sourde, au détriment de la qualité de la mesure étant donné que l'antenne n'est pas isolée du milieu extérieur ce qui entraîne des interférences sur le rayonnement. Cependant, cette méthode de mesure permet de tester le fonctionnement d'une antenne avant de passer en chambre sourde et apporte également des informations sur les répercussions d'un environnement réaliste sur les performances d'une antenne. Les Figures II-92 à II-94 représentent le montage et le schéma de mesure constitué d'une antenne cornet large bande fonctionnant de $F = 0,4 - 6\text{GHz}$, d'un analyseur de réseaux vectoriel (VNA) et de notre antenne spirale dont la cavité est remplie d'absorbant. La hauteur H des deux antennes vis à vis du sol, est réglée selon la hauteur maximum des trépieds qui est d'environ 2.30m en gardant une distance entre les pieds suffisantes pour éviter tout risques de chute des antennes. La distance D est déterminée par l'évaluation de la distance minimum pour laquelle on considère que le cornet rayonne en champ lointain, pour $F=4\text{GHz}$. Selon la formule d'évaluation de la région de Fraunhofer : $R2=2L^2/\lambda$ [44] où $R2$ est le rayon de la zone de rayonnement en champ lointain, L la plus grande dimension de l'antenne et λ la longueur d'onde dans le vide du champ rayonné.

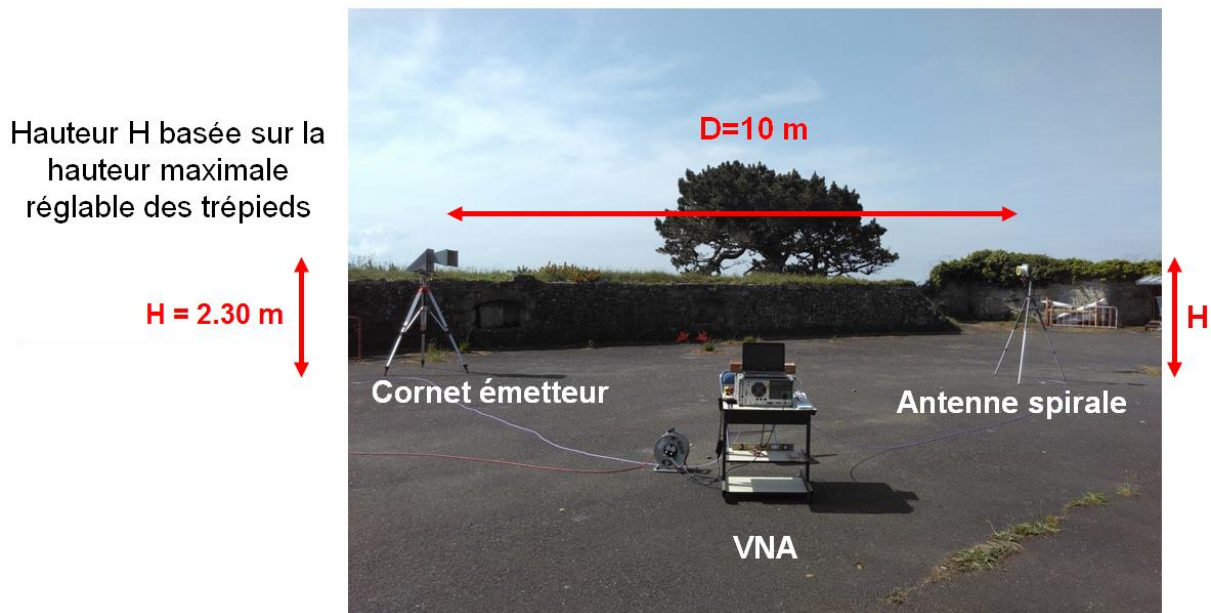


Figure II-92: Setup de mesure en extérieure d'une spirale d'Archimède sur substrat FR-4 sur cavité absorbante



Antenne Cornet 0,4 – 6 GHz

Outillage de maintien du cornet



Antenne spirale

- D=118 mm (taille élément rayonnant)
- Cavité absorbante



Figure II-93: Antenne cornet et spirale

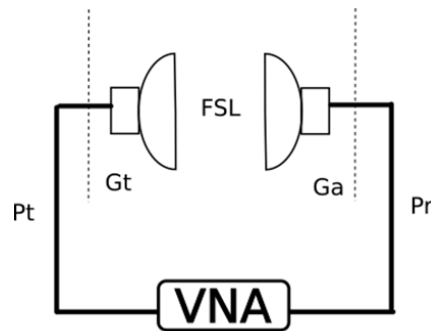


Figure II-94: Schéma de mesure

Le gain de l'antenne spirale est déterminé en se basant sur la formule de Friss [44] décrite en équation (8).

$$Pr = Pt \times Gt \times Ga \times \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2 \quad (8)$$

Où Pr est la puissance reçue, Pt la puissance transmise, Gt le gain de l'antenne d'émission, Ga le gain de l'antenne spirale et $(\lambda/4\pi D)^2$ les pertes en espace libre (ou FSL). En valeur naturelle on peut écrire l'expression (9).

$$|S21|^2 = \frac{Pr}{Pt} \Leftrightarrow |S21|^2 = Gt \times Ga \times \frac{1}{FSL} \quad (9)$$

L'équivalent en décibel serait l'équation (10).

$$S21_{dB} = Gt_{dB} + Ga_{dB} - FSL_{dB} \quad (10)$$

En connaissant le gain de l'antenne cornet, les pertes en espace libre et en mesurant le coefficient de transmission entre les 2 antennes, on en déduit le gain de l'antenne spirale.

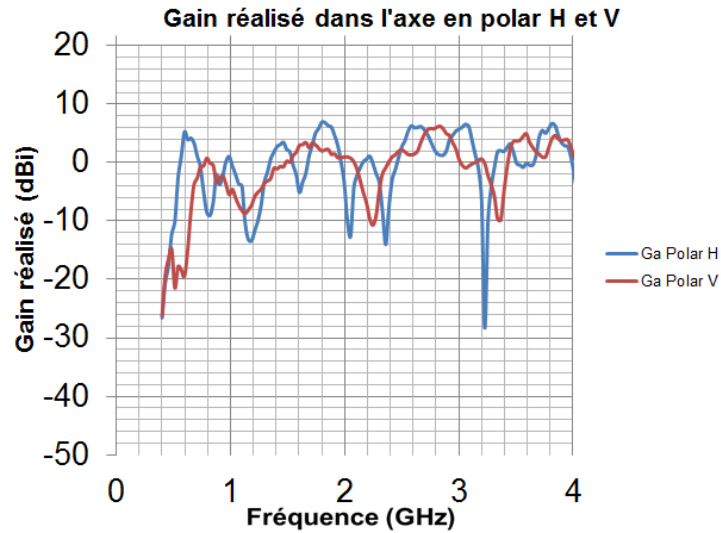


Figure II-95: Gain réalisé dans l'axe mesuré en polarisation H et V (dBi) en fonction de la fréquence(GHz)

La Figure II-96 montre le gain réalisé dans l'axe Ga mesuré en polarisation H et V, donc une mesure avec le cornet rayonnant un champ tangent au sol et une autre avec le cornet tourné à +90°. Les 2 gains sont par moment en opposition de phase, comme on peut le voir par exemple dans les bandes F=2-2,4GHz et F=2,6-3GHz. Cela est un signe de rayonnement en polarisation elliptique de l'antenne. Dans le cas d'une polarisation circulaire parfaite les gains H et V devrait avoir la même valeur.

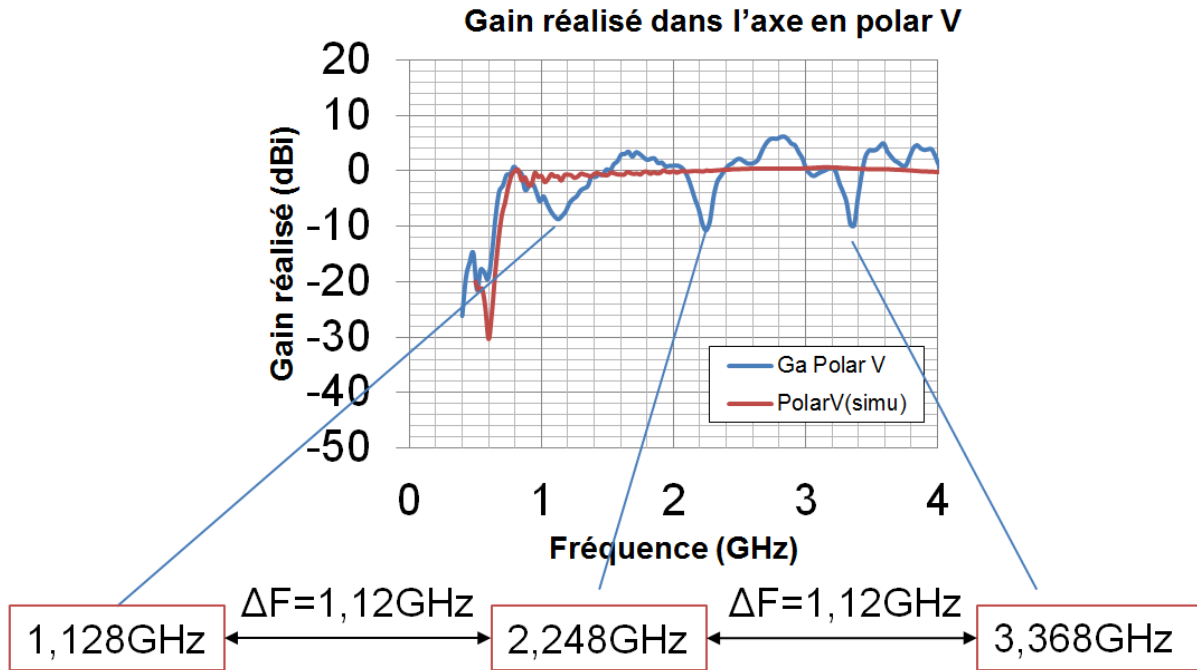


Figure II-96: Gain réalisé mesuré et simulé dans l'axe en polarisation V (dBi) en fonction de la fréquence (GHz)

La Figure II-96 isole la composante verticale et la compare à une simulation de l'antenne spirale en espace libre. La présence de nœud à intervalle régulier de $\Delta F=1,12\text{GHz}$ et des ventres autour de la simulation sont observés. Dans ce montage de mesure, le sol n'est pas masqué comme en chambre sourde, il faut donc s'attendre à avoir des réflexions parasites modifiant la réponse de l'antenne. Dans [45], l'auteur théorise l'impact qu'aurait un plan réflecteur dans la même situation. Il en déduit que le rayonnement réfléchi par le réflecteur aura en fonction de la fréquence et de la hauteur séparant les deux antennes du sol, soit une interférence constructive, soit une interférence destructive avec le champ reçu. L'auteur propose les équations liant les interférences à la fréquence :

$$H_t = \frac{(2n - 1)\lambda D}{4H_r} \quad (11) \quad H_t = \frac{(2n)\lambda D}{4H_r} \quad (12)$$

Où l'équation (11) décrit la hauteur de l'antenne de transmission H_t où les interférences sont constructives et l'équation (12) les interférences destructives. En utilisant l'équation (12) pour déterminer à qu'elles fréquences on devrait avoir des pics d'interférences destructives en fonction des hauteurs H_t et $H_r = 2,3 \text{ mm}$ (ici H_t la hauteur de l'antenne de transmission et H_r la hauteur de l'antenne de réception sont les mêmes) on obtient les fréquences successives $F=1,128\text{GHz}$, $F=2,248\text{GHz}$ et $F=3,373\text{GHz}$ pour respectivement $H=2\lambda D$, $4\lambda D$ et $6\lambda D$. Ces fréquences correspondent à celle des nœuds observés en Figure II-96 ce qui confirme l'impact du sol sur les performances de l'antenne.

Dans cette section, une mesure en extérieur a été présentée, à travers les résultats présentés et leur analyse, on a pu confirmer le bon fonctionnement de l'antenne de manière plus simple que dans une mesure en chambre sourde. De plus, en ayant réussi à analyser les effets de l'environnement extérieur sur la réponse de notre antenne, on peut envisager de mesurer d'autres antennes de cette manière, sans passer par une mesure en chambre sourde.

II.5) Conclusion

Dans ce chapitre, une analyse principalement qualitative et occasionnellement quantitative de l'impact de matériaux diélectriques associés à une spirale d'Archimède auto-complémentaire a été menée, en se basant sur trois paramètres : la directivité dans l'axe, les diagrammes de rayonnement et l'impédance d'entrée.

Dans un premier temps, une spirale d'Archimède auto-complémentaire dans l'air a été prise comme référence. Ces caractéristiques dites indépendantes de la fréquence ont pu être confirmées en constatant une régularité dans ces performances de rayonnement et d'impédance dans la bande passante de l'antenne. Dans un second temps, les performances de cette spirale pour différents scénarios d'association avec un matériau diélectrique ont été étudiées. Tout d'abord, avec un milieu homogène, puis entre 2 substrats cylindriques aux dimensions finies, pour finir gravée sur un substrat cylindrique non symétrique correspondant à une configuration « classique » d'utilisation d'un substrat. Au fil de l'étude, il a pu être mis en évidence qu'il y avait un élargissement de la bande basse de fréquence des performances radioélectriques de l'antenne spirale variant avec la permittivité et la hauteur du substrat, mais également que des dégradations apparaissaient proportionnellement à ces paramètres dans les configurations à dimensions finies. Il a également été conclu que l'impédance d'entrée était prédictive et liée principalement à la permittivité relative du substrat, en gardant en tête que l'épaisseur H du substrat doit sûrement rester suffisamment grande relativement à la longueur d'onde.

Pour terminer, des résultats de mesure d'une spirale d'Archimède auto-complémentaire gravée sur un substrat de type FR-4 ont été montrés. Cela a permis de valider expérimentalement les différentes études et de mettre en évidence la précision du simulateur CST dans la prédiction du rayonnement d'une antenne (déjà montré par ailleurs dans [20] [47]). Au vu des résultats observés dans ce chapitre, il apparaît qu'un compromis est à faire entre l'élargissement de bande basse et les dégradations des performances radioélectriques. Ce compromis reste une observation sans analyse analytique plus poussée de l'effet des paramètres du substrat sur ce compromis. Dans le cadre du chapitre IV, qui a pour objectif d'améliorer ce compromis, des indicateurs de performances sur le champ lointain nous permettant de mettre en évidence ce compromis de manière quantitative seront mis en place dans le chapitre III.

II.6) Bibliographie du chapitre II

- [41] McFadden, M., et W. R. Scott. « Analysis of the Equiangular Spiral Antenna on a Dielectric Substrate ». IEEE Transactions on Antennas and Propagation 55, no 11 (novembre 2007): 3163-71. <https://doi.org/10.1109/TAP.2007.908838>.
- [42] Ludwig, A. « The definition of cross polarization ». IEEE Transactions on Antennas and Propagation 21, no 1 (janvier 1973): 116-19. <https://doi.org/10.1109/TAP.1973.1140406>.
- [43] Mushiake, Y. « Self-complementary antennas ». IEEE Antennas and Propagation Magazine 34, no 6 (décembre 1992): 23-29. <https://doi.org/10.1109/74.180638>.
- [44] Constantine A. Balanis, « ANTENNA THEORY, ANALYSIS AND DESIGN, third edition ». Wiley-interscience, A John Wiley & sons, inc., Publication, 2005. Chapitre 2.2.4, Chapitre 2.17.
- [46] Djoma, Christopher. « Contribution to the conception of reflectors suitable to wideband thin antennas ». Theses, Télécom ParisTech, 2013. <https://pastel.archives-ouvertes.fr/tel-01153357>. Chap II-1.

III) Mise en place d'indicateur de performance champ lointain champ proche d'une spirale d'Archimède sur substrat

III.1)	Introduction.....	104
III.2)	Critères de performances en champ lointain et sur la zone active.....	105
III.2.1)	Écart moyen du gain dans l'axe dans la bande supérieure de fréquence.....	105
III.2.2)	Facteur d'élargissement de la bande basse de fréquence du gain dans l'axe	106
III.2.3)	Comportement de la zone active d'une spirale dans l'air en fonction de la fréquence 107	
III.2.4)	Comportement de la zone active d'une spirale en fonction de la permittivité du milieu 109	
III.2.5)	Méthode d'estimation de la zone active par calcul de l'ellipse équivalente	110
III.2.6)	Critère d'ellipticité moyennée de la zone active	111
III.2.7)	Critère de facteur de réduction moyenné de la zone active.....	114
III.3)	Résultats en champ lointain et sur la zone active de spirales sur substrats	117
III.3.1)	Résultats et analyse sur les performances en champs lointain	118
III.3.2)	Résultats et analyse sur la zone active	119
III.4)	Corrélation entre champ lointain et zone active.....	124
III.4.1)	Liaison entre les 2 zones.....	125
III.4.2)	Comparaison entre la dégradation du champ lointain et la dégradation de la zone active	125
III.4.3)	Comparaison entre l'élargissement de bande basse en champ lointain et l'amélioration de la zone active	126
III.5)	Conclusion	128
III.6)	Bibliographie du chapitre III	129

III.1) Introduction

Dans le chapitre II, nous avons mis en évidence l'élargissement de bande basse de fréquence de rayonnement d'une antenne spirale sur substrat, plus au moins conséquent suivant sa permittivité et son épaisseur. Cependant, des dégradations sont apparues proportionnellement à ces paramètres. Un compromis est alors à faire entre l'élargissement en basse fréquence et la dégradation des performances radioélectriques.

L'objectif de ce chapitre est de proposer des critères de performances en champ lointain permettant de quantifier l'impact positif et négatif du substrat sur la spirale. En complément, des critères d'impact positif et négatif pour le champ proche de la spirale seront également proposés. La zone active d'une spirale étant à prendre en compte dans l'optimisation d'antenne, il est intéressant d'avoir des outils permettant d'évaluer les conséquences qu'induisent des techniques d'amélioration de l'élargissement de bande ou des techniques de miniaturisation de cavité sur le champ proche.

En champ lointain, le facteur d'élargissement de la bande aux basses fréquences sera calculé pour l'impact positif. Pour l'impact négatif, une moyenne de la différence entre le gain de référence et le gain de l'antenne testée sera calculée. Côté champ proche, un facteur de réduction et une ellipticité moyennée de la zone active seront calculés.

Dans un premier temps, les critères sur le champ lointain et sur la zone active seront appliqués à une antenne spirale sur substrat. Dans un second temps, ces critères seront appliqués sur 3 cas de spirales sur des substrats dont la permittivité " ϵ_r " variera. Pour finir, il sera mis en évidence, à travers les résultats, le lien entre les performances en champ lointain et la zone active des antennes.

III.2) Critères de performances en champ lointain et sur la zone active

Dans ce sous chapitre, des critères de performances en champ lointain et sur la zone active permettant de mesurer l'impact positif et négatif du substrat sont présentés. Pour les définir, une antenne spirale gravée sur un substrat diélectrique cylindrique, de permittivité $\epsilon_r = 8$, d'épaisseur $H = 3 \text{ mm}$ et de diamètre extérieure $D_{\text{ext}} = 236 \text{ mm}$ (Figure III-1) sera étudiée ainsi que l'antenne spirale dans l'air (antenne de référence).

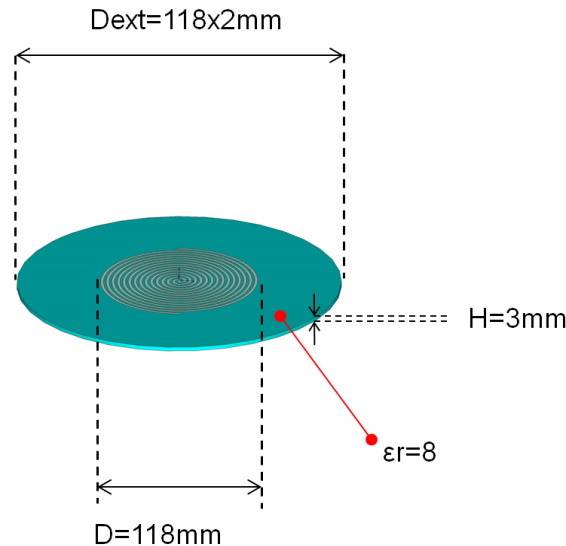


Figure III-1: Spirale auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{gap}=2\text{mm}$ et $D=118\text{mm}$ gravée sur un substrat diélectrique d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et de permittivité $\epsilon_r=8$

Les critères d'élargissement de la bande aux basses fréquences et d'écart moyen sont calculés à partir du gain réalisé de l'antenne. Contrairement à la directivité qui reste constante autour des 0 dBic, le gain réalisé chute de manière progressive quand la fréquence passe en dessous de la fréquence de coupure de l'antenne, ce qui implique que les pertes par désadaptation d'impédance seront prises en compte. L'impédance d'alimentation (ie celle du port discret d'excitation), est fixée à la valeur donnée par l'équation de prédiction de l'impédance d'entrée de la spirale sur un substrat qui est utilisée au chapitre II-3-3. Pour rappel, dans cette approximation, il est considéré que la spirale est plongée dans un milieu de permittivité relative $\epsilon_{\text{eff}} = (\epsilon_r + 1)/2$.

III.2.1) Écart moyen du gain dans l'axe dans la bande supérieure de fréquence

Dans cette partie, la méthode de calcul de notre critère de dégradation du champ lointain consiste à moyenniser des écarts de gain réalisés RHCP dans l'axe entre la spirale de référence et la spirale sur substrat, dans la bande supérieure de fréquence selon l'équation (13) (Figure III-2). La bande supérieure est comprise entre F_1 et F_2 , où F_1 est basée sur le diamètre extérieur de la spirale et F_2 est pris à 5GHz pour avoir une bande de fréquence relative suffisante de 6,25 :1. Le calcul se limite à la bande supérieure, étant donné que les dégradations apparaissent dans cette bande. En se basant sur les résultats présentés au chapitre II, l'écart entre ces deux gains est considéré comme un bon indicateur de dégradation puisque la chute du gain dans l'axe dégrade le diagramme de rayonnement.

III) Mise en place d'indicateur de performance champ lointain champ proche d'une spirale d'Archimède sur substrat

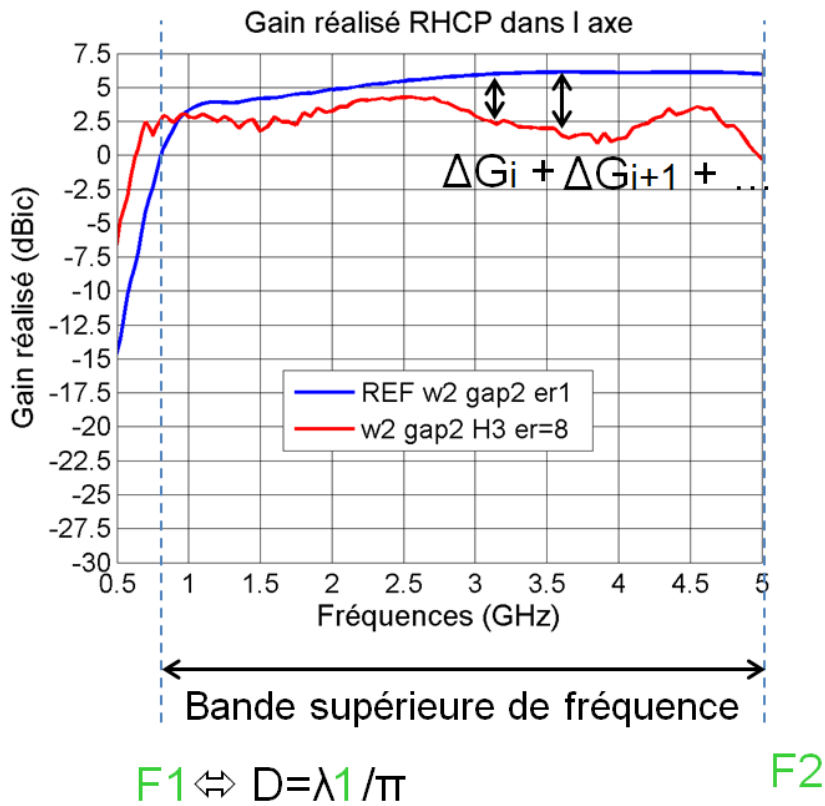


Figure III-2: Gain réalisé RHCP (dBic) VS fréquence(GHz), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=8$, bande de fréquence $F=0,5\text{-}5\text{GHz}$

$$\Delta G_{moy} = \frac{1}{nF} \sum_{i=1}^{nF} \Delta G_i \quad (13)$$

Le résultat " ΔG moy" représente l'écart moyenné de gain réalisé, " nF " est le nombre de point de fréquence utilisé dans la bande supérieure et " ΔG " est l'écart entre le gain réalisé de l'antenne de référence et celui de l'antenne sur substrat à une fréquence donnée. Dans l'exemple ci-dessus, ΔG moy est égale à environ $-2,5\text{dBic}$.

III.2.2) Facteur d'élargissement de la bande basse de fréquence du gain dans l'axe

Dans cette section, la méthode de calcul de notre critère d'amélioration du champ lointain est présentée. En l'occurrence, le facteur d'élargissement de la bande aux fréquences basses du gain réalisé est calculé en prenant comme valeur de référence un gain de -5 dBic , valeur correspondante au gain minimum souhaité dans notre cahier des charges (Figure III-3). Plus exactement, la fréquence de l'antenne testée correspondant à -5 dBic ($F_{(w,ga0,eps,H)}$) est comparée avec la fréquence de la référence (F_{ref}) correspondant à -5 dBic , comme dans l'équation (13). Cette fois, le calcul se limite à la bande basse, étant donné que les améliorations apparaissent dans cette bande. En se basant sur les

résultats présentés au chapitre II, le facteur de réduction est considéré comme un bon indicateur d'amélioration des performances entre le décalage du gain dans l'axe dans le bas de la bande et l'amélioration du diagramme de rayonnement.

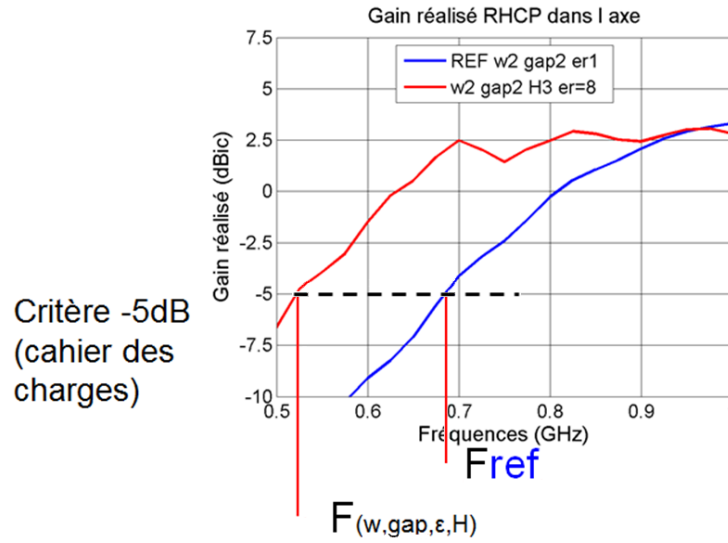


Figure III-3: Gain réalisé RHCP (dBic) VS fréquence(GHz), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=8$, bande de fréquence $F=0,5\text{-}1\text{GHz}$

$$FB = 1 - \left(\frac{F_{(w,gap,\epsilon_r,H)}}{F_{ref}} \right) \quad (14)$$

Le résultat de l'équation (14) FB est le facteur d'élargissement de la bande basse de fréquence, $(F_{(w,gap,\epsilon_r,H)})$ est la fréquence simulée de la spirale sur le substrat correspondant à -5 dBic et (F_{ref}) est la fréquence de la spirale de référence correspondante à -5 dBic. Dans l'exemple ci-dessus FB est égale à 0,23, soit un décalage de la fréquence de coupure basse de 23%.

III.2.3) Comportement de la zone active d'une spirale dans l'air en fonction de la fréquence

La zone active est le champ électromagnétique créé près de l'antenne par l'anneau de courant décrit dans le fonctionnement de la spirale chapitre I-2-3. Avant d'exposer les critères de performances sur la zone active, la méthode d'observation sera expliquée et l'évolution de la zone active en fonction de la fréquence sera analysée. L'observation de la zone active de l'antenne est basée sur la méthode utilisée dans [46], où l'auteur sépare le vecteur de Poynting (15) en composante longitudinale (16) et composante transverse (17), et utilise la transverse dans le plan parallèle au plan contenant la spirale, celle-ci rentrant en adéquation avec la théorie des anneaux rayonnants décrit en chapitre I-2-3 contrairement à la composante longitudinale.

$$\underline{S} = \frac{1}{2} \underline{E} \wedge \underline{H}^* = \frac{1}{2} \begin{Bmatrix} \underline{E}_y \underline{H}_z^* - \underline{E}_z \underline{H}_y^* \\ \underline{E}_z \underline{H}_x^* - \underline{E}_x \underline{H}_z^* \\ \underline{E}_x \underline{H}_y^* - \underline{E}_y \underline{H}_x^* \end{Bmatrix} \quad (15)$$

III) Mise en place d'indicateur de performance champ lointain champ proche d'une spirale d'Archimède sur substrat

$$|S_{longitudinale}| = \frac{1}{2} |\underline{E}_x \underline{H}_y^* - \underline{E}_y \underline{H}_x^*| \quad (16)$$

$$|S_{transverse}| = \frac{1}{2} \sqrt{|\underline{E}_y \underline{H}_z^* - \underline{E}_z \underline{H}_y^*|^2 + |\underline{E}_z \underline{H}_x^* - \underline{E}_x \underline{H}_z^*|^2} \quad (17)$$

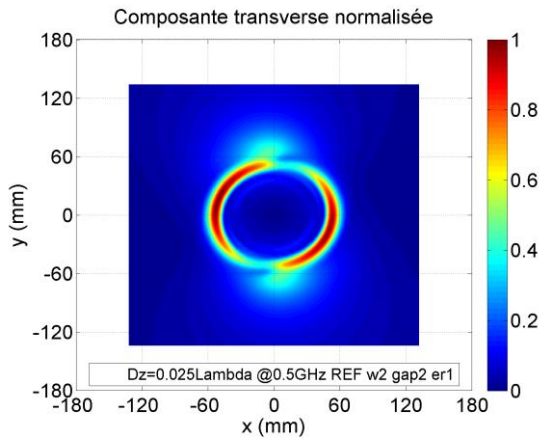


Figure III-4: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire D=118mm dans l'air, à F=0,5GHz

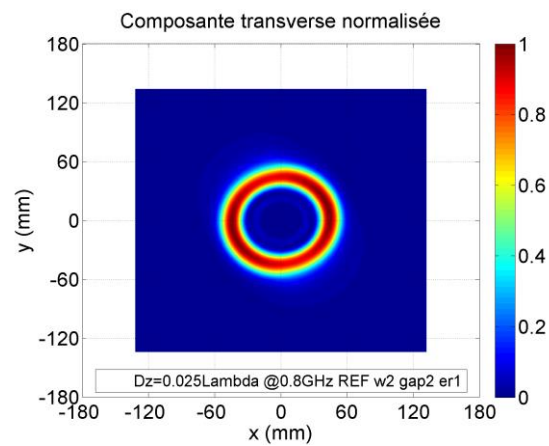


Figure III-5: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire D=118mm dans l'air, à F=0,8GHz

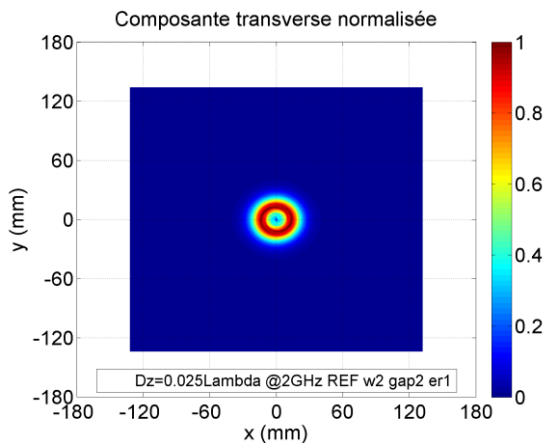


Figure III-6: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire D=118mm dans l'air, à F=2GHz

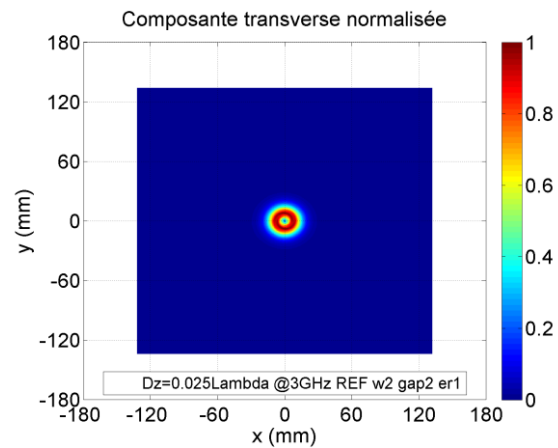


Figure III-7: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire D=118mm dans l'air, à F=3GHz

Les Figures III-4 à III-7 illustrent le module des composantes transverses du vecteur de Poynting normalisées de l'antenne spirale d'Archimède de référence dans l'air, pour F = 0,5 GHz, 0,8 GHz, 2 GHz et 3 GHz. Ces composantes sont affichées dans le plan "XoY" (plan contenant la spirale), à une distance Dz de 0,025λ à la fréquence donnée. Si la hauteur Dz est fixée en dépendance avec λ alors lorsqu'on fait varier la fréquence, la distance d'observation va rester la même relativement à celle-ci.

On sait qu'une antenne présente 3 zones de rayonnement : la zone réactive champ proche, la zone de rayonnement champ proche (Fresnel) et la zone de rayonnement champ lointain (Fraunhofer) [44], et on sait que leurs frontières varieront en fonction de la fréquence. Donc, une comparaison de zones actives issues de différentes zones de rayonnement pourrait se produire si une valeur fixe de hauteur d'observation Dz en mm était choisie pour toutes les fréquences. Avec une distance d'observation Dz dépendante de λ , on compare des zones actives issues de la même zone de rayonnement quelque soit la fréquence d'observation. Dans ces diagrammes, plus la fréquence augmente et plus la zone active se rapproche du centre de l'antenne (Figure III-4 et III-7). Ces observations sont cohérentes avec le fonctionnement par zone active en anneaux d'une antenne spirale décrit dans le chapitre I-2-3. On remarque également la destruction de la zone active pour $F=0,5$ GHz où la zone s'étend au-delà du diamètre extérieur physique de l'antenne.

III.2.4) Comportement de la zone active d'une spirale en fonction de la permittivité du milieu

Dans cette section, l'évolution de la zone active en fonction de la permittivité sera observée à la distance $Dz=0,025 \lambda$, dans la configuration spirale gravée sur substrat cylindrique (Figure III-1) à une fréquence (2GHz).

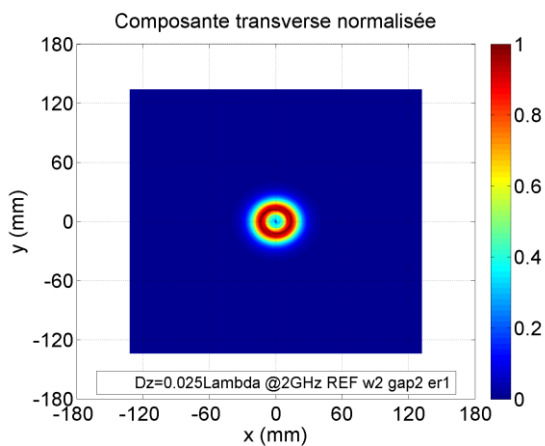


Figure III-8: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire $D=118$ mm à $F=2$ GHz, avec $\epsilon_r=1$

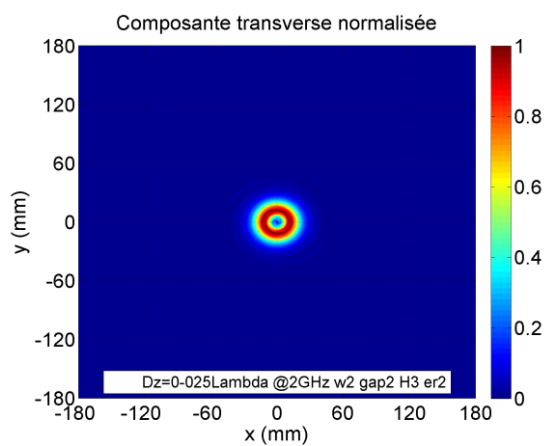


Figure III-9: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire $D=118$ mm à $F=2$ GHz, à $\epsilon_r=2$

III) Mise en place d'indicateur de performance champ lointain champ proche d'une spirale d'Archimède sur substrat

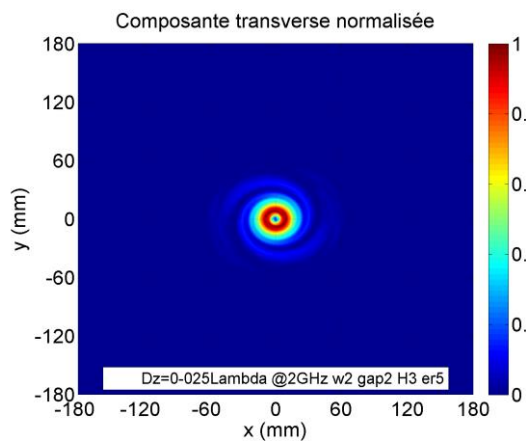


Figure III-10: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ à $F=2\text{GHz}$, à $\epsilon_r=5$

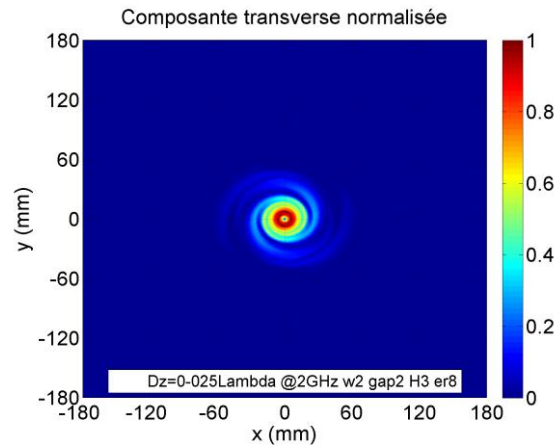


Figure III-11: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ à $F=2\text{GHz}$, à $\epsilon_r=8$

Les Figures III-8 à III-11 représentent le module des composantes transverses du vecteur de Poynting normalisées de l'antenne spirale d'Archimède sur substrat de permittivité $\epsilon_r=1$ (notre référence), 2, 5 et 8. L'anneau, décrit par l'amplitude maximum de la zone active (niveau rouge), se rapproche du centre de l'antenne lorsque nous augmentons la permittivité du substrat. Cette observation est cohérente en considérant que la réduction de la longueur d'onde guidée dans l'antenne amène à une réduction de la zone active. De plus, la zone active ne suit plus une symétrie de rotation autour de l'axe z , une partie de la puissance de la composante transverse s'étale en périphérie extérieure de l'antenne et suit la rotation des brins.

III.2.5) Méthode d'estimation de la zone active par calcul de l'ellipse équivalente

Après avoir observé de manière qualitative l'évolution de la zone active, une méthode de calcul pour estimer l'ellipse équivalente est maintenant proposée. Elle permettra l'extraction de valeurs permettant de caractériser la zone active maximale. Ces critères serviront de base pour quantifier les impacts sur la réduction et la dégradation de la zone active.

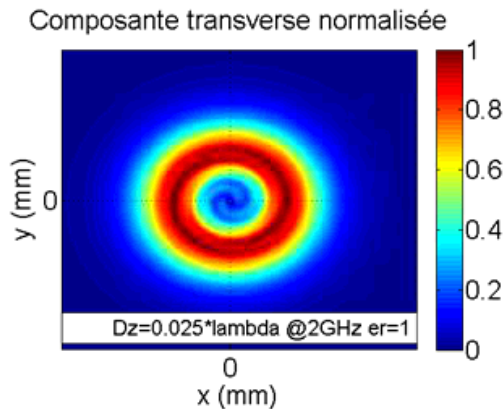


Figure III-12: Composante transverse normalisée du vecteur de Poynting, spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ @2GHz, $Dz=0,025\text{Lambda}$, vue rapprochée

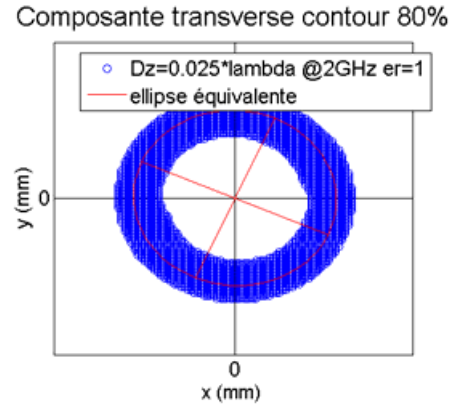


Figure III-13: Composante transverse vecteur de Poynting / ellipse équivalente contour 80 %, spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ @2GHz, $Dz=0,025\text{Lambda}$

La méthode d'estimation de la zone active consiste à normaliser la zone active entre 0 et 1 (Figure III-12) et à supprimer les valeurs en dessous d'un certain seuil nommé contour. Sur la Figure III-13, un contour de 80 % est utilisé, ce qui se traduit par une suppression de toutes les valeurs inférieures à 0,8. Cette méthode permet d'évaluer l'ellipse décrite par les points restants avec la fonction issue de [47], qui utilise la méthode d'analyse régressive par les moindres carrés. Cette méthode permet l'ajustement de données construisant une courbe à partir de fonctions mathématiques qui permettent de se rapprocher des données. "Moindres carrés" signifie que la solution globale minimise la somme des résidus au carré, un résidu étant la différence entre la donnée observée et la valeur ajustée fournie par le modèle. Dans notre cas, le modèle utilisé est celui de l'ellipse.

De cette ellipse, des critères d'évaluation nous permettant de quantifier l'impact d'un substrat sur la réduction et les dégradations subies par la zone active pourront être extraits.

III.2.6) Critère d'ellipticité moyennée de la zone active

Dans cette partie, le critère d'ellipticité moyennée est présenté. Dans l'objectif de démontrer sa pertinence, un exemple d'ellipticité obtenue en fonction de la fréquence de l'antenne dans une configuration arbitraire de contour et de distance d'observation est d'abord présenté. Ensuite, on représentera l'ellipticité moyennée en fonction de la distance Dz avec trois valeurs de contours différents, dans l'intention de prendre en compte l'ensemble de la bande.

Il a été observé dans le chapitre III-2-5, que la permittivité du substrat avait un impact sur la zone active de la spirale. En effet, une partie de la puissance de la composante transverse s'étale à la périphérie extérieure de l'antenne. La zone active étant inscrite dans la continuité de rayonnement en champ proche vers le champ lointain, il est raisonnable de faire l'hypothèse suivante :

Si la zone active suit une quasi-symétrie de rotation autour de l'axe z, donc qu'elle décrit une ellipse proche du cercle (peu importe la valeur de contour choisi), alors le rayonnement en champ lointain sera constitué d'un lobe unique à angle d'ouverture constant dans les deux plans et le maximum de champ est orienté dans l'axe. Et inversement, si la zone active ne suit pas une symétrie de rotation, alors le champ lointain sera dégradé.

Pour évaluer la déformation sur la zone active, l'ellipticité sera calculée avec la méthode décrite au paragraphe 2-6 pour chaque point de fréquence en bande haute et ensuite moyennée (équation (19)). La bande de fréquence considérée sera la même que celle de l'écart de gain moyen de manière à pouvoir faire une analogie entre les deux critères. L'ellipticité moyennée est considérée comme un bon indicateur de dégradation, car une zone active qui s'éloigne d'une forme circulaire va avoir une ellipse évaluée présentant une ellipticité plus forte que celle de la référence.

$$\varepsilon_l = 1 - \left(\frac{b}{a}\right) \quad (18) \quad \varepsilon_{lmoy} = \frac{1}{nF} \sum_{i=1}^{nF} \varepsilon_{l_i} \quad (19)$$

Où " ε_l " est l'ellipticité d'une ellipse à une fréquence donnée, "b" et "a" sont respectivement le petit et le grand rayon de l'ellipse, " ε_l moy" est la moyenne des ellipticités dans la bande de fréquence, "nF" le nombre de point de fréquence dans la bande.

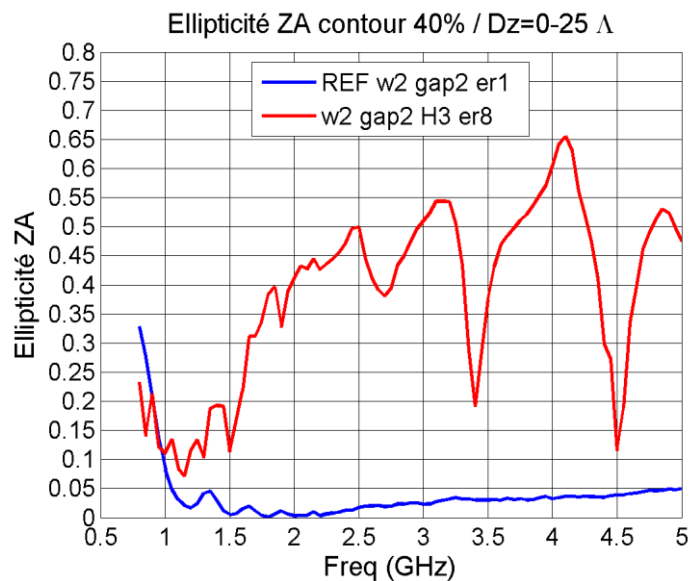


Figure III-14: Ellipticité de la zone active VS fréquence(GHz), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\varepsilon_r=8$, contour 40 %, $Dz=0,25\lambda$

La Figure III-14 représente un exemple d'évolution de l'ellipticité de notre antenne sur substrat et de la référence dans l'air en fonction de la fréquence dans la bande supérieure 0,8-5GHz, avec un contour fixé à 40 % et à une distance d'observation fixée à $Dz=0,25\lambda$. Dans la bande basse de fréquence, l'ellipticité de la zone active de la spirale de référence diminue linéairement lorsque la fréquence augmente. Dans la pré-bande basse (0,8-1GHz), la spirale est électriquement petite et la zone active ne peut plus se former correctement comme on peut le constater sur la Figure III-4, où la

zone active de la référence dans l'air à 0,8GHz est elliptique. La spirale sur substrat a elle aussi une ellipticité qui diminue avec la fréquence dans la pré-bande basse, mais celle-ci commence à une amplitude inférieure à celle de la référence à 0.8GHz. C'est la réduction de la longueur d'onde guidée qui permet de rapprocher la zone active du centre et donc de la périphérie extérieure dans cette bande. Ce recentrage de la zone active entraîne une réduction de l'ellipticité. Du côté de la bande supérieure de fréquence, l'ellipticité de la référence est proche du zéro donc la zone active décrit quasiment un cercle, tandis que l'ellipticité de la spirale sur substrat augmente progressivement entre 1 et 2,5 GHz et se met ensuite à osciller autour de la valeur 0,45. Au vu de des résultats exposés dans cet exemple, on peut affirmer que l'ellipticité est pertinente pour quantifier la qualité de la zone active dans le sens où l'on peut refaire les conclusions de dégradations ou d'amélioration de la zone active dans les bandes basses et supérieures de fréquence. L'analogie entre champ lointain et celui de la zone active peut être faite, dans le sens où les améliorations/dégradations suivent la même logique dans les deux régions.

Concernant l'oscillation de l'ellipticité en bande supérieure, on peut approfondir en observant la zone active à $F=3,45\text{GHz}$ sur la Figure III-15. A cette fréquence, un creux dans l'ellipticité est observé, ce qui voudrait dire que la zone active reprendrait une forme se rapprochant du cercle. En réalité, la déformation de la zone active est telle qu'elle n'a plus une forme circulaire ou elliptique ce qui a pour conséquence que la méthode d'ajustement propose des ellipses sur des formes qui n'en sont pas. En considérant l'ellipticité moyennée et ses oscillations dans la bande, l'évolution de l'ellipticité reste une information valide sur la dégradation de la zone active.

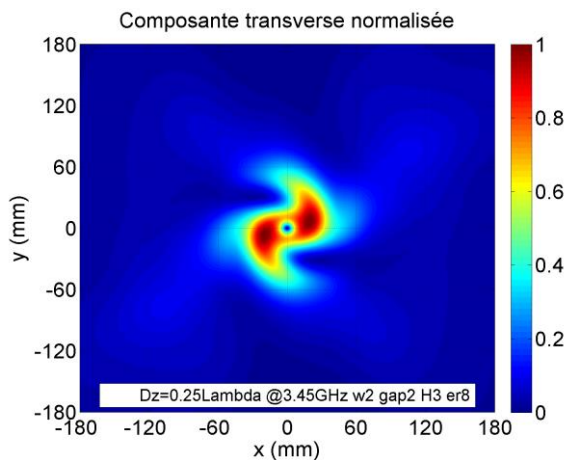


Figure III-15: Composante transverse vecteur de Poynting, spirale $D=118\text{mm}$ sur substrat asymétrique $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=8$ @ $3,45\text{GHz}$, $D_z=0,25\text{Lambda}$

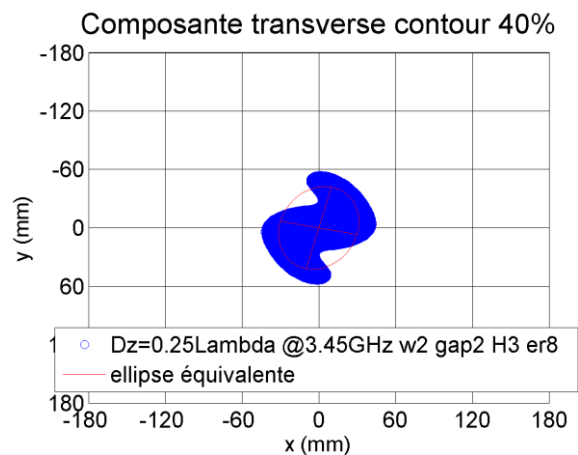


Figure III-16: Composante transverse vecteur de Poynting / ellipse équivalente contour 40 %, spirale $D=118\text{mm}$ sur substrat asymétrique $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=8$ @ $3,45\text{GHz}$, $D_z=0,25\text{Lambda}$

Dans la première section de ce sous-chapitre, une valeur arbitraire de contour et une distance d'observation D_z avaient été choisies pour illustrer la pertinence du critère. Maintenant, on fait une moyenne de l'ellipticité calculée dans la bande supérieure de fréquence pour avoir une valeur unique qui considère toute cette bande. Néanmoins, ce critère est calculable dans plusieurs configurations possibles, on analysera donc de manière globale l'évolution du critère d'ellipticité moyennée (équation (19)) en fonction des paramètres de contours égale à 20 %, 40 %, 80 % et les distances d'observation $D_z=0,025\lambda$, $D_z=0,125\lambda$, $D_z=0,25\lambda$, $D_z=0,375\lambda$ et $D_z=0,5\lambda$ (Figure III-17 à III-19).

III) Mise en place d'indicateur de performance champ lointain champ proche d'une spirale d'Archimède sur substrat

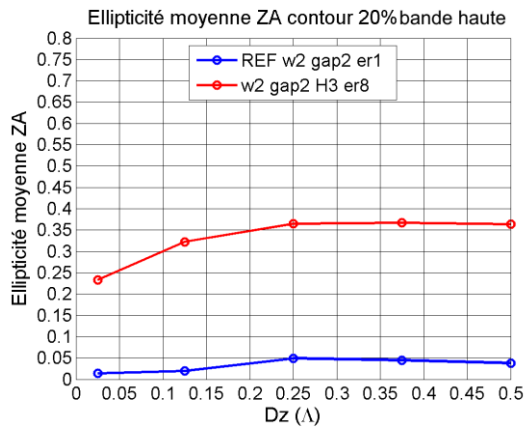


Figure III-17: Ellipticité moyenne de la zone active VS Distance d'observation Dz , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $er=8$, contour 20 %

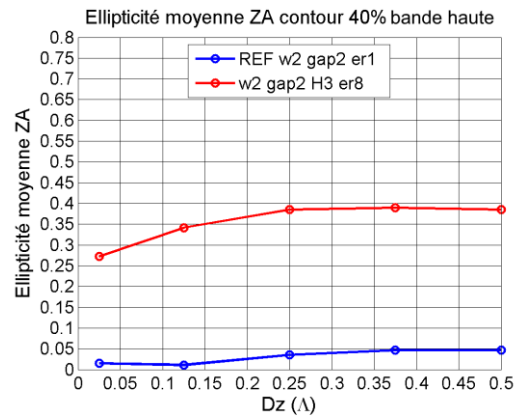


Figure III-18: Ellipticité moyenne de la zone active VS Distance d'observation Dz , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $er=8$, contour 40 %

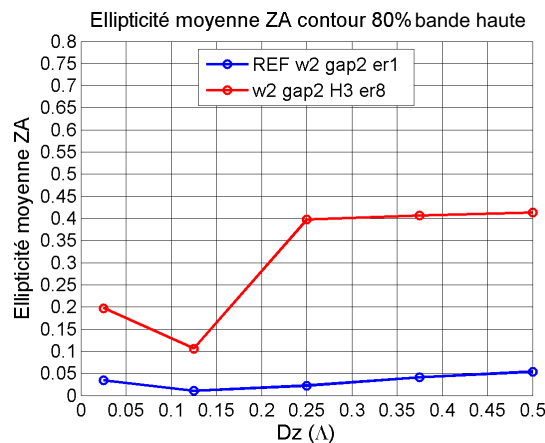


Figure III-19: Ellipticité moyenne de la zone active VS Distance d'observation Dz , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $er=8$, contour 80 %

En observant l'ellipticité moyennée obtenue dans notre exemple ci-dessus en Figure III-18 (contour à 40%, $Dz=0,25\lambda$), on observe que l'ellipticité de la spirale sur substrat reste supérieure à celle de la spirale dans l'air malgré le passage en moyenné. Globalement, l'ellipticité correspond à ce qui était attendu dans toutes les configurations de distance Dz et de contour, c'est-à-dire que l'ellipticité de la configuration sur substrat est toujours supérieure à celle de la référence et l'ellipticité de la référence est toujours proche de zéro. Cela veut dire que, dans ce cas précis, notre critère est toujours pertinent. Les analyses de son évolution dans plusieurs configurations seront faites dans les sous chapitres III-3-2-a et IV-2-3.

III.2.7) Critère de facteur de réduction moyenné de la zone active

En complément du critère d'ellipticité moyennée, un critère de réduction de la zone active est proposé dans le but de connaître la nouvelle position de la zone active lorsque celle-ci est sous l'effet du substrat. Cette information peut être utile dans la conception de techniques d'amélioration de bande d'antenne spirale. Dans un premier temps, de manière à démontrer sa pertinence, un exemple d'évolution du facteur de réduction en fonction de la fréquence sera présenté. Ensuite, on représenta le facteur de réduction moyenné dans la bande supérieure de fréquence en fonction de plusieurs valeurs de contour.

Ce critère consiste en une comparaison du périmètre de l'ellipse décrite par la zone active de la spirale sur substrat et de celui de l'ellipse décrite par la référence (dans l'air)(équation (20)), à chaque point de fréquence. Ensuite, la moyenne de l'ensemble est calculée dans une bande de fréquence donnée (équation (21)).

$$FR = \frac{P2}{P1} \quad (20) \quad FR_{moy} = \frac{1}{nbF} \sum_{i=1}^{nbF} FR \quad (21)$$

Où "FR" est le facteur de réduction de la zone active, "P1" le périmètre de l'ellipse de la spirale de référence dans l'air, "P2" le périmètre de l'ellipse de la spirale sur substrat, "FR moy" le facteur de réduction moyenné et "nbF" le nombre de points de fréquence dans la bande.

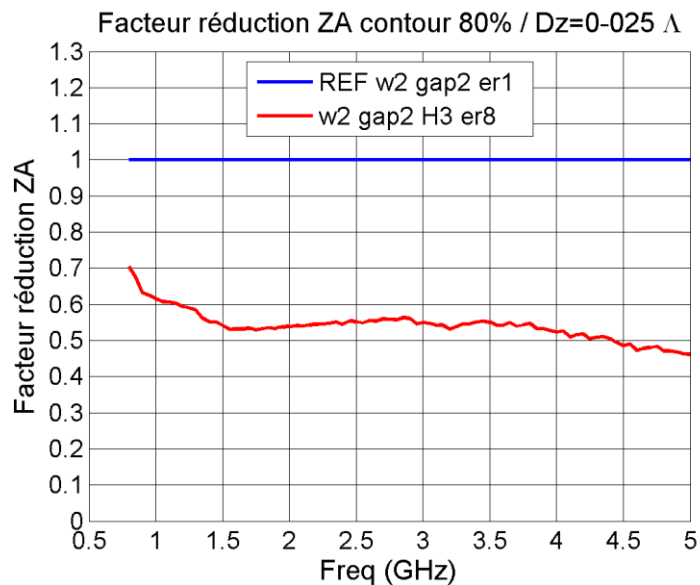


Figure III-20: Facteur de réduction de la zone active VS fréquence(GHz), spirale dans l'air D=118mm et spirale sur substrat d'épaisseur H=3mm et er=8, contour 80 %, Dz=0,025Lambda

La Figure III-20 montre le facteur de réduction de la zone active de notre antenne sur substrat en fonction de la fréquence dans la bande 0,8-5GHz avec un contour fixé à 80 %. Dans le cas de l'observation du facteur de réduction, une hauteur Dz=0,025λ sera prise pour être relativement proche de l'antenne vis-à-vis de la longueur d'onde. L'encombrement des antennes, étant souvent un paramètre critique dans le dimensionnement de cavité ou de techniques d'amélioration de bande, le travail d'optimisation sur ces techniques se fera souvent au plus près de l'antenne. Le facteur de réduction de l'antenne de référence reste à 1, étant donné qu'il est pris comme référence pour l'antenne testée. Globalement, le facteur de réduction oscille entre 0,5 et 0,6, donc la zone active de l'antenne sur substrat est environ 2 fois plus petite que celle de la référence dans la bande

III) Mise en place d'indicateur de performance champ lointain champ proche d'une spirale d'Archimède sur substrat

supérieure de fréquence. Ce qui se comprend en considérant l'effet de la réduction de la longueur d'onde guidée apporté par le substrat.

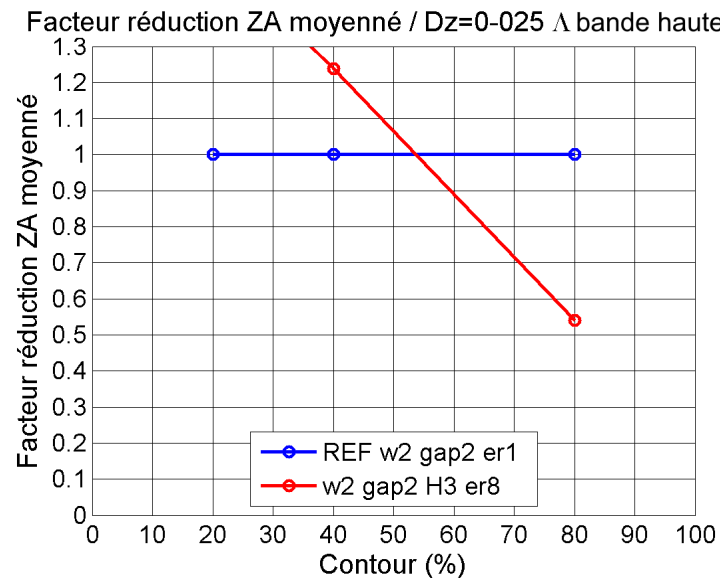


Figure III-21: Facteur de réduction de la zone active VS contour (%), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$, $Dz=0,025\Lambda$

La Figure III-21 illustre l'effet du contour sur le calcul du facteur de réduction moyenné dans la bande de fréquence 0,8-5GHz et à une distance $Dz=0,025\lambda$. Le facteur de réduction avec les contours à 20 % et à 40 % est supérieur à 1, ce qui voudrait dire que la zone active a été agrandie. En réalité, en prenant des contours faibles, l'étalement de la puissance observé en Figure III-15 est aussi pris en compte, alors qu'il n'est pas le contributeur principal du rayonnement de l'antenne. Or, dans le cas du facteur de réduction, il est plus intéressant de considérer la zone qui contribue le plus (en rouge) dans les différentes figures de zone active en niveau de couleur exposées dans les sous-chapitres III-2-4 et III-2-5. Avec le contour à 80 %, la réduction de la zone active moyenne est de 0,55, ce qui conforte notre observation de réduction de la zone active vue au sous chapitre III-2-5. Une valeur de contour à 80 % sera donc prise pour nos futurs calculs du facteur de réduction.

III.3) Résultats en champ lointain et sur la zone active de spirales sur substrats

Nos critères de champ lointain et de champ proche vont maintenant être appliqués à 3 configurations de spirales sur substrats. Dans nos configurations, la permittivité prendra les valeurs $\epsilon_r=2$, 5 et 8 (Figure III-22). Pour rappel, une épaisseur $H=3\text{mm}$ et un diamètre extérieur de substrat $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$ sont utilisés, car ils sont des paramètres optimaux pour avoir un bon élargissement de la bande basse de fréquence.

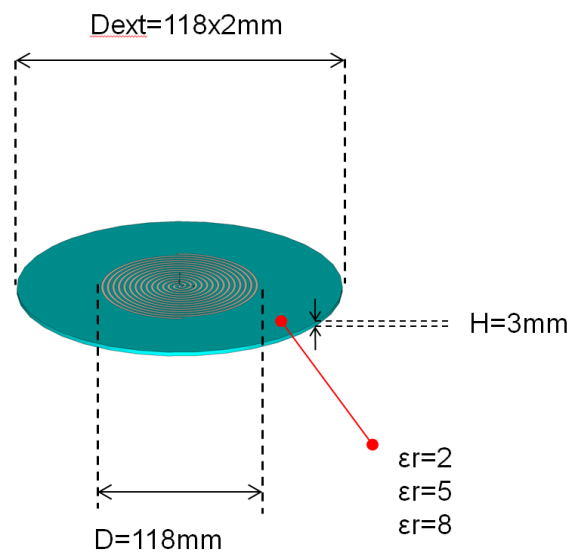


Figure III-22: Configuration étudiée, Spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ gravée sur un substrat diélectrique d'épaisseur $H=3\text{mm}$

III.3.1) Résultats et analyse sur les performances en champs lointain

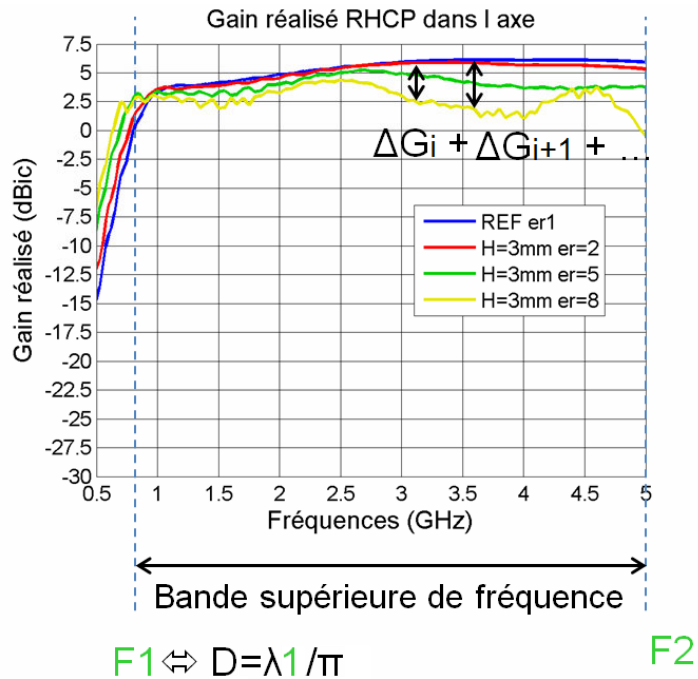


Figure III-23: Gain réalisé RHCP (dBic), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $er=2, 5$ et 8 , bande de fréquence $F=0,5-5\text{GHz}$

La Figure III-23 représente le gain réalisé en fonction de la fréquence de nos 3 configurations. Comme observé dans le chapitre II, l'élargissement de bande basse ($0,5\text{GHz} \Rightarrow F1$) et les dégradations en bande haute ($F1 \Rightarrow F2$) sont directement reliés à la permittivité du substrat.

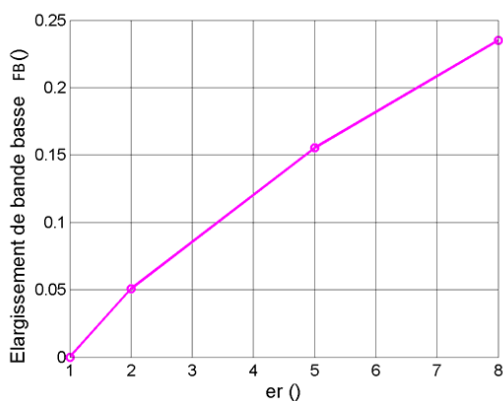


Figure III-24: Élargissement de bande basse (Sans Unité), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $er=2, 5$ et 8

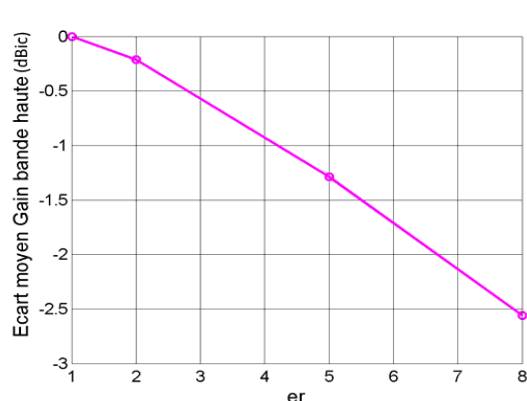


Figure III-25: Écart moyenné du gain (dBic), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $er=2, 5$ et 8 , bande de fréquence $F=0,8-5\text{GHz}$

Les Figures III-24 et III-25 illustrent respectivement, les facteurs d'élargissement de bande basse et l'écart de gain moyenné en fonction de la permittivité du substrat, comme présenté dans les sous-chapitres III-2-1 et III-2-2. L'élargissement de la bande basse augmente avec la permittivité et l'écart entre le gain de référence et la configuration sur substrat s'intensifie également avec la permittivité. Ceci rejoint les observations faites au chapitre II-3-3.

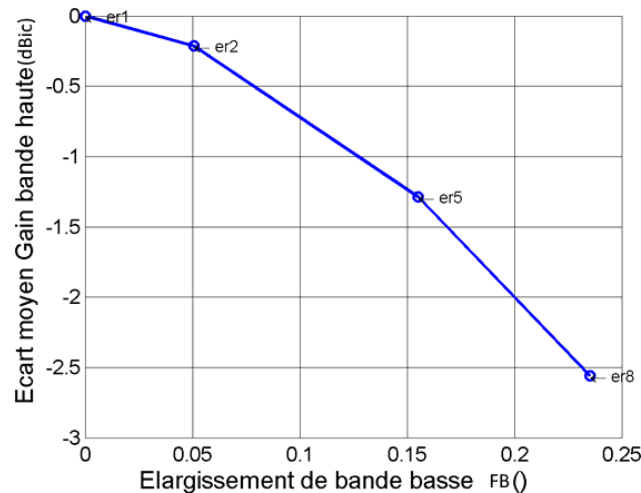


Figure III-26: Écart moyenné du gain (dBic) VS élargissement de bande basse (SansUnité), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8

La Figure III-26 montre l'élargissement de bande basse en fonction de l'écart de gain moyenné, afin de mettre en avant le compromis à faire entre l'amélioration des performances en bande basse et les dégradations sur la bande haute. En effet, comme constaté de manière qualitative dans le chapitre II, on peut conclure que, dans le cas d'un substrat asymétrique, plus les performances dans le bas de la bande de fréquence de la spirale s'améliorent et plus les performances en bande haute vont se dégrader. En effet, le phénomène de diminution de la longueur guidée, proportionnelle à la permittivité, est responsable de l'amélioration des performances dans la bande basse. Mais le phénomène d'interaction destructives des ondes de surface avec le rayonnement de la spirale est lui aussi proportionnel à la permittivité.

III.3.2) Résultats et analyse sur la zone active

Nos critères en champ proche (ellipticité moyennée et facteur de réduction moyenné) sont maintenant appliqués à nos différentes configurations de spirale sur substrat ($\epsilon_r=2, 5$ et 8). Ces deux critères seront testés dans la bande basse de fréquence ($F<0,8\text{GHz}$) et la bande haute ($F>0,8\text{GHz}$). Dans l'intention de tester leurs capacités à quantifier les impacts positifs en bande basse, et les impacts négatifs en bande haute.

III.3.2.a) Dans la bande supérieure de fréquence

Les critères d'ellipticité moyennée et de facteur de réduction moyenné sont d'abord appliqués à la bande supérieure de fréquence des différentes configurations.

III) Mise en place d'indicateur de performance champ lointain champ proche d'une spirale d'Archimède sur substrat

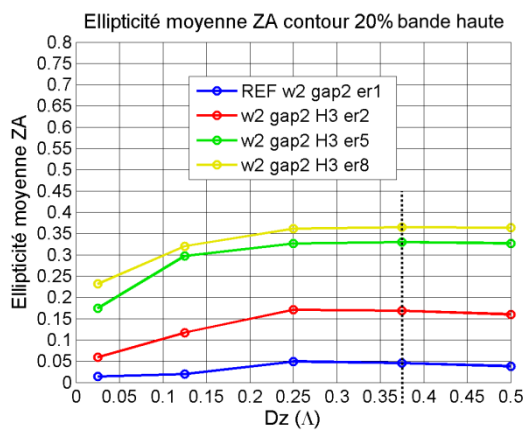


Figure III-27: Ellipticité moyenne de la zone active VS Distance d'observation Dz , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $er=2,5,8$, contour 20 %

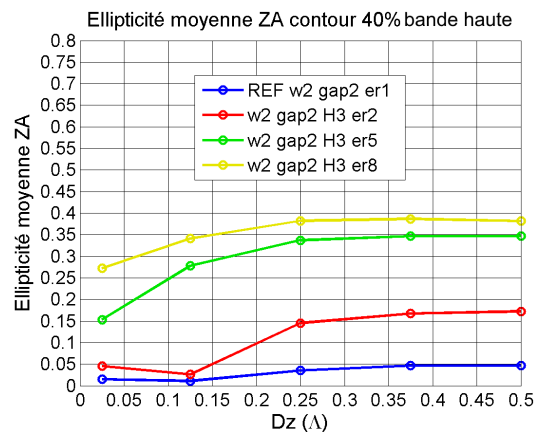


Figure III-28: Ellipticité moyenne de la zone active VS Distance d'observation Dz , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $er=2,5,8$, contour 40 %

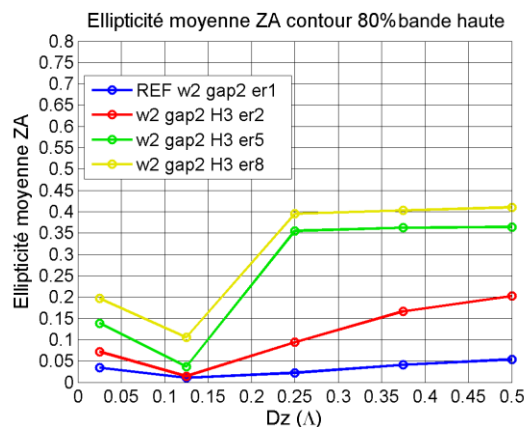


Figure III-29: Ellipticité moyenne de la zone active VS Distance d'observation Dz , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $er=2,5,8$, contour 80 %

Les Figures III-27 à III-29 illustrent l'ellipticité moyennée de la zone active en fonction de la distance d'observation Dz pour différents contours (20 %, 40 % et 80 %). Globalement, l'ellipticité correspond à ce qui est attendu pour toutes les configurations de distance Dz et de contour, c'est-à-dire que l'ellipticité de la zone active dans l'air reste proche de 0, puis les zones actives des configurations sur substrat ont une ellipticité qui augmente avec la permittivité du substrat. Ce qui traduit une dégradation de la zone active en corrélation avec l'augmentation de la permittivité et de l'impact négatif des ondes de surface.

Pour le chapitre suivant (III-4) qui comparera champ lointain et champ proche, il faudra choisir la combinaison d'un contour et d'une distance Dz pour le calcul de notre critère d'ellipticité moyennée dans la bande supérieure. De cette manière, le critère est plus facile à exploiter étant donné que considérer toutes les courbes pour une comparaison reviendrait à faire une moyenne des moyennes. Dans le chapitre IV, où on étudiera différentes configurations de spirales sur substrats, ré-extraire à

chaque cas les ellipticités moyennes dans les différentes configurations de contour et de distance d'observation Dz , représenterait un temps de simulation et de calcul non négligeable. Pour fixer notre contour et la distance Dz , il faut que l'évolution de l'ellipticité moyennée soit proportionnelle à ϵ_r et que les valeurs de ces différentes ellipticités soient suffisamment espacées entre elles, ce qui permet d'avoir une bonne sensibilité sur les variations. En tenant compte de ces préconisations, les paramètres de contour à 20 % et $Dz=0,375\lambda$ (Figure III-27) seront utilisés pour le calcul de notre critère d'ellipticité moyennée dans la bande supérieure de fréquence, bien que d'autres couples satisfassent aussi ces conditions. La pertinence de ce choix sera mieux mis en évidence dans le chapitre IV-2-3, en étudiant l'évolution de l'ellipticité moyennée dans le cas de spirale à géométrie variable.

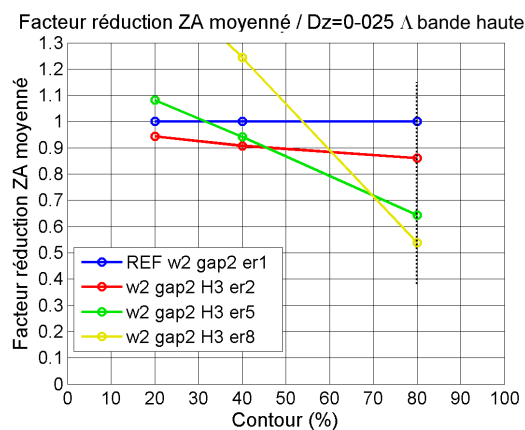


Figure III-30: Facteur de réduction moyenné VS Contour (%), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2,5,8$

La Figure III-30 représente le facteur de réduction moyenné en fonction du contour de nos configurations de substrats uniquement à la distance $Dz=0,025\lambda$, les hauteurs supérieures n'étant pas intéressantes. Etant donné que dans notre contexte, on considère le facteur de réduction pertinent lorsque qu'il est déterminé au plus près de l'antenne (pour les raisons décrites dans le chapitre III-2-8). Les mêmes observations faites dans le chapitre III-2-8 sur les conséquences qu'induisent les contours inférieurs à 80 % sur le facteur de réduction sont présentes. Ici aussi, avec un contour à 80 %, la zone active se réduit proportionnellement à l'augmentation de la permittivité ce qui correspond à l'apport attendu de la réduction de la longueur d'onde guidée dans le substrat.

III.3.2.b) Dans la bande basse de fréquence

À présent, les critères d'ellipticité moyennée et de facteur de réduction moyenné sont appliqués à la bande basse de fréquence des différentes configurations. ($F=>0,5-0,8\text{GHz}$)

III) Mise en place d'indicateur de performance champ lointain champ proche d'une spirale d'Archimède sur substrat

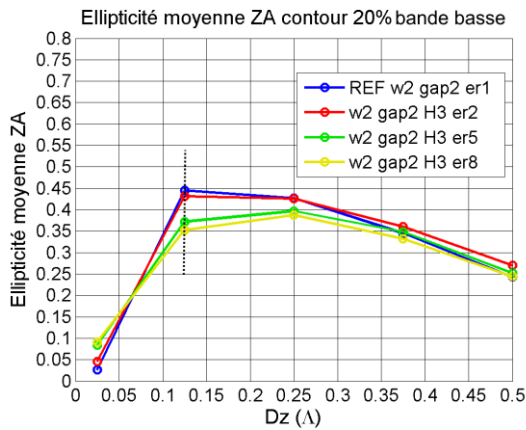


Figure III-31: Ellipticité moyenne de la zone active bande basse VS Distance d'observation Dz , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2,5,8$,

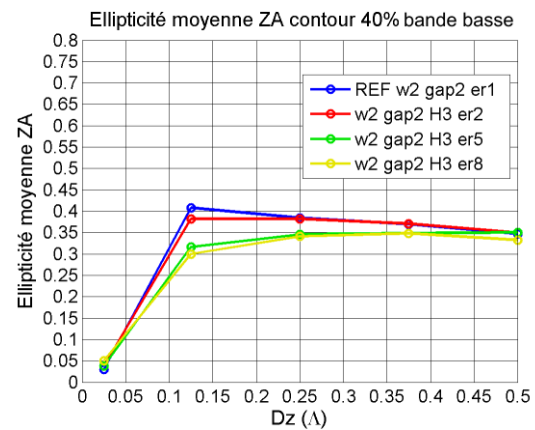


Figure III-32: Ellipticité moyenne de la zone active bande basse VS Distance d'observation Dz , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2,5,8$,

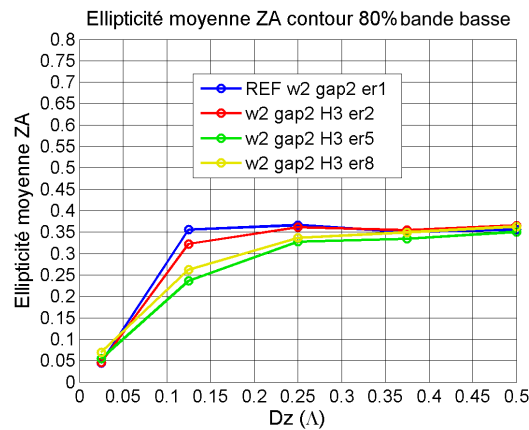


Figure III-33: Ellipticité moyenne de la zone active bande basse VS Distance d'observation Dz , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2,5,8$, contour 80 %

Les Figures III-31 à III-33, illustrent l'ellipticité moyennée de la zone active en fonction de la distance d'observation Dz pour différents contours (20 %, à 40 % et à 80 %). A la distance $Dz=0,125\lambda$ un écart plus fort entre les ellipticités des différentes configurations est observable, cependant, globalement les résultats des différentes configurations restent proches entre elles peu importe la distance Dz ou le contour. Cela est sûrement dû à un échantillonnage trop faible de la bande basse de fréquence. En effet, un pas de fréquence de 50Mhz est utilisé dans l'ensemble de la bande de fréquence, ce qui fait qu'entre $F=0,5\text{GHz}$ et $F=0,8\text{GHz}$ la moyenne est calculée sur seulement 7 points de fréquence. Sur les Figures III-34 et III-35, qui illustrent l'ellipticité de la zone active en fonction de la fréquence avec un contour de 20 %, à une distance $Dz=0,125\lambda$ et $Dz=0,25\lambda$ respectivement, une diminution de l'ellipticité avec l'augmentation de la permittivité est distinguée. Effectivement, une apparition d'oscillations pour la configuration $\epsilon_r=8$ est observée, ce qui s'explique par le fait que dans cette bande de fréquence, les perturbations induites par les ondes de surfaces ne sont déjà plus

négligeables. (Phénomène aussi visible sur la Figure III-23 où le gain réalisé à sa première oscillation à $F=700\text{MHz}$) Avec un échantillonnage aussi faible, les oscillations pourraient avoir un poids trop important dans le calcul de la moyenne comparé à leur poids réel. Il faudrait re-simuler l'ellipticité avec un pas de fréquence plus faible pour vérifier si les convergences des ellipticités moyennées était dû à un sous-échantillonnage.

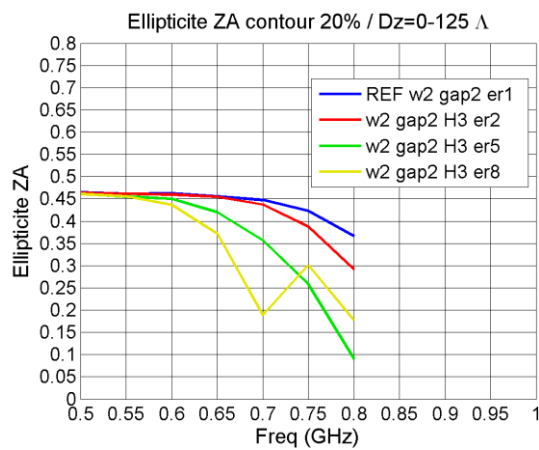


Figure III-34: Ellipticité de la zone active VS fréquence(GHz), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $er=2, 5, 8$, contour 40 %, $Dz=0,125\text{Lambda}$

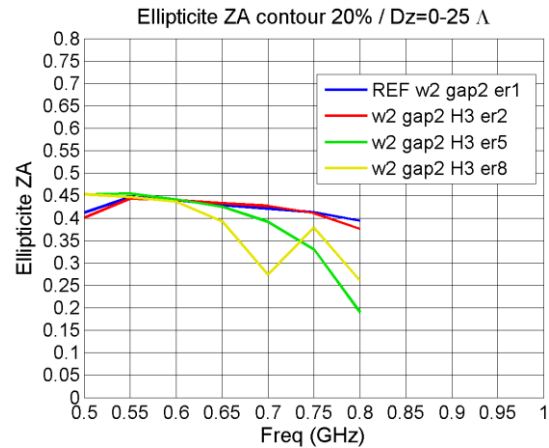


Figure III-35: Ellipticité de la zone active VS fréquence(GHz), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $er=2, 5, 8$, contour 40 %, $Dz=0,25\text{Lambda}$

Comme avec la bande supérieure de fréquence, on choisit un couple contour et distance Dz de manière à simplifier l'exploitation du critère avec d'autres configurations. Dans la bande basse, c'est les paramètres de contour à 20 % et $Dz=0,125\lambda$ qui seront utilisés pour le calcul de notre critère d'ellipticité moyennée car l'évolution de l'ellipticité correspond à l'attendu dans ce réglage, c'est-à-dire que l'ellipticité de la zone active dans l'air est la plus forte du fait d'être électriquement petite, puis l'ellipticité de la zone active diminue avec l'augmentation de la permittivité ce qui traduit l'impact positif de la réduction de la longueur d'onde guidée.

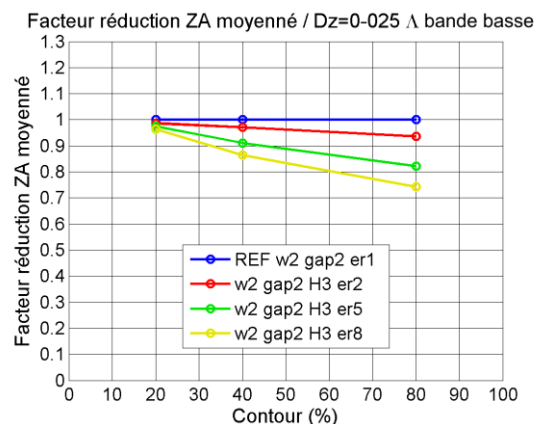


Figure III-36: Facteur de réduction moyenné bande basse VS Contour (%), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $er=2,5,8$

La Figure III-36 illustre le facteur de réduction moyenné de nos configurations de substrats uniquement à la distance $Dz=0,025\lambda$ en fonction des valeurs de contours 20, 40 et 80%, les hauteurs supérieures n'étant pas intéressantes dans notre contexte, où on ne considère le facteur de réduction pertinent que lorsqu'il est déterminé au plus près de l'antenne (pour les raisons décrites dans le chapitre III-2-8). Globalement, le facteur de réduction correspond à ce qui est attendu pour toutes les configurations de contour, c'est-à-dire que la zone active se réduit en corrélation avec l'augmentation de la permittivité. Néanmoins, une plus grande dynamique entre les valeurs à 80 % est constatée. La proximité des valeurs avec les contours à 20 et 40%, s'explique par le fait que la puissance s'étale peu passé l'anneau principal de rayonnement pour les zones actives sur substrats.

Dans ce sous chapitre, les critères proposés dans le chapitre III-2 ont été appliqués à trois configurations de spirales sur substrats. Au travers des critères en champ lointain, le compromis qu'il y avait à faire entre amélioration et dégradation du rayonnement a pu être quantifié. En appliquant les critères de zone active dans la bande basse et haute de fréquence, les impacts positif et négatif de la permittivité du substrat sur la zone active de l'antenne ont aussi pu être mis en évidence. Différents couples de valeur de contour et de distance Dz ont été fixés, dans l'objectif de simplifier l'exploitation de ces critères dans la comparaison entre champ lointain et proche que l'on fera en III-4 (Tableau III-1).

	Bande basse de fréquence ($F \leq 0,8\text{GHz}$)	Bande haute de fréquence ($F > 0,8\text{GHz}$)
Ellipticité moyennée	Cont=20%, $Dz=0,125\lambda$	Cont=20%, $Dz=0,375\lambda$
Facteur de réduction moyennée	Cont=80%, $Dz=0,025\lambda$	Cont=80%, $Dz=0,025\lambda$

Tableau III-1: Synthèse des couples choisis pour le calcul des critères en champ proche

III.4) Corrélation entre champ lointain et zone active

Dans ce sous chapitre, les critères en champ lointain et sur la zone active vont être comparés. En III-2-7, on a affirmé que la zone active était inscrite dans la continuité du rayonnement champ proche vers champ lointain et on a ajouté l'hypothèse suivante : si la zone active est symétrique autour de l'axe z et qu'elle décrit une ellipse proche du cercle, alors le rayonnement en champ lointain sera constitué d'un lobe unique à angle d'ouverture constant dans les deux plans dont le maximum est orienté dans l'axe. Donc si la zone active n'est plus symétrique et n'est plus circulaire, alors le champ lointain sera dégradé. L'objectif est de mettre en évidence la continuité entre les deux dans la bande basse et la bande supérieure de fréquence à l'aide de nos critères, en se basant sur nos trois configurations de spirales sur substrats ($\epsilon_r=2, 5$ et 8).

III.4.1) Liaison entre les 2 zones

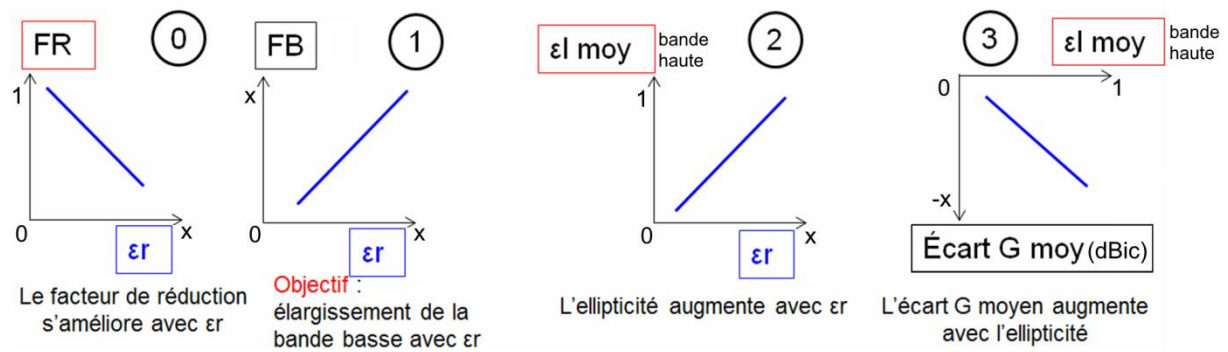


Figure III-37: Liaison entre les critères champ lointain et champ proche, encadrement rouge : critères zone active, encadrement noir : critères champ lointain

La Figure III-37 schématise les courbes permettant de mettre en évidence le cheminement du champ proche vers le champ lointain, au travers de nos conclusions et critères sur l'impact de la permittivité sur les performances. Sur la courbe 0, le facteur de réduction de la zone active FR s'améliore avec la permittivité. Cette réduction de la zone active devrait favoriser le rayonnement dans les basses fréquences, en tenant compte du fonctionnement de la spirale. Donc en conséquence (courbe 1), le facteur d'élargissement de la bande basse des performances en champ lointain s'améliore avec la permittivité. Or, l'augmentation de la permittivité du substrat engendre des dégradations sur le rayonnement en champ lointain et sur la zone active de l'antenne (courbe 2) dans la bande haute de fréquence. Les critères d'ellipticité moyennée et d'écart de gain moyenné, vont donc être logiquement corrélés entre eux (courbe 3).

III.4.2) Comparaison entre la dégradation du champ lointain et la dégradation de la zone active

Dans cette partie, la courbe réelle issue de la courbe 3 du schéma de la Figure III-37 est affichée. L'ellipticité moyennée est celle calculée dans la bande supérieure de fréquence, avec un contour à 20 % et $Dz=0,375\lambda$ comme indiqué dans le *Tableau III-1*, cette combinaison donnant une évolution cohérente de l'ellipticité.

III) Mise en place d'indicateur de performance champ lointain champ proche d'une spirale d'Archimède sur substrat

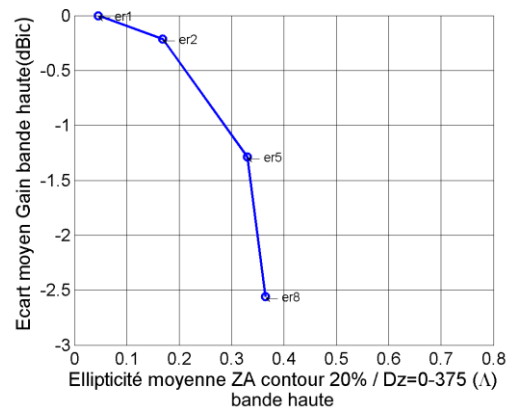


Figure III-38: ellipticité moyenné ZA $Dz=0,375\lambda$ Contour 20% VS écart moyenné du gain (dBic) , spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$

La Figure III-38 représente donc l'ellipticité moyennée de la zone active en fonction de l'écart moyenné de gain, en se basant sur nos trois configurations de substrat. Comme attendu, plus l'ellipticité augmente et plus l'écart de gain augmente. Donc, plus la zone active est dégradée et plus le champ lointain rayonné sera dégradé.

III.4.3) Comparaison entre l'élargissement de bande basse en champ lointain et l'amélioration de la zone active

Dans cette partie, les valeurs issues des critères permettant de mesurer l'impact positif que nous avons sur le champ lointain et la zone active vont être comparées. L'ellipticité moyennée et le facteur moyenné de réduction sont calculés dans la bande basse de fréquence, avec un contour à 20 % et $Dz=0,125\lambda$ pour l'ellipticité et un contour à 80 % et $Dz=0,025\lambda$ pour le facteur de réduction, comme défini dans le *Tableau III-1*, ces combinaisons donnant une évolution cohérente des deux critères.

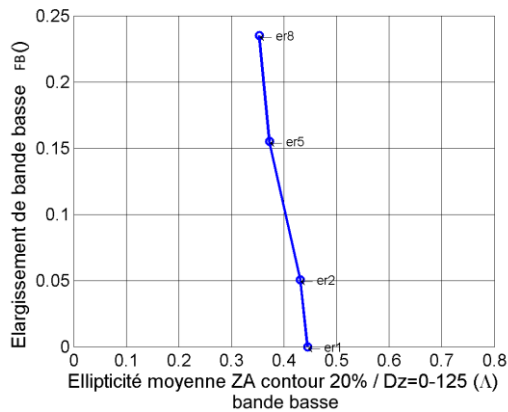


Figure III-39: Ellipticité moyenné ZA $Dz=0,125\lambda$ Contour 20% VS élargissement de bande basse (λ), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$

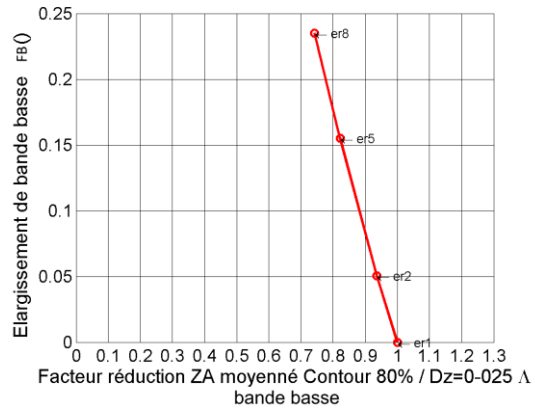


Figure III-40: Facteur de réduction moyenné ZA $Dz=0,025\lambda$ Contour 80% VS élargissement de bande basse (λ), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$

Les Figures III-39 et III-40 illustrent l'élargissement de bande basse des performances en champ lointain, en fonction de l'ellipticité moyennée dans la bande haute et du facteur de réduction moyenné en bande haute. Dans la première figure, plus l'ellipticité de la zone active diminue dans la bande basse plus l'élargissement de bande basse s'améliore. Dans la seconde figure, plus le facteur de réduction de la zone active augmente plus l'élargissement de la bande basse s'améliore.

L'évolution de ces 2 critères traduit une dégradation de la qualité de la zone active, dans le sens où l'augmentation de l'ellipticité est une indication d'un éloignement de la forme circulaire et la montée du facteur de réduction est une indication d'un agrandissement de la partie contribuant le plus au rayonnement de la zone active, agrandissement qui ne permet plus à la zone active d'être contenue à l'intérieur de la spirale et donc d'augmenter son ellipticité.

L'augmentation de l'élargissement de la bande basse va de pair avec l'amélioration de la zone active, ceci va dans le sens de l'hypothèse qui a été faite disant que si la zone active est symétrique autour l'axe z et qu'elle décrit une ellipse proche du cercle, alors le rayonnement en champ lointain sera amélioré en terme d'amplitude du gain réalisé.

III.5) Conclusion

Dans ce chapitre, des indices de performances nous permettant d'évaluer les impacts d'un substrat dans différentes configurations de permittivités ont été proposés, sur le champ lointain et le champ proche d'une spirale d'Archimède. Avec les critères en champ lointain, d'élargissement de bande basse et d'écart moyenné du gain, il a été mis en évidence de manière quantitative le compromis à faire entre amélioration et dégradation du rayonnement dans les bandes basses et hautes de fréquence.

Du côté de la zone active, une méthode d'estimation de celle-ci par le calcul d'une ellipse équivalente a été proposée. L'ellipse est ajustée en fonction d'une partie des données d'amplitude de la zone active qui sont fixées par une valeur de contour. De cette ellipse, des paramètres ont été extraits, telle que l'ellipticité et le périmètre qui nous ont permis de proposer les critères d'ellipticité moyennée et facteur de réduction moyenné, en bande basse et en bande haute de fréquence. L'évolution de ces paramètres en fonction de la distance d'observation D_z et de la valeur du contour fixé a été étudiée. De cette étude, les paramètres optimaux pour calculer nos deux critères, dans le contexte de cette thèse, ont pu être fixés respectivement dans la bande basse et la bande haute de fréquence.

En appliquant ces critères sur les trois configurations de substrat, le compromis à faire entre amélioration et dégradation concernant, cette fois, le rayonnement dans le champ proche a été aussi observé. En effet, la réduction de la zone active, signe de miniaturisation et donc d'élargissement de bande basse, était contre balancé par une ellipticité qui augmentait traduisant une dégradation de la zone active.

Dans la dernière partie, les critères en champ lointain et champ proche ont été comparés de manière à faire le lien entre les deux de manière quantitative. Dans le chapitre suivant, on étudiera le compromis entre amélioration et dégradation sur le rayonnement, illustré en Figure III-26. L'objectif final sera de garder un élargissement de bande basse intéressant tout en limitant l'écart de gain. Pour cela, une modification géométrique de la spirale sera faite de façon à la rendre non auto-complémentaire.

III.6) Bibliographie du chapitre III

- [44] Constantine A. Balanis, « ANTENNA THEORY, ANALYSIS AND DESIGN, third edition ». Wiley-interscience, A John Wiley & sons, inc., Publication, 2005. Chapitre 2.2.4, Chapitre 2.17.
- [45] Hemming, L., et R. Heaton. « Antenna gain calibration on a ground reflection range ». IEEE Transactions on Antennas and Propagation 21, no 4 (juillet 1973): 532-38.
- [46] Djoma, Christopher. « Contribution to the conception of reflectors suitable to wideband thin antennas ». Theses, Télécom ParisTech, 2013. <https://pastel.archives-ouvertes.fr/tel-01153357>. Chap II-1.
- [47] Ohad Gal. « fit_ellipse - File Exchange - MATLAB Central ». Consulté le 4 décembre 2017. <http://fr.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/3215-fit-ellipse..>

IV) Amélioration des performances d'une antenne spirale sur substrat par rupture de l'auto-complémentarité

IV.1) Introduction.....	132
IV.2) Hypothèses sur la rupture de l'auto-complémentarité géométrique.....	134
IV.3) Impédance d'entrée des spirales non auto-complémentaires	137
IV.3.1) Comportement de l'impédance d'entrée en espace libre	137
IV.3.2) Comportement de l'impédance d'entrée sur substrat	138
IV.4) Étude de l'impact des spirales non auto-complémentaire dans 3 situations d'évolution des paramètres géométriques.....	140
IV.4.1) Largeur w fixe, gap et nombre de tour variables	140
IV.4.2) Gap fixe, largeur w et nombre de tour variables	143
IV.4.3) Nombre de tour fixe, largeur w et gap variables.....	145
IV.4.4) Bilan sur l'influence des différents paramètres géométriques	146
IV.5) Conclusion	150
IV.6) Bibliographie du chapitre IV	151

IV.1) Introduction

Dans le chapitre III, nous avons mis en évidence de manière quantitative le compromis à faire entre l'amélioration en bande basse de fréquence et les dégradations en bande haute de fréquence sur les performances radioélectriques d'une spirale auto-complémentaire gravée sur un substrat cylindrique. Pour cela nous avons comparé l'élargissement de la bande basse du gain dans l'axe et l'écart de gain moyen entre la spirale de référence dans l'air et les configurations sur substrats.

Dans ce chapitre, une technique de modification géométrique de la spirale permettant de limiter la dégradation sur les performances de rayonnement en champ lointain dans la bande de fréquence supérieure sera étudiée, tout en gardant un élargissement de la bande aux basses fréquences comparable à celui d'une spirale auto-complémentaire. Cette technique consiste à modifier la largeur et l'espace entre brins de la spirale, de manière à minimiser les couplages entre ondes de surfaces internes au substrat et les brins de la spirale, en réduisant le ratio de métallisation de la spirale. En d'autres termes, on cherche à minimiser les interférences entre le champ rayonné par les brins de la spirale et le champ piégé à l'intérieur du substrat à cause des réflexions aux interfaces entre l'air et le substrat, en réduisant le taux de métal relatif au vide dans la géométrie de la spirale. Cela aura pour conséquence de réduire l'écart de gain moyen dans la bande supérieure de fréquence.

De manière à mettre en évidence la validité de cette méthode, on va mettre en place une démarche permettant, dans un premier temps de montrer qu'augmenter ou réduire le taux de métallisation permet d'améliorer ou de dégrader l'écart de gain moyen dans la bande supérieur de fréquence. Dans un second temps, on cherchera à prouver que c'est principalement le ratio de métallisation qui influence les performances et pour finir, on étudiera l'influence du nombre de tour de brin sur les performances dans le bas de la bande de fréquence.

On commencera par étudier l'évolution de l'impédance d'entrée des spirales sur substrat en fonction de leurs ratios de métallisation, dans l'objectif de vérifier que celle-ci est prédictible. Le gain réalisé étant utilisé dans nos critères sur le champ lointain et celui-ci pouvant être impacté négativement si le port d'alimentation a une impédance trop éloignée de celle de la spirale, il nous importe de maîtriser l'impédance d'entrée avec laquelle on alimente l'antenne. Ensuite, les performances en champ lointain de différentes associations de spirales non auto-complémentaires et de diélectriques seront étudiées dans 3 situations d'évolution des paramètres géométriques :

- Largeur de brin fixe
- Espace entre brins fixe
- Nombre de tour fixe

Dans ces trois cas, lorsqu'un des paramètres est fixé, ce sont les deux autres qui varient, de cette manière les influences de ces différents paramètres sur les performances en champ lointain des antennes seront isolées. On pourra vérifier le long des trois situations si un ratio de métallisation inférieur à 0,5 permet d'améliorer l'écart de gain moyen et inversement s'il est dégradé lorsque le

ratio est supérieur. Enfin, grâce à la diversité des données obtenues, on comparera les performances de spirales ayant le même ratio de métallisation mais des largeurs et espaces entre brins de valeur différentes de manière à vérifier que le ratio est le paramètre ayant le plus d'influence sur l'amélioration des performances en champ lointain. On pourra également croiser ces données pour vérifier l'impact du nombre de tour de brin sur les performances en bas de bande de fréquence.

IV.2) Hypothèses sur la rupture de l'auto-complémentarité géométrique

Dans cette partie, l'hypothèse de l'atténuation de l'excitation parasite des brins de la spirale par les ondes de surface est exposée. Celle-ci explique l'amélioration des performances radioélectriques dans la bande supérieure de fréquence de spirales non auto-complémentaires sur substrats.

Cette hypothèse est que les ondes de surface piégées à l'intérieur du substrat à cause des réflexions aux interfaces, vont provoquer une excitation parasite des brins de la spirale, ce qui se traduit par un rayonnement parasite venant s'ajouter au rayonnement principal et le dégrader. En conséquence, la réduction de la largeur des brins ou du gap entre eux réduirait l'effet parasite et l'écart de gain moyen dans la bande supérieure de fréquence.

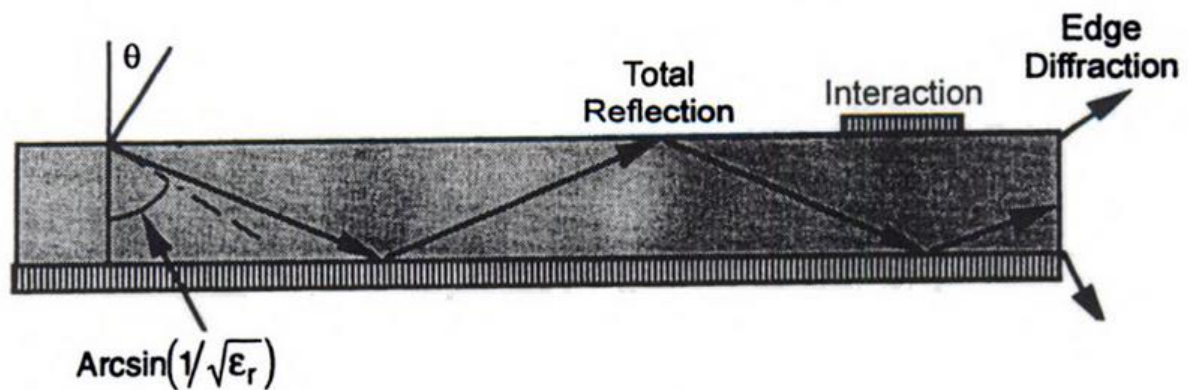


Figure IV-1: Propagation d'ondes de surface dans le substrat d'une antenne patch menant à des couplages entre différents circuits ou antennes et de la diffraction au bord [48]

On appelle onde de surface, les ondes rayonnées à l'intérieur du substrat comme schématisé en Figure IV-1. A l'interface entre l'air et le substrat, l'onde incidente sera totalement réfléchiée si elle arrive avec un angle θ supérieur à l'angle décrit en équation (22) [48].

$$\theta = \arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}\right) \quad (22)$$

Donc il paraît déjà évident que, plus la permittivité ϵ_r augmente, plus les ondes de surface seront facilement piégées à l'intérieur du substrat. Toujours sur le schéma 1, à la fin de leur course, ces ondes seront réfléchies par les bords du substrat et subiront également une diffraction. Ces diffractions sont susceptibles de participer au rayonnement si une antenne est gravée sur ce substrat. Toujours dans cet exemple, si une deuxième antenne se trouve sur le même substrat et si elle se situe sur la trajectoire d'une onde de surface, alors celle-ci peut se coupler à cette autre antenne supplémentaire.

Il peut exister plusieurs modes de propagation interne de type TM_n et TE_n , en fonction des valeurs de ϵ_r et H . (H =épaisseur du substrat) Cependant le mode TM d'ordre minimum TM_0 , n'a pas de fréquence de coupure basse. Donc, une onde de surface est excitée dès lors qu'on utilise un

substrat de permittivité $\epsilon_r > 1$ et d'épaisseur quelconque. Les fréquences de coupure pour les modes supérieurs TM_n et TE_n sont données par l'équation (23).

$$f_c = \frac{nc}{4H\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (23)$$

Où c est la célérité, H l'épaisseur du substrat, ϵ_r la permittivité et $n=1, 3, 5, \dots$ pour les modes TE_n et $n=0, 2, 4, \dots$ pour les modes TM_n . Il est possible de déduire de l'équation (23), une condition nous permettant de savoir si le mode TM_0 est le seul mode de propagation présent et si les autres sont en dessous de la fréquence de coupure (équation (24)).

$$\frac{H}{\lambda_0} < \frac{1}{4\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (24)$$

Dans notre étude, le substrat a une épaisseur fixe $H=3\text{mm}$ et une permittivité maximale $\epsilon_r=8$. En utilisant ces paramètres dans l'équation (23), le prochain mode de propagation, TE_1 , a une fréquence de coupure de $f=9,45\text{GHz}$. Notre étude se limitant à la fréquence maximale $f=5\text{GHz}$, on pourrait penser que les phénomènes constatés seront uniquement liés au mode TM_0 , néanmoins la géométrie du substrat utilisée implique que les réflexions aux interfaces internes liée à la finitude de celui-ci soit à prendre en compte dans la détermination du mode de propagation présent. La puissance transportée par l'onde de surface augmente avec l'épaisseur H du substrat et la permittivité ϵ_r . Les paramètres d'un substrat d'une antenne patch satisfaisant la condition en équation (25), indique que les pertes liées aux ondes de surface seront négligeables [48] [49] dans le cas où :

$$\frac{H}{\lambda_0} \leq \frac{0.3}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad (25)$$

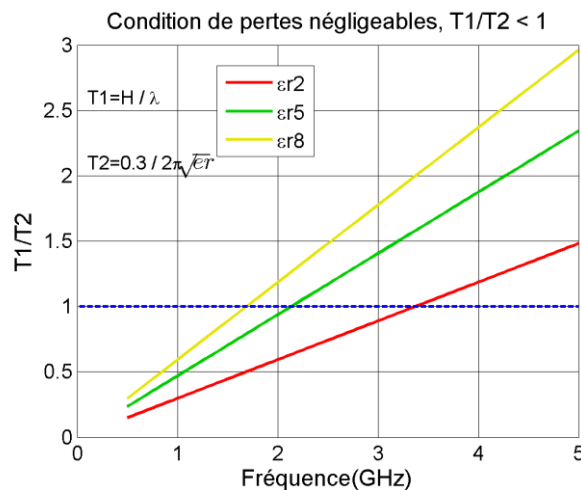


Figure IV-2: Equation de test de pertes négligeables mise en figure dans le cas où $H=3\text{mm}$

La Figure IV-2 illustre le rapport entre les 2 termes de l'équation (25), nommés T_1 et T_2 , H est fixé à 3mm . Lorsque le rapport est supérieur à 1, les pertes ne sont plus négligeables. Les différentes permittivités du substrat étudiées (2, 5 et 8) auront des pertes par transport de puissance par les

ondes de surface. A noter que plus la permittivité augmente et plus la fréquence où le rapport entre T1 et T2 est supérieur à 1 diminue.

Pour conclure, augmenter la permittivité ϵ_r et/ou l'épaisseur H d'un substrat augmente la puissance transportée par l'onde de surface piégée à l'intérieur. Donc, augmenter ϵ_r et H favorise les pertes par redirection de la puissance de rayonnement de l'antenne et l'excitation parasite des brins, ce qui amène à des dégradations proportionnelles sur le champ lointain dans la bande supérieure de fréquence.

Comme vu précédemment, une antenne sur un substrat se trouvant sur la trajectoire d'une onde de surface de ce même substrat, alors celle-ci se couple à elle et perturbe son rayonnement. En supposant qu'un élément métallique quelconque se trouvant également sur la trajectoire d'une onde de surface, va résulter en un couplage des 2. On peut alors supposer qu'en réduisant la surface de cet élément métallique, le couplage avec l'onde de surface et son potentiel nuisible vont se réduire. En considérant que réduire le ratio de métallisation d'une spirale sur substrat est équivalent à réduire la surface d'éléments métalliques, alors réduire ce ratio va limiter le couplage et les perturbations sur le rayonnement qui vont de pair. La démarche présentée en introduction nous permettra de vérifier que cette hypothèse est valide. Cependant, modifier ce ratio de métallisation va également changer la valeur de l'impédance d'entrée de la spirale dans sa bande passante de fréquence. Dans le sous-chapitre suivant, on va exposer une méthode de calcul de l'impédance modifiée.

IV.3) Impédance d'entrée des spirales non auto-complémentaires

IV.3.1) Comportement de l'impédance d'entrée en espace libre

Dans cette partie, les résultats de [50] où l'auteur propose une formule permettant de calculer l'impédance d'entrée d'une spirale d'Archimède en fonction de la largeur de brins w et de l'espacement entre 2 brins seront exposés.

Pour cela, l'auteur se base sur l'observation des courants et la distribution des champs sur la spirale ainsi que sur un modèle de type ligne de transmission. Il en déduit l'équation (26) permettant de prédire l'impédance d'entrée d'une spirale non auto-complémentaire.

$$Z_0 = \frac{1}{4} \eta_0 \frac{K(k')}{K(k)} ; \left\{ \begin{array}{l} k = \tan^2 \left[\frac{\pi}{4} (1 - \chi) \right] \\ k' = \sqrt{1 - k^2} \end{array} \right. \quad (26) \quad \chi = \frac{w}{w + gap} \quad (27)$$

Où Z_0 est l'impédance d'entrée, η_0 est l'impédance du vide, k est le module de l'intégrale elliptique complète du premier ordre $K(x)$, k' est le complémentaire de k , χ est le ratio de métallisation, w est la largeur de brin et gap l'espace entre brins.

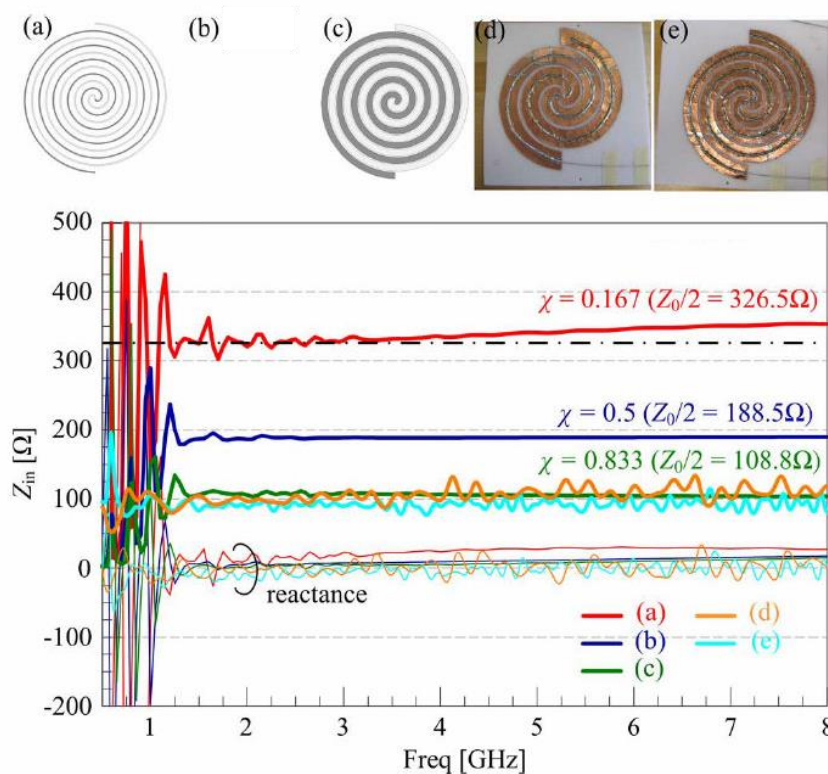


Figure IV-3: Résistance et réactance de l'impédance d'entrées simulées (a,b,c) et mesurées (d,c) de spirales avec différents ratio de métallisation χ dans [50]

La Figure IV-3 illustre des impédances d'entrées simulées et mesurées de spirales avec différents ratios de métallisation χ . Au-dessus de chaque courbe de résistance, l'auteur indique la valeur théorique de celle-ci issue de sa formule. Il est alors constaté que la résistance théorique est proche de celle simulée et mesurée, lorsque l'antenne est dans sa bande de fréquence de fonctionnement,

ce qui confirme le modèle mathématique permettant de calculer l'impédance d'entrée d'une spirale non auto-complémentaire.

IV.3.2) Comportement de l'impédance d'entrée sur substrat

Dans cette section, l'impédance d'entrée moyennée des antennes spirales non auto-complémentaires gravées sur un substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ sont analysées, la permittivité diélectrique du substrat prendra les valeurs 2, 5 et 8.

La moyenne de la partie réelle de l'impédance d'entrée dans la bande passante de nos différentes configurations (méthode vue au chapitre II-2-3) est étudiée et est comparée à une valeur théorique. Les impédances étudiées proviennent des couples largeur/espace entre brins issus du tableau suivant :

Ratio de métallisation χ	Largeur de brin $w(\text{mm})$, espace entre brins Gap(mm)
$\chi=0,06$	$W=0,25$ gap= $3,75$
$\chi=0,11$	$W=0,25$ gap= 2
$\chi=0,25$	$W=2$ gap= 6
$\chi=0,50$	$W=2$ gap= 2
$\chi=0,60$	$W=3$ gap= 2
$\chi=0,66$	$W=2$ gap= 1
$\chi=0,75$	$W=3$ gap= 1

Pour calculer la partie réelle de l'impédance d'entrée théorique de notre spirale non auto-complémentaire dans l'air, l'équation (28) est utilisée. Dans le cas où la spirale est sur un substrat diélectrique, le calcul est complété avec l'approximation faite au chapitre II-3-3 (équation (29)) où la permittivité effective du substrat est approximée en considérant un milieu constitué de deux permittivités, la permittivité dans l'air $\epsilon_r=1$ et la permittivité ϵ_r du substrat.

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (28) \quad \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (29)$$

Z_{in} est l'impédance d'entrée de l'ensemble spirale / substrat et Z_0 l'impédance de la spirale non auto-complémentaire dans l'air.

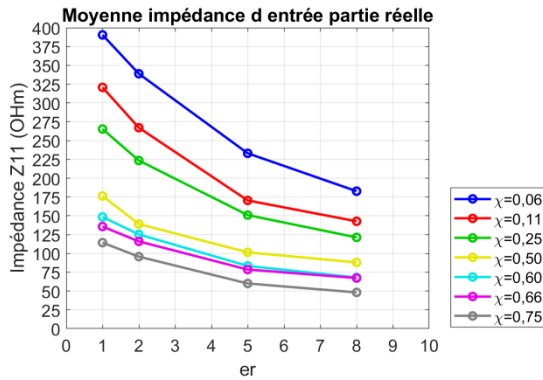


Figure IV-4: Moyenne impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS la permittivité (ϵ_r) spirale non auto-complémentaire

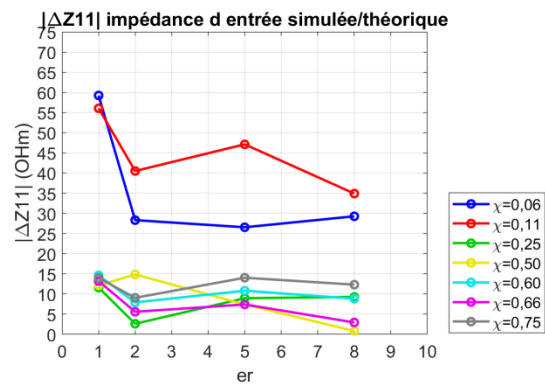


Figure IV-5: Différence impédance d'entrée partie réelle simulée/théorique (Ohm) VS la permittivité (ϵ_r) spirale non auto-complémentaire

La Figure IV-4 illustre les moyennes des parties réelles des impédances d'entrée des spirales pour différents ratios de métallisation χ en fonction de la permittivité ϵ_r du substrat. L'impédance d'entrée d'une spirale dans l'air diminue avec l'augmentation du ratio de métallisation, ce qui est en accord avec l'équation (28) qui prédit de fortes impédances dans les cas de ratios de métallisation faibles et inversement. De plus, la permittivité fait également diminuer l'impédance d'entrée de l'antenne, ce qui avait déjà été constaté au sous chapitre II-3-3. La Figure IV-5 permet d'illustrer la différence en Ohm ($|\Delta Z_{11}|$) entre l'impédance moyenne simulée et la prédiction théorique issue de l'équation (28). La différence est globalement comprise entre 0 et 15 Ohm, pour les spirales à ratio de métallisation supérieur à $\chi=0,25$. Pour nos 2 spirales à ratio de métallisation inférieur ($\chi=0,06$ et $\chi=0,11$), la différence d'impédance est comprise entre 60 Ohm et 30 Ohm. 2 hypothèses nous viennent :

- Soit les brins de faible épaisseur ($w=0,25\text{mm}$) nécessitent un maillage plus fin, prenant mieux en compte les interactions électromagnétiques sur les brins
- Soit l'équation (26) n'est plus dans son domaine de validité

On peut conclure que l'évaluation de l'impédance d'entrée utilisée est satisfaisante pour nos calculs de gain réalisé, pour les configurations avec spirales à ratio de métallisation supérieur à $\chi=0,25$. Les différences d'impédances obtenues n'auront pas un impact important sur le passage de la directivité au gain réalisé. En effet, en affichant en Figure IV-6 et IV-7 les gains réalisés de la spirale de ratio de métallisation $\chi=0,06$ avec une impédance d'entrée déterminée avec l'équation (28) et l'impédance réelle de la spirale (respectivement $Z_{11}=444,8\text{Ohm}$ et $Z_{11}=390,5\text{Ohm}$), on observe que la moyenne de l'écart entre les deux dans la bande basse de fréquence est de $|\Delta G|=0,3\text{dBic}$. Donc une différence d'impédance $|\Delta Z_{11}|=60\text{Ohm}$ reste encore négligeable.

IV) Amélioration des performances d'une antenne spirale sur substrat par rupture de l'auto-complémentarité

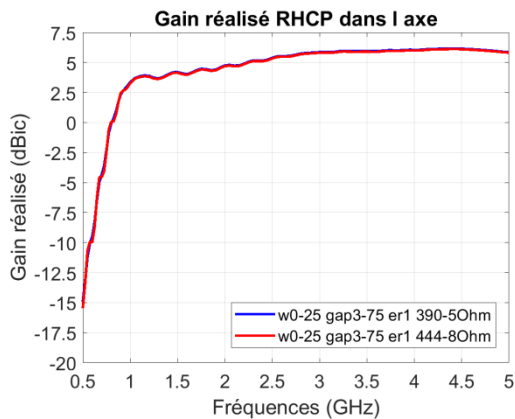


Figure IV-6: Gain réalisé (dBic) VS Fréquence (GHz) spirale non auto-complémentaire $X=0,06$ $w=0,25\text{mm}$ $\text{gap}=3,75\text{mm}$, $Z_{11}=390,5\text{Ohm}$ et $Z_{11}=444,8\text{Ohm}$

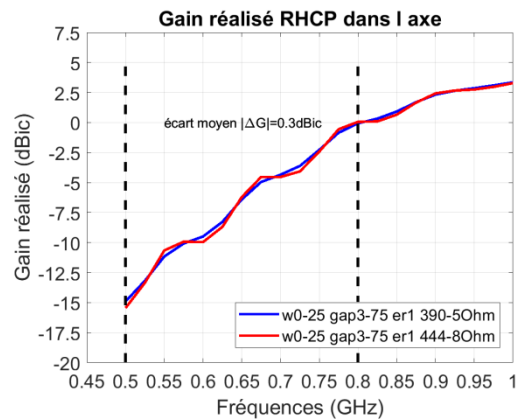


Figure IV-7: Gain réalisé (dBic) VS Fréquence spirale non auto-complémentaire $X=0,06$ $w=0,25\text{mm}$ $\text{gap}=3,75\text{mm}$, $Z_{11}=390,5\text{Ohm}$ et $Z_{11}=444,8\text{Ohm}$, bande basse de fréquence

IV.4) Étude de l'impact des spirales non auto-complémentaire dans 3 situations d'évolution des paramètres géométriques

Dans ce sous chapitre, les performances en champ lointain des antennes spirales non auto-complémentaires gravées sur un substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ seront analysées, la permittivité diélectrique prendra les valeurs 2, 5 et 8. Les performances en champ lointain seront analysées au travers les critères d'élargissement de bande basse de fréquence et d'écart moyenné en bande haute de fréquence proposés en III-2.

Dans un premier temps, nous fixerons la largeur du brin (2mm) et le gap ainsi que le nombre de tour seront variables. 3 configurations en terme de ratio de métallisation seront étudiées : deux spirales avec $\chi < 0,5$ et une spirale avec $\chi > 0,5$.

Dans un second temps, nous fixerons le gap à 2mm et la largeur du brin w ainsi que le nombre de tour seront variables. Nous conserverons les mêmes configurations en termes de ratio de métallisation.

Pour finir, le même protocole sera répété avec un nombre de tour de brin fixe ($n_{bt}=7$). Pour chacune des trois situations, le paramètre fixe prend la valeur de celui de la spirale de référence auto-complémentaire. La diversité des configurations obtenue va nous permettre de contrôler l'influence du ratio de métallisation et du nombre de tour de brin.

IV.4.1) Largeur w fixe, gap et nombre de tour variables

Dans ce premier cas de figure, la largeur de brin w reste fixe dans les trois configurations de la Figure IV-8.

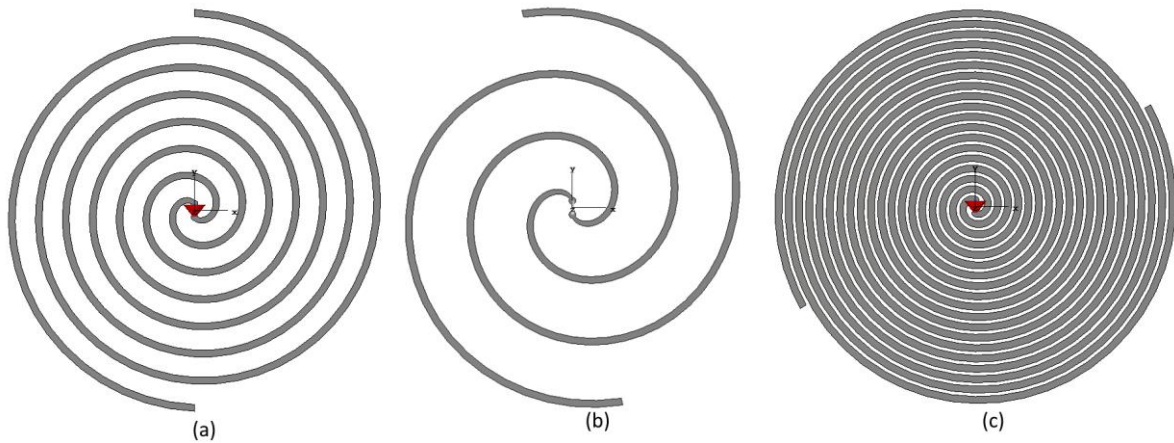


Figure IV-8: Spirales (a) $w=2\text{mm}$ $\text{gap}=6\text{mm}$ $\chi=0,25$ (b) $w=2\text{mm}$ $\text{gap}=16,18\text{mm}$ $\chi=0,11$ (c) $w=2\text{mm}$ $\text{gap}=1\text{mm}$ $\chi=0,66$

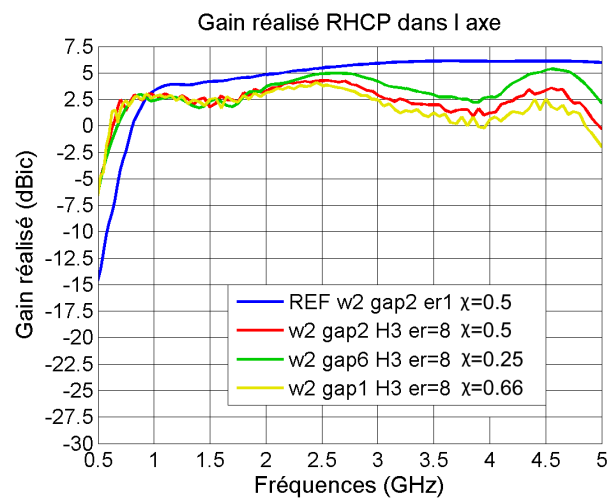


Figure IV-9: Gain réalisé RHCP dans l'axe (dB) VS Fréquence (GHz), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale $w=2\text{mm}$, $\text{gap}=2, 6, 1\text{ mm}$ sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$

La Figure IV-9 illustre le gain réalisé RHCP dans l'axe pour les configurations de spirales présentant un ratio de métallisation $\chi=0,5$, $0,25$ et $0,66$, sur un substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et de permittivité $\epsilon_r=8$, et le gain réalisé de la spirale auto-complémentaire de référence dans l'air. On constate que comme attendu, l'écart de gain entre la référence dans l'air ($\epsilon_r=1$) et les différentes configurations de spirales sur substrat est plus ou moins prononcé en fonction du ratio de métallisation de la spirale. Lorsque le ratio de métallisation diminue et que le gap augmente, l'écart de gain se réduit dans la bande haute de fréquence alors que les fréquences pour lesquelles les antennes atteignent un gain de -5dBic sont comparables.

IV) Amélioration des performances d'une antenne spirale sur substrat par rupture de l'auto-complémentarité

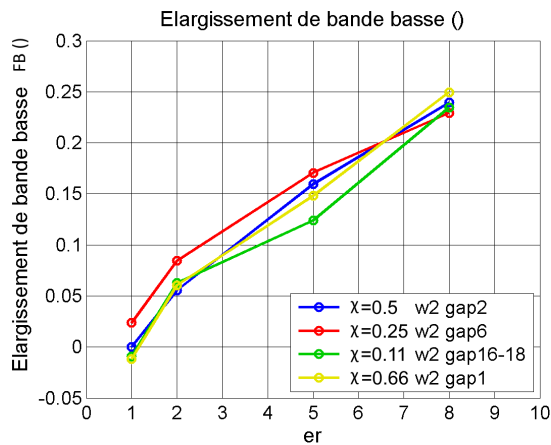


Figure IV-10: Élargissement de bande basse (FB) VS permittivité, spirale non auto-complémentaire à différents gap, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8

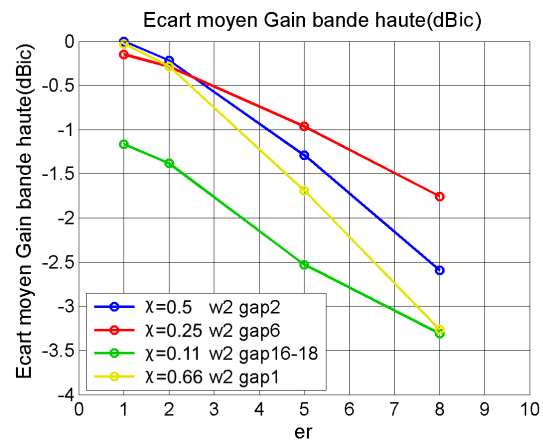


Figure IV-11: Écart moyenné du gain (dBic) VS permittivité, spirale non auto-complémentaire à différents gap, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8

Les Figures IV-10 et IV-11 illustrent respectivement, l'élargissement aux fréquences basses et l'écart moyenné en fonction de la permittivité du substrat. Aucune tendance n'est observable avec l'élargissement de la bande basse, le bilan de la section IV-3-3 permettra de comprendre pourquoi le nombre de tour ne semble pas avoir d'influence. En passant sur la Figure IV-11 on peut constater que la spirale de configuration (a) $w=2\text{mm}$ $\text{gap}=6\text{mm}$ a un écart moyen de gain en bande haute réduit vis-à-vis d'une spirale auto-complémentaire ($w=2\text{mm}$ $\text{gap}=2\text{mm}$), aux permittivités $\epsilon_r \geq 5$, alors que les configurations b et c ont un écart moyenné plus important. Aux permittivités $\epsilon_r < 5$, l'écart de gain moyen des différentes configurations est équivalents ou très proches. Avec la première observation, il nous semble que l'augmentation modérée de l'espace entre brins a amélioré l'écart de gain ou la diminution du ratio de métallisation a amélioré l'écart de gain. Et inversement, resserrer le gap et augmenter le ratio aurait augmenté l'écart. Ce qui rentre en corrélation avec l'hypothèse de la réduction du couplage brins/onde de surface faite au sous-chapitre IV-2-1. Néanmoins, il est également constaté qu'un gap (b. $w=2\text{mm}$ $\text{gap}=16,18\text{mm}$) trop important a un effet négatif sur les performances en champ lointain. Dans cette configuration, le nombre de tour de brin est faible ($n_{bt}=1,54$), la zone active ne peut plus se former correctement dans le haut de la bande de fréquence et l'antenne ne rayonne plus.

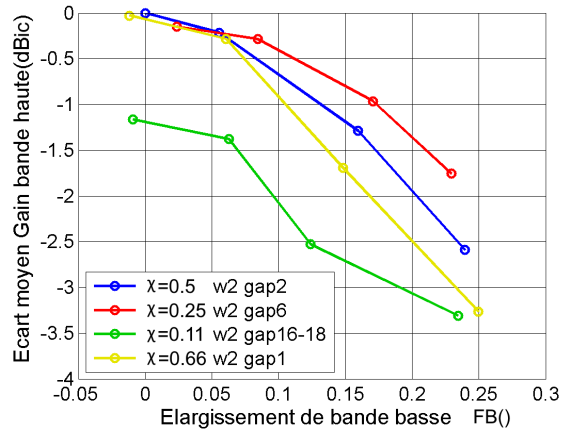


Figure IV-12: Écart moyenné du gain (dBic) VS Élargissement de bande basse (FB%), spirale non auto-complémentaire à différents gap, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8

En observant sur la Figure IV-12, le compromis fait entre l'élargissement de bande basse et la dégradation du gain en bande haute, il apparaît que la configuration $w=2$ mm et $\text{gap}=6$ mm présente un meilleur compromis que la configuration auto-complémentaire. En considérant un substrat de permittivité $\epsilon_r > 1$, l'augmentation du gap et la diminution du ratio de métallisation semble améliorer le compromis. Et Inversement, la configuration $w=2$ mm $\text{gap}=1$ mm présentant un ratio de métallisation supérieur à $0,5$ rend le compromis moins intéressant qu'avec la configuration auto-complémentaire.

IV.4.2) Gap fixe, largeur w et nombre de tour variables

L'impact de la largeur de brins sur les performances de l'antenne est analysé en gardant l'espace entre brin gap fixe, dans les 3 configurations de la Figure IV-13. Le ratio de métallisation des différentes configurations est choisi pour coller à ceux de la partie IV-3-1-a précédente.

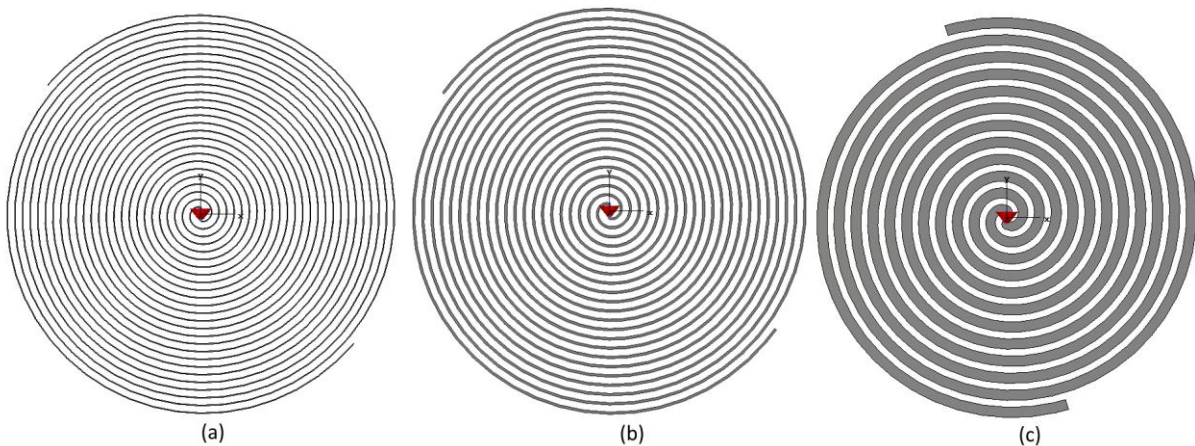


Figure IV-13: spirales (a) $w=0,25\text{mm}$ $\text{gap}=2\text{mm}$ $\chi=0,11$ (b) $w=0,66\text{mm}$ $\text{gap}=2\text{mm}$ $\chi=0,25$ (c) $w=3\text{mm}$ $\text{gap}=2\text{mm}$ $\chi=0,60$

IV) Amélioration des performances d'une antenne spirale sur substrat par rupture de l'auto-complémentarité

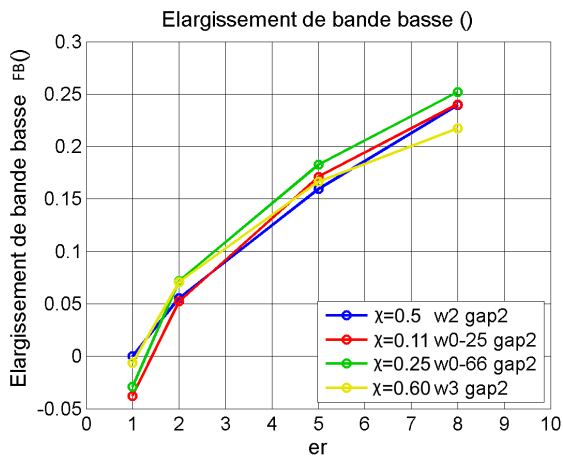


Figure IV-14: Élargissement de bande basse () VS permittivité, spirale non auto-complémentaire à différents w , substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8

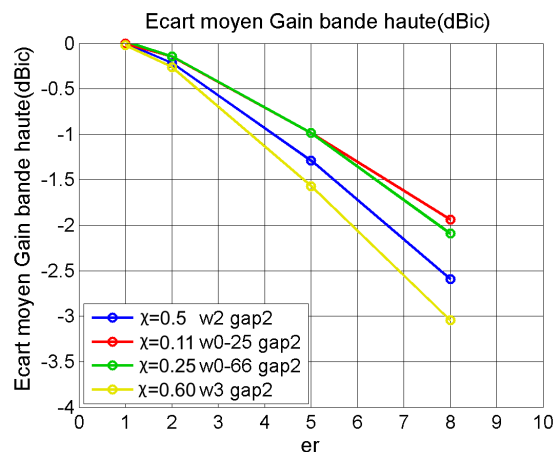


Figure IV-15: Écart moyenné du gain (dBic) VS permittivité, spirale non auto-complémentaire à différents w , substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8

Les Figures IV-14 et IV-15 illustrent respectivement, l'élargissement de bande basse et l'écart moyenné en fonction de la permittivité du substrat. Encore une fois, aucune tendance n'est observable avec l'élargissement de la bande basse, le bilan de la section IV-3-3 permettra de comprendre pourquoi. Il est constaté en Figure IV-15, que les configurations de spirale avec une largeur de brins w inférieure à 2mm, comme les configurations (a) et (b), permettent d'améliorer l'écart de gain vis-à-vis de la spirale auto-complémentaire. Donc, la diminution de la largeur des brins a amélioré l'écart de gain, ou alors c'est un ratio de métallisation inférieur à 0,5 qui a permis d'améliorer l'écart de gain. C'est le raisonnement inverse qui est faisable pour la configuration (c).

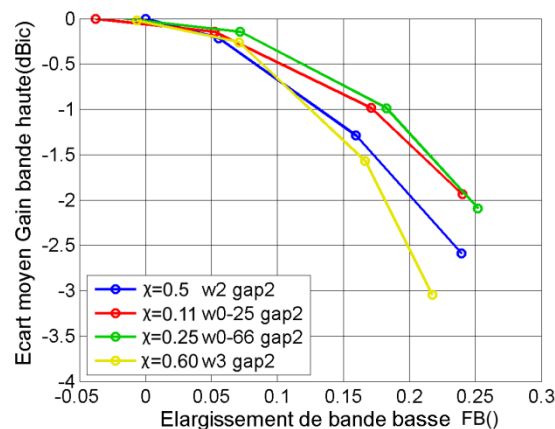


Figure IV-16: Ecart moyenné du gain (dBic) VS Élargissement de bande basse (), spirale non auto-complémentaire à différents w , substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8

La Figure IV-16 illustre le compromis à faire entre l'élargissement de bande basse et la dégradation du gain en bande haute. Il est constaté que les configurations de spirale avec une largeur de brins w inférieure à 2mm, comme les configurations (a) et (b), permettent d'avoir un

compromis plus intéressant. Et inversement, la configuration (c) $w=3\text{mm}$ $\text{gap}=2\text{mm}$ rend le compromis moins intéressant qu'avec la configuration auto-complémentaire. Dans le bilan en IV-3-3, on déterminera si l'écart de gain est directement proportionnel au ratio de métallisation ou si cette performance n'est pas en priorité proportionnelle à la largeur w ou proportionnelle à l'espace entre brins gap en croisant les résultats des différents cas d'étude.

IV.4.3) Nombre de tour fixe, largeur w et gap variables

Dans ce dernier cas de figure, on garde un nombre de tour de brin fixe à 7 tours comme présenté dans les 3 configurations de la Figure IV-17.

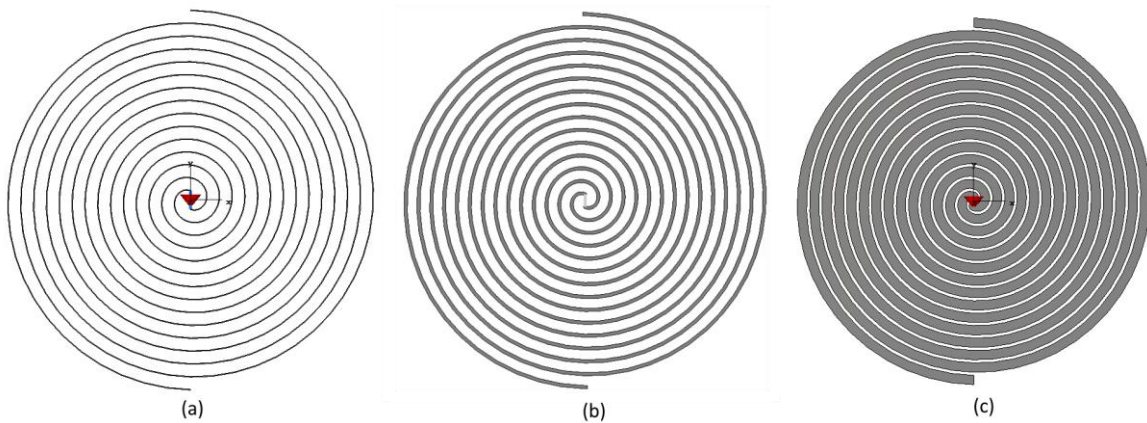


Figure IV-17: spirales (a) $w=0,25\text{mm}$ $\text{gap}=3,75\text{mm}$ $\chi=0,06$ (b) $w=1,02\text{mm}$ $\text{gap}=3,05\text{mm}$ $\chi=0,25$ (c) $w=3\text{mm}$ $\text{gap}=1\text{mm}$ $\chi=0,75$

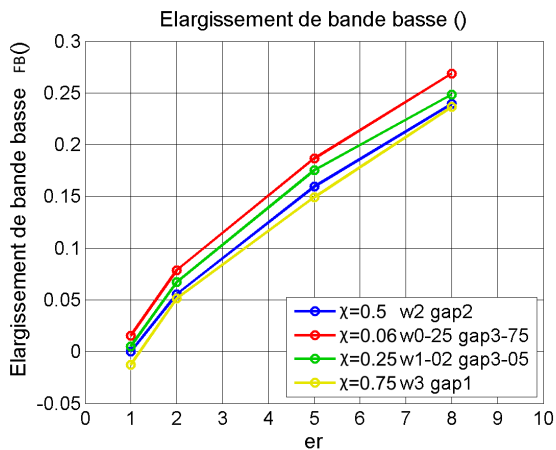


Figure IV-18: Élargissement de bande basse (dB) VS permittivité, spirale non auto-complémentaire à différents w et gap , Nbtour=7, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\text{er}=2, 5$ et 8

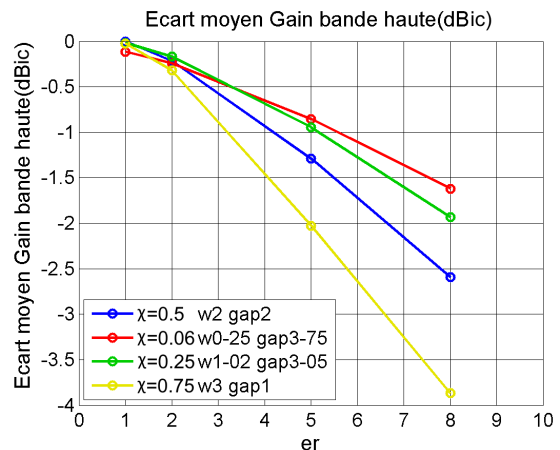


Figure IV-19: Écart moyenné du gain (dBic) VS permittivité, spirale non auto-complémentaire à différents w et gap , Nbtour=7, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\text{er}=2, 5$ et 8

Les Figures IV-18 et IV-19 illustrent respectivement l'élargissement de bande basse et l'écart moyenné en fonction de la permittivité du substrat. L'élargissement de la bande basse s'améliore légèrement proportionnellement au ratio de métallisation dans toutes les configurations de permittivité. Comme dans les deux sous-chapitres précédents, l'écart de gain moyen est réduit

lorsque le ratio de métallisation est inférieur à 0,5 et inversement, l'écart de gain moyen augmente pour le cas où $\chi < 0,5$.

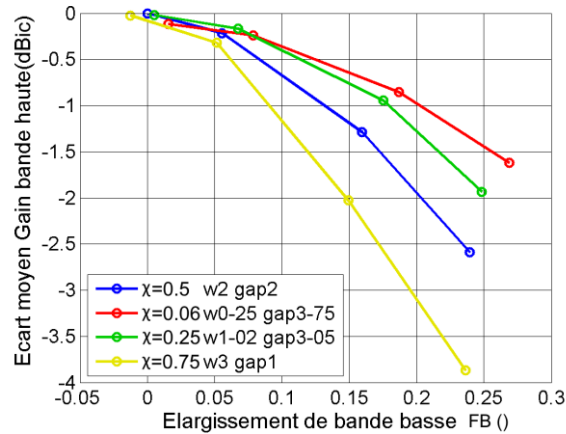


Figure IV-20: Ecart moyenné du gain (dBic) VS Elargissement de bande basse (χ), spirale non auto-complémentaire à différents w et gap , $N_{\text{tour}}=7$, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8

La Figure IV-20 illustre le compromis que nous faisons entre l'élargissement de bande basse et la dégradation du gain en bande haute. Comme dans les 2 sous-chapitres précédents, un ratio de métallisation inférieur à 0,5 semble permettre d'avoir un compromis entre l'élargissement de bande basse et la dégradation du gain en bande haute plus intéressant. Les performances en champ lointain n'ont pas été identiques pour les différentes configurations alors que le nombre de tour de brin est resté fixe, ceci nous indique que le nombre de tour ne semble pas avoir un impact sur ces deux performances.

IV.4.4) Bilan sur l'influence des différents paramètres géométriques

Dans nos études précédentes, nous cherchions à améliorer l'écart de gain moyen avec la référence dans l'air des spirales sur substrats en modifiant leurs ratio de métallisation, entraînant une modification de leurs largeurs de brins w et leurs espaces entre brins. En étudiant nos trois cas de figure, des observations d'amélioration et de dégradation du rayonnement ont été faites sans être certain du paramètre responsable et aucune tendance sur les différents élargissements de bande basse n'a été constatée hormis le fait qu'ils augmentent avec la permittivité. Dans ce bilan, ces deux points seront explorés plus en détail.

En IV-3-2, il avait été conclu que diminuer le ratio de métallisation, la largeur de brins w ou l'espace entre brins gap , améliorerait ou diminuait l'écart de gain moyen dans l'axe avec la référence dans l'air. La Figure IV-21 illustre l'écart de gain moyen de spirales présentant un ratio de métallisation de $\chi=0,25$, de manière à mieux appréhender l'impact individuel de chacun de ces paramètres. Mais ces spirales présentent également différentes largeurs w et espaces entre brins gap .

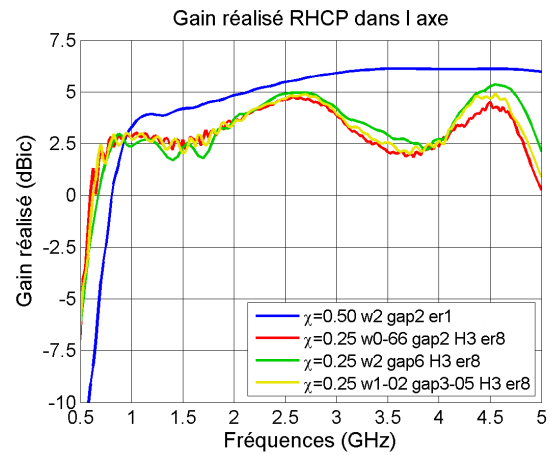
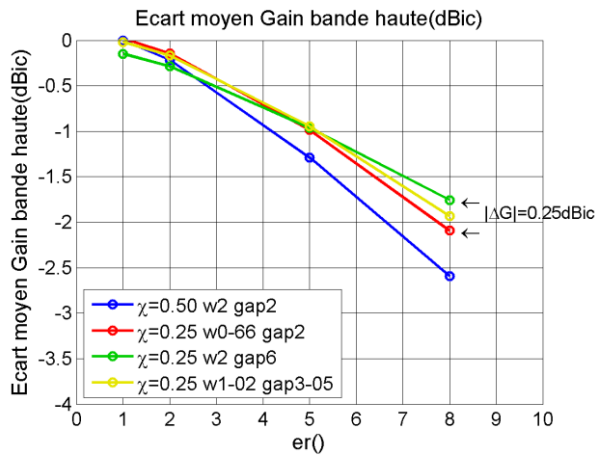


Figure IV-21: Écart moyenné du gain (dBic) VS Figure IV-22: Gain réalisé RHCP dans l'axe (dBic) VS permittivité, spirales non auto-complémentaire fréquence(GHz), spirales non auto-complémentaire $\chi=0,25$ avec différents w et gap , substrats $\chi=0,25$ avec différents w et gap , substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $er=2, 5$ et 8 d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $er=8$

La Figure IV-21 permet d'observer que les écarts moyens de gain entre les différentes configurations à ratio de métallisation $\chi=0,25$ sont proches entre eux. Excepté à la permittivité $er=8$, où une différence $|\Delta G|=0,25\text{dBic}$ est constatée. On peut conclure de la première observation que le ratio de métallisation contribue majoritairement à fixer l'écart de gain moyen pour les antennes sur substrats de permittivité $er \leq 5$. Néanmoins pour les permittivités supérieures, il semble que le gap ou w ait une plus grande influence sur l'écart de gain. En observant le gain réalisé dans l'axe des configurations à permittivité $er=8$ sur la Figure IV-22, il est constaté que pour les fréquences $F < 4\text{GHz}$, le gain des différentes configurations est équivalent et pour les fréquences $F > 4\text{GHz}$, les gains des différentes configurations s'espacent les uns des autres.

Les hypothèses suivantes pourraient expliquer ce phénomène. Dans notre méthodologie de dimensionnement, notre port discret d'excitation de la spirale à une longueur fixe de 4mm et ces 2 terminaisons sont toujours placées aux centres des terminaisons intérieures des brins. Avec cette approche, lorsque la largeur de brin diminue, alors l'espace entre les 2 brins au centre de la spirale donc le diamètre intérieur va diminuer (Figure IV-23), ce qui pourrait favoriser la formation de la zone active et donc le rayonnement. Car, pour rappel, dans cette bande de fréquence, la zone active est très proche du centre et avec la contribution du substrat sur la réduction de la longueur d'onde guidée, elle s'en rapproche encore d'avantage. Une seconde hypothèse, serait que dans la bande supérieure de fréquence et donc au centre de l'antenne, l'interaction entre l'onde de surface et les brins de la spirale soit plus importante lorsque l'espace entre brins se réduit. Donc augmenter le gap améliorerait les performances dans la bande haute de fréquence.

IV) Amélioration des performances d'une antenne spirale sur substrat par rupture de l'auto-complémentarité

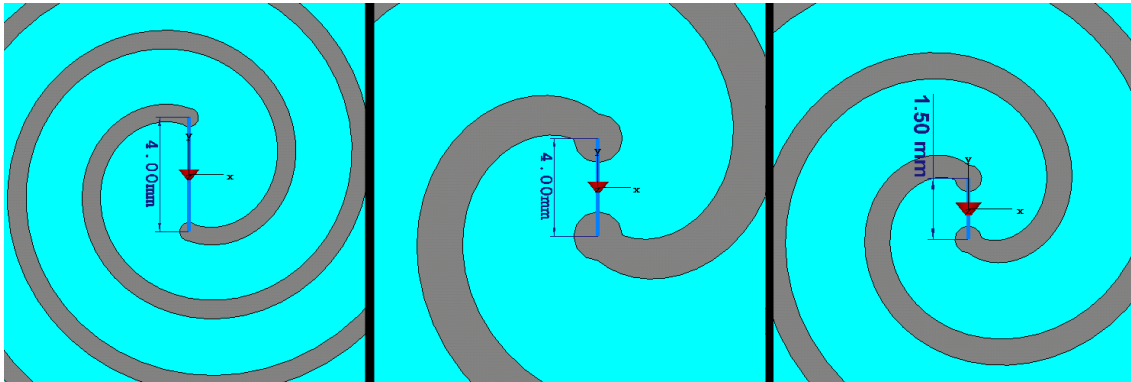


Figure IV-23: Centre des spirales des configurations $w=0,66\text{mm}$ $\text{gap}=2\text{mm}$, $w=2\text{mm}$ $\text{gap}=6\text{mm}$ et $w=0,66\text{mm}$ $\text{gap}=2\text{mm}$ $D_{\text{int}}=1,5\text{mm}$

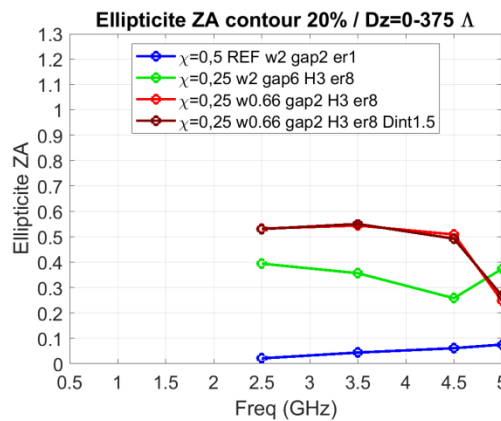


Figure IV-24: Ellipticité de la zone active (χ) VS fréquence (GHz) contour à 20% $D_z=0,375$ spirales non auto-complémentaire $\chi=0,25$

La Figure IV-24 illustre l'ellipticité de la zone active pour quatre points en bande haute de fréquence, des spirales des différentes configurations présentées en Figure IV-23. L'ellipticité de la configuration à gap de 6mm est inférieure à celle de la configuration à gap de 2mm, ce qui entre en corrélation avec l'observation de l'écart de gain moyen meilleur en champ lointain faite en Figure IV-21. L'ellipticité de la spirale à gap de 2mm est quasiment identique entre la version à diamètre intérieur de 4mm et celle à diamètre intérieur de 1,5mm. Cette observation nous montre que la réduction du diamètre intérieur ne permet pas d'améliorer la qualité de la zone active mais que c'est plutôt la réduction du gap qui permet de l'améliorer.

Dans nos différents cas d'étude en IV-3-2, les facteurs d'élargissement de bande basse obtenus n'ont pas pu être interprétés. Pourtant, le nombre de tour qu'effectue un brin de spirale permet en théorie d'améliorer le gain dans la bande basse de fréquence [51].

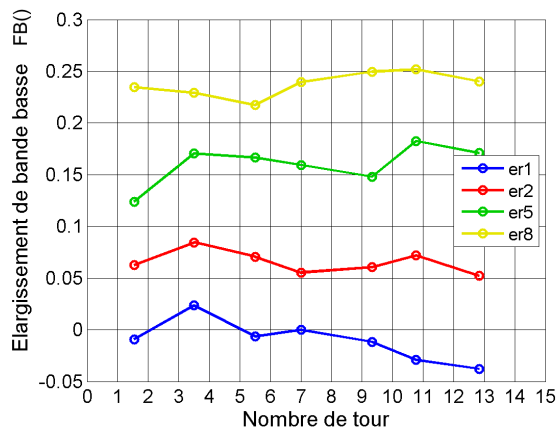


Figure IV-25: Élargissement de bande basse () VS nombre de tour, spirale non auto-complémentaire, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8

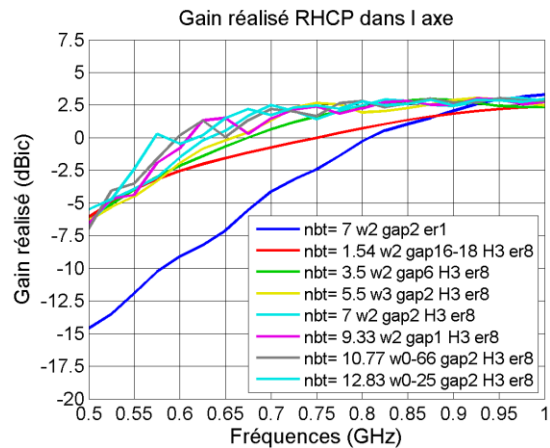


Figure IV-26: Gain réalisé RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz), spirale non auto-complémentaire à différents nombres de tour, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=8$

La Figure IV-25 illustre l'élargissement de bande basse en fonction du nombre de tours de brin avec plusieurs valeurs de permittivité. Il était possible de faire l'hypothèse que l'élargissement de bande basse allait augmenter avec le nombre de tour, néanmoins, aucune tendance ne semble ressortir des différentes courbes. Il semble n'avoir aucun lien de cause à effet entre les 2 données.

La Figure IV-26 permet d'observer le gain réalisé en bande basse des différentes antennes correspondantes aux configurations sur substrat de permittivité $\epsilon_r=8$ (courbe jaune dans la Figure IV-25). Entre $F=0,525-1$ GHz, le gain réalisé augmente plus rapidement avec le nombre de tour. Néanmoins, à la valeur basse de cet intervalle, le gain des différentes configurations converge vers -5dBic . Notre critère d'élargissement de bande basse est en quelque sorte une mesure du décalage de la fréquence minimum de fonctionnement aux fréquences basses de la spirale, où l'on considère que l'antenne fonctionne à partir du moment où son gain réalisé est supérieur à -5dBic , en adéquation avec notre cahier des charges. Bien que ce critère permette d'extraire une fréquence minimale de fonctionnement, il n'a pas permis de prédire l'amélioration du gain réalisé aux fréquences basses. En définitif, un nombre de tour élevé est recommandé pour maximiser les performances dans la bande basse.

IV.5) Conclusion

L'objectif de cette étude était d'analyser une technique de modification géométrique des brins de la spirale. Cette technique vise à permettre d'améliorer les performances en champ lointain d'une spirale sur un substrat de permittivité $\epsilon > 1$, tout en gardant un élargissement de bande basse équivalent à celui de la référence auto-complémentaire sur un substrat équivalent.

Dans un premier temps, l'évolution de l'impédance dans plusieurs configurations de ratio de métallisation a été analysée et il en avait été conclu que notre prédiction de l'impédance était satisfaisant pour les ratios de métallisation $\chi > 0,25$.

Ensuite, l'étude du champ lointain a été découpée en 3 situations différentes : largeur de brin fixe, espace entre brins fixe et enfin nombre de tours de brin fixe. Au fil de ces 3 cas, il a été constaté qu'il y avait bel et bien une amélioration du compromis entre élargissement de bande basse et écart de gain en bande haute. En analysant plus en profondeur les données au sous-chapitre IV-3-3, il a été conclu que l'écart de gain était principalement corrélé au ratio de métallisation de la spirale. Plus celui-ci diminue et plus l'écart avec la référence dans l'air se réduit, à la condition que le nombre de tours de brin soit suffisant. Il a également été constaté que l'espace entre brins de l'antenne avait une influence dans le cas d'un substrat présentant une permittivité $\epsilon_r = 8$, plus celui-ci diminue et plus l'écart se réduit. Toujours au sous-chapitre IV-3-2, il a également été conclu que plus le nombre de tours de brin était important et plus le gain dans la bande basse de fréquence augmentait.

En conclusion, pour optimiser l'écart de gain en bande haute en gardant un élargissement de bande basse conséquent, il est recommandé d'utiliser une spirale à ratio de métallisation faible et un nombre de tours de brin élevé. Cependant dans le cas où la permittivité augmenterait, l'espace entre brins de la spirale est à augmenter pour améliorer les performances dans la bande haute. De cette contradiction, on peut imaginer une antenne spirale qui aurait un espace entre brins important au centre de manière à optimiser les performances de la bande haute, puis aurait une transition progressive en spirale à enroulement fin vers la périphérie extérieure pour optimiser les performances en bande basse. En perspective de ce travail, il serait nécessaire d'étudier les limites de l'amélioration du gain réalisé en bande haute par diminution du ratio de métallisation. Si la limite représente une amélioration non négligeable, il pourrait être intéressant de mettre en forme un abaque donnant le ratio de métallisation nécessaire pour avoir un compromis donné à faire entre l'écart de gain en bande haute et l'élargissement de la bande basse en fonction des caractéristiques du substrat.

IV.6) Bibliographie du chapitre IV

- [46] Djoma, Christopher. « Contribution to the conception of reflectors suitable to wideband thin antennas ». Theses, Télécom ParisTech, 2013. <https://pastel.archives-ouvertes.fr/tel-01153357>. Chap II-1.
- [48] Garg, Ramesh. Microstrip Antenna Design Handbook. Artech House, 2001. Chapitre 1.5.
- [49] James, J. R., et A. Henderson. « High-frequency behaviour of microstrip open-circuit terminations ». IEE Journal on Microwaves, Optics and Acoustics 3, no 5 (septembre 1979): 205-18. <https://doi.org/10.1049/ij-moa.1979.0046>.
- [50] Chen, T. K., et G. H. Huff. « On the Constant Input Impedance of the Archimedean Spiral Antenna in Free-Space ». IEEE Transactions on Antennas and Propagation 62, no 7 (juillet 2014): 3869-72. doi:10.1109/TAP.2014.2320760.
- [51] Bawer, R., et J. Wolfe. « The spiral antenna ». In 1958 IRE International Convention Record, 8:84-95, 1960. <https://doi.org/10.1109/IRECON.1960.1150893>.

Conclusion générale

L'objectif de cette thèse était d'étudier une antenne miniature large bande de fréquence tenant compte d'un cahier des charges en adéquation avec les contraintes du domaine de la guerre électronique. Pour rappel, les antennes de guerre électronique doivent avoir une bande passante de fréquence supérieure à la décade couvrant un maximum du spectre électromagnétique de la bande VHF à ku. Elles doivent être en mesure de recevoir un champ électrique polarisé dans un angle aléatoire donc aussi bien en polarisation horizontale que verticale, tout en étant le plus miniaturisé possible, en pratique cela entraîne de respecter le cahier des charges suivant. L'antenne dans sa bande de fréquence doit avoir la capacité de recevoir un champ électrique en polarisation verticale et horizontale avec un gain équivalent entre ces deux polarisations. Son diagramme de rayonnement doit être unidirectionnel avec un angle d'ouverture à -3dB le plus constant possible autour de 60° et son coefficient de réflexion doit être inférieur à -10dB. En complétant les spécifications sur l'encombrement, l'antenne doit avoir une épaisseur minimale de l'ordre de quelques millimètres, c'est à dire un encombrement minimal dans la partie intérieure du porteur et une largeur de l'ordre de $\lambda/8$ à la fréquence minimale de fonctionnement dans le plan contenant la surface du porteur.

Pour répondre à cet objectif, le premier chapitre a commencé par dresser un état de l'art des antennes large bande de fréquence et les techniques associées pour améliorer leurs performances dans le bas de la bande de fréquence. L'objectif était de dégager, par une analyse de leurs performances, un élément rayonnant adapté à l'objectif global de la thèse et une technique d'élargissement de la bande basse de fréquence qui sont optimisés par la suite. Le chapitre commence par analyser l'état de l'art des éléments rayonnants large bande, les antennes dipôles large bande, les antennes à ouvertures progressives et finit avec les antennes de type quasi-indépendante de la fréquence. A partir de cet état de l'art, les antennes de type quasi-indépendantes de la fréquence sont considérées comme les plus intéressantes pour le projet, étant donné leurs capacités théoriques à couvrir une plus grande bande de fréquence que les 2 autres types d'antennes, leurs polarisations du champ électrique circulaire permettant de recevoir des champs en polarisation verticale et horizontale et un encombrement à la fréquence minimale plus intéressant. Ensuite, un état de l'art des techniques de miniaturisation, d'élargissement et d'amélioration de la bande de fréquence pour les antennes spirales ont été présentées. Plus précisément, les techniques basées sur la modification de la géométrie, l'association avec matériaux diélectriques, l'association avec éléments à pertes et pour finir avec éléments métalliques résonnants. La technique présentant le potentiel d'élargissement de la bande basse de fréquence le plus important, malgré des perturbations dans la bande supérieure, était celle basée sur l'association avec matériaux diélectriques. Dans la dernière partie de ce chapitre, une comparaison des performances des simulateurs HFSS avec solveur fréquentiel et CST avec solveur temporel a été faite sur un cas simple d'antenne spirale d'Archimède en espace libre. Il y avait été conclu que les performances radioélectriques critiques du cahier des charges, à savoir, le gain réalisé et le diagramme de rayonnement simulés de l'antenne, sont proches dans l'ensemble de la bande de fréquence entre les 2 simulateurs, cependant le temps de simulation nécessaire est moins important avec CST ce qui le rend plus intéressant pour le type de simulation qui sont amenées à être faite.

Le second chapitre a traité de l'élargissement de la bande basse de fréquence d'une spirale d'Archimède à l'aide de matériaux diélectriques, celui-ci commence par présenter les performances radio-électriques de la spirale d'Archimède en espace libre, comme son gain dans l'axe, son diagramme de rayonnement et son impédance d'entrée. Dans la suite, ces mêmes performances de la spirale d'Archimède associée à différentes configurations de matériaux diélectriques sont étudiées. Elle est d'abord placée dans un milieu aux dimensions infinies à la permittivité homogène, puis entre 2 substrats cylindriques aux dimensions finies, pour finir gravée sur un substrat cylindrique non symétrique correspondant à une configuration « classique » d'utilisation d'un substrat. Au fil de l'étude, il a pu être mis en évidence qu'il y avait un élargissement de la bande basse de fréquence des performances radioélectriques de l'antenne spirale variant avec la permittivité et la hauteur du substrat, mais également que des dégradations apparaissaient proportionnellement à ces paramètres dans les configurations à dimensions finies. Pour terminer, des résultats de mesure d'une spirale d'Archimède auto-complémentaire gravée sur un substrat de type FR-4 ont été montrés. Cela a permis de valider expérimentalement les différentes études et de mettre en évidence la précision du simulateur CST dans la prédiction du rayonnement d'une antenne. Il apparaît qu'un compromis est à faire entre l'élargissement de bande basse et les dégradations des performances radioélectriques. Ce compromis reste à ce stade une observation sans analyse plus poussée de l'effet des paramètres du substrat sur ce compromis.

Le chapitre III avait pour objectif de mettre en place des indicateurs de performance sur le champ lointain et le champ proche d'une spirale d'Archimède sur substrat. Ces indicateurs nous permette de mettre en évidence le compromis vu dans le chapitre II. En premier, le chapitre décrit les différents critères proposés, tel que le facteur d'élargissement de la bande basse de fréquence du gain dans l'axe pour évaluer l'impact positif du substrat sur le champ lointain et l'écart moyen du gain dans l'axe dans la bande supérieure de fréquence pour évaluer l'impact négatif. Ensuite, une méthode d'estimation de la zone active de l'antenne spirale basée sur une approximation de l'ellipse qu'elle décrit est proposée, de cette méthode les critères d'ellipticité moyennée et le facteur de réduction de la zone active sont créés pour mesurer l'impact négatif et positif d'un substrat sur une antenne spirale. Dans la section qui suit, tout ces différents critères sont appliqués sur trois cas de spirales sur des substrats dont la permittivité " ϵ_r " varie, il y est conclu que les résultats obtenus sont cohérents entre l'observation qualitative des impacts positif et négatif du substrat sur les performances en champ lointain et en champ proche de l'antenne spirale, ce qui permet de considérer les critères comme valides. Pour terminer, une corrélation entre le champ lointain et le champ proche est mise en évidence via une comparaison entre les critères proposés pour les deux zones de rayonnement. Il a été mis en évidence de manière quantitative que l'évolution négatives ou positives des performances était transférée du champ proche au champ lointain.

Le chapitre IV porte sur l'analyse d'une technique de modification géométrique de la spirale permettant de limiter la dégradation sur les performances dans la bande supérieure. Cette technique vise à limiter ces dégradations tout en gardant un élargissement de la bande aux basses fréquences comparable à celui d'une spirale auto-complémentaire. Elle consiste à modifier la largeur et l'espace entre brins de la spirale, de manière à minimiser les couplages entre ondes de surfaces internes au substrat et les brins de la spirale, en réduisant le ratio de métallisation de la spirale. Dans un premier

temps, le comportement de l'impédance d'entrée de la spirale en fonction de son ratio de métallisation est étudié dans l'objectif de vérifier que celle-ci est prédictible. Le gain réalisé étant utilisé dans nos critères sur le champ lointain et celui-ci pouvant être impacté négativement si le port d'alimentation a une impédance trop éloignée de celle de la spirale, il nous importe de maîtriser l'impédance d'entrée avec laquelle on alimente l'antenne. Il a été conclu que notre prédiction de l'impédance était satisfaisante. Pour finir, les résultats d'une démarche visant à mettre en évidence que le ratio de métallisation de la spirale est le paramètre majoritaire sur l'amélioration et la dégradation des performances en champ lointain de l'antenne spirale ont été présentés. Cette démarche était composée de trois situations d'évolution des paramètres géométriques, où un paramètre était fixé dans chaque cas, la première gardait la largeur de brin fixe, la seconde l'espace entre brins fixe et la dernière le nombre de tour fixe. Des données issues de cette démarche est apparu la conclusion que pour optimiser l'écart de gain en bande haute en gardant un élargissement de bande basse conséquent, il était recommandé d'utiliser une spirale à ratio de métallisation faible et un nombre de tours de brin élevé. Cependant dans le cas où la permittivité deviendrait relativement importante (dans notre étude lorsque $\epsilon_r=8$), l'espace entre brins de la spirale est à augmenter pour améliorer les performances dans la bande haute de fréquence.

De cette contradiction, on peut imaginer une antenne spirale qui aurait un espace entre brins important au centre de manière à optimiser les performances de la bande haute, puis qui aurait une transition progressive en spirale à enroulement fin en direction de ça périphérie extérieure pour optimiser les performances en bande basse. En perspective de ce travail, il serait nécessaire de valider expérimentalement les résultats présentés et par la suite d'étudier les limites de l'amélioration du gain réalisé en bande haute par diminution du ratio de métallisation. Si la limite représente une amélioration non négligeable, il pourrait être intéressant de mettre en forme un abaque donnant le ratio de métallisation nécessaire pour avoir un compromis donné à faire entre l'écart de gain en bande haute et l'élargissement de la bande basse en fonction des caractéristiques du substrat.

Annexes

Plan réflecteur métallique et antenne large bande [46]

Dans cette annexe, l'impact général d'un plan réflecteur métallique plat sur une antenne spirale va être analysé. Un état de l'art succinct des techniques permettant d'améliorer les performances d'antennes sur plan réflecteur plat dans leurs bandes passantes sera aussi présenté.

Pour des contraintes d'implémentation des antennes dans leur environnement final (par exemple sur un avion), il est nécessaire de prendre en compte l'effet d'un plan réflecteur sur les performances de l'antenne. Pour comprendre l'impact du plan réflecteur à une fréquence donnée, considérons un élément rayonnant une onde plane en incidence normal au plan réflecteur, placé au-dessus d'un plan réflecteur plat infini comme sur la Figure 0-1.

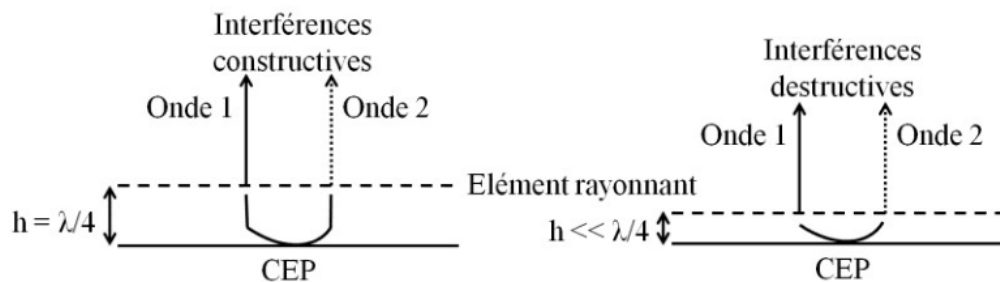


Figure 0-1: Interférences des ondes incidentes et réfléchi à proximité d'un CEP [46]

Cet élément rayonne dans 2 sens, dans le sens du plan réflecteur et dans celui inverse (onde 1). L'onde rayonnée dans le sens du plan réflecteur parcourt la distance h et est réfléchi par celui-ci, il en résulte une onde 2 qui rayonne dans le même sens que l'onde 1 créant une interférence. En fonction du déphasage de l'onde 2, l'interférence peut être constructive ou destructive. Dans le cas de l'interférence constructive, le gain dans la direction de l'onde 1 va augmenter, dans le cas de l'interférence destructive le gain dans la direction de l'onde 1 va s'atténuer. Le déphasage que subit l'onde 2 peut être défini par l'équation (30):

$$\angle \Gamma = \phi_r = -2k_0 h + \phi_{\text{réflecteur}} \quad (30)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (31)$$

Où Γ est le déphasage entre le champ électrique réfléchi et le champ électrique incident dans le plan de la source d'onde plane, k_0 est le nombre d'onde, h la hauteur entre l'élément rayonnant et le plan réflecteur et $\phi_{\text{réflecteur}}$ la valeur de déphasage induit par la réflexion de l'onde par le plan réflecteur ($\phi_{\text{réflecteur}} = \pi$).

De cette expression, des cas particuliers peuvent émerger. Lorsque $h=\lambda/4$, l'onde 2 revient en phase avec l'onde 1 ce qui résulte en gain augmenté de +3dB (interférence constructive). A l'inverse, lorsque $h=\lambda/2$, l'onde 2 revient en opposition de phase avec l'onde 1 ce qui résulte en un rayonnement annulé (interférence destructives). Lorsque $h \ll \lambda$, la proximité entre l'élément rayonnant et le plan réflecteur fait qu'un couplage s'installe entre les 2 et modifie la réponse électromagnétique du 1^{er}.

Comportement en fréquence d'un plan réflecteur métallique plat

Au moment où une bande de fréquence est prise en compte, il faut maintenant définir le déphasage en fonction de la fréquence. Pour illustrer cela, un exemple de déphasage induit par un réflecteur à 2 hauteurs $h_t=30\text{mm}$ et $h_t=12\text{mm}$ dans la bande de fréquence 0,5-10GHz est considéré.

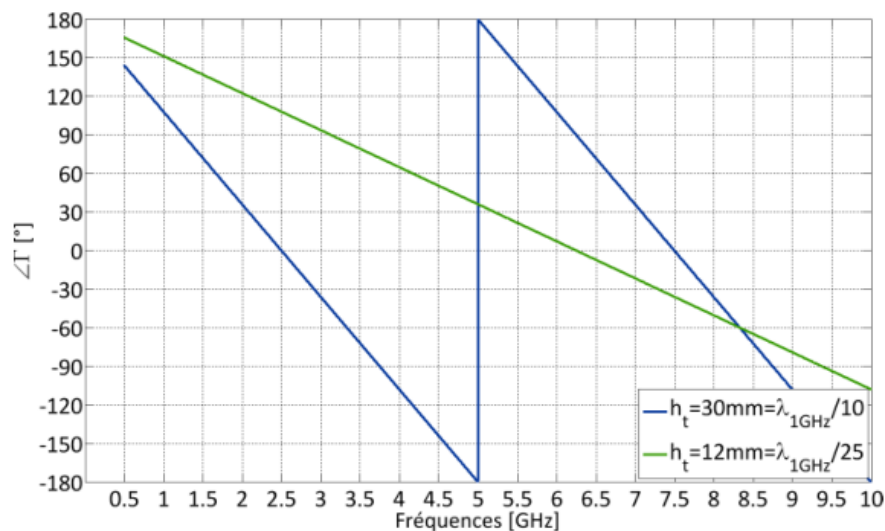


Figure 0-2: Déphasage induit par un plan réflecteur métallique plat en fonction de la fréquence [52]

La Figure 0-2 représente le déphasage induit par un plan réflecteur métallique plat en fonction de la fréquence, pour 2 hauteurs différentes entre l'élément rayonnant et le plan. Dans le cas où le déphasage est compris entre $-120^\circ < \Delta\Gamma < +120^\circ$, l'interférence est constructive. En dehors de cet intervalle, elle est destructive [46] [52].

Effet du plan réflecteur sur une antenne spirale d'Archimède

Dans cette section, les effets du plan réflecteur sur le rayonnement d'une spirale d'Archimède dans sa bande de fréquence vont être présentés. Dans l'exemple ci-après, une spirale dimensionnée pour fonctionner entre 0,5 et 10GHz est placée au-dessus d'un plan réflecteur à 2 hauteurs h_t différentes [52].

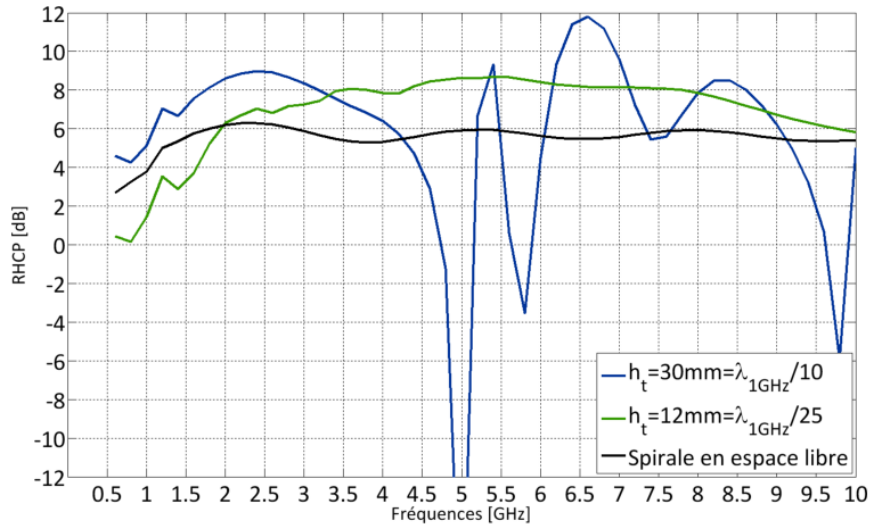


Figure 0-3: Gain RHCP dans l'axe (dBic) d'une spirale d'Archimède sur différents plans réflecteurs en fonction de la fréquence (GHz) [52]

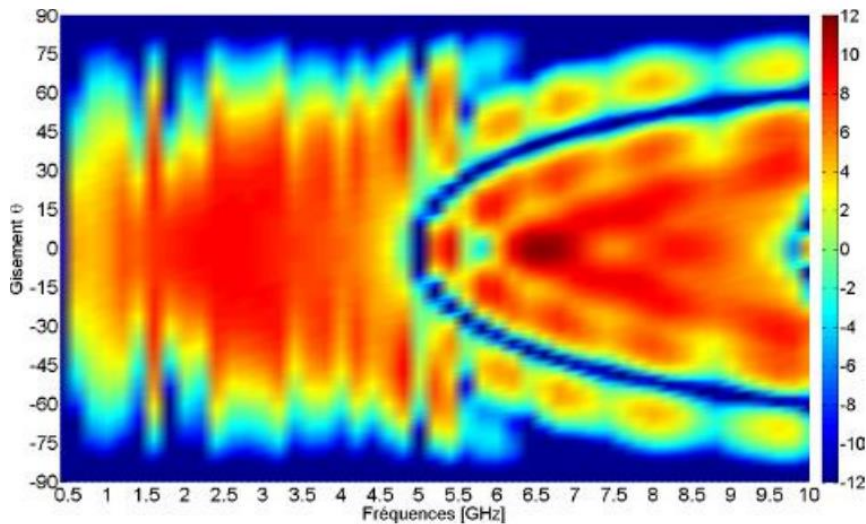


Figure 0-4: Diagramme de rayonnement gain RHCP (dBic) d'une spirale d'Archimède sur plan réflecteur $h_t = \lambda_{1\text{GHz}}/10$ en fonction de la fréquence (GHz) [52]

La Figure 0-3 illustre le gain dans l'axe de la spirale dans l'air et de la spirale sur plan réflecteur en fonction de la fréquence et la Figure 0-4, le diagramme de rayonnement en gisement de la spirale sur plan réflecteur. Le gain dans l'axe des spirales sur un plan réflecteur ne garde pas une valeur constante dans la bande de fréquence, alors que celui de la spirale en espace libre reste proche de 6 dBic. En comparant les diagrammes de déphasage (Figure 0-2) et les gains dans l'axe ci-dessus, on peut corrélérer les bandes de fréquence où le gain de la spirale sur plan réflecteur est supérieur à celui du gain en espace libre, avec les bandes de fréquence où le déphasage est compris entre $\pm 120^\circ$. Donc, dans les bandes où l'interférence entre onde incidente et réfléchi est constructive. Et réciproquement, dans la bande où le déphasage est en dehors de l'intervalle $\pm 120^\circ$, le gain dans l'axe sur plan réflecteur est inférieur à celui de la référence dans l'air. Lorsque l'on passe le premier saut de phase ($\pm 180^\circ$), l'angle d'ouverture du diagramme de rayonnement de la spirale sur plan réflecteur se met à osciller autour de 60° et se scinde en plusieurs lobes de rayonnement.

État de l'art de l'amélioration et miniaturisation en bande passante d'un réflecteur

Le positionnement du plan réflecteur par rapport à l'antenne va fixer un diagramme de déphasage entre l'onde incidente et réfléchi dépendant de la fréquence, ce qui par extension rend les performances de la spirale dépendantes de la fréquence. Une des solutions pour retrouver un fonctionnement large bande est de modifier le plan réflecteur visant à modifier le diagramme de déphasage afin de ne garder que les interférences constructives. Dans cette section, 2 méthodes de modification du plan réflecteur vont être présentées, la 1ère utilise des matériaux magnétiques artificiels et la 2ème modifie géométriquement le plan réflecteur de manière à avoir une hauteur variable.

a) Plan réflecteur en conducteur magnétique artificiel [52]

Les matériaux de type conducteur magnétique artificiel sont basés sur les méta-matériaux de type SHI-BIE, pour « Surface Haute Impédance » « Bande Interdite Electromagnétique », introduit par [53]. De par leurs propriétés à manipuler leurs permittivités et perméabilités relatives, ces matériaux artificiels permettent de modifier le diagramme de déphasage entre l'onde incidente et réfléchi relativement au diagramme de déphasage d'un plan réflecteur classique. Dans [52], l'auteur teste plusieurs motifs de méta-matériaux comme plan réflecteur sur une antenne spirale d'Archimède comme illustré dans les Figures 0-5 et 0-6.



Figure 0-5: Schéma en coupe de la spirale sur cavité à méta-matériaux et photographie [52]

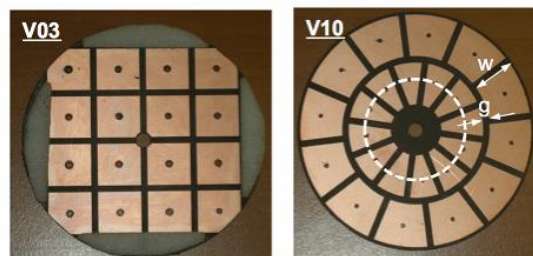


Figure 0-6: Photographies des configurations V03 et V10 de patches [52]

Sans motif sur le plan réflecteur créant le méta-matériau, la cavité aurait dû avoir un diagramme de déphasage ayant la condition d'interférence constructif bien plus haut en fréquence (autour de 30GHz).

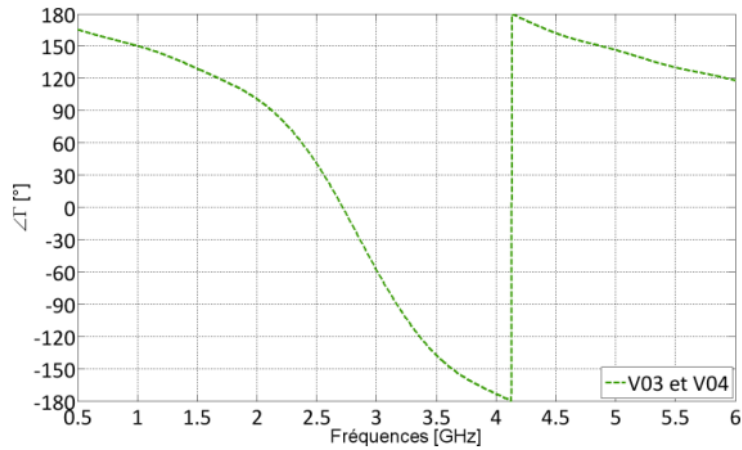


Figure 0-7: Diagramme de déphasage induit par les motifs de patches V03 et V04 [52]

La Figure 0-7 présente le diagramme de déphasage en fonction de la fréquence des méta-matériaux V03. On remarque que le déphasage satisfaisant la condition d'interférences constructives se situe dans la bande 1,6 - 3,4 GHz. On arrive à avoir un décalage du diagramme de déphasage dans les basses fréquences de manière à avoir des interférences constructives dans la bande basse de fréquence.

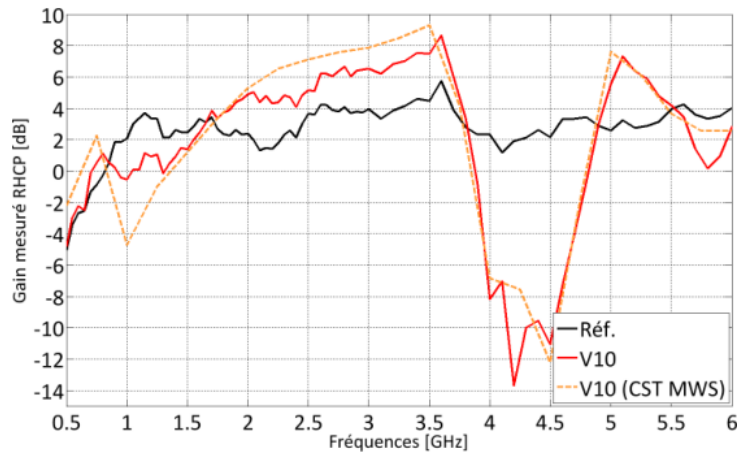


Figure 0-8: Gain réalisé RHCP d'une spirale d'Archimède sur plan réflecteur simple et en méta-matériaux à patch en motif radiaux [52]

La Figure 0-8 illustre le gain mesuré dans l'axe en fonction de la fréquence d'une spirale placée au-dessus d'un plan réflecteur plat simple (Réf.) et d'un méta-matériau à motif radiaux. Dans cette configuration, l'auteur améliore le gain dans la bande 1,65GHz-3,8GHz comparé à une configuration plan réflecteur simple ce qui coïncide à la bande d'interférences constructives du méta-matériau. Néanmoins, le gain est dégradé dans la bande 3,75GHz-5GHz (interférences destructives introduites).

Dans ce second exemple, l'auteur améliore cette technique en ajoutant des résistances permettant de limiter les couplages entre les zones de rayonnement des différentes fréquences et d'absorber les ondes réfléchies en interférences destructives [46] (Figure 0-9).

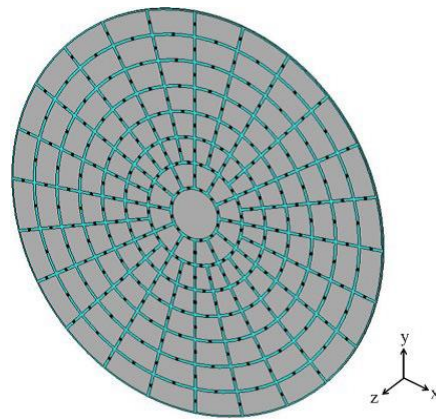


Figure 0-9: Réflecteur hybride (LEBG+CEP) chargé par des résistances [46]

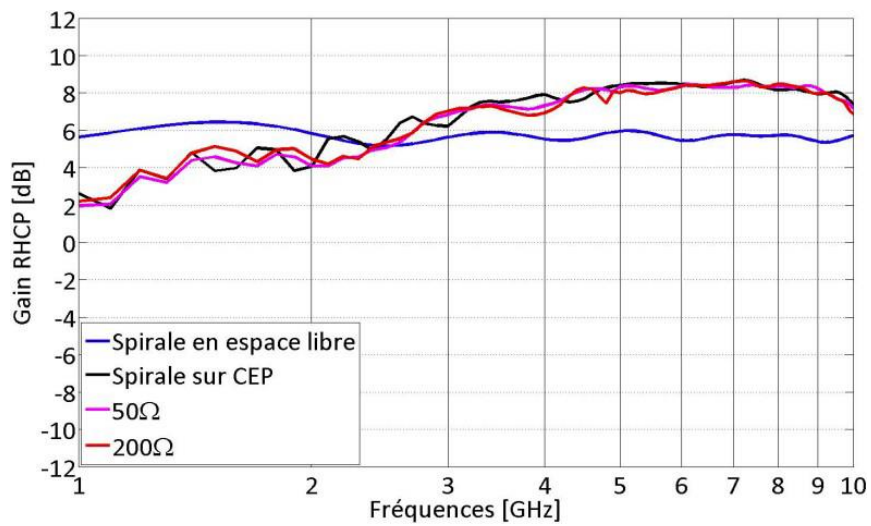


Figure 0-10: Gain réalisé RHCP dans l'axe de l'antenne spirale d'Archimède pour différentes configurations de plan réflecteurs [46]

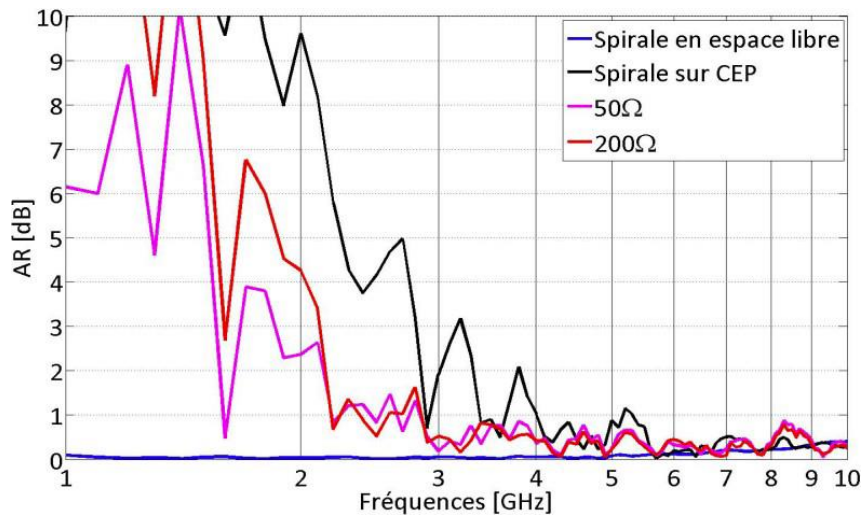


Figure 0-11: Taux d'ellipticité dans l'axe de l'antenne spirale d'Archimède pour différentes configurations de plan réflecteurs [46]

Les Figures 0-10 et 0-11 montrent respectivement le gain réalisé et le taux d'ellipticité dans l'axe en fonction de la fréquence pour la spirale sur réflecteur hybride et réflecteur classique. L'ajout des charges résistives de 50 Ohm permet d'améliorer la pureté de polarisation dans le bas de la bande de fréquence en gardant un gain réalisé équivalent au cas de référence sur plan réflecteur plat constitué seulement de métal.

b) Plan réflecteur à hauteur variable

Modifier la hauteur du plan réflecteur en fonction de la zone active de la spirale peut également permettre de modifier le diagramme de déphasage entre ondes incidente et réfléchie en fonction de la fréquence pour favoriser les interférences constructives dans une bande de fréquence donnée.

Dans [54], l'auteur utilise un plan réflecteur composé de différents étages de manière à favoriser les interférences constructives dans différentes sous-bandes de fréquence comme illustré sur la Figure 0-12.

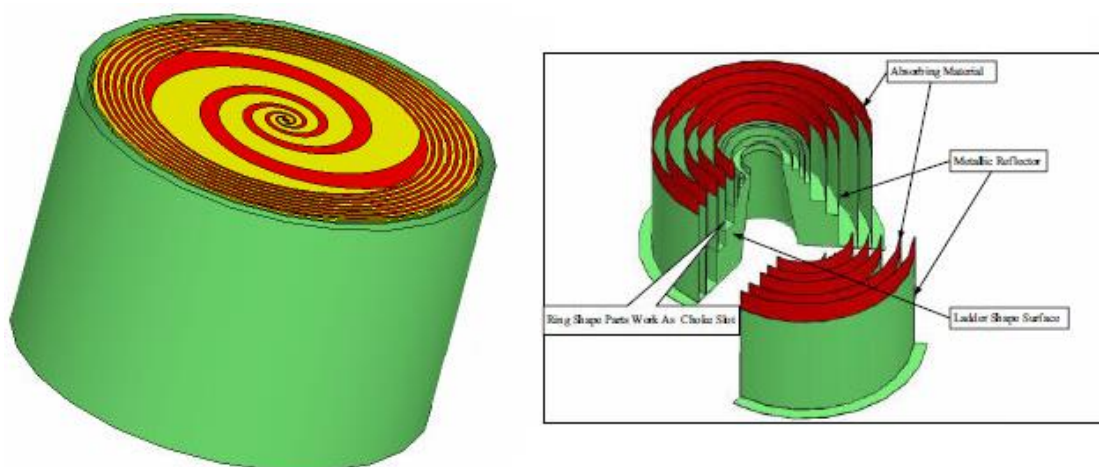


Figure 0-12: Spirale hybride équiangulaire+Archimède sur sa cavité à étage [54]

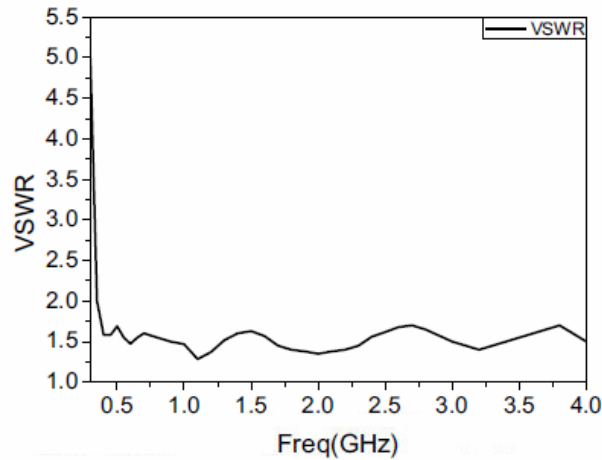


Figure 0-13: VSWR spirale hybride équiangulaire+Archimède sur sa cavité à étage [54]

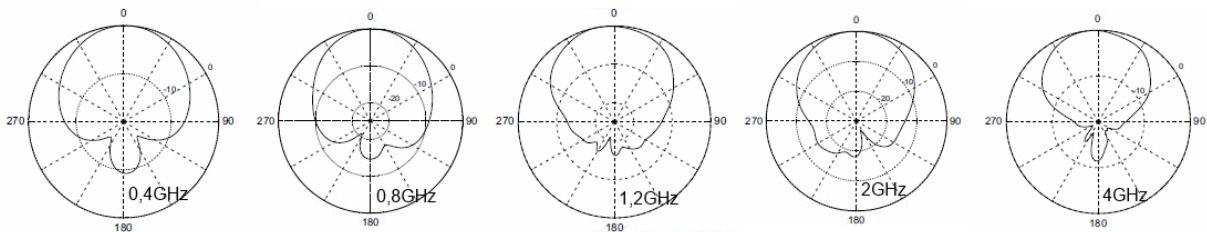


Figure 0-14: Rayonnement spirale hybride équiangulaire+Archimède sur sa cavité à étage [54]

Les Figures 0-13 et 0-14 représentent le taux d'onde stationnaire en fonction de la fréquence et plusieurs diagrammes de rayonnement à différentes fréquences de la spirale hybride sur sa cavité à étage. L'antenne a un VSWR inférieure à 2:1 dans la bande fréquence de 0,4GHz à 4GHz. Le rayonnement est maximal dans l'axe avec un niveau des lobes secondaires arrière faible et un angle d'ouverture proche de 60°, aux points de fréquences montrés.

En résumé, un plan réflecteur métallique plat placé en dessous d'une antenne, perpendiculairement au champ électrique rayonné, va selon sa distance avec l'antenne, permettre d'améliorer le gain de celle-ci par interférences constructives entre le champ rayonné incident et réfléchi ou de réduire le gain par interférences destructives. En considérant une bande de fréquence non nulle, le plan réflecteur va maintenant avoir un impact variant avec la fréquence, cette impact est quantifiable à travers le diagramme de déphasage entre le champ incident et réfléchi. Ce diagramme permet de déterminer les bandes de fréquence des interférences constructives et destructives. On a vu que pour la spirale d'Archimède, le gain sur plan réflecteur était supérieure à la spirale dans l'air dans la bande de fréquence où l'interférence est constructives et inversement, lorsque l'interférence est destructives le gain chute, ce qui rend les performances de la spirale dépendante de la fréquence. Pour revenir à un fonctionnement indépendant de la fréquence, on a vu dans l'état de l'art qu'on pouvait manipuler le diagramme de déphasage du plan réflecteur en le transformant par exemple en méta-matériau, en y plaçant des charges résistives ou en modifiant localement la hauteur du plan réflecteur.

Zone active des spirales non auto-complémentaires sur substrat

Cette annexe étudie l'impact de la non complémentarité géométrique sur la zone active de la spirale gravée sur un substrat en se basant sur le critère d'ellipticité de celle-ci utilisé en sous-chapitre III-2-7.

On étudie pour 3 configurations différentes, l'impact de la modification géométrique de la spirale sur le gain réalisé et la validité de notre critère d'évaluation de dégradation de la zone active élaboré au chapitre III-2-7, sur les spirales non auto-complémentaires. Pour cela, on vérifiera que l'augmentation de l'ellipticité moyenne de la zone active en haut de la bande de fréquence est proportionnelle à l'augmentation de l'écart du gain dans l'axe en champ lointain comme constaté au chapitre III-3-2-a. Les géométries de spirale de la Figure 0-15 seront utilisées dans une configuration spirale sur substrat comme en Figure 0-16. On présentera d'abord, le gain réalisé dans l'axe de ces différentes configurations puis l'ellipticité moyennée de la zone active.

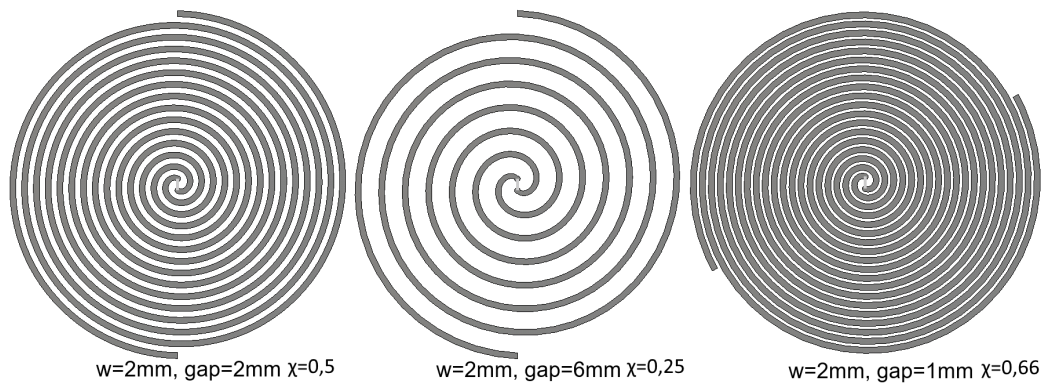


Figure 0-15: Spirales non auto-complémentaire avec différents espaces entre brins

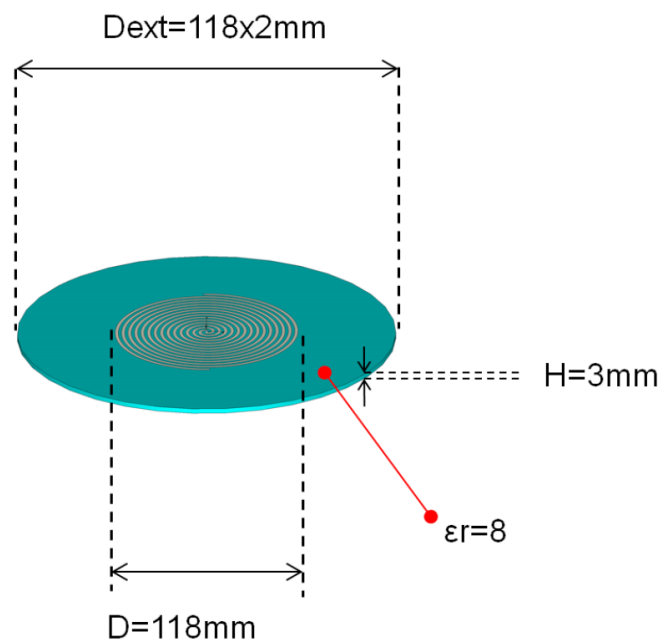


Figure 0-16: Spirale auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{gap}=2\text{mm}$ et $D=118\text{mm}$ gravée sur un substrat diélectrique d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et de permittivité $\epsilon_r=8$

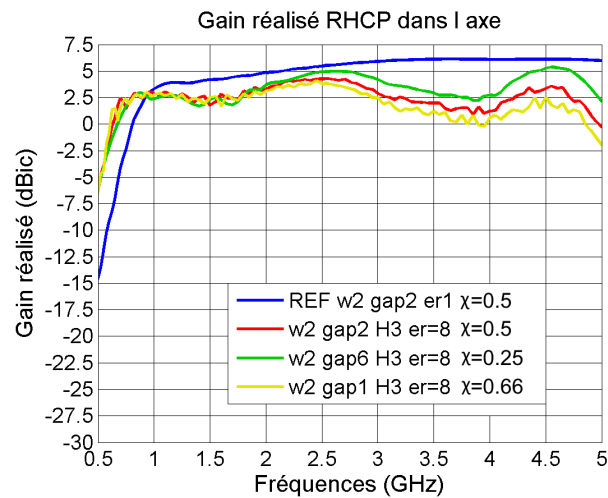


Figure 0-17: Gain réalisé RHCP dans l'axe (dB) VS Fréquence (GHz), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale $w=2\text{mm}$, $\text{gap}=2, 6, 1\text{ mm}$ sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$

La Figure 0-17 illustre le gain réalisé RHCP dans l'axe pour les configurations de spirales présentant un ratio de métallisation $\chi=0,5$, $0,25$ et $0,66$, sur un substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et de permittivité $\epsilon_r=8$, et le gain réalisé de la spirale auto-complémentaire de référence dans l'air. (On expliquera en IV-3-1 comment fixer l'impédance d'entrée d'une spirale non auto-complémentaire sur substrat) l'écart de gain entre la référence dans l'air ($\epsilon_r=1$) et les différentes configurations de spirales sur substrat est plus ou moins prononcé en fonction du gap de la spirale. Lorsque le gap augmente et que le ratio de métallisation diminue, l'écart de gain se réduit dans la bande haute alors que les fréquences pour lesquelles les antennes atteignent un gain de -5dBic sont comparables.

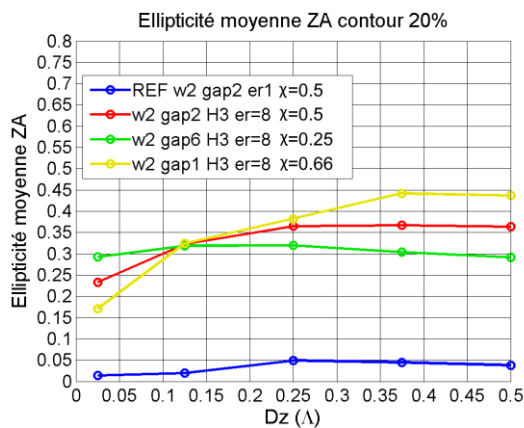


Figure 0-18: Ellipticité moyenne de la zone active bande haute VS Distance d'observation D_z , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale $w=2\text{mm}$, $\text{gap}=2,6,1\text{mm}$ sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$, contour 20%

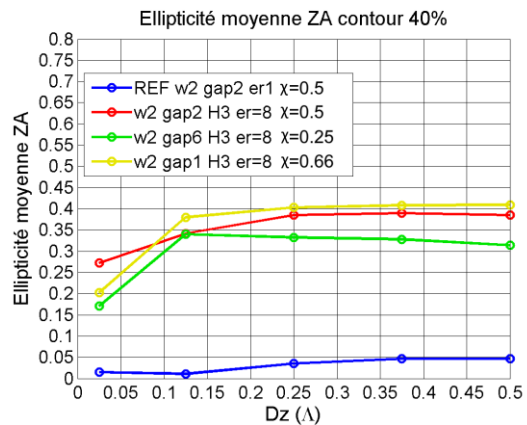


Figure 0-19: Ellipticité moyenne de la zone active bande haute VS Distance d'observation D_z , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale $w=2\text{mm}$, $\text{gap}=2,6,1\text{mm}$ sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$, contour 40%

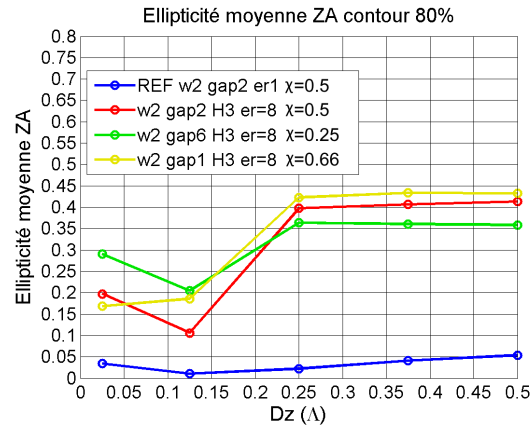


Figure 0-20: Ellipticité moyenne de la zone active bande haute VS Distance d'observation Dz , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale $w=2\text{mm}$, $gap=2,6,1\text{mm}$ sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $er=8$, contour 80 %

Les Figures 0-18 à 0-20 permettent d'observer l'ellipticité moyennée dans la bande haute de fréquence, pour les antennes considérées dans cette étude, en fonction de la distance d'observation Dz pour des contours d'ellipse de 20, 40 et 80%.

Lorsque la distance Dz est égale à $0,25\lambda$, $0,375\lambda$ ou $0,5\lambda$ l'ellipticité moyennée dans la bande haute de fréquence évolue proportionnellement au ratio de métallisation χ . Comme l'écart de gain aux hautes fréquences évolue aussi proportionnellement au ratio χ , peu importe la valeur de contour choisie, alors l'ellipticité moyennée la plus forte va correspondre aux plus fortes dégradations sur le champ lointain comme mis en évidence dans le chapitre III-4-2. Cependant, lorsqu'un contour de 20 % et une distance d'observation $Dz > 0,375\lambda$ est prise, la dynamique entre les valeurs d'ellipticité moyennée est plus importante ce qui aide à justifier le choix de ce couple fait en III-3-2-a. Au vu des corrélations faites ci-dessus, on peut affirmer que notre critère fonctionne également dans le cas d'utilisation de spirales non auto-complémentaires. De plus, on a pu constater que la modification de la largeur de brin et l'espace entre eux avait un impact positif ou négatif sur le gain réalisé et la zone active des antennes.

Fonction MATLAB fit_ellipse

Cette section présente la fonction MATLAB fit_ellipse [47] utilisée dans le chapitre III-2-5) sur la méthode d'estimation de la zone active par calcul de l'ellipse équivalente.

```
function ellipse_t = fit_ellipse( x,y,axis_handle )
%
% fit_ellipse - finds the best fit to an ellipse for the given set of points.
%
% Format: ellipse_t = fit_ellipse( x,y,axis_handle )
%
% Input:  x,y      - a set of points in 2 column vectors. AT LEAST 5 points are needed !
%         axis_handle - optional. a handle to an axis, at which the estimated ellipse
%         will be drawn along with it's axes
%
% Output: ellipse_t - structure that defines the best fit to an ellipse
%         a        - sub axis (radius) of the X axis of the non-tilt ellipse
%         b        - sub axis (radius) of the Y axis of the non-tilt ellipse
%         phi      - orientation in radians of the ellipse (tilt)
%         X0       - center at the X axis of the non-tilt ellipse
%         Y0       - center at the Y axis of the non-tilt ellipse
%         X0_in    - center at the X axis of the tilted ellipse
%         Y0_in    - center at the Y axis of the tilted ellipse
%         long_axis - size of the long axis of the ellipse
%         short_axis - size of the short axis of the ellipse
%         status   - status of detection of an ellipse
%
% Note:  if an ellipse was not detected (but a parabola or hyperbola), then
%        an empty structure is returned
%
%
=====
===
%         Ellipse Fit using Least Squares criterion
%
=====
===
% We will try to fit the best ellipse to the given measurements. the mathematical
% representation of use will be the CONIC Equation of the Ellipse which is:
%
% Ellipse = a*x^2 + b*x*y + c*y^2 + d*x + e*y + f = 0
%
% The fit-estimation method of use is the Least Squares method (without any weights)
```

```

% The estimator is extracted from the following equations:
%
%  $g(x,y;A) := a*x^2 + b*x*y + c*y^2 + d*x + e*y = f$ 
%
% where:
%   A - is the vector of parameters to be estimated (a,b,c,d,e)
%   x,y - is a single measurement
%
% We will define the cost function to be:
%
%  $Cost(A) := (g_c(x_c,y_c;A)-f_c)'*(g_c(x_c,y_c;A)-f_c)$ 
%   =  $(X*A+f_c)'*(X*A+f_c)$ 
%   =  $A'*X'*X*A + 2*f_c'*X*A + N*f^2$ 
%
% where:
%    $g_c(x_c,y_c;A)$  - vector function of ALL the measurements
%   each element of  $g_c()$  is  $g(x,y;A)$ 
%   X - a matrix of the form:  $[x_c.^2, x_c.*y_c, y_c.^2, x_c, y_c]$ 
%    $f_c$  - is actually defined as  $ones(length(f),1)*f$ 
%
% Derivation of the Cost function with respect to the vector of parameters "A" yields:
%
%  $A'*X'*X = -f_c'*X = -f*ones(1,length(f_c))*X = -f*sum(X)$ 
%
% Which yields the estimator:
%
% ~~~~~
% |  $A_{least\_squares} = -f*sum(X)/(X'*X) \rightarrow (\text{normalize by } -f) = sum(X)/(X'*X)$  |
% ~~~~~
%
% (We will normalize the variables by (-f) since "f" is unknown and can be accounted for later on)
%
% NOW, all that is left to do is to extract the parameters from the Conic Equation.
% We will deal the vector A into the variables: (A,B,C,D,E) and assume F = -1;
%
% Recall the conic representation of an ellipse:
%
%  $A*x^2 + B*x*y + C*y^2 + D*x + E*y + F = 0$ 
%
% We will check if the ellipse has a tilt (=orientation). The orientation is present
% if the coefficient of the term "x*y" is not zero. If so, we first need to remove the
% tilt of the ellipse.
%
% If the parameter "B" is not equal to zero, then we have an orientation (tilt) to the ellipse.
% we will remove the tilt of the ellipse so as to remain with a conic representation of an

```

```

% ellipse without a tilt, for which the math is more simple:
%
% Non tilt conic rep.: A`*x^2 + C`*y^2 + D`*x + E`*y + F` = 0
%
% We will remove the orientation using the following substitution:
%
% Replace x with cx+sy and y with -sx+cy such that the conic representation is:
%
%  $A(cx+sy)^2 + B(cx+sy)(-sx+cy) + C(-sx+cy)^2 + D(cx+sy) + E(-sx+cy) + F = 0$ 
%
% where:  $c = \cos(\phi)$  ,  $s = \sin(\phi)$ 
%
% and simplify...
%
%  $x^2(A*c^2 - Bcs + Cs^2) + xy(2A*cs + (c^2-s^2)B - 2Ccs) + ...$ 
%  $y^2(As^2 + Bcs + Cc^2) + x(Dc-Es) + y(Ds+Ec) + F = 0$ 
%
% The orientation is easily found by the condition of ( $B_{new}=0$ ) which results in:
%
%  $2A*cs + (c^2-s^2)B - 2Ccs = 0 \implies \phi = 1/2 * \text{atan}( b/(c-a) )$ 
%
% Now the constants  $c=\cos(\phi)$  and  $s=\sin(\phi)$  can be found, and from them
% all the other constants  $A`,C`,D`,E`$  can be found.
%
%  $A` = A*c^2 - B*c*s + C*s^2$        $D` = D*c - E*s$ 
%  $B` = 2*A*c*s + (c^2-s^2)*B - 2*C*c*s = 0$        $E` = D*s + E*c$ 
%  $C` = A*s^2 + B*c*s + C*c^2$ 
%
% Next, we want the representation of the non-tilted ellipse to be as:
%
%  $\text{Ellipse} = ( (X-X_0)/a )^2 + ( (Y-Y_0)/b )^2 = 1$ 
%
% where:  $(X_0, Y_0)$  is the center of the ellipse
%  $a, b$  are the ellipse "radiuses" (or sub-axis)
%
% Using a square completion method we will define:
%
%  $F`` = -F` + (D`^2)/(4*A`) + (E`^2)/(4*C')$ 
%
% Such that:  $a`*(X-X_0)^2 = A`(X^2 + X*D'/A' + (D'/(2*A`))^2 )$ 
%  $c`*(Y-Y_0)^2 = C`(Y^2 + Y*E'/C' + (E'/(2*C`))^2 )$ 
%
% which yields the transformations:
%

```

```

%      X0 = -D`/(2*A`)
%      Y0 = -E`/(2*C`)
%      a = sqrt( abs( F`/A` ) )
%      b = sqrt( abs( F`/C` ) )
%
% And finally we can define the remaining parameters:
%
% long_axis = 2 * max( a,b )
% short_axis = 2 * min( a,b )
% Orientation = phi
%
%
% initialize
orientation_tolerance = 1e-3;

% empty warning stack
warning( " );

% prepare vectors, must be column vectors
x = x(:);
y = y(:);

% remove bias of the ellipse - to make matrix inversion more accurate. (will be added later on).
mean_x = mean(x);
mean_y = mean(y);
x = x-mean_x;
y = y-mean_y;

% the estimation for the conic equation of the ellipse
X = [x.^2, x.*y, y.^2, x, y ];
a = sum(X)/(X'*X);

% check for warnings
if ~isempty( lastwarn )
    disp( 'stopped because of a warning regarding matrix inversion' );
    ellipse_t = [];
    return
end

% extract parameters from the conic equation
[a,b,c,d,e] = deal( a(1),a(2),a(3),a(4),a(5) );

% remove the orientation from the ellipse
if ( min(abs(b/a),abs(b/c)) > orientation_tolerance )

```

```
orientation_rad = 1/2 * atan( b/(c-a) );
cos_phi = cos( orientation_rad );
sin_phi = sin( orientation_rad );
[a,b,c,d,e] = deal(...
    a*cos_phi^2 - b*cos_phi*sin_phi + c*sin_phi^2,...
    0,...
    a*sin_phi^2 + b*cos_phi*sin_phi + c*cos_phi^2,...
    d*cos_phi - e*sin_phi,...
    d*sin_phi + e*cos_phi );
[mean_x,mean_y] = deal( ...
    cos_phi*mean_x - sin_phi*mean_y,...
    sin_phi*mean_x + cos_phi*mean_y );
else
    orientation_rad = 0;
    cos_phi = cos( orientation_rad );
    sin_phi = sin( orientation_rad );
end

% check if conic equation represents an ellipse
test = a*c;
switch (1)
case (test>0), status = '';
case (test==0), status = 'Parabola found'; warning( 'fit_ellipse: Did not locate an ellipse' );
case (test<0), status = 'Hyperbola found'; warning( 'fit_ellipse: Did not locate an ellipse' );
end

% if we found an ellipse return it's data
if (test>0)

    % make sure coefficients are positive as required
    if (a<0), [a,c,d,e] = deal( -a,-c,-d,-e ); end

    % final ellipse parameters
    X0    = mean_x - d/2/a;
    Y0    = mean_y - e/2/c;
    F     = 1 + (d^2)/(4*a) + (e^2)/(4*c);
    [a,b] = deal( sqrt( F/a ),sqrt( F/c ) );
    long_axis = 2*max(a,b);
    short_axis = 2*min(a,b);

    % rotate the axes backwards to find the center point of the original TILTED ellipse
    R     = [ cos_phi sin_phi; -sin_phi cos_phi ];
    P_in  = R * [X0;Y0];
```

```

X0_in    = P_in(1);
Y0_in    = P_in(2);

% pack ellipse into a structure
ellipse_t = struct( ...
    'a',a,...
    'b',b,...
    'phi',orientation_rad,...
    'X0',X0,...
    'Y0',Y0,...
    'X0_in',X0_in,...
    'Y0_in',Y0_in,...
    'long_axis',long_axis,...
    'short_axis',short_axis,...
    'status'," );
else
% report an empty structure
ellipse_t = struct( ...
    'a',[],...
    'b',[],...
    'phi',[],...
    'X0',[],...
    'Y0',[],...
    'X0_in',[],...
    'Y0_in',[],...
    'long_axis',[],...
    'short_axis',[],...
    'status',status );
end

% check if we need to plot an ellipse with it's axes.
if (nargin>2) & ~isempty( axis_handle ) & (test>0)

% rotation matrix to rotate the axes with respect to an angle phi
R = [ cos_phi sin_phi; -sin_phi cos_phi ];

% the axes
ver_line    = [ [X0 X0]; Y0+b*[-1 1] ];
horz_line    = [ X0+a*[-1 1]; [Y0 Y0] ];
new_ver_line = R*ver_line;
new_horz_line = R*horz_line;

% the ellipse
theta_r    = linspace(0,2*pi);
ellipse_x_r = X0 + a*cos( theta_r );

```

```
ellipse_y_r = Y0 + b*sin( theta_r );
rotated_ellipse = R * [ellipse_x_r;ellipse_y_r];

% draw
hold_state = get( axis_handle,'NextPlot' );
set( axis_handle,'NextPlot','add' );
plot( new_ver_line(1,:),new_ver_line(2:),'r' );
plot( new_horz_line(1,:),new_horz_line(2:),'r' );
plot( rotated_ellipse(1,:),rotated_ellipse(2:),'r' );
set( axis_handle,'NextPlot',hold_state );
end
```

Valorisation des travaux

-M. Fray, N. Martin, Y. Quere, C. Quendo, C. Person, S. Mallégo, M. Jousset, « Contribution du substrat diélectrique à l'élargissement de la bande passante d'une antenne spirale d'Archimède », 21^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes 14-17 mai 2019, Caen

-M. Fray, N. Martin, Y. Quere, C. Quendo, C. Person, S. Mallégo, M. Jousset, « Conception et réalisation d'antennes large bande miniatures sur cavité à matériaux magnéto-diélectriques », congrès 3^{ème} édition RADAR PhDay, 5-6 octobre 2015, Rungis

-Soutenance de thèse à mi-parcours, 26 février 2015, UBO Brest

Liste des figures

Figure 0-1: Exemple du gabarit nécessaire sur certaines performances	xii
Figure I-1: Schéma bibliographique.....	15
Figure I-2: Comparaison du rayonnement/diffraction d'un dipôle à brins fin et du dipôle papillon [4]	16
Figure I-3: Rayonnement en fonction de la fréquence de différents types de dipôle large bande [7].	17
Figure I-4: Antenne papillon mesurée dans [6] $\alpha=60^\circ$ $2*A=13,5$ inch (343 mm).....	17
Figure I-5: Résistance et réactance mesurées d'une antenne papillon monopole en fonction de sa longueur électrique exprimée en degré [6]	18
Figure I-7: exemple d'antenne cornet à double arrêtes intérieures	19
Figure I-8: Principe de construction de l'antenne Vivaldi [12]	19
Figure I-9: Diagramme de rayonnement typique de l'antenne Vivaldi mesurée dans [12]	19
Figure I-9: Angle d'ouverture à 10dB dans le plan E VS angle d'ouverture.....	20
Figure I-10: Spirale d'Archimède [15] et version géométrique simplifiée	21
Figure I-11: Modes de rayonnement de la spirale d'Archimède à deux brins	22
Figure I-12: Diagramme de rayonnement typique de l'antenne spirale dans les 2 plans perpendiculaires [17]	22
Figure I-13: 3 spirales équiangulaires de différentes dimensions, en version antennes à fentes [18].	23
Figure I-15: Antenne sinueuse [19]	23
Figure I-16: Antennes log-périodique [20]	23
Figure I-16: antenne spirale classique et antenne spirale à 2 étages [22]	25
Figure I-17: Gain antenne spirale classique et antenne spirale à 2 étages [22].....	26
Figure I-18: Spirale polygonale [23].....	26
Figure I-19: Comparaison du rapport axial dans l'axe entre une spirale circulaire, polygonale et carrée [23]	27
Figure I-20: Exemple des 4 courbes de construction des brins de la spirale d'Archimède étoilée avec 60 oscillations par tour (amplitude 5% du rayon) [24].....	27
Figure I-21: Facteur de miniaturisation des spirales étoilées en fonction du nombre d'oscillation et de leur amplitude	28
Figure I-22: Adaptation de la spirale d'Archimède étoilée avec 60 oscillations par tour (amplitude 5% du rayon) et de la spirale classique	28
Figure I-23: Gain dans l'axe de la spirale d'Archimède étoilée avec 60 oscillations par tour (amplitude 5% du rayon) et de la spirale classique	29
Figure I-24: Spirale à méandre carrée [25].....	29
Figure I-25: Rapport axial @12GHz en fonction du nombre de méandre [25]	30
Figure I-26: Exemple d'antenne patch gravée sur un substrat [4] chapitre 7.....	30
Figure I-27: Géométrie de la spirale carrée à fentes, vue en coupe du substrat à épaisseur progressive et association des 2 [26].....	31
Figure I-29: Coefficient de réflexion de la spirale sans substrat, avec substrat à épaisseur fixe et avec substrat à épaisseur progressive [26]	31
Figure I-30: Gain réalisé dans l'axe d'une spirale sans substrat et avec substrat à épaisseur progressive [26].....	31

Figure I-30: spirale d'Archimède à fentes, gain dans l'axe de la spirale et son substrat sur cavité air [27]	32
Figure I-31: Courant surfacique à 6,85GHz spirale d'Archimède [28].....	32
Figure I-32: Diamètre de la zone active (basée sur les courants) calculée et simulée, en fonction de la fréquence pour différents substrats diélectrique [28].....	33
Figure I-33: géométrie de la spirale d'Archimède à fentes chargée par des résistances : en espace libre et sur cavité (diamètre extérieur spirale = 14cm, diamètre cavité = 17,2cm) [29]	34
Figure I-34: Gain et rapport axial dans l'axe, pour les 3 configurations d'antennes [29]	34
Figure I-35: Structure de la spirale chargée par résistances [30].....	35
Figure I-36: Gain et rapport axial dans l'axe de la spirale chargée par différentes résistances.....	35
Figure I-37: Spirale carrée chargée par 2 résistances sur cavité [31].....	36
Figure I-38: Gain dans l'axe, rapport axial dans l'axe et adaptation de l'antenne avec et sans résistances [31].....	36
Figure I-39: Géométrie de la spirale d'Archimède avec anneau (a) et spirale d'Archimède classique (b) [32]	37
Figure I-40: Adaptation et gain dans l'axe de la spirale à anneau et de spirales classiques avec différentes valeurs de tours [32].....	37
Figure I-41: Spirale d'Archimède avec anneau à méandre en périphérie [33]	38
Figure I-42: Adaptation d'antennes spirales d'Archimède associées à des anneaux avec différents nombre de créneau N [33]	38
Figure I-43: Adaptation d'une antenne spirale d'Archimède associées à des anneaux empilés [33]... ..	39
Figure I-44: Spirale d'Archimède avec plan réflecteur (non montré) avec anneau parasite	39
Figure I-46: Gain IEEE dans l'axe d'une spirale sur plan réflecteur avec et sans anneau parasite [35] ..	40
Figure I-47: Diagramme de rayonnement à 5GHz [35]	40
Figure I-48: Setup de simulation de la spirale sous CST avec vue rapprochée sur le centre (solveur temporel).....	41
Figure I-49: Setup de simulation de la spirale sous HFSS avec vue rapprochée sur le centre (solveur fréquentiel).....	41
Figure I-49: Coefficient de réflexion spirale sous CST et HFSS	42
Figure I-50: Gain réalisé RHCP & LHCP dans l'axe de la spirale sous CST et HFSS.....	42
Figure I-51: Efficacité totale spirale sous CS et HFSST.....	43
Figure I-52: Cartographies normalisées en gisement et en site de la spirale sous CST	43
Figure I-53: Cartographie normalisée en gisement et en site de la spirale sous HFSS	44
Figure II-1: Spirale d'Archimède auto-complémentaire w=2mm Gap=2mm D=118mm	53
Figure II-2: Spirale d'Archimède auto-complémentaire dans le système de coordonnées polaire Ludwig 2 azimuth sur élévation	53
Figure II-3: Directivité dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire w=2mm Gap=2mm D=118mm	54
Figure II-4 : Diagramme de rayonnement normalisé, Azimut(°) VS élévation(°), Spirale d'Archimède auto-complémentaire w=2mm Gap=2mm D=118mm, F=0,8GHz	55
Figure II-5 : Diagramme de rayonnement normalisé, Azimut(°) VS élévation(°), Spirale d'Archimède auto-complémentaire w=2mm Gap=2mm D=118mm, F=2GHz	55
Figure II-6: Diagramme de rayonnement normalisé, Azimut(°) VS élévation(°), Spirale d'Archimède auto-complémentaire w=2mm Gap=2mm D=118mm, F=3GHz	55

Figure II-7: Diagramme de rayonnement normalisé, Azimut(°) VS élévation(°), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$, $F=4\text{GHz}$	55
Figure II-8: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$	56
Figure II-9: Cartographie Elévation(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$	56
Figure II-10: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$	57
Figure II-11: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$	57
Figure II-12: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) et moyenne VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$	58
Figure II-13: Spirale d'Archimède auto-complémentaire en milieu homogène, $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$	59
Figure II-14: Directivité dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=2, 5$ et 10	59
Figure II-15: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=2$	60
Figure II-16: Cartographie Elévation(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=2$	60
Figure II-17: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=5$	60
Figure II-18: Cartographie Elévation(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=5$	60
Figure II-19: Cartographie Azimut(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=10$	61
Figure II-20: Cartographie Elévation(°) VS fréquence (GHz), Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=10$	61
Figure II-21: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=2, 5$ et 10	62
Figure II-22: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$, milieu homogène $\epsilon_r=2, 5$ et 10	62
Figure II-23: Setup spirale confinée entre deux diélectriques	63
Figure II-24: Setup spirale confinée entre deux diélectriques de 3 épaisseurs totales H différentes ..	63
Figure II-25: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mm} \times 2, 2\text{mm} \times 2$ et $3\text{mm} \times 2$	64
Figure II-26: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mm} \times 2, 2\text{mm} \times 2$ et $3\text{mm} \times 2$	64
Figure II-27: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ Gap= 2mm $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mm} \times 2, 2\text{mm} \times 2$ et $3\text{mm} \times 2$ ZOOM	64

Figure II-28: Taux d'ellipticité dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mm} \times 2$, $2\text{mm} \times 2$ et $3\text{mm} \times 2$ ZOOM	64
Figure II-29: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mm} \times 2$	65
Figure II-30: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=2\text{mm} \times 2$	65
Figure II-31: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm} \times 2$	65
Figure II-32: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mm} \times 2$, $2\text{mm} \times 2$ et $3\text{mm} \times 2$	66
Figure II-33: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=0,8\text{mm} \times 2$, $2\text{mm} \times 2$ et $3\text{mm} \times 2$	66
Figure II-34: Setup spirale confinée entre deux diélectriques d'épaisseur $H=3\text{mm} \times 2$ et de 3 permittivité ϵ_r différentes.....	67
Figure II-35: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm} \times 2$	68
Figure II-36: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm} \times 2$ ZOOM	68
Figure II-37: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm} \times 2$	68
Figure II-38: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm} \times 2$ ZOOM	68
Figure II-39: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2$ $H=3\text{mm} \times 2$	69
Figure II-40: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=5$ $H=3\text{mm} \times 2$	69
Figure II-41: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm} \times 2$	69
Figure II-42: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm} \times 2$	70
Figure II-43: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm} \times 2$	70
Figure II-44: Setup spirale confinée entre deux diélectriques de permittivité $\epsilon_r=10$ et d'épaisseur $H=3\text{mm} \times 2$, de différents diamètres extérieurs D_{ext}	72
Figure II-45: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm} \times 2$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$, 177mm et 120mm	73
Figure II-46: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm} \times 2$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$, 177mm et 120mm	73

Figure II-47: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm} \times 2$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$, 177mm et 120mm ZOOM.....	73
Figure II-48: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm} \times 2$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$, 177mm et 120mm ZOOM.....	73
Figure II-49: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm} \times 2$ $D_{\text{ext}}=120\text{mm}$	74
Figure II-50: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm} \times 2$ $D_{\text{ext}}=177\text{mm}$	74
Figure II-51: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm} \times 2$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$	74
Figure II-52: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm} \times 2$ $D_{\text{ext}}=120\text{mm}$, 177mm et 236mm	75
Figure II-53: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm} \times 2$ $D_{\text{ext}}=120\text{mm}$, 177mm et 236mm	75
Figure II-54: Setup spirale gravée sur un diélectrique de permittivité $\epsilon_r=2, 5$ et 10 et d'épaisseur $H=3\text{mm}$, $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$	76
Figure II-55: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$...	77
Figure II-56: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$...	77
Figure II-57: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$ ZOOM	77
Figure II-58: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$ ZOOM	77
Figure II-59: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2$ $H=3\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$	78
Figure II-60: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=5$ $H=3\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$	78
Figure II-61: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=10$ $H=3\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$	78
Figure II-62: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$...	79
Figure II-63: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=2, 5$ et 10 $H=3\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=236\text{mm}$	79
Figure II-64: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, avec substrats à permittivité effective proche	80
Figure II-65: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, avec substrats à permittivité effective proche	80

Figure II-66: Directivité RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, avec substrats à permittivité effective proche ZOOM	81
Figure II-67: Directivité LHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{Gap}=2\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, avec substrats à permittivité effective proche ZOOM	81
Figure II-68: Moyenne de l'impédance d'entrée (Ohm) VS épaisseur $H(\text{mm})$ d'une spirale placée entre 2 substrats diélectriques de permittivité $\epsilon_r=2, 5$ et 10 dans différentes configurations de diamètre extérieur D_{ext}	82
Figure II-69: Setup spirale dans l'air avec ça ligne bifilaire et spirale gravée sur un diélectrique de permittivité $\epsilon_r=3,8$ et d'épaisseur $H=1,52\text{mm}$, $D_{\text{ext}}=170\text{mm}$ avec ça ligne bifilaire.....	83
Figure II-70: Gain réalisé dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, dans l'air $\epsilon_r=1$ et diélectrique $\epsilon_r=3,8$ $H=1,52\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=170\text{mm}$	84
Figure II-71: Gain réalisé dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, dans l'air $\epsilon_r=1$ et diélectrique $\epsilon_r=3,8$ $H=1,52\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=170\text{mm}$ ZOOM.....	84
Figure II-72: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$ dans l'air.....	85
Figure II-73: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, diélectrique $\epsilon_r=3,8$ $H=1,52\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=170\text{mm}$	85
Figure II-74: Impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, dans l'air $\epsilon_r=1$ et diélectrique $\epsilon_r=3,8$ $H=1,52\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=170\text{mm}$	85
Figure II-75: Impédance d'entrée partie imaginaire (Ohm) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, dans l'air $\epsilon_r=1$ et diélectrique $\epsilon_r=3,8$ $H=1,52\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=170\text{mm}$	85
Figure II-76: Coefficient de réflexion (dB) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$, dans l'air $\epsilon_r=1$ et diélectrique $\epsilon_r=3,8$ $H=1,52\text{mm}$ $D_{\text{ext}}=170\text{mm}$	86
Figure II-77: Chambre sourde, bras de positionnement en rouge	87
Figure II-78: Vue éclatée de l'ensemble des éléments de la maquette	88
Figure II-79: vues de face et de côtés des éléments de la maquette.....	88
Figure II-80: Setup d'installation de la maquette dans la chambre sourde	89
Figure II-81: Vue éclatée de l'ensemble des éléments de la maquette sans absorbant.....	90
Figure II-82: vues de face et de côtés des éléments de la maquette sans absorbant	90
Figure II-83: Setup d'installation de la maquette sans absorbant dans la chambre sourde	91
Figure II-84: Gain réalisé dans l'axe (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$. Simulation et mesure.....	91
Figure II-85: Cartographie Azimut($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$. Simulation.....	92
Figure II-86: Cartographie Gisement($^\circ$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$. Mesure.....	92

Figure II-87: Coefficient de réflexion (dB) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$. Simulation et mesure.....	93
Figure II-88: Gain réalisé (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$ sur plan réflecteur. Simulation et mesure.....	94
Figure II-89: Gain réalisé (dBic) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$ sur plan réflecteur. Simulation et mesure ZOOM	94
Figure II-90: Cartographie Gisement ($^{\circ}$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$ sur plan réflecteur. Simulation	95
Figure II-91: Cartographie Gisement ($^{\circ}$) VS fréquence (GHz) Spirale d'Archimède auto-complémentaire $w=1,25\text{mm}$ $\text{Gap}=1,25\text{mm}$ $D=118\text{mm}$ sur plan réflecteur. Mesure	95
Figure II-92: Setup de mesure en extérieure d'une spirale d'Archimède sur substrat FR-4 sur cavité absorbante	96
Figure II-93: Antenne cornet et spirale	97
Figure II-94: Schéma de mesure	97
Figure II-95: Gain réalisé mesuré et simulé dans l'axe en polarisation V (dBi) en fonction de la fréquence (GHz)	99
Figure III-1: Spirale auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $\text{gap}=2\text{mm}$ et $D=118\text{mm}$ gravée sur un substrat diélectrique d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et de permittivité $\epsilon_r=8$	105
Figure III-2: Gain réalisé RHCP (dBic) VS fréquence(GHz), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=8$, bande de fréquence $F=0,5-5\text{GHz}$	106
Figure III-3: Gain réalisé RHCP (dBic) VS fréquence(GHz), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=8$, bande de fréquence $F=0,5-1\text{GHz}$	107
Figure III-4: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ dans l'air, à $F=0,5\text{GHz}$	108
Figure III-5: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ dans l'air, à $F=0,8\text{GHz}$	108
Figure III-6: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ dans l'air, à $F=2\text{GHz}$	108
Figure III-7: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ dans l'air, à $F=3\text{GHz}$	108
Figure III-8: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ à $F=2\text{GHz}$, avec $\epsilon_r=1$	109
Figure III-9: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ à $F=2\text{GHz}$, à $\epsilon_r=2$	109
Figure III-10: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ à $F=2\text{GHz}$, à $\epsilon_r=5$	110
Figure III-11: Composante transverse du vecteur de Poynting, spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ à $F=2\text{GHz}$, à $\epsilon_r=8$	110
Figure III-12: Composante transverse normalisée du vecteur de Poynting, spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ @ 2GHz , $D_z=0,025\text{Lambda}$, vue rapprochée	111
Figure III-13: Composante transverse vecteur de Poynting / ellipse équivalente contour 80 %, spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ @ 2GHz , $D_z=0,025\text{Lambda}$	111
Figure III-14: Ellipticité de la zone active VS fréquence(GHz), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$, contour 40 %, $D_z=0,25\text{Lambda}$	112

Figure III-15: Composante transverse vecteur de Poynting, spirale $D=118\text{mm}$ sur substrat asymétrique $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=8$ @ $3,45\text{GHz}$, $D_z=0,25\text{Lambda}$	113
Figure III-16: Composante transverse vecteur de Poynting / ellipse équivalente contour 40 %, spirale $D=118\text{mm}$ sur substrat asymétrique $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=8$ @ $3,45\text{GHz}$, $D_z=0,25\text{Lambda}$	113
Figure III-17: Ellipticité moyenne de la zone active VS Distance d'observation D_z , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$, contour 20 %.....	114
Figure III-18: Ellipticité moyenne de la zone active VS Distance d'observation D_z , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$, contour 40 %.....	114
Figure III-19: Ellipticité moyenne de la zone active VS Distance d'observation D_z , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$, contour 80 %.....	114
Figure III-20: Facteur de réduction de la zone active VS fréquence(GHz), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$, contour 80 %, $D_z=0,025\text{Lambda}$	115
Figure III-21: Facteur de réduction de la zone active VS contour (%), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$, $D_z=0,025\text{Lambda}$	116
Figure III-22: Configuration étudiée, Spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ gravée sur un substrat diélectrique d'épaisseur $H=3\text{mm}$	117
Figure III-23: Gain réalisé RHCP (dBic), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8 , bande de fréquence $F=0,5-5\text{GHz}$	118
Figure III-24: Élargissement de bande basse (SansUnité), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	118
Figure III-25: Écart moyenné du gain (dBic), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8 , bande de fréquence $F=0,8-5\text{GHz}$	118
Figure III-26: Écart moyenné du gain (dBic) VS élargissement de bande basse (SansUnité), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	119
Figure III-27: Ellipticité moyenne de la zone active VS Distance d'observation D_z , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2,5,8$, contour 20 %.....	120
Figure III-28: Ellipticité moyenne de la zone active VS Distance d'observation D_z , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2,5,8$, contour 40 %.....	120
Figure III-29: Ellipticité moyenne de la zone active VS Distance d'observation D_z , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2,5,8$, contour 80 %.....	120
Figure III-30: Facteur de réduction moyenné VS Contour (%), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2,5,8$	121
Figure III-31: Ellipticité moyenne de la zone active bande basse VS Distance d'observation D_z , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2,5,8$, contour 20 %.....	122
Figure III-32: Ellipticité moyenne de la zone active bande basse VS Distance d'observation D_z , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2,5,8$, contour 40 %.....	122
Figure III-33: Ellipticité moyenne de la zone active bande basse VS Distance d'observation D_z , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2,5,8$, contour 80 %.....	122
Figure III-34: Ellipticité de la zone active VS fréquence(GHz), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2, 5, 8$, contour 40 %, $D_z=0,125\text{Lambda}$	123
Figure III-35: Ellipticité de la zone active VS fréquence(GHz), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2, 5, 8$, contour 40 %, $D_z=0,25\text{Lambda}$	123
Figure III-36: Facteur de réduction moyenné bande basse VS Contour (%), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=2,5,8$	123

Figure III-37: Liaison entre les critères champ lointain et champ proche, encadrement rouge : critères zone active, encadrement noir : critères champ lointain	125
Figure III-38: ellipticité moyenné ZA $Dz=0,375\lambda$ Contour 20% VS écart moyenné du gain (dBic) , spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	126
Figure III-39: Ellipticité moyenné ZA $Dz=0,125\lambda$ Contour 20% VS élargissement de bande basse (β), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	127
Figure III-40: Facteur de réduction moyenné ZA $Dz=0,025\lambda$ Contour 80% VS élargissement de bande basse (β), spirale auto-complémentaire $D=118\text{mm}$ sur 3 substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	127
Figure IV-1: Propagation d'ondes de surface dans le substrat d'une antenne patch menant à des couplages entre différents circuits ou antennes et de la diffraction au bord [44]	134
Figure IV-2: Equation de test de pertes négligeables mise en figure dans le cas où $H=3\text{mm}$	135
Figure IV-3: Résistance et réactance de l'impédance d'entrées simulées (a,b,c) et mesurées (d,c) de spirales avec différents ratio de métallisation χ dans [46].....	137
Figure IV-4: Moyenne impédance d'entrée partie réelle (Ohm) VS la permittivité (ϵ_r) spirale non auto-complémentaire	139
Figure IV-5: Différence impédance d'entrée partie réelle simulée/théorique (Ohm) VS la permittivité (ϵ_r) spirale non auto-complémentaire	139
Figure IV-6: Gain réalisé (dBic) VS Fréquence (GHz) spirale non auto-complémentaire $X=0,06$ $w=0,25\text{mm}$ $\text{gap}=3,75\text{mm}$, $Z_{11}=390,5\text{Ohm}$ et $Z_{11}=444,8\text{Ohm}$	140
Figure IV-7: Gain réalisé (dBic) VS Fréquence (GHz) spirale non auto-complémentaire $X=0,06$ $w=0,25\text{mm}$ $\text{gap}=3,75\text{mm}$, $Z_{11}=390,5\text{Ohm}$ et $Z_{11}=444,8\text{Ohm}$, bande basse de fréquence	140
Figure IV-8: Spirales (a) $w=2\text{mm}$ $\text{gap}=6\text{mm}$ $\chi=0,25$ (b) $w=2\text{mm}$ $\text{gap}=16,18\text{mm}$ $\chi=0,11$ (c) $w=2\text{mm}$ $\text{gap}=1\text{mm}$ $\chi=0,66$	141
Figure IV-9: Gain réalisé RHCP dans l'axe (dB) VS Fréquence (GHz), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale $w=2\text{mm}$, $\text{gap}=2, 6, 1\text{mm}$ sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$	141
Figure IV-10: Élargissement de bande basse (β) VS permittivité, spirale non auto-complémentaire à différents gap, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	142
Figure IV-11: Écart moyenné du gain (dBic) VS permittivité, spirale non auto-complémentaire à différents gap, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	142
Figure IV-12: Écart moyenné du gain (dBic) VS Élargissement de bande basse (β), spirale non auto-complémentaire à différents gap, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	143
Figure IV-13: spirales (a) $w=0,25\text{mm}$ $\text{gap}=2\text{mm}$ $\chi=0,11$ (b) $w=0,66\text{mm}$ $\text{gap}=2\text{mm}$ $\chi=0,25$ (c) $w=3\text{mm}$ $\text{gap}=2\text{mm}$ $\chi=0,60$	143
Figure IV-14: Élargissement de bande basse (β) VS permittivité, spirale non auto-complémentaire à différents w, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	144
Figure IV-15: Écart moyenné du gain (dBic) VS permittivité, spirale non auto-complémentaire à différents w, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	144
Figure IV-16: Ecart moyenné du gain (dBic) VS Elargissement de bande basse (β), spirale non auto-complémentaire à différents w, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	144
Figure IV-17: spirales (a) $w=0,25\text{mm}$ $\text{gap}=3,75\text{mm}$ $\chi=0,06$ (b) $w=1,02\text{mm}$ $\text{gap}=3,05\text{mm}$ $\chi=0,25$ (c) $w=3\text{mm}$ $\text{gap}=1\text{mm}$ $\chi=0,75$	145
Figure IV-18: Élargissement de bande basse (β) VS permittivité, spirale non auto-complémentaire à différents w et gap, Nbtour=7, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	145

Figure IV-19: Écart moyenné du gain (dBic) VS permittivité, spirale non auto-complémentaire à différents w et gap , Nbtour=7, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	145
Figure IV-20: Ecart moyenné du gain (dBic) VS Elargissement de bande basse (χ), spirale non auto-complémentaire à différents w et gap , Nbtour=7, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	146
Figure IV-21: Écart moyenné du gain (dBic) VS permittivité, spirales non auto-complémentaire $X=0,25$ avec différents w et gap , substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	147
Figure IV-22: Gain réalisé RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence(GHz), spirales non auto-complémentaire $X=0,25$ avec différents w et gap , substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=8$	147
Figure IV-23: Centre des spirales des configurations $w=0,66\text{mm}$ $gap=2\text{mm}$, $w=2\text{mm}$ $gap=6\text{mm}$ et $w=0,66\text{mm}$ $gap=2\text{mm}$ $D_{int}=1,5\text{mm}$	148
Figure IV-24: Ellipticité de la zone active (χ) VS fréquence (GHz) contour à 20% $D_z=0,375$ spirales non auto-complémentaire $\chi=0,25$	148
Figure IV-25: Élargissement de bande basse (χ) VS nombre de tour, spirale non auto-complémentaire, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=2, 5$ et 8	149
Figure IV-26: Gain réalisé RHCP dans l'axe (dBic) VS fréquence(GHz), spirale non auto-complémentaire à différents nombres de tour, substrats d'épaisseur $H=3\text{mm}$ $\epsilon_r=8$	149
Figure 0-1: Interférences des ondes incidentes et réfléchié à proximité d'un CEP [42]	157
Figure 0-2: Déphasage induit par un plan réflecteur métallique plat en fonction de la fréquence [48]	158
Figure 0-3: Gain RHCP dans l'axe (dBic) d'une spirale d'Archimède sur différents plans réflecteurs en fonction de la fréquence (GHz) [48].....	159
Figure 0-4: Diagramme de rayonnement gain RHCP (dBic) d'une spirale d'Archimède sur plan réflecteur $h_t=\lambda/10$ en fonction de la fréquence (GHz) [48].....	159
Figure 0-5: Schéma en coupe de la spirale sur cavité à méta-matériaux et photographie [48]	160
Figure 0-6: Photographies des configurations V03 et V10 de patches [48]	160
Figure 0-7: Diagramme de déphasage induit par les motifs de patches V03 et V04 [48].....	161
Figure 0-8: Gain réalisé RCHP d'une spirale d'Archimède sur plan réflecteur simple et en méta-matériaux à patch en motif radiaux [48].....	161
Figure 0-9: Réflecteur hybride (LEBG+CEP) chargé par des résistances [42]	162
Figure 0-10: Gain réalisé RHCP dans l'axe de l'antenne spirale d'Archimède pour différentes configurations de plan réflecteurs [42]	162
Figure 0-11: Taux d'ellipticité dans l'axe de l'antenne spirale d'Archimède pour différentes configurations de plan réflecteurs [42]	163
Figure 0-12: Spirale hybride équiangulaire+Archimède sur sa cavité à étage [50].....	163
Figure 0-13: VSWR spirale hybride équiangulaire+Archimède sur sa cavité à étage [50]	164
Figure 0-14: Rayonnement spirale hybride équiangulaire+Archimède sur sa cavité à étage [50]	164
Figure 0-15: Spirales non auto-complémentaire avec différents espaces entre brins	165
Figure 0-16: Spirale auto-complémentaire $w=2\text{mm}$ $gap=2\text{mm}$ et $D=118\text{mm}$ gravée sur un substrat diélectrique d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et de permittivité $\epsilon_r=8$	165
Figure 0-17: Gain réalisé RHCP dans l'axe (dB) VS Fréquence (GHz), spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale $w=2\text{mm}$, $gap=2, 6, 1\text{mm}$ sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$	166
Figure 0-18: Ellipticité moyenne de la zone active bande haute VS Distance d'observation D_z , spirale dans l'air $D=118\text{mm}$ et spirale $w=2\text{mm}$, $gap=2, 6, 1\text{mm}$ sur substrat d'épaisseur $H=3\text{mm}$ et $\epsilon_r=8$, contour 20 %	166

Figure 0-19: Ellipticité moyenne de la zone active bande haute VS Distance d'observation Dz, spirale dans l'air D=118mm et spirale w=2mm, gap=2,6,1mm sur substrat d'épaisseur H=3mm et $\epsilon_r=8$, contour 40 %	166
Figure 0-20: Ellipticité moyenne de la zone active bande haute VS Distance d'observation Dz, spirale dans l'air D=118mm et spirale w=2mm, gap=2,6,1mm sur substrat d'épaisseur H=3mm et $\epsilon_r=8$, contour 80 %	167

Liste des tableaux

Tableau I-1: Bilan des performances et caractéristiques de 3 types d'antennes large bande	24
Tableau II-1 : Synthèse des impédances	62
Tableau II-2 : Impédance d'entrée partie réelle moyennée, substrats à épaisseurs variables.....	67
Tableau II-3 : Impédance d'entrée partie réelle moyennée, substrats à permittivités variables	70
Tableau II-4 : Impédance d'entrée partie réelle moyennée, substrats à diamètres extérieurs variables	75
Tableau II-5: Impédance d'entrée partie réelle moyennée, substrats asymétrique à permittivité variable	79
Tableau III-1: Synthèse des couples choisis pour le calcul des critères en champ proche	124

Titre : étude d'antennes large bande miniatures à spirale d'Archimède

Mots clés : antenne spirale d'Archimède, large bande, miniature, élargissement de bande basse, modification géométrique, diélectrique

Résumé : L'objectif de la thèse est d'étudier une antenne miniature large bande de fréquence, associée à différentes configurations de substrats diélectriques nous permet de constater selon un cahier des charges défini par l'entreprise Thales. Cette antenne doit donc avoir une bande de fréquence supérieure à la décade i.e. un rapport 10 entre fréquence haute et basse de fonctionnement. Une étude approfondie de cette dernière permet d'orienter le choix de l'élément rayonnant de l'antenne vers la spirale d'Archimède. Après un état de l'art des techniques pour élargir la bande de fréquence basse, nos recherches se sont orientées vers l'étude de l'apport d'un substrat diélectrique sur les performances radioélectriques de l'antenne spirale. Une étude approfondie de cette dernière associée à différentes configurations de substrats diélectriques nous permet de constater un élargissement de la bande de fréquence basse de fonctionnement en lien avec la permittivité effective du milieu. Néanmoins, des dégradations sur les performances radioélectriques proportionnelles à la permittivité effective sont également constatées. Avec la mise en place de critères permettant de quantifier les apports positifs et négatifs d'un substrat diélectrique, une modification géométrique consistant à diminuer le ratio de métallisation de la spirale est étudiée. Elle a pour but de réduire les dégradations dans la bande de fréquence haute en gardant un élargissement de la bande de fréquence basse conséquent.

Title : study of miniaturized wideband Archimedean spiral antenna's

Keywords : Archimedean spiral antenna, wideband, miniature, low band broadening, geometrical modification, dielectric

Abstract : The goal of the present thesis is to study a wideband miniaturized antenna compatible with specifications set by Thales enterprise. Thus, this antenna needs to achieve a frequency band superior to a decade i.e. a ratio of 10 between high and low operation frequency. A state of the art of wideband antennas has leaded us to choose an Archimedean spiral as our main radiating element. After performing a state of the art of low band broadening techniques, our researches leaded us on the study of the contribution of a dielectric substrate on the electrical performances of spirals. A deepen study of the spiral associated with different configurations of dielectric substrates has permitted us to notice a low band broadening of operation linked to the effective permittivity of the environment. However, some degradation of electrical performances proportional to the effective permittivity can be noted. Along with the incorporation of criteria allowing us to quantify the positive and negative contributions of a dielectric substrate, a geometrical modification consisting of lowering the metal ratio of the spiral is studied. The goal is to reduce degradation in the upper frequency band while maintaining a satisfying low band broadening.