



HAL
open science

Miniaturisation d'antennes très large bande pour applications spatiales

Jérémy Valleau

► **To cite this version:**

Jérémy Valleau. Miniaturisation d'antennes très large bande pour applications spatiales. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. INP DE TOULOUSE, 2016. Français. NNT : . tel-04259389v1

HAL Id: tel-04259389

<https://laas.hal.science/tel-04259389v1>

Submitted on 31 Mar 2017 (v1), last revised 26 Oct 2023 (v2)

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

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



THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Si vous êtes en cotutelle internationale, remplissez ce champs en notant : Cotutelle internationale avec "nom de l'établissement", sinon effacer ce texte pour qu'il n'apparaisse pas à l'impression

Présentée et soutenue par :

Jérémy VALLEAU

le jeudi 1 décembre 2016

Titre :

Miniaturisation d'Antennes Très Large Bande pour Applications Spatiales

École doctorale et discipline ou spécialité :

ED GEET : Électromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence

Unité de recherche :

Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS-CNRS)

Directeur/trice(s) de Thèse :

Hervé AUBERT, Professeur à l'ENSEEIH, LAAS-CNRS, Toulouse

Anthony BELLION, Ingénieur au CNES, Toulouse

Jury :

Alain REINEIX, Directeur de recherche, Xlim, Limoge

Ala SHARAIHA, Professeur à l'IETR, Rennes

Christophe DELAVEAUD, Ingénieur au CEA-Leti, Grenoble

Philippe POULIGUEN, Ingénieur DGA, Paris

Patrick POTIER, Ingénieur DGA, Bruz

Thierry DOUSSET, Ingénieur Thalès Systèmes Aéroportés, Élancourt

Président du Jury

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Invité

Invité

A Jeanne et Fernand

REMERCIEMENTS

J'ouvre ces remerciements en exprimant ma profonde gratitude à mes directeurs de thèse, messieurs Hervé AUBERT et Anthony BELLION. Je les remercie de leur confiance en me proposant ce sujet de thèse, de m'avoir soutenu et épaulé tout au long de celle-ci en me donnant leurs bons conseils. Leur expertise, dans les différents domaines couverts par cette thèse, m'a permis d'offrir le travail présenté dans ce manuscrit.

Je souhaite remercier M. Alain REINEIX d'avoir accepté la fonction de président du jury ainsi que Messieurs Ala SHARAIHA et Christophe DELVAEAUD pour celle de rapporteur de mon manuscrit.

Je n'oublie pas messieurs Philippe POULIGUEN et Patrick POTIER qui ont suivi d'un œil attentif ce travail durant ces trois années.

Je remercie également chaleureusement le CNES et la DGA. Leur contribution financière a été déterminante dans l'aboutissement des travaux.

Sur le plan professionnel, mes remerciements s'adressent en premier aux équipes du LAAS et au service DCT/RF/AN du CNES qui ont toujours su répondre présent en toute circonstance.

Au LAAS, je remercie les membres de l'équipe MINC pour leur accueil chaleureux et leur conseil tout au long de la thèse. Je remercie également les différents services qui m'ont assisté lors de l'assemblage des antennes. Malgré des malentendus n'aboutissant pas toujours aux résultats escomptés, dû aux délais demandés un peu court, je les remercie pour le temps qu'ils y ont consacré. Je remercie très chaleureusement l'équipe de Guillaume MAFFRE à l'université Paul Sabatier qui a réalisé la grande majorité des antennes de cette thèse. Ils ont su être disponibles, à l'écoute et très réactifs pour pallier à des défaillances dans les situations critiques.

Au CNES, je remercie tous les membres du service antenne pour leur accueil chaleureux et leur bon conseil à chacune de mes visites. Je remercie en particulier Stéphane ROY avec qui j'ai effectué toutes les mesures de mes prototypes. Serviabile, disponible, il m'a beaucoup appris sur la métrologie. Plus largement je remercie tout le pôle mesure du service antenne, Daniel BELLOT, Lise FEAT et Anne-Laure DURAND qui m'ont toujours accueilli dans leur *antre* avec gentillesse et bienveillance. Encore plus largement et de manière individuelle, je remercie Tomasz, Baptiste PALACIN, Kevin ELIS, Nicolas CAPET, Maxime ROMIER, Romain et Christophe LAPORTE pour tous les bons moments partagés lors des tournois, entraînements de foot et les évènements en dehors du travail.

Je souhaite remercier également toutes les personnes avec qui j'ai partagé cette expérience au quotidien : Dominique HENRY mon collègue de bureau durant cette période, Matthieu GASTALDI, mon camarade d'école, qui a démarré cette aventure en même temps que moi et Zhening YANG le troisième thésard sur la ligne de départ. Je remercie aussi toutes les personnes qui ont contribué à l'ambiance que nous avons tenté d'insuffler au MINC et qui la font perdurer : Jérôme RIONDET, Abdel, Bilal, Julien, Benoît, Aurélie(n), tous les stagiaires de passage (Matthieu, Gabriel, Frédéric et tous ceux qui se reconnaîtront) et les personnes que j'ai côtoyé au début de ce projet (Ayoub, Olivier, Céline, Anya, Mihai, Rosa).

Je remercie et salue tous les amis qui ont suivi de près ou de loin cette période et/ou qui se sont investis à divers niveaux. Je pense à Fix, Malari (merci encore pour la relecture), Lisa, Baptiste, Charlotte, Gaëtan, Bene, Fabien, Charly, Axel, Anaïs, Alex, Sophie, Guillaume L., Louis, Fred, Guillaume V., Jess, Quentin M., Quentin F., Nicolas, Cécile, Juliane, Pauline, Anthony et tous les autres.

Je remercie tout particulièrement Cristina qui en plus de m'avoir fait part de son expérience pour m'aider à négocier sereinement la fin de ce doctorat, a su trouver les mots justes pour me remonter le moral quand je n'en pouvais plus, me redonner le sourire quand je ne l'avais plus, m'aider à préparer, modifier, recréer des parties entières de la présentation qui ne me convenaient pas pour lui donner sa forme finale. Pour tout cela et bien plus encore, merci !

Enfin je souhaite remercier mes parents qui m'ont soutenu, aimé et porté tout au long de mes études et de ma vie et que j'espère vous avoir rendu fière. A mon frère Sylvain, si tu lis ces lignes, pense bien à ce que tu as envie de faire si tu souhaites te lancer dans une thèse. A Jean-Paul et Monique encore merci pour le temps passé à relire ce manuscrit et de m'avoir toujours tendu une main quand vous sentiez que ça n'allait pas si bien que ça. A ma grand-mère que tu puisses garder encore longtemps cette énergie et cette fierté que tu as fait rayonner lors de ma soutenance.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS	I
TABLE DES MATIERES.....	III
TABLE DES ILLUSTRATIONS ET DES TABLEAUX	VIII
LISTE DES ACRONYMES	XV
INTRODUCTION GENERALE	1
Bibliographie :	2
CHAPITRE I: INTRODUCTION A LA MINIATURISATION D'ANTENNES LARGE BANDE ET A LEUR MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE	3
I. Introduction	3
II. Généralités sur les antennes	3
II.1. Définition.....	3
II.2. Coefficient de réflexion	4
II.3. Diagramme de rayonnement.....	5
II.4. Polarisation	7
III. Antennes Ultra Large Bande (ULB)	9
III.1. Technologie ULB	9
III.2. Antennes indépendantes de la fréquence.....	9
III.2.1. Définition.....	9
III.2.2. Antenne dite « log-périodique »	10
III.2.3. Antenne dite « spirale ».....	11
III.2.4. Antenne spirale « sinueuse »	14
III.2.5. Antennes triangulaires	15
III.2.6. Antenne monopole imprimée	17
III.2.7. Antennes à transition progressive	18
IV. Techniques de miniaturisation des antennes.....	19
IV.1. Limites théoriques de la miniaturisation des antennes.....	20
IV.1.1. Définition d'une antenne miniature.....	20
IV.1.2. Facteur de qualité d'une antenne.....	20
IV.1.3. Facteur de miniaturisation	21
IV.2. Utilisation de matériaux	21
IV.2.1. Généralités	21
IV.2.2. Utilisation de matériaux diélectriques	22
IV.2.3. Utilisation de matériaux magnétiques.....	23
IV.2.4. Utilisation de « métamatériaux » [I-24]	23

IV.3. Modifications géométriques.....	24
IV.3.1. Chargement par fente.....	24
IV.3.2. Ajout de courts-circuits ou de circuits ouverts.....	25
IV.3.3. Repléments.....	25
IV.3.4. Méandres.....	26
IV.4. Ajouts d'éléments localisés.....	27
IV.4.1. Composants électroniques.....	27
IV.4.2. Résonateurs couplés.....	27
V. Etat de l'art des antennes ULB miniature.....	27
V.1. Chargement par fentes.....	27
V.2. Utilisation de composants électroniques.....	28
V.3. Méandres.....	30
V.4. Résonateurs couplés.....	32
V.5. Synthèse et premier positionnement de la thèse.....	33
VI. Modélisation et Simulations électromagnétiques des antennes.....	36
VI.1. Logiciels de Simulation Electromagnétique.....	36
VI.2. Méthodes numériques utilisées [I-50].....	36
VII. Solution antennaire de référence.....	37
VII.1. Géométrie de l'antenne.....	37
VII.2. Fonctionnement de l'antenne.....	38
VII.3. Meilleurs résultats obtenus.....	41
VII.4. Limite de la solution.....	43
Bibliographie.....	44
CHAPITRE II: MODELISATION ÉLECTROMAGNETIQUE ET CIRCUIT ELECTRIQUE	
 EQUIVALENT DU RESONATEUR D'ANNEAUX COUPLES.....	47
I. Introduction.....	47
II. Résolution d'un problème électromagnétique à l'aide de fonctions d'essai étendues	48
II.1. Introduction.....	48
II.1.1. Le champ d'essai.....	48
II.1.2. Le principe de réaction.....	48
II.2. Sources modales et opérateurs.....	48
II.3. Construction de la base orthonormée :.....	50
II.4. Sources virtuelles.....	52
II.5. Schéma électrique équivalent.....	53
III. Circuit électrique équivalent du résonateur d'anneaux couplés.....	54
III.1. Circuit électrique équivalent d'un anneau résonant.....	54
III.1.1. Extraction du circuit électrique équivalent.....	54

III.1.2. Etude de convergence.....	58
III.1.3. Validation du circuit électrique équivalent proposé.....	61
<u>III.2. Circuit électrique équivalent du couplage entre deux anneaux résonants.....</u>	<u>62</u>
III.2.1. Extraction du circuit.....	62
III.2.2. Performances de calcul.....	65
III.2.3. Exploitation du circuit.....	66
<u>III.3. Généralisation du circuit électrique équivalent à N anneaux.....</u>	<u>67</u>
III.3.1. Présentation du circuit.....	67
III.3.2. Validation du circuit.....	68
III.3.3. Exploitation du circuit.....	69
<u>III.4. Généralisation à l'utilisation de motifs quelconques.....</u>	<u>70</u>
IV. Couplage du circuit électrique équivalent avec la spirale.....	73
IV.1. Modélisation de la spirale.....	73
IV.2. Circuit électrique équivalent du couplage anneaux-spirale.....	76
V. Validation expérimentale du modèle par la mesure.....	76
V.1. Antennes réalisées.....	76
V.2. Validation du modèle à 2 anneaux.....	79
V.3. Validation du modèle à 3 anneaux.....	81
VI. Conclusion.....	83
Bibliographie.....	84
CHAPITRE III: MINIATURISATION D'UNE ANTENNE SPIRALE D'ARCHIMEDE.....	85
I. Introduction.....	85
II. Choix du motif des anneaux résonants et couplés.....	85
II.1. Introduction.....	85
II.2. Motifs étudiés.....	86
II.2.1. Motifs fractals.....	86
II.2.2. Motifs fractals « modulés par des sinusoides ».....	88
II.3. Etude de la fréquence de résonance.....	88
II.4. Critères de choix.....	91
III. Conception de l'antenne à l'aide du modèle.....	92
III.1. Conception du résonateur à anneaux.....	92
III.1.1. Limites du résonateur à anneaux couplés et empilés.....	93
III.1.2. Conception d'un résonateur compact réalisable technologiquement.....	95
III.2. Conception de l'antenne.....	98
III.2.1. Méthode de conception.....	98
III.2.2. Exemple de conception.....	99
IV. Discussion sur la nouvelle méthode de conception.....	100

Bibliographie	101
CHAPITRE IV: REALISATION ET MESURES D'ANTENNES MINIATURES.....	103
I. Introduction	103
II. Généralités et moyen de mesures.....	103
<u>II.1. Conception d'une alimentation équilibrée de l'antenne</u>	<u>103</u>
<u>II.2. Moyen de mesure.....</u>	<u>106</u>
III. Validation de la méthode de choix du motif.....	106
<u>III.1. Contexte.....</u>	<u>106</u>
<u>III.2. Antennes réalisées</u>	<u>106</u>
<u>III.3. Mesure du coefficient de réflexion.....</u>	<u>108</u>
<u>III.4. Mesure en rayonnement</u>	<u>109</u>
IV. Antennes miniatures à 2 et à 3 anneaux	112
<u>IV.1. Contexte</u>	<u>112</u>
<u>IV.2. Antennes réalisées.....</u>	<u>112</u>
<u>IV.3. Mesure du coefficient de réflexion</u>	<u>115</u>
<u>IV.3.1. Antennes spirale chargée par 2 anneaux</u>	<u>115</u>
<u>IV.3.2. Antennes à 3 anneaux.....</u>	<u>116</u>
<u>IV.3.3. Conclusion.....</u>	<u>117</u>
<u>IV.4. Mesure en rayonnement</u>	<u>117</u>
<u>IV.4.1. Diagramme de rayonnement</u>	<u>117</u>
<u>IV.4.2. Gain en Polarisation</u>	<u>120</u>
<u>IV.4.3. Taux d'Ellipticité (TE).....</u>	<u>121</u>
<u>IV.5. Synthèse</u>	<u>122</u>
V. Conclusion.....	123
Bibliographie	124
CONCLUSION GENERALE	125
Conclusions	125
Perspectives.....	126
ANNEXES 127	
Annexe 1 : Comparaison circuit électrique équivalent à anneaux couplés avec les résultats de simulation HFSS	128
Annexe 2 : Caractérisation de la fréquence de résonance par Surface Equivalence RADAR (SER).....	130
Annexe 3 : Etude de l'évolution de la fréquence de résonance en fonction de la géométrie des anneaux.....	132
Annexe 4 : Datasheet Neltec NX9240	134
Annexe 5: DataSheet Melinex	138

Annexe 6: DataSheet Rohacell HF51	139
Annexe 7 : Comparaison des diagrammes mesurés (trait plein) et simulés (trait pointillé) de la spirale seule (Chapitre IV)	141
PUBLICATIONS.....	142

TABLE DES ILLUSTRATIONS ET DES TABLEAUX

Chapitre I: INTRODUCTION A LA MINIATURISATION D'ANTENNES LARGE BANDE ET A LEUR MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE 3

Figure I-1 : a) Guide d'onde b) Cable Coaxial c) ligne microruban	3
Figure I-2: Illustration du coefficient de réflexion en entrée d'une antenne	4
Figure I-3: Repère en coordonnées sphériques pour le calcul du champ rayonné en zone lointaine	6
Figure I-4: Différents types de représentation des diagrammes de rayonnement a) 2D polaire b) 2D cartésien c) 3D	6
Figure I-5: a) Diagramme dit « omnidirectionnel » dans le plan xOy et b) Diagramme dit « directif »	7
Figure I-6: Différents types de polarisation [I-4]	8
Figure I-7: Eclipse de polarisation et définition du petit et du grand axe de l'ellipse	8
Figure I-8: a) Antenne log-périodique trapézoïdale b) Antenne log-périodique circulaire c) Antenne dipôle log-périodique [I-5].....	10
Figure I-9: Antenne log-spiral sur cavité [I-7]	11
Figure I-10: Antenne spirale d'Archimède sur cavité [I-7]	13
Figure I-11: Antenne conique [I-9]	14
Figure I-12: Antenne spirale "sinueuse[I-10].....	14
Figure I-13: Antenne biconique [I-11]	15
Figure I-14: Antenne <i>bow-tie</i> [I-7].....	15
Figure I-15: Antenne monopole triangulaire.....	16
Figure I-16: Antenne monopole circulaire [I-14].....	16
Figure I-17 : Exemple de monopole : a) Monopole avec un plan de masse en L pour rendre l'antenne directive [I-15] b) Antenne « Planar Inverted Cone Antenna » (PICA) [I-16].....	17
Figure I-18 : Monopole imprimé « super » large bande [I-17]	17
Figure I-19: Antenne Vivaldi antipodale [I-19]	18
Tableau I-1: Synthèse des antennes ULB de l'état de l'art avec leur bande passante, leur polarisation, leur taille et leur impédance d'entrée	19
Figure I-20: Sphère de Chu d'une antenne	20
Figure I-21: Variation du facteur de miniaturisation en fonction de l'épaisseur du substrat [I-23]	22
Figure I-22: Métamatériaux conçu par David Smith <i>et al.</i> [I-24]	24
Figure I-23: Illustration du chemin des courants de surface a) sans fente et b) avec fente [I-29]	24
Figure I-24: Antenne PIFA avec court-circuit a) plan ou b) languette [I-30]	25
Figure I-25: Exemple d'une antenne coupée en deux [I-31]	25

Figure I-26: Monopole Triangulaire [I-32]	25
Figure I-27: Exemple de méandres a) sinusoïdaux b) dit de <i>Von-Koch Modifié</i> pour la miniaturisation d'antenne quadrifilaire [I-34]	26
Figure I-28: a) Antenne PIFA avec un élément couplé b) $ S_{11} $ de l'antenne PIFA [I-35]	27
Figure I-29: Antenne Vivaldi à encoche [I-36]	28
Figure I-30: Antenne <i>volcano smoke</i> [I-37]	28
Figure I-31: Spirale d'Archimède carrée chargée localement par des capacités et des inductances [I-38]	29
Figure I-32: Spirale d'Archimède avec méandres 2D triangulaire [I-39] [I-40]	30
Figure I-33: Spirale d'Archimède avec méandres 3D [I-41]	30
Figure I-34: Antenne spirale utilisant des méandres sinusoïdaux 3D [I-42]	31
Figure I-35: Structure de l'antenne proposée dans [I-43]	31
Figure I-36: Antenne spirale d'Archimède chargée par un anneau résonant [I-44]	32
Figure I-37: a) Antenne bow-tie modifiée chargée par un anneau résonant [I-46] b) Antenne log-périodique chargée par un anneau résonant [I-45]	32
Figure I-38: Antenne bow-tie modifiée chargée par un anneau résonant avec 8 rectangles [I-47]	33
Figure I-39: Spirale d'Archimède chargée par un anneau résonant placé sous l'antenne (a) Face supérieure de l'antenne proposée dans [I-48] (b) Face arrière de l'antenne proposée dans [I-48]	33
Tableau I-2: Tableau récapitulatif des performances des antennes miniaturisées	35
Figure I-40: Logo des principaux logiciels de simulations	36
Figure I-41: a) Spirale d'Archimède, b) Spirale d'Archimède entourée par un anneau sans motif et c) spirale d'Archimède entourée par un anneau crénelé.	37
Figure I-42 : Dimension et positionnement de l'anneau par rapport à la spirale	37
Figure I-43 : Coefficient de réflexion $ S_{11} $ en entrée d'une antenne spirale de 1 mètre de diamètre (bleu) et celui d'une spirale entourée par un anneau sans motif (rouge)	38
Figure I-44 : $ S_{11} $ d'une antenne spirale de 1 mètre de diamètre (bleu), $ S_{11} $ d'une antenne spirale entourée par un anneau avec 10 motifs (violet), $ S_{11} $ d'une antenne spirale entourée par un anneau avec 30 motifs (vert) et $ S_{11} $ d'une antenne spirale entourée par un anneau avec 100 motifs (orange)	39
Figure I-45 : $ S_{11} $ d'une antenne spirale de 1 mètre de diamètre (bleu), $ S_{11} $ d'une antenne spirale entourée par un anneau avec 100 motifs (orange) $ S_{11} $ d'une antenne spirale à 3 anneaux avec 100 motifs (pointillé)	40
Figure I-46: Synoptique de conception de l'antenne proposée dans [I-51]	40
Figure I-47: a) Schéma et b) Photo du prototype en UHF à 5 anneaux (340 Créneaux)	41
Figure I-48: $ S_{11} $ d'une antenne spirale de 8cm de diamètre (rouge) et $ S_{11} $ d'une antenne spirale à 5 anneaux avec 340 motifs (bleu)	41
Figure I-49 : a) Taux d'ellipticité mesuré en fonction de la fréquence b) Co-polarisation (pointillé) et Cross-Polarisation (plein) mesurées dans l'axe de l'antenne spirale de 8cm de diamètre (rouge) et d'une antenne spirale à 5 anneaux avec 340 motifs (bleu)	42

Figure I-50: Prototype en VHF de l'antenne à 5 anneaux [I-51].....	43
Chapitre II: MODELISATION ÉLECTROMAGNETIQUE ET CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT DU RESONATEUR D'ANNEAUX COUPLES	47
Figure II-1: a) Source modale en champ et b) en courant [II-3]	49
Figure II-2: Structure invariante par translation suivant l'axe (Oz) et lieu des conditions aux limites C	51
Figure II-3: Représentation du plan de discontinuité dans un guide d'onde avec définition des domaines dits métalliques et isolant.....	52
Figure II-4: Représentation schématique des sources virtuelles en a) champ et b) en courant ...	53
Figure II-5: Guide rectangulaire TEM fermé par un court-circuit avec un anneau sans motif. a) Coupe de la section b) Coupe longitudinale.....	54
Figure II-6: Structure étudiée en exploitant les symétries du problème électromagnétique.....	54
Figure II-7: Schéma électrique équivalent du problème à un anneau	55
Figure II-8: Définition de l'angle θ et des vecteurs du repère cylindrique.....	56
Figure II-9: Circuit électrique équivalent du problème à anneau court-circuité.....	57
Figure II-10: Circuit électrique équivalent de l'anneau seul	57
Figure II-11: Evolution de la fréquence de résonance de l'anneau en fonction du nombre de modes évanescents utilisé dans la série	58
Figure II-12: a) Valeur de l'inductance et b) de la capacité équivalentes d'un anneau en fonction de la fréquence.....	59
Figure II-13: Illustration de la discrétisation du domaine d'intégration d'un anneau lisse.....	59
Figure II-14: Convergence de la fréquence de résonance en fonction du nombre de modes évanescents utilisé dans le calcul de la série pour l'intégration non discrétisée (bleu turquoise), pour un anneau découpé en 20 segments (bleu) en 30 segments (rouge), en 40 segments (vert) et en 50 segments (violet)	60
Figure II-15: Partie imaginaire de l'admittance en fonction de la fréquence sur la bande monomode du circuit électrique équivalent (orange) et de la simulation électromagnétique sous HFSS (bleu).....	61
Figure II-16: Partie imaginaire de l'admittance en fonction de la fréquence sur la bande [0,8Hz ; 1,5GHz] du circuit électrique équivalent (orange) et de la simulation électromagnétique sous HFSS (bleu)	61
Figure II-17:a) Structure à étudier dans le cas d'une symétrie paire b) Structure à étudier dans le cas d'une symétrie impaire	62
Figure II-18: Circuit électrique équivalent du problème à deux anneaux.....	64
Figure II-19: Comparaison entre la partie imaginaire calculée par le circuit électrique équivalent et celle calculée par CST pour différentes distances entre les anneaux a) $\lambda/10$, b) $\lambda/50$, c) $\lambda/100$, et d) $\lambda/500$	65
Tableau II-1 : Puissance et temps de calcul associé au calcul de la réponse du problème à deux anneaux dans le cas du circuit électrique équivalent et dans celui de la simulation CST.....	66
Figure II-20: Tracé de la partie imaginaire de l'impédance en transmission Z_{12} d'un circuit à deux anneaux pour 200 distances différentes et 300 points de fréquences.....	66

Figure II-21: a) Impédance de la symétrie paire et b) de la symétrie impaire en fonction de la hauteur et de la fréquence.....	67
Figure II-22: Vision en coupe du problème à N anneaux placés dans un guide TEM	67
Figure II-23: Circuit électrique équivalent des cellules violettes.....	68
Figure II-24: Partie imaginaire de l'impédance du circuit électrique équivalent (trait plein) comparée à la simulation CST (trait pointillé) pour les cas à : a) 3 anneaux b) 4 anneaux et c) 5 anneaux	69
Figure II-25: Tracé de la partie imaginaire de l'impédance en transmission Z_{12} d'un circuit à (a) 3, (b) 4 et (c) 5 anneaux pour 200 distances différentes et 300 points de fréquence	70
Figure II-26: Anneau lisse chargé uniformément par une impédance de surface Z_s représentant l'impédance d'un motif élémentaire répété autour de l'anneau.....	71
Figure II-27: Schéma électrique équivalent d'un anneau à motif.....	71
Figure II-28: Problème aux limites à résoudre pour calculer l'impédance (réactance) de surface Z_s	72
Figure II-29: Réactance de l'anneau sans motif (rouge) et des anneaux à 10, 50, 100, 150 et 200 créneaux.....	72
Tableau II-2 : Fréquence de résonance des anneaux de 10 à 200 répétitions par pas de 10 calculée par la méthode des impédances de surface et par la simulation FEKO	73
Figure II-30:a) Vue d'une antenne spirale avec deux murs magnétiques perpendiculaires placés au milieu des brins de la spirale b) Modèle utilisée de la spirale déroulée.....	74
Figure II-31: Modèle de la ligne de transmission de la spirale [II-5]	75
Figure II-32: Partie réelle a) et partie imaginaire b) de l'impédance d'entrée de la spirale calculée à l'aide de la théorie des lignes de transmissions (bleu) et de la simulation FEKO (orange)	76
Figure II-33: Photographie des antennes réalisées a) antenne spirale seule b) antennes à 2 anneaux à motif crénelé (25 répétitions) c) antennes à 2 anneaux à motif crénelé (50 répétitions) d) antennes à 3 anneaux à motif crénelé (100 répétitions) et e) antennes à 3 anneaux à motif crénelé (200 répétitions)	78
Figure II-34 : a) Profil de la ligne de transmission du balun et b) profil du plan de masse du balun	79
Figure II-35: $ S_{11} $ mesuré d'une spirale entourée par un anneau crénelé, par 2 anneaux crénelés pour différentes distances (λ est la longueur d'onde associée à la fréquence de résonance propre de l'anneau).....	79
Figure II-36 : Comparaison entre la simulation (rouge) et la mesure (bleu) du $ S_{11} $ pour les cas a) $h=\lambda/22$ et b) $h=\lambda/17$	80
Figure II-37 : Comparaison des $ S_{11} $ des antennes à deux anneaux pour le motif crénelé (rouge) et le motif de Von-Koch Modifié (bleu) pour les distances a) $h=\lambda/75$, b) $h=\lambda/34$, c) $h=\lambda/22$ et d) $h=\lambda/17$	81
Figure II-38: $ S_{11} $ mesuré d'une spirale entourée par un anneau crénelé, par 3 anneaux crénelés pour différentes distances (λ est la longueur d'onde associée à la fréquence de résonance propre de l'anneau).....	82

Figure II-39 : Comparaison entre la simulation (rouge) et la mesure (bleu) du $ S_{11} $ pour les cas $h=\lambda/30$	82
Figure II-40: Comparaison des $ S_{11} $ des antennes à deux anneaux pour le motif crénelé (rouge) et le motif de Von-Koch Modifié (bleu) pour les distances a) $h=\lambda/110$, b) $h=\lambda/60$, c) $h=\lambda/40$ et d) $h=\lambda/30$	83
Chapitre III: MINIATURISATION D'UNE ANTENNE SPIRALE D'ARCHIMEDE	85
Figure III-1: Initiateur des formes fractales étudiées (ordre 0)	86
Figure III-2: Générateur (itération ordre 1) du motif de Von-Koch	86
Figure III-3: a) Profil de Von-Koch à l'ordre 2 b) Profil de Von-Koch à l'ordre 3.....	86
Figure III-4: Générateur (itération ordre 1) du motif de Hilbert.....	87
Figure III-5: a) Profil Inspiré d'Hilbert à l'ordre 2 b) Profil Inspiré d'Hilbert à l'ordre 3.....	87
Figure III-6: Générateur (itération ordre 1) classique du motif de Peano.....	87
Figure III-7: Générateur (itération ordre 1) du motif de Peano	87
Figure III-8: a) Profil inspiré de Peano à l'ordre 2 b) Profil inspiré de Peano à l'ordre 3	88
Figure III-9: Motif de Von-Koch à l'ordre 1 dont les segments sont modulés par une demi-période de sinusoïde	88
Figure III-10: Abaque de la fréquence de résonance en fonction de la longueur déployée normalisée	89
Tableau III-1 : Tableau regroupant les valeurs minimales et maximales des longueurs déployées normalisées et des fréquences de résonance des différents motifs étudiés	90
Figure III-11: Allure générale de l'évolution de la fréquence de résonance en fonction de la longueur déployée normalisée par λ où λ est la longueur d'onde associée à la fréquence basse de fonctionnement d'une antenne spirale	90
Figure III-12: Synoptique de choix du motif pour la réalisation d'une antenne miniature	92
Figure III-13: Tracé de la partie imaginaire de l'impédance en transmission Z_{12} d'un circuit à 3 anneaux pour 200 distances différentes et 500 points de fréquences.....	92
Figure III-14: Coefficient de transmission du résonateur à anneaux pour un cas à 3 anneaux....	93
Figure III-15: Evolution de la bande passante en fonction de la distance entre les deux derniers anneaux h_{23} pour différentes hauteurs entre les deux premiers anneaux h_{12}	94
Tableau III-2 : Distance entre les anneaux et encombrement total du résonateur pour une bande passante maximale et pour 3, 4, 5, 6 et 7 anneaux	94
Tableau III-3: Distance entre les anneaux et encombrement total du résonateur pour une bande passante maximale et pour 3 à 9 anneaux	95
Figure III-16: Comparaison entre le $ S_{11} $ simulé de la spirale seule, d'une spirale à 3 anneaux et du $ S_{12} $ d'un résonateur à 3 anneaux pour les configurations suivantes: a) 100 créneaux $h_{12}=h_{23}= \lambda/10$ b) 100 créneaux $h_{12}=h_{23}= \lambda/50$ c) 100 créneaux $h_{12}=h_{23}= \lambda/100$	96
Tableau III-4 : Evolution de la bande passante relative à -10dB du résonateur, des fréquences minimales et maximales de la bande passante en fonction du nombre de répétitions N de motifs autour de l'anneau pour les motifs crénelé et VKM	98
Figure III-17: Synoptique de conception de l'antenne spirale chargée par des anneaux résonnants et couplés.....	99

Figure III-18: Modèle de simulation de l'antenne à 3 anneaux et 200 créneaux identifié à l'aide de notre méthodologie de conception.....	100
Figure III-19: $ S_{11} $ simulé de l'antenne à 3 anneaux conçue à l'aide de la méthode décrite en partie III.2.1 et $ S_{11} $ de la spirale d'Archimède seule.....	100
Tableau III-5: Tableau récapitulatif des meilleures configurations trouvées dans [5].....	101
Chapitre IV: REALISATION ET MESURES D'ANTENNES MINIATURES	103
Figure IV-1: a) Profil de la ligne de transmission du balun et b) profil du plan de masse du balun	104
Figure IV-2 : a) Origine des brins d'une spirale classique et b) origine des brins modifiés pour une alimentation équilibrée	104
Figure IV-3 : Ensemble balun et spirale	105
Figure IV-4: Points de colle entre le balun et la spirale.....	105
Figure IV-5: Illustration de la STARLAB de SATIMO (gauche) et photographie de l'antenne spirale lors de la mesure (droite)	106
Figure IV-6: Modèle de simulation des antennes réalisées a) antenne spirale seule b) antenne spirale chargée par un anneau crénelé c) antenne spirale chargée par un anneau avec le motif de VKM	107
Figure IV-7: a) Schéma et b) réalisation des antennes avec anneau	107
Figure IV-8: a) Antenne spirale, b) antenne spirale avec anneau à motif crénelé et c) antenne spirale avec anneau à motif VKM.....	108
Figure IV-9 : Coefficient de réflexion des trois antennes mesurées (traits pleins) et simulées (traits pointillés) sur la bande 0.8GHz-6GHz	108
Figure IV-10: Coefficient de réflexion des trois antennes mesurées (trait plein) et simulées (trait pointillé) sur la bande 0.8GHz-1.4GHz.....	109
Figure IV-11: Diagramme de rayonnement de l'antenne spirale et l'antenne avec anneau à motif de VKM pour différentes fréquences	110
Figure IV-12: a) TE en dB et polarisations b) LHCP (trait plein) et RHCP (trait pointillé) (bas) des trois antennes en fonction de la fréquence dans la direction $\theta=0^\circ$	111
Figure IV-13: Schéma de montage des antennes a) à 2 anneaux et b) à 3 anneaux.....	113
Figure IV-14: Photographie des antennes réalisées : a) antenne spirale seule, b) antennes à 2 anneaux à motif crénelé (25 répétitions) c) antennes à 2 anneaux à motif crénelé (50 répétitions), d) antennes à 3 anneaux à motif crénelé (100 répétitions) et e) antennes à 3 anneaux à motif crénelé (200 répétitions)	114
Figure IV-15: Coefficient de réflexion des trois antennes spirales chargées par 2 anneaux mesurées (traits pleins) et simulées (traits pointillés) sur la bande 0.8GHz-6GHz	115
Figure IV-16: Coefficient de réflexion des trois antennes à 2 anneaux mesurées (traits pleins) et simulées (traits pointillés) sur la bande 0.7GHz-1,4GHz.....	115
Figure IV-17: Coefficient de réflexion des trois antennes à 3 anneaux mesurées (traits pleins) et simulées (traits pointillés) sur la bande 0.8GHz-6GHz.....	116
Figure IV-18: Coefficient de réflexion des trois antennes à 3 anneaux mesurées (traits pleins) et simulées (traits pointillés) sur la bande 0.7GHz-1,4GHz.....	116

Figure IV-19: Diagramme de rayonnement de l'antenne spirale et des antennes à deux anneaux à motif de VKM et crénelé pour différentes fréquences	118
Figure IV-20: Diagramme de rayonnement de l'antenne spirale et des antennes à deux anneaux à motif de VKM et crénelé pour différentes fréquences	119
Figure IV-21: Polarisation LHCP (trait plein) et RHCP (trait pointillé) des antennes à 2 anneaux en fonction de la fréquence dans la direction $\theta=0^\circ$	121
Figure IV-22: Polarisation LHCP (trait plein) et RHCP (trait pointillé) des antennes à 3 anneaux en fonction de la fréquence dans la direction $\theta=0^\circ$	121
Figure IV-23: TE en dB des antennes à 2 anneaux en fonction de la fréquence dans la direction $\theta=0^\circ$	122
Figure IV-24: TE en dB des antennes à 3 anneaux en fonction de la fréquence dans la direction $\theta=0^\circ$	122
Tableau IV-1 : Tableau récapitulatif des performances des antennes réalisées.....	123

ANNEXES 127

Figure 0-1: Extraction de la fréquence de résonance f_{res} et de la bande passante à -3dB Δ	130
Figure 0-2: Coefficient de réflexion d'une antenne spirale chargée par un anneau à motif crénelé (bleue) et d'une spirale seule (pointillée), SER de l'anneau chargeant la spirale de la courbe en bleue.....	130
Figure 0-3: Abaque de la fréquence de résonance en fonction de la longueur déployée normalisée en échelle log-log	132
Tableau 0-1 : Valeurs des coefficients directeurs des segments de droite de la Figure 0-3	132

LISTE DES ACRONYMES

ULB : Ultra Large Bande

CNES : Centre National d'Etudes Spatiales

DGA : Direction Générale de l'Armement

VHF: Very High Frequency

UHF: Ultra High Frequency

dB: Décibel

3D : 3 Dimensions

2D : 2 Dimensions

TE : Taux d'Ellipticité

RHCP : Right Hand Circular Polarization (Polarisation circulaire droite)

LHCP : Light Hand Circular Polarization (Polarisation circulaire gauche)

BalUn : Balanced-Unbalanced

PIFA : Planar Inverted-F Antennes

VKM : Von-Koch Modifié

IH: Inspiré d'Hilbert

IP: Inspiré de Peano

INTRODUCTION GENERALE

Pour les applications de surveillance du spectre, l'utilisation de satellites est souvent indispensable. En effet, le satellite permet d'avoir un point d'observation globale de la terre en fournissant des données répétées sur de grandes étendues sans contraintes géopolitiques. Il est de plus un moyen d'observation très apprécié pour les missions d'observation de notre planète telles que la météorologie ou la climatologie. L'observation peut-être également tournée vers l'espace et les différents corps célestes qui le composent. Dans ces cas-là, l'utilisation d'un satellite permet de s'affranchir des éventuelles perturbations électromagnétiques dues à l'atmosphère terrestre. L'étude menée par ces missions d'observation s'effectue très souvent sur un large spectre de fréquences. L'utilisation de systèmes Ultra Large Bande (ULB) à bord de ces missions est alors nécessaire. L'antenne est un élément essentiel de la chaîne de détection à bord du satellite. Certaines applications d'observation se font sur les bandes basses du spectre, notamment les bandes VHF et UHF (Very/Ultra High Frequency). Toutefois, la taille des antennes embarquées à bord des satellites est inversement proportionnelle à la bande du spectre observée. Ceci rend l'intégration d'antennes ULB à bord des satellites difficiles à ces fréquences, il est donc nécessaire de les miniaturiser. La miniaturisation d'antennes ULB est donc un défi scientifique majeur : l'espace à bord d'un satellite est une ressource limitée et onéreuse. Il s'agit donc de contraindre l'antenne à couvrir la bande d'observation souhaitée dans un espace défini sans détériorer significativement ses performances.

Le sujet proposé par le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) et la Direction Générale de l'Armement (DGA) est de réduire l'encombrement des antennes ULB sur la bande VHF pour les intégrer sur les satellites. L'objectif de cette thèse est d'étudier un concept d'antenne miniature proposé en 2013 dans le cadre de la thèse d'Olivier Ripoche. Ce concept de miniaturisation consiste à charger une antenne spirale d'Archimède par un empilement d'anneaux résonants et couplés[1]-[3]. Il permet une diminution de l'ordre de 35% du diamètre de l'antenne sans dégradation notable des performances en rayonnement. Les travaux de cette thèse proposent d'affiner la compréhension physique du rôle joué par les anneaux dans le phénomène de miniaturisation afin de développer une méthode rapide d'optimisation. Le cahier des charges de l'étude demande que la structure antennaire possède une bande passante de 30MHz à 300MHz. Le volume dans lequel doit-être contenu l'antenne ne doit pas excéder 1m x 1m x 1m, soit un encombrement maximal de l'antenne égal à $\lambda/10 \times \lambda/10 \times \lambda/10$. Pour des raisons pratiques et logistiques de prototypage et de mesure, les antennes réalisées pour venir valider les concepts proposés ont un fonctionnement plus haut en fréquence. Le principe pourra être plus tard transposé en bande VHF.

Le travail de thèse se découpe en quatre parties :

Chapitre I : Introduction à la miniaturisation d'antennes large bande et leur modélisation

Le premier chapitre présente un état de l'art des antennes ULB miniatures. Ce chapitre s'ouvre sur un rappel des généralités sur les antennes. Nous venons ensuite définir les antennes ULB et introduire les principaux types d'antennes ULB constituant l'état de l'art. Le chapitre se poursuit sur la définition de la notion d'antenne miniature, des limites théoriques de la miniaturisation d'antennes ainsi que des différentes techniques de miniaturisation couramment utilisées. Nous dresserons un état de l'art des antennes ULB miniatures afin de placer la solution étudiée. Enfin nous présenterons les différentes méthodes numériques utilisées dans les logiciels de simulations commerciaux avant de présenter brièvement le principe de l'antenne étudiée.

Chapitre II : Modélisation et circuit électrique équivalent du résonateur d'anneaux couplés

Dans ce deuxième chapitre, nous présentons le circuit électrique équivalent du résonateur à anneaux élaboré sur la base d'équations intégrales utilisant des fonctions d'essai étendues. Cette conception se fait dans un premier temps avec des anneaux sans motif. Une généralisation originale à des anneaux avec motifs est présentée. Elle se fait à l'aide du concept d'impédance de surface réactive. Ensuite, une modélisation de l'impédance d'entrée de la spirale à l'aide de la théorie de transmission est présentée afin de coupler la réponse de la spirale au circuit électrique équivalent du résonateur à anneaux. Afin de valider le circuit électrique équivalent, les résultats du circuit sont comparés à des résultats de mesure.

Chapitre III : Miniaturisation d'une antenne spirale d'Archimède

Dans ce troisième chapitre nous exploitons le circuit électrique équivalent mis en place dans le chapitre II afin d'explorer les limites de la structure étudiée. Les limites de la structure sont appréhendées sur deux paramètres clés du résonateur : la fréquence de résonance des anneaux et la bande passante du résonateur. Nous présentons une méthodologie pour le choix d'un anneau présentant la fréquence de résonance la plus basse possible et les limites en termes de bande passante du résonateur. Cette étude aux limites nous permet de mettre en place une méthode d'optimisation qui sera utilisée pour la conception et la réalisation d'une antenne la plus compacte possible.

Chapitre IV : Réalisation et mesures d'antennes miniatures

Le quatrième et dernier chapitre présente les résultats des différentes antennes réalisées et caractérisées durant cette thèse. Ce chapitre détaille la conception de l'alimentation des antennes ainsi que le moyen de mesure utilisé pour caractériser leur rayonnement. L'impédance d'entrée et les différentes caractéristiques en rayonnement de l'antenne sont détaillées pour des antennes à 1,2 et 3 anneaux résonants et couplés. Pour conclure ce chapitre nous comparerons les performances de ces solutions à celles disponibles dans l'état de l'art et aux limites théoriques de miniaturisation.

Enfin, nous concluons ce travail de recherche en résumant les points clés présentés pour l'élaboration et l'optimisation rapide de l'antenne compacte étudiée. Nous présenterons dans les perspectives les défis qu'il reste à relever pour l'intégration d'une telle antenne sur un satellite. Pour faciliter la lecture du mémoire, nous reporterons dans les annexes des compléments d'information sur des études menées au cours de la thèse.

Bibliographie :

- [1] O. RIPOCHE, H. AUBERT, A. BELLION, P. POULIGUEN, P. POTIER, *Broadband Antenna and Method of Increasing the Bandwidth of a Plane Spiral Antenna*, Reference: WO2013121118. Date de priorité : 14 Février 2012 (FR1200413)
- [2] P. POULIGUEN, P. POTIER, H. AUBERT, O. RIPOCHE, A. BELLION, *Antenne à Réflecteur*, Reference : FR3012916. Date de priorité : 5 novembre 2013
- [3] RIPOCHE, Olivier. *Miniaturisation d'antennes en bande VHF pour applications spatiales*. 2013. Thèse de doctorat en Electromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence, sous la direction de Hervé AUBERT et Anthony BELLION, Toulouse, Institut National Polytechnique de Toulouse.

Chapitre I: INTRODUCTION A LA MINIATURISATION D'ANTENNES LARGE BANDE ET A LEUR MODELISATION ELECTROMAGNETIQUE

I. Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation des antennes miniatures utilisant la technologie ultra large bande. Dans un premier temps, nous rappellerons certaines généralités sur les antennes avant de décrire la technologie Ultra Large Bande (ULB) et les antennes qui permettent l'utilisation de cette technologie. La notion d'antenne ULB définie, nous nous exposerons sur la notion de miniaturisation d'antenne. Les limites de la miniaturisation ainsi que les techniques majeures pour miniaturiser une antenne seront également exposées dans ce chapitre. Afin de placer correctement la solution étudiée dans cette thèse, un état de l'art des antennes ULB miniatures sera présenté. Un rapide aperçu des différentes méthodes numériques utilisées dans les logiciels commerciaux de simulation électromagnétique sera exposé afin d'en étudier leurs avantages et inconvénients. La fin de ce chapitre sera consacrée à l'étude de la solution de référence qui est étudiée dans cette thèse. Cette étude permettra de donner les principales règles de fonctionnement de l'antenne étudiée et de comprendre les enjeux de cette thèse.

II. Généralités sur les antennes

II.1. Définition

Dans les transmissions sans fil les antennes sont des structures qui permettent de faire l'interface entre l'espace libre et un milieu guidé. Un milieu guidé est une structure où une onde électromagnétique est confinée et se propage le long du trajet défini par le milieu. Ces milieux se présentent en général sous la forme de guide d'onde, de câble coaxial ou de ligne microruban. (Figure I-1).

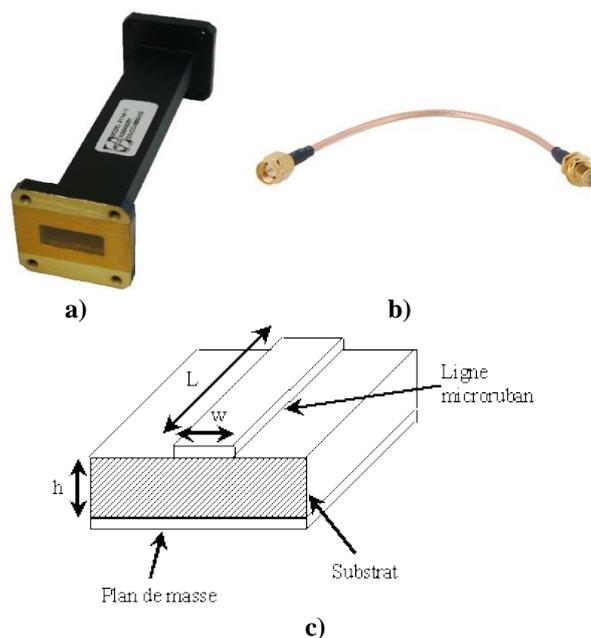


Figure I-1 : a) Guide d'onde b) Cable Coaxial c) ligne microruban

Les antennes sont des structures qui permettent de recevoir et de transmettre les ondes électromagnétiques. Elles assurent la transition entre l'onde guidée et l'onde transmise dans l'espace libre. Lorsque l'antenne permet à l'énergie électromagnétique de rayonner d'un milieu guidé à l'espace libre, l'antenne est dite *émettrice*. Dans le cas inverse l'antenne est dite *réceptrice*. Toutefois, les antennes respectent le principe de réciprocité [I-1]. Il est possible de déduire les caractéristiques d'une antenne en réception en caractérisant ses performances en émission et vice versa.

La caractérisation d'une antenne se fait à l'aide de plusieurs paramètres qui sont contrôlés en fonction de la fréquence. La définition de ces paramètres est standardisée par la norme IEEE qui fait autorité dans le domaine des télécommunications. Il est possible de distinguer trois grands paramètres qui sont décrits ci-dessous.

II.2. Coefficient de réflexion

Comme il a été dit précédemment l'antenne assure la transition d'une onde électromagnétique d'un milieu guidé à l'espace libre et inversement. Cette transition doit s'effectuer de la manière la moins brutale possible. En effet il est souhaitable que le maximum d'énergie électromagnétique envoyée depuis la source, parvienne à l'antenne afin d'être rayonnée dans l'espace libre. Pour cela la partie guidée doit être conçue avec soin, pour éviter que l'onde électromagnétique soit réfléchi par des discontinuités trop brusques aux fréquences de fonctionnement de l'antenne. Si c'est le cas, l'énergie sera réfléchi vers la source, des interférences destructives seront susceptibles d'intervenir et une onde dite *stationnaire* s'établira dans le milieu guidé. Ce milieu devient un élément de stockage de l'énergie électromagnétique et n'assure plus son rôle de propagation [I-1].

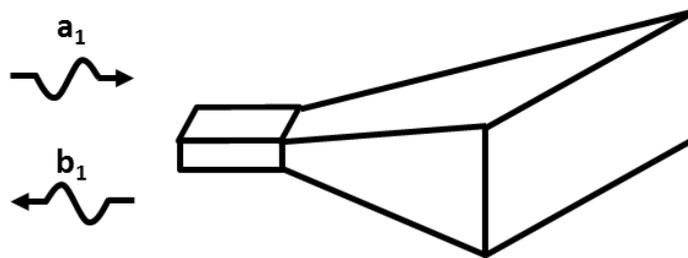


Figure I-2: Illustration du coefficient de réflexion en entrée d'une antenne

Pour mesurer ces retours d'énergie vers la source, le coefficient de réflexion est calculé en fonction de la fréquence. Le coefficient de réflexion est le rapport entre l'onde réfléchi b_1 et l'onde incidente (ou rentrante) a_1 (Figure I-2). Il est couramment noté Γ ou S_{11} . Il est très souvent exprimé en décibel (dB). Nous rappelons le lien entre une grandeur exprimée en décibel et celle exprimée en grandeur naturelle dans l'équation (I-1):

$$S_{11_{dB}} = 20 \times \log_{10}(|S_{11}|) \quad (I-1)$$

Le module du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne peut être directement relié à l'impédance en entrée de l'antenne Z_e par l'équation (I-2) :

$$|S_{11}| = \frac{|Z_e - Z_c|}{|Z_e + Z_c|} \quad (I-2)$$

où Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission d'amenée. L'impédance en entrée de l'antenne se présente sous la forme d'une impédance complexe dépendante de la fréquence (équation (I-3)).

$$Z_e = R_e + iX_e \quad (I-3)$$

La partie réelle modélise l'énergie dissipée dans le conducteur et le diélectrique constituant l'antenne ainsi que l'énergie rayonnée.

Le coefficient de réflexion est un paramètre important car il permet de définir d'autres notions importantes à la caractérisation des antennes. En effet, avec le coefficient de réflexion, il est possible de définir la notion d'adaptation et la bande de fréquence dans laquelle l'antenne présente un coefficient de réflexion inférieur à un certain niveau. Dans cette thèse ce niveau est fixé à -10dB. La bande de fréquence sur laquelle l'antenne est adaptée, est appelée *bande passante*. Cette bande passante est définie à partir de la fréquence de fonctionnement minimale f_{min} et la fréquence de fonctionnement maximale f_{max} . Les fréquences minimale et maximale sont respectivement la première et la dernière fréquence pour laquelle l'antenne est adaptée. La fréquence centrale de fonctionnement f_0 est définie alors par l'équation (I-4)

$$f_0 = \frac{f_{min} + f_{max}}{2} \quad (I-4)$$

Pour les antennes bande étroite la bande passante est généralement exprimée en relatif par rapport à la fréquence centrale (équation (I-5)) :

$$BP (\%) = 100 \times \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad (I-5)$$

Pour les antennes plus large bande une autre manière d'exprimer la bande passante est donnée en équation (I-6):

$$BP = \frac{f_{max}}{f_{min}} : 1 \quad (I-6)$$

Nous parlons d'antenne ayant une bande passante égale à l'octave lorsque le rapport entre f_{max} et f_{min} est égal à 2 (BP=2 :1 ou 67%) ou égale à la décade lorsque ce rapport est égal à 10 (BP=10 :1 ou 160%).

En électromagnétisme les longueurs électriques des objets étudiés varient en fonction de la fréquence. A chaque fréquence f il est possible d'associer une longueur d'onde λ à l'aide de l'équation (I-7) :

$$f = \frac{c}{\lambda} \quad (I-7)$$

où c est la célérité de la lumière dans le vide.

Les dimensions physiques des objets étudiés peuvent être données en relatif par rapport à la longueur d'onde associée à une fréquence. En général les longueurs électriques sont données par rapport à la fréquence centrale f_0 . Dans le cas des antennes ULB, ce rapport est donné généralement en utilisant la longueur d'onde associée à la fréquence basse de fonctionnement f_{min} . Cette fréquence est associée à la dimension la plus importante de l'antenne.

II.3. Diagramme de rayonnement

La densité de puissance rayonnée par une antenne est répartie dans l'espace autour de celle-ci en fonction de sa géométrie et de son adaptation. Les diagrammes de rayonnement sont utilisés pour représenter graphiquement cette répartition. Ils sont donnés en «zone lointaine» et généralement dans un repère en coordonnées polaires (Figure I-3). Le champ électromagnétique est considéré en zone lointaine si la distance entre le point où il est calculé et l'antenne respecte la condition donnée en équation (I-8). Les diagrammes peuvent être représentés sur des figures en 2D (polaire ou cartésien) ou en 3D (Figure I-4).

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \tag{I-8}$$

où D est la dimension la plus grande de l'antenne et λ la longueur d'onde associée à la fréquence de fonctionnement de l'antenne.

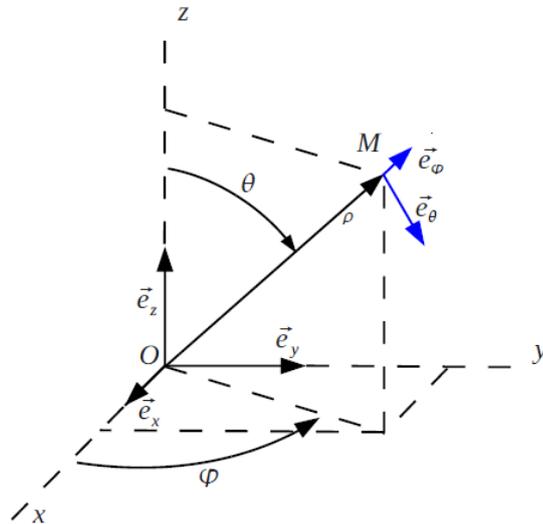


Figure I-3: Repère en coordonnées sphériques pour le calcul du champ rayonné en zone lointaine

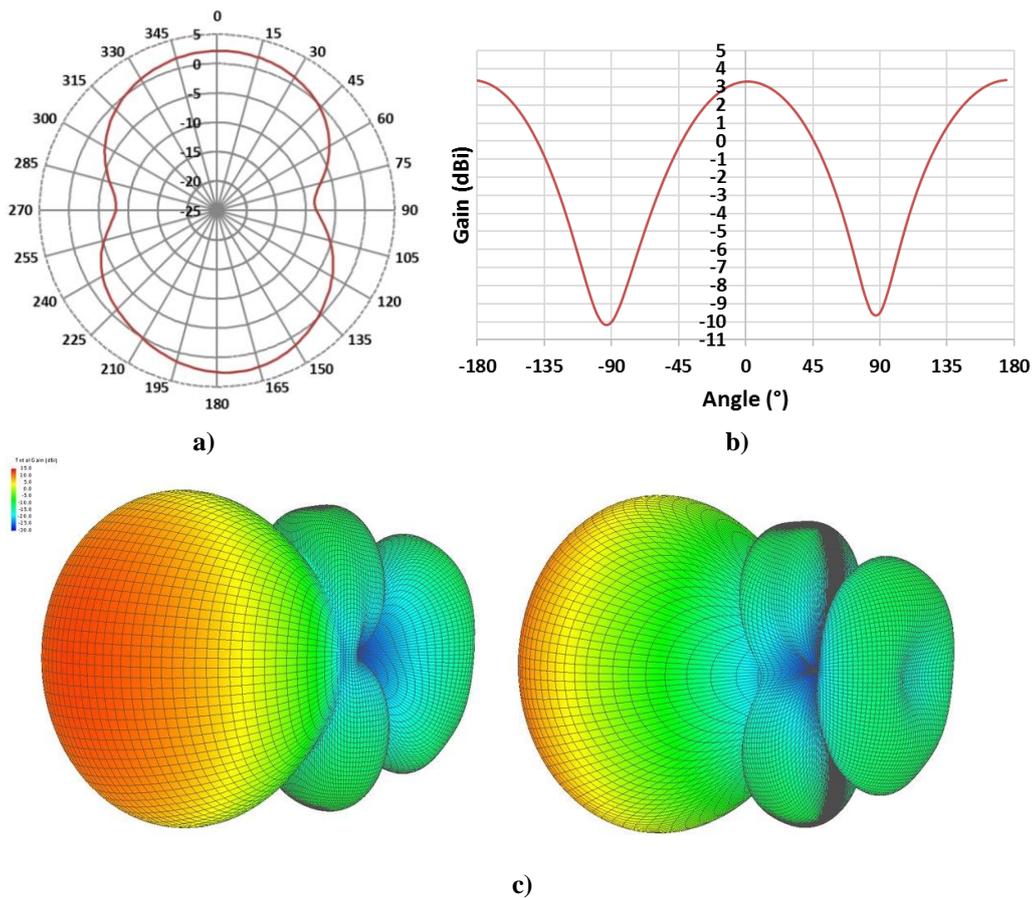


Figure I-4: Différents types de représentation des diagrammes de rayonnement
a) 2D polaire b) 2D cartésien c) 3D

Sur ces diagrammes il est possible de préciser plusieurs paramètres permettant d'évaluer les performances en rayonnement de l'antenne :

- La directivité D de l'antenne, à savoir le rapport entre l'intensité de rayonnement dans une direction donnée et l'intensité de rayonnement U_0 d'une antenne isotrope rayonnant la même puissance que l'antenne étudiée [I-2]. L'intensité de rayonnement U_0 se calcule en divisant par 4π la puissance totale rayonnée.
- Le gain G de l'antenne, à savoir le produit de la directivité par l'efficacité due aux pertes conductrices et diélectriques. Cette définition est celle donnée par IEEE. Cependant la définition de ce gain ne prend pas en compte l'adaptation en entrée de l'antenne. Dans ce manuscrit les valeurs de gain données prendront en compte l'adaptation de l'antenne. Ainsi :

$$G = \varepsilon \times D \quad (\text{I-9})$$

où ε désigne l'efficacité de l'antenne due aux pertes conductrices, diélectriques et par désadaptation d'impédance.

Parmi la multitude de diagrammes possibles, trois types de diagramme peuvent être identifiés :

- Le diagramme dit *isotropique* si le diagramme de rayonnement de l'antenne est une sphère. En pratique l'antenne isotrope parfaite n'existe pas.
- Les diagrammes dits *omnidirectionnels* pour lesquels le rayonnement s'effectue dans de manière isotrope mais dans un seul plan de l'espace. Il existe des directions dans lesquelles l'antenne rayonne avec moins d'énergie. Pour certaines antennes omnidirectionnelles il existe des directions dans lesquelles l'antenne ne rayonne pas. Ces directions sont dites *aveugles* (Figure I-5 a).
- Les diagrammes dits *directifs* où la plus grande partie de la puissance rayonnée est concentrée dans un lobe appelé *lobe principal* (Figure I-5 b). Le reste de la puissance est distribuée dans de multiples lobes.

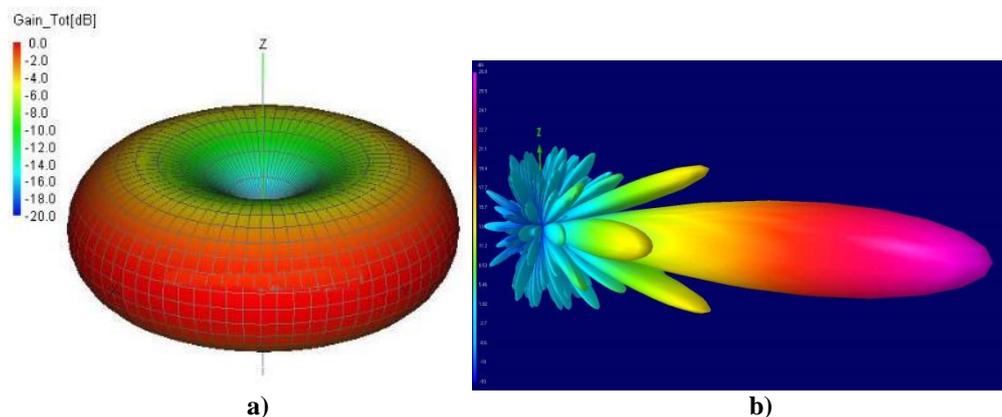


Figure I-5: a) Diagramme dit « omnidirectionnel » dans le plan xOy et b) Diagramme dit « directif »

II.4. Polarisation

Une onde électromagnétique est caractérisée par sa direction de propagation, son amplitude et sa direction dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation. Ces paramètres dépendent du temps. L'évolution en fonction du temps de la direction de cette onde permet de définir la polarisation de l'antenne dans une direction de propagation donnée. Nous distinguons trois grands types de polarisation :

- La polarisation linéaire
- La polarisation circulaire
- La polarisation elliptique

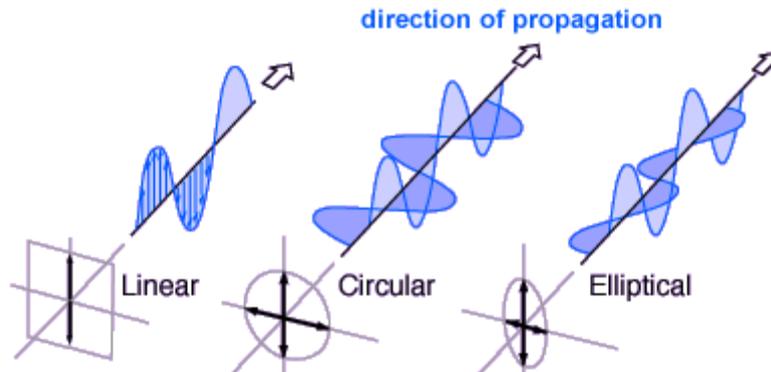


Figure I-6: Différents types de polarisation [I-4]

Les polarisations linéaires et circulaires sont des cas particuliers de la polarisation elliptique. En tout point de la sphère d'observation, il est possible d'observer deux polarisations orthogonales. Nous parlons alors de co-polarisation pour la polarisation principale et cross-polarisation pour la polarisation orthogonale. Dans le cas de la polarisation linéaire, la co-polarisation est le plan formé par la direction de propagation et celle du champ électrique de l'antenne et la cross-polarisation celui formé par la direction de propagation et celle du champ magnétique de l'antenne. Dans les cas des polarisations circulaire et elliptique nous parlons de polarisation circulaire/elliptique *gauche* et *droite*. La polarisation est dite *droite* lorsque la direction du vecteur champ électrique se déplace dans le sens horaire. Elle est dite *gauche* si le vecteur se déplace dans le sens trigonométrique.

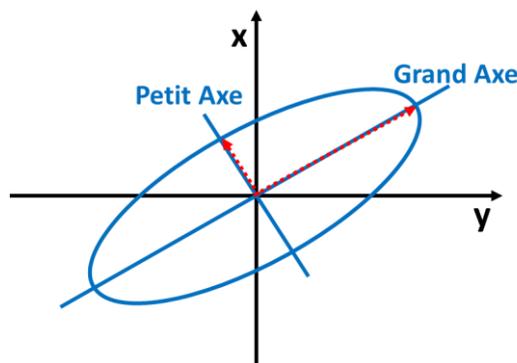


Figure I-7: Eclipse de polarisation et définition du petit et du grand axe de l'ellipse

De manière concrète, les polarisations ne sont jamais parfaitement linéaires ou circulaires. Pour évaluer la pureté des polarisations, le Taux d'Ellipticité (TE) est calculé. Le taux d'ellipticité est le rapport entre l'amplitude du champ électrique sur le grand axe de l'ellipse et de celle sur le petit axe de l'ellipse (cf. Figure I-7). Ainsi lorsque ce rapport tend vers 1 la polarisation de l'antenne se rapproche d'une polarisation circulaire parfaite. Inversement, si ce rapport tend vers l'infini la polarisation est pratiquement linéaire.

III. Antennes Ultra Large Bande (ULB)

III.1. Technologie ULB

Face à un spectre fréquentiel de plus en plus encombré et des demandes en débit de plus en plus fortes de la part des utilisateurs, la technologie ULB a connu un engouement certain ces dernières années. En effet, cette technologie a l'avantage de permettre la transmission de très grands volumes de données avec une faible densité spectrale de puissance. Les transmissions ULB se font sur des fréquences déjà allouées à d'autres applications. Pour éviter des interférences entre communications sans fil, il est nécessaire que la puissance des signaux ULB soit plus faible que celles des signaux utilisés dans des services déjà existants. La faible densité de puissance des transmissions ULB permet donc leur coexistence avec celles des services déjà existants. Cette faible puissance rend les signaux ULB plus difficiles à intercepter et les communications plus sécurisées. Son utilisation est très développée dans les domaines du radar, de la géolocalisation ou bien de l'observation du spectre (radio télescope), mais aussi pour les réseaux sans fil personnels (Wireless Personal Area Network WPAN).

L'engouement suscité par cette technologie a été possible grâce à deux événements. Jusqu'en 1994, la technologie était essentiellement cantonnée aux applications de défense. Avec la levée de la confidentialité sur ces travaux, les industriels et la recherche ont pu effectuer des recherches importantes sur le sujet. En 2002 l'organisme de régulation des systèmes de communications des États-Unis, la *Federal Communications Commission (FCC)*, autorise l'utilisation sans licence aux USA de la bande de fréquence de 3.1 à 10.6GHz, ce qui a donné un souffle supplémentaire aux activités de recherche et de développement. Cette allocation offre de la flexibilité car la réglementation n'impose pas de technique particulière de transmission à la différence des standards existants actuellement.

Les systèmes antennaires définis comme ULB par la FCC sont ceux qui possèdent une bande passante de plus de 20% en relatif.

III.2. Antennes indépendantes de la fréquence

III.2.1. Définition

Les antennes connues de la littérature qui permettent d'atteindre facilement les bandes passantes des applications ULB sont les antennes indépendantes de la fréquence. D'autres antennes possèdent la bande passante requise pour les applications ULB mais la famille des antennes indépendantes de la fréquence est la famille d'antennes qui permet d'atteindre facilement la décade. Or pour les applications visées dans le cadre de cette thèse, les antennes doivent avoir une bande passante d'au moins une décade. Ces antennes ont théoriquement des performances indépendantes de la fréquence, c'est-à-dire que leur impédance d'entrée, leur pureté de polarisation et leur diagramme de rayonnement ne dépendent pas de la fréquence. La réalisation de ces antennes repose sur le principe suivant : lorsque les dimensions d'une antenne sont augmentées d'un facteur K la fréquence de fonctionnement de l'antenne diminue d'un facteur K et les performances de l'antenne restent inchangées à cette fréquence. Ainsi, si une antenne est créée par une transformation géométrique continue d'un élément initial, les dimensions électriques de l'antenne sont égales à toutes les longueurs d'onde et les propriétés de l'antenne sont identiques à toutes les fréquences. Les antennes indépendantes de la fréquence ne peuvent donc être réalisées qu'à partir d'éléments qui peuvent subir une homothétie. La structure de ces antennes doit être définie par des angles et elle est, en théorie, infinie.

Toutefois C. Balanis [I-1] rajoute une autre condition : il exclut de cette définition toute antenne dont la distribution de courant ne décroît pas lorsque la distance avec le point d'alimentation de l'antenne augmente. En effet, à mesure que le courant s'étend le long de la

structure, il est rayonné. A mesure que l'énergie est rayonnée, l'amplitude du courant diminue jusqu'à devenir trop faible pour permettre à l'antenne de fonctionner. La structure peut être alors tronquée tout en continuant à être considérée comme infinie. Cette troncature de la structure définit alors la fréquence basse de fonctionnement.

La suite de cette partie se concentre sur la présentation des antennes indépendantes de la fréquence les plus connues. Ces antennes sont regroupées en cinq grandes familles données ci-dessous. Sauf mention contraire la longueur d'onde λ est celle associée à la fréquence basse de fonctionnement des antennes présentées.

III.2.2. Antenne dite « log-périodique »

Le concept d'antenne log-périodique a été introduit par Duhamel et Isbell en 1958 [I-5]. Ce type d'antenne est conçu à l'aide de deux paramètres : le taux de périodicité τ et l'angle α . Le taux de périodicité est le rapport de la distance entre deux éléments rayonnants (R_n et R_{n+1} cf. Figure I-8) ou le rapport des fréquences de deux éléments rayonnants adjacents. La périodicité des éléments s'effectue en $\ln(\tau)$, d'où le nom donné à ces antennes. Plus ce taux se rapproche de 1, plus l'antenne peut être considérée comme indépendante en fréquence. La dimension maximale des antennes log-périodique est égale à $\lambda/2$. L'angle α (défini en Figure I-8) définit la longueur maximale et minimale des éléments rayonnants de l'antenne. La directivité de l'antenne peut être augmentée avec la diminution de α et l'augmentation de τ . L'antenne est alimentée en son centre par une ligne bifilaire d'impédance caractéristique de 50 Ohms. Le comportement de ces antennes est dispersif, leur centre de phase se déplaçant en fonction de la fréquence.

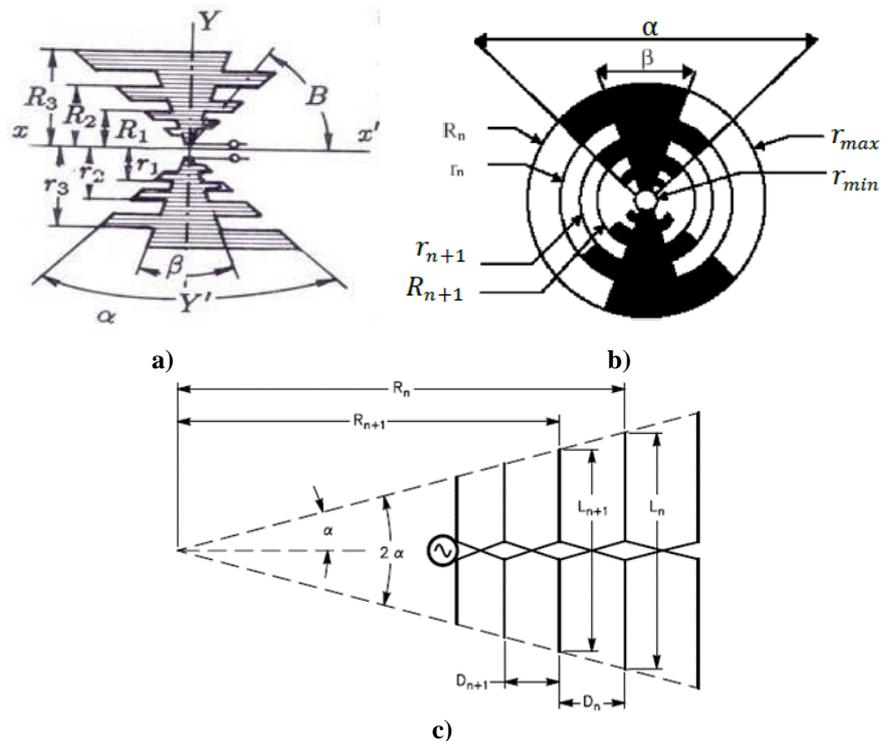


Figure I-8: a) Antenne log-périodique trapézoïdale b) Antenne log-périodique circulaire
 c) Antenne dipôle log-périodique [I-5]

Les antennes log-périodique sont constituées d'éléments rayonnants dont les dimensions se déduisent les unes des autres par des homothéties de rapport τ . La longueur de ces éléments le long de l'antenne est définie par les deux angles α et β présentés en Figure I-8. La largeur et la position des éléments se déduisent du rapport $\frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n} = \tau$. La taille des éléments est égale

à $\lambda/4$. A chaque élément est donc associée une fréquence pour laquelle le rayonnement s'effectue. La dimension du plus grand élément définit donc la fréquence basse de fonctionnement. Cette dimension fixe l'encombrement maximale de l'antenne. La dimension du plus petit élément définit la fréquence haute de la bande passante.

Le rayonnement de cette antenne s'effectue de manière bidirectionnelle par rapport au plan de l'antenne. La polarisation est linéaire suivant la direction des dents de l'antenne.

Dans le cas de l'antenne dipôle log-périodique l'angle β est nul, ses éléments rayonnants sont de simples dipôles demi-onde à diamètre constant et son rayonnement est omnidirectionnel dans le demi-espace contenant l'antenne.

III.2.3. Antenne dite « spirale »

III.2.3.a) Antenne spirale logarithmique

L'antenne spirale logarithmique est présentée par John Dyson en 1959 [I-6]. L'antenne est constituée de deux brins, les équations suivantes permettent de définir les brins d'un bras de la spirale :

$$r_1(\theta) = r_0 e^{a\theta} \quad (\text{I-10})$$

$$r_2(\theta) = r_0 e^{a(\theta-\theta_0)} \quad (\text{I-11})$$

avec r_0 le rayon minimal de la spirale et a le taux d'accroissement de la spirale.

Où $a = \frac{\ln\left(\frac{R_{max}}{r_0}\right)}{2\pi N}$ avec N le nombre de tour de la spirale et $\theta_0 = \frac{\pi}{N_b}$.

Le deuxième bras de la spirale se déduit par une rotation de 180° du premier. C'est une antenne qui est exclusivement définie par des angles, elle fait donc bien partie des antennes indépendantes de la fréquence. Son rayon extérieur théorique est égal à λ/π .



Figure I-9: Antenne log-spiral sur cavité [I-7]

La largeur des brins est proportionnelle à la longueur du bras. C'est pourquoi la largeur augmente à mesure que nous nous éloignons de l'alimentation de l'antenne située au centre de la spirale. L'augmentation de la largeur du bras avec celle de la distance à la source permet à l'antenne d'avoir une impédance constante et indépendante de la fréquence. Toutefois la géométrie des brins rend l'antenne encombrante. Le nombre de tour des bras par unité de surface est limité.

La bande passante atteint cependant facilement plusieurs octaves voire même la décade. Elle est limitée, en haute fréquence, par l'espacement au centre des deux brins et en basse fréquence par la longueur maximale des brins de la spirale. En effet, le courant décroît jusqu'à devenir négligeable à mesure que la distance avec le point d'alimentation augmente. Ceci est

dû également au fait que la plupart de l'énergie est rayonnée au bout d'une longueur égale à la longueur d'onde, elle est fortement atténuée au-delà.

Le rayonnement de l'antenne se fait dans les deux directions normales au plan de l'antenne en polarisation circulaire. La polarisation gauche s'effectue d'un côté du plan formé par l'antenne et la droite du côté opposé. L'antenne n'a pas un gain très élevé, de l'ordre de 4dB. Son diagramme de rayonnement est proche de celui d'un dipôle. L'antenne est relativement dispersive. En effet l'intensité du courant diminue avec l'augmentation de la distance à la source et aux pertes conductrices dans le métal. L'efficacité de rayonnement n'est pas la même en tout point de la spirale ce qui revient à dire qu'elle dépend de la fréquence. Aux basses fréquences l'antenne présente moins de gain qu'aux hautes fréquences.

De manière générale, les antennes spirales doivent être alimentées par un signal symétrique en leur centre. La plupart des antennes sont alimentées par un câble coaxial dont l'impédance caractéristique est de 50Ω . L'utilisation d'un connecteur SMA n'est pas forcément recommandée pour les spirales. Ce dernier ne permet pas d'offrir une alimentation différentielle stable et ne présente pas la même impédance que celle de la spirale. Pour cela il est nécessaire d'utiliser un symétriseur ou BalUn (Balanced-Unbalanced). Le balun permet :

- d'apporter l'alimentation différentielle nécessaire à l'antenne sur sa bande passante.
- d'effectuer une transformation d'impédance. En effet la valeur de l'impédance d'entrée de ces spirales n'est en général pas de 50Ω . Elle peut être estimée théoriquement à l'aide du principe de Babinet.

Selon ce principe si une antenne à fente et son complémentaire avec pour impédances respectives Z_{fente} et Z_{metal} sont plongés dans un milieu ayant une impédance intrinsèque Z_0 alors ces impédances sont reliées par l'équation (I-12) [I-1] :

$$Z_{metal} \times Z_{fente} = \frac{(120\pi)^2}{4} \quad (I-12)$$

L'impédance d'onde dans le milieu considéré ici est égale à 120π . Pour une spirale auto-complémentaire, c'est-à-dire pour un espacement entre brins égal à la largeur des brins, l'impédance de l'antenne est alors estimée à $60\pi \Omega$ soit environ 188Ω .

III.2.3.b) Spirale d'Archimède

Le principe de fonctionnement de la spirale d'Archimède est présenté pour la première fois par J.A Kaiser en 1960 [I-8]. Cette antenne est constituée de deux spirales de largeur constante imbriquées l'une dans l'autre et ayant la même origine. Les équations des brins sont données par les équations suivantes :

$$r_1(\theta) = r_0 + a\theta \quad (I-13)$$

$$r_2(\theta) = r_0 + w + a\theta \quad (I-14)$$

avec r_0 le rayon minimal de la spirale, a le taux d'accroissement de la spirale et w la largeur du brin de la spirale. Finalement $a = \frac{R_{max} - r_0 - w}{2\pi N}$ avec N le nombre de tours de la spirale. Les équations nous montrent que cette antenne n'est pas uniquement définie par des angles. Elle s'éloigne donc de la définition d'antenne indépendante de la fréquence. Son rayon extérieur théorique est égal à λ/π .

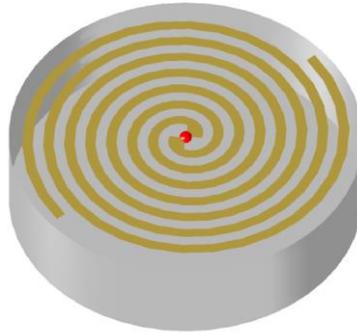


Figure I-10: Antenne spirale d'Archimède sur cavité [I-7]

La bande passante est limitée par les dimensions extrêmes de la spirale. Le périmètre associé au rayon intérieur de l'antenne correspond à la longueur d'onde de la fréquence maximale de fonctionnement et celui associé au rayon extérieur à celle de la fréquence basse de fonctionnement. La bande passante de cette antenne est très large et dépasse l'octave. Sa conception auto-complémentaire fait que son impédance d'entrée est en théorie de 188Ω . En pratique en fonction du substrat sur lequel la spirale est réalisée, l'impédance peut se situer entre 120Ω et 200Ω .

Chaque point des brins de la spirale est défini par un rayon r et un angle θ . A chaque point il est possible de définir un cercle de rayon r et de périmètre P . A une fréquence de la bande passante donnée, le lieu où l'énergie de l'antenne est rayonnée est le cercle de rayon r dont le périmètre P coïncide avec la longueur d'onde λ de la fréquence. Le rayonnement ne se fait plus comme sur les spirales présentées précédemment sur le bras à une distance de l'alimentation égale à longueur d'onde. Sa structure se rapproche plus d'une structure périodique qu'une structure linéaire. En effet, le module du rayon augmente avec un pas de $2\pi a$ à chaque tour, où a est le coefficient d'expansion de la spirale.

Le rayonnement de l'antenne s'effectue dans les deux directions normales au plan de l'antenne suivant une polarisation circulaire. La polarisation gauche rayonne d'un côté du plan de l'antenne et la droite de l'autre. Comme l'antenne spirale logarithmique, l'antenne n'est pas très directive. Elle a l'avantage d'avoir une impédance relativement stable sur toute sa bande passante. La zone de rayonnement à une fréquence donnée se trouve sur le cercle de rayon λ/π .

III.2.3.c) Antenne conique

Le fonctionnement et la conception de l'antenne conique sont présentés par John D Dyson en 1965 [I-9]. Cette antenne est constituée d'un cône de diélectrique sur lequel reposent deux spirales de métal s'enroulant sur le cône. Cette antenne peut être vue comme une version 3D de la spirale logarithmique. Les équations des brins d'un bras de la spirale sont données par les équations suivantes :

$$r_1(\varphi) = r_0 e^{b\varphi} \quad (\text{I-15})$$

$$r_2(\varphi) = r_0 e^{b(\varphi-\varphi_0)} \quad (\text{I-16})$$

avec $b = a \times \sin(\theta_0)$ et θ_0 le demi angle au sommet du cône.

Ainsi, l'antenne conique est une structure entièrement définie par des angles, c'est donc une antenne indépendante de la fréquence. Sa dimension théorique est égale à λ/π .

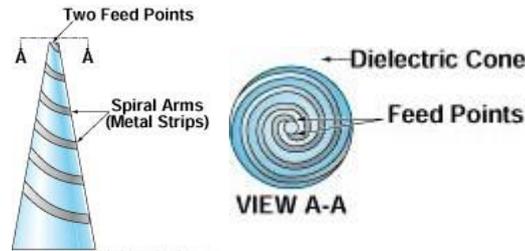


Figure I-11: Antenne conique [I-9]

Les limites de la bande passante sont définies par les rayons minimal et maximal du cône. Son impédance d'entrée a l'avantage d'être relativement stable sur toute la bande passante de l'antenne. Le rayonnement pour chaque fréquence de la bande passante s'effectue sur la partie du brin située à une longueur d'onde de la source. Cependant l'origine des phases a tendance à ne pas rester fixe en fonction de la fréquence. Le centre de phase se déplace le long de l'axe du cône.

Le diagramme de l'antenne est plutôt unidirectionnel suivant le sommet du cône et son maximum est suivant son axe. Elle est plus directive que l'antenne log-spiral plane. La polarisation de cette antenne est circulaire sur l'ensemble de la bande passante.

III.2.4. Antenne spirale « sinueuse »

Cette antenne est une combinaison des structures des antennes log-spirale et log-périodique circulaire. La structure est proposée dans un brevet déposé par Duhamel en 1985 [I-10]. Elle permet d'avoir une double polarisation et de garder une impédance constante sur toute la gamme de fréquence. Comme pour les antennes spirales auto complémentaires, la valeur de son impédance d'entrée est d'environ 188Ω et sa longueur électrique théorique est de λ/π .

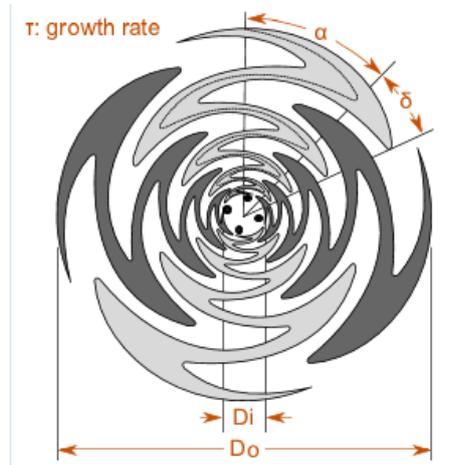


Figure I-12: Antenne spirale "sinueuse" [I-10]

Elle est composée de 4 bras. Chaque bras est composé de p-cellules. Chaque cellule du bras s'étend sur un angle d'ouverture α . L'angle δ détermine la largeur des angles de chaque bras. Cet angle permet de contrôler l'impédance d'entrée de la spirale. La distance radiale entre chaque cellule dépend du rapport τ défini pour les paramètres α et τ présentés en Figure I-12. Les fréquences limitantes liées à la structure se déduisent de la formule suivante :

$$D_o \times (\alpha + \delta) = \frac{\lambda}{2} \quad (I-17)$$

La zone de rayonnement de l'antenne se situe dans les sommets de la forme sinusoïdale. Les performances de l'antenne dépendent d'un compromis sur le choix des paramètres α et τ . En effet, si α est grand et τ est petit, l'antenne sera plus compacte et constituée de peu d'éléments.

Dans le cas inverse, l'antenne contiendra beaucoup plus d'éléments et aura un comportement plus linéaire. Toutefois, il est possible d'obtenir facilement une polarisation circulaire en alimentant l'antenne à l'aide d'un coupleur.

Comme les différentes spirales présentées dans cette partie, la bande passante est limitée, aux hautes fréquences, par le diamètre intérieur (D_i cf. Figure I-12) et aux basses fréquences par le diamètre extérieur (D_o). Le diagramme de rayonnement de l'antenne est bidirectionnel.

III.2.5. Antennes triangulaires

III.2.5.a) Antenne biconique

Le fonctionnement de cette antenne est expliqué pour la première fois par Carter en 1939 [I-11]. Elle est constituée de deux cônes métalliques, dont les sommets se font face et partent à l'infini. Ces cônes sont caractérisés par leur angle d'ouverture α . La différence de potentiel entre les sommets permet de générer des courants de surface le long du cône qui engendrent des ondes sphériques entre les cônes.

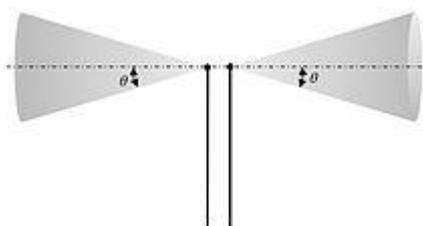


Figure I-13: Antenne biconique [I-11]

En pratique ces cônes sont tronqués et une partie de l'énergie électromagnétique incidente est réfléchi au bout des cônes. Ce retour d'énergie à la source entraîne une désadaptation de l'antenne. Les cônes peuvent être alors vus comme des lignes de transmission terminées par une charge. La dimension maximale de l'antenne définit alors la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne. Cette dimension est égale à $\lambda/4$ à la fréquence basse. La taille totale de l'antenne est donc égale à $\lambda/2$.

La bande passante de cette antenne peut atteindre 120% à 150%. Le diagramme de rayonnement est dipolaire et omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire aux axes des cônes.

III.2.5.b) Antenne bow-tie [I-12]

Cette antenne est la version plane de l'antenne biconique. Elle présente l'avantage d'être légère, simple géométriquement, peu coûteuse à réaliser et compacte ; néanmoins, la bande passante est inférieure à sa version volumique et la variation de son impédance d'entrée est plus importante. Ces inconvénients s'expliquent par le fait que la *bow-tie* est une version tronquée de l'antenne biconique. La longueur électrique des antennes *bow-tie* est d'environ $\lambda/2$.

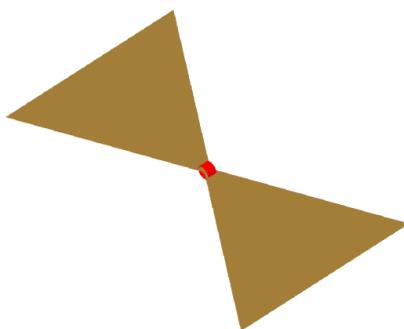


Figure I-14: Antenne *bow-tie* [I-7]

De même que l'antenne biconique est constituée de deux cônes qui se font face, l'antenne *bow-tie* est constituée de deux triangles. Ses propriétés reposent essentiellement sur l'angle d'ouverture α des sommets des deux triangles. Sa bande passante est toutefois large car il est possible de dépasser 100% de bande passante. Le rayonnement est celui d'un dipôle ; il est omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire à l'antenne.

III.2.5.c) Antenne monopole triangulaire

Le monopole triangulaire est composé d'un triangle plan avec un angle d'ouverture α perpendiculaire à un plan de masse. Comme pour d'autres antennes à angle d'ouverture (antennes biconique et *bow-tie*), l'angle α donne un degré de liberté pour définir les caractéristiques de l'antenne. Il influe principalement sur l'adaptation et la longueur effective de l'antenne. Si l'angle α est élevé l'adaptation aux basses fréquences est bonne. Pour des angles élevés la hauteur effective de l'antenne tend vers $\lambda/6$. L'impédance d'entrée de l'antenne est intrinsèquement plus élevée que l'antenne biconique. Elle peut être vue comme une version planaire de cette dernière. Il est possible de diminuer l'impédance d'entrée avec l'augmentation de α . Il est donc intéressant de privilégier les angles élevés dans la conception de cette antenne.

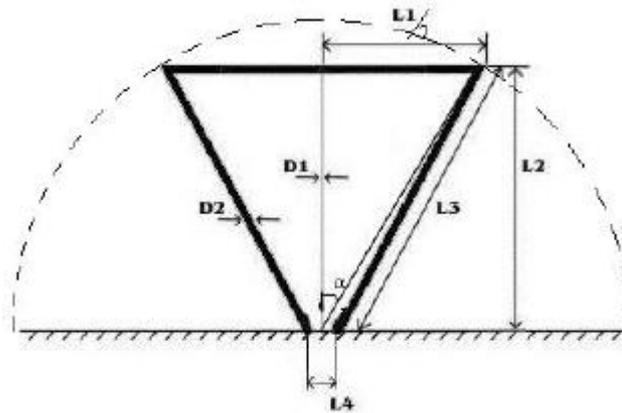


Figure I-15: Antenne monopole triangulaire

La bande passante est comprise entre 80% et 120%, ce qui est suffisant pour les applications ULB ; toutefois, cela reste inférieur à la bande du monopole circulaire. Le diagramme de rayonnement en azimut est quasi omnidirectionnel.

Pour améliorer la bande passante du monopole triangulaire, le monopole circulaire est proposé pour la première fois par Satoshi *et al.* en 1992 [I-13]. L'année suivante, Hammoud *et al.* proposent une méthode pour améliorer la bande passante et atteindre la décade [I-14]. L'antenne est constituée d'un disque plan perpendiculaire à un plan de masse. La dimension du plan de masse doit être inférieure à une demi-longueur d'onde de la fréquence basse de la bande passante. La hauteur du disque est égale à $\lambda/4$. La hauteur entre le plan de masse et le disque est le paramètre ayant le plus d'impact sur l'adaptation en basse fréquence de l'antenne.

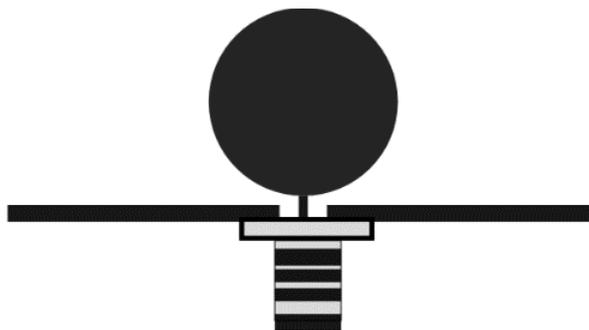


Figure I-16: Antenne monopole circulaire [I-14]

La bande passante de l'antenne atteint la décade (160%). Son diagramme de rayonnement en azimut est quasi omnidirectionnel, tout en privilégiant le demi-plan contenant le disque en élévation.

III.2.6. Antenne monopole imprimée

Le but des antennes monopoles imprimées est de garder les performances des antennes monopoles avec les avantages des antennes imprimées. C'est-à-dire avoir des structures compactes, légères, moins couteuses et sont plus faciles à réaliser. La technologie imprimée permet d'alimenter les antennes grâce à des lignes coplanaires ou microruban. Il est possible ainsi d'avoir l'antenne sur le même support que l'alimentation. Enfin, l'impédance d'entrée est divisée par deux ce qui permet de garder des systèmes faciles à adapter.

La technologie imprimée permet aussi d'avoir plus de liberté sur la forme géométrique des monopoles et de leur plan de masse. Cela permet d'ajouter des paramètres de conception afin de contrôler la directivité (Figure I-17 a), la bande passante ou l'encombrement de l'antenne (Figure I-17 b).

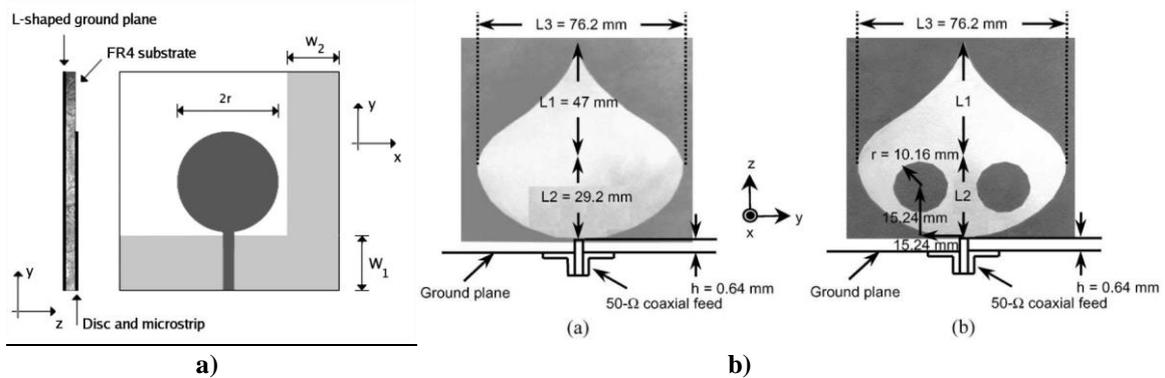


Figure I-17 : Exemple de monopole : a) Monopole avec un plan de masse en L pour rendre l'antenne directive [I-15]

b) Antenne « Planar Inverted Cone Antenna » (PICA) [I-16]

L'utilisation de la technologie imprimée avec les monopoles permet donc d'adapter la conception d'antennes à large bande en fonction du besoin. Toutefois, il existe peu de monopoles imprimés qui permettent d'atteindre facilement la décade tout en gardant des performances en rayonnement stable. En 2010, Tran *et al.* [I-17] proposent un monopole « super » large bande dont le schéma de conception complet est présenté Figure I-18.

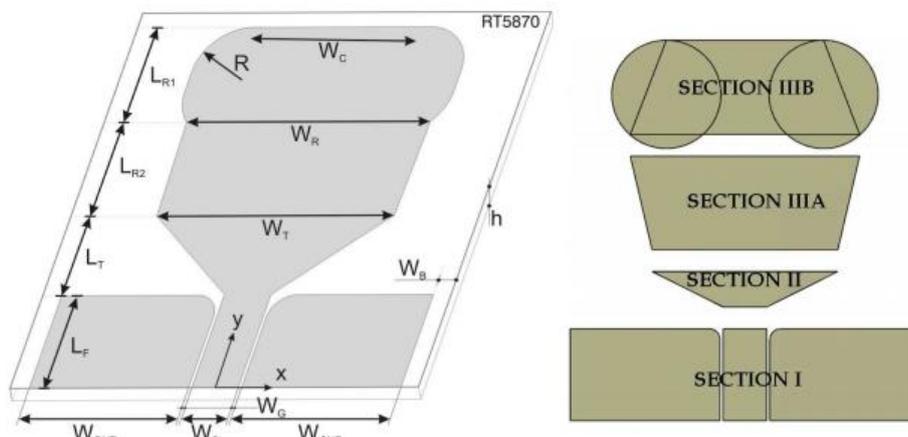


Figure I-18 : Monopole imprimé « super » large bande [I-17]

L'antenne est une mise en cascade de trois sections. La première est l'alimentation de l'antenne qui est réalisée par une ligne coplanaire. La deuxième est une zone de transition entre

l'alimentation et l'élément rayonnant constituant la dernière partie de l'antenne. L'élément rayonnant est divisé en deux parties A et B. La partie A est celle qui permet en grande partie à l'antenne d'être adaptée sur sa « super » bande passante. La partie B vient contribuer grâce aux deux cercles à droite de la Figure I-18 à la stabilité des performances en rayonnement de l'antenne. Après un long travail d'optimisation des paramètres de l'antenne, les auteurs obtiennent un monopole d'une longueur classique de $\lambda/4$ ayant une bande passante de 30 : 1.

III.2.7. Antennes à transition progressive

Les antennes à transition progressive sont des antennes qui sont vues comme des transformateurs d'impédance. En effet, l'objectif de ces antennes est de passer de l'impédance caractéristique de la structure guidée, en général 50Ω , à l'impédance en espace libre, $120\pi\Omega$. Une fois cette impédance atteinte, l'onde guidée se met à rayonner. L'avantage de ces structures est qu'elle ne présente pas de structures résonnantes et qu'elles sont facilement imprimables sur substrat. Toutefois, la transformation d'impédance s'effectue sur une longueur importante égale à $\lambda/2$. L'antenne la plus connue de cette catégorie est l'antenne Vivaldi proposée en 1979 par Gibson [I-18]. La transition entre le milieu guidé et rayonné se fait suivant une courbe exponentielle. L'antenne présentée en Figure I-19 est la version dite antipodale de l'antenne Vivaldi. Cette version améliorée de l'antenne Vivaldi est présentée en 1988 par Gazit [I-19]. L'amélioration se concentre sur la conception de l'alimentation de l'antenne qui met en place une transition d'une ligne micro-ruban (alimentation non équilibrée) à une ligne bifilaire (alimentation équilibrée). L'utilisation d'une alimentation équilibrée permet à l'antenne d'être adaptée sur une large bande. Le niveau d'adaptation de cette antenne est très bon (-15dB). Cette bonne adaptation permet de limiter les distorsions du signal. Ces antennes permettent d'avoir une bonne réponse temporelle du signal.



Figure I-19: Antenne Vivaldi antipodale [I-19]

La bande passante de ces antennes est très importante et dépasse facilement les 100%. Le rayonnement est unidirectionnel et s'effectue suivant le plan du substrat. Ces antennes présentent l'avantage d'offrir un très faible niveau de cross-polarisation. Leur gain varie entre 7dB et 10 dB, en fonction des transitions choisies.

Les principales caractéristiques des antennes présentées précédemment sont résumées dans le Tableau I-1.

Famille	Antenne	Bande Passante	Polarisation	Taille	$Z_e (\Omega)$
Logarithmique	Périodique	>10 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{2}$	50
Spirale	Logarithmique	>10 :1	Circulaire	$\frac{\lambda}{\pi}$	120π
	Archimède	>10 :1	Circulaire	$\frac{\lambda}{\pi}$	120π
	Conique	>10 :1	Circulaire	$\frac{\lambda}{\pi}$	120π
	Sinueuse	7 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{\pi}$	120π
Triangulaire	Biconique	8 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{2}$	50
	Bowtie	4 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{2}$	50
Monopole	3D	10 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{4}$	50
	Imprimé	30 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{4}$	50
Transition progressive	Vivaldi	>10 :1	Linéaire	$\frac{\lambda}{2}$	50

Tableau I-1: Synthèse des antennes ULB de l'état de l'art avec leur bande passante, leur polarisation, leur taille et leur impédance d'entrée

Légende : **Linéaire** = Circulaire possible

IV. Techniques de miniaturisation des antennes

Dans la partie précédente, l'encombrement maximal de la plupart des antennes à large bande de fréquence est fixé par une fraction de la longueur d'onde à la fréquence basse de fonctionnement. Toutefois pour certaines applications, l'encombrement des antennes est trop important pour une utilisation sur la plateforme souhaitée. Dans le cadre de cette thèse, l'utilisation d'une des antennes ULB présentée dans la partie III en bande VHF [30MHz ; 300MHz] sur un satellite n'est pas réaliste. En effet la longueur d'onde associée à la fréquence basse de cette bande est d'environ 10m. Dans le meilleur des cas, nous avons présenté des antennes dont la dimension maximale est égale à $\lambda/4$, ce qui correspond à une antenne de 2.5m. Cette taille n'est pas acceptable. La dimension maximale spécifiée est de 1m soit $\lambda/10$. Il est donc nécessaire de diminuer l'encombrement des antennes présentées dans la partie précédente.

La miniaturisation d'antenne est régie et limitée par des principes physiques que nous allons exposer. Elle se fait à l'aide de quelques grandes techniques qui possèdent leurs avantages et leurs inconvénients. Il convient alors à l'ingénieur ou au chercheur de les combiner judicieusement pour atteindre ces objectifs. Ces techniques peuvent être regroupées dans deux grandes catégories : l'utilisation de matériaux et la modification géométrique des antennes.

IV.1. Limites théoriques de la miniaturisation des antennes

IV.1.1. Définition d'une antenne miniature

Afin de définir une antenne miniature, il est nécessaire de définir la sphère de Chu [I-20] ; il s'agit de la sphère contenant l'intégralité de l'antenne. Elle est définie par son rayon a (voir Figure I-20) qui correspond à la plus grande dimension de l'antenne. Cette grandeur est exprimée à l'aide de la longueur d'onde associée à la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Dans le cadre des antennes ULB, nous prenons cette fréquence égale à la fréquence basse de fonctionnement.

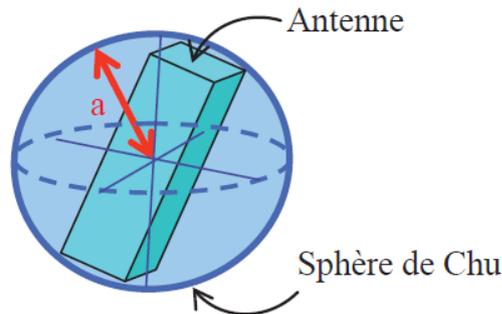


Figure I-20: Sphère de Chu d'une antenne

Le critère communément utilisé pour caractériser les antennes miniatures est le produit du rayon a par le nombre d'onde $k = \frac{2\pi}{\lambda}$. Sur ce critère, il est possible d'appliquer deux conditions. La première est donnée par Wheeler [I-21], qui considère qu'une antenne est miniature si le diamètre de la sphère de Chu ne dépasse pas $\frac{1}{k}$. Cette dimension est appelée *radianlength*. Ceci revient à dire qu'une antenne est miniature si elle satisfait la condition suivante :

$$k \times a < 0.5 \quad (\text{I-18})$$

La deuxième condition est donnée par Hansen [I-22]. Il considère que l'encombrement minimum que peut prendre une antenne se situe à la distance limite entre le rayonnement en champ proche et en champ lointain. La distance correspondant à cette limite champ proche/champ lointain est appelée *radiansphere*. Selon Hansen, une antenne est miniature si elle est incluse dans la *radiansphere*, c'est-à-dire si le rayon a de la sphère est égal à la *radianlength*. Autrement dit :

$$k \times a < 1 \quad (\text{I-19})$$

Ces deux critères se basent uniquement sur les dimensions de l'antenne. L'objectif de la miniaturisation est de réduire les dimensions d'une antenne tout en conservant ses performances en bande passante et en rayonnement. L'étude du facteur de qualité de l'antenne permet d'évaluer l'impact de la miniaturisation sur ces paramètres.

IV.1.2. Facteur de qualité d'une antenne

Wheeler remarque que la miniaturisation d'une antenne entraîne une limitation sur la bande passante et souligne également que l'efficacité d'une antenne est liée au volume qu'elle occupe, le volume étant inversement proportionnel au facteur de qualité Q [I-21]. La miniaturisation d'une antenne s'étudie à l'aide du facteur de qualité de l'antenne. L'expression du facteur de qualité d'une antenne généralement admise est donnée en équation (I-20). Cette expression est utilisée par Chu et Wheeler. Elle reste très généralement utilisée.

$$Q = \frac{2\omega_0 \max(W_E, W_M)}{P_A} \quad (\text{I-20})$$

où W_E et W_M sont les quantités moyennes d'énergie non rayonnée respectivement électrique et magnétique, ω_0 est la pulsation à la fréquence f_0 et P_A la puissance reçue ou rayonnée par l'antenne.

L'antenne peut être considérée comme un circuit résonant dont l'énergie totale (magnétique ou électrique) transmise à l'antenne est soit rayonnée, soit stockée. L'énergie rayonnée peut être modélisée par des éléments résistifs. L'énergie stockée est modélisée soit par une capacité si elle stocke principalement de l'énergie électrique, soit par une inductance si elle emmagasine majoritairement de l'énergie magnétique. La définition du facteur de qualité d'une antenne s'approche de celui d'un circuit résonant. Comme une antenne peut être assimilée à un circuit résonant, son facteur de qualité s'exprime également en fonction de la bande passante de l'antenne. Il est inversement proportionnel à la bande passante.

Pour Chu, le champ rayonné au-delà de la *radiansphere* d'une antenne omnidirectionnelle est une somme de modes sphériques qui peuvent être modélisés par un circuit RLC [I-20]. Plus nous considérons de modes plus ce circuit possède d'éléments et son facteur de qualité augmente. La limite théorique du facteur de qualité d'une antenne est définie pour une antenne excitant uniquement un mode. Bien que la théorie établie par Chu soit indépendante de la géométrie de l'antenne, elle se limite à des antennes omnidirectionnelles.

Les travaux de Chu font toutefois référence pour toutes les études ultérieures qui ont cherché à les généraliser. En fonction des hypothèses de départ, les résultats sont différents mais ils s'accordent tous sur un point : le facteur de qualité est inversement proportionnel à la taille de l'antenne.

Bien que beaucoup de nouvelles expressions de la limite du facteur de qualité existent, celle établie par Chu et Wheeler reste très utilisée (équation (I-21)).

$$Q = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad (\text{I-21})$$

Ce minimum du facteur de qualité est en théorie inatteignable. Il permet d'évaluer les solutions d'antenne miniature par rapport à cette limite théorique.

IV.1.3. Facteur de miniaturisation

En pratique, pour évaluer la réduction d'une antenne le facteur de miniaturisation est calculé. Il existe deux manières d'évaluer ce facteur de miniaturisation :

- Réaliser l'antenne compacte telle que ses performances électromagnétiques se rapprochent le plus de l'antenne de référence, et faire le rapport des dimensions de l'antenne miniature sur celles de l'antenne de référence.
- Réaliser l'antenne compacte avec les mêmes dimensions maximales et comparer le rapport des fréquences, soit à un niveau d'adaptation donné, soit à un niveau de gain dans l'axe donné.

IV.2. Utilisation de matériaux

IV.2.1. Généralités

En électromagnétisme les matériaux sont caractérisés électriquement à l'aide de deux paramètres : la permittivité relative ϵ_r et la perméabilité relative μ_r . Ces paramètres permettent de caractériser le comportement d'un champ électromagnétique dans la matière. La vitesse de

propagation d'une onde électromagnétique dans un matériau est proportionnelle à $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \times \mu_r}}$. En utilisant des matériaux qui présentent une forte permittivité relative et/ou perméabilité relative, il est donc possible de diminuer la vitesse de propagation de l'onde. Cette diminution de la vitesse de phase implique que l'onde se propage à une vitesse inférieure à celle de la lumière. En effectuant cette diminution, nous créons un phénomène dit d'*onde lente*. La diminution de la vitesse de phase entraîne une diminution de la longueur effective parcourue par l'onde. En effet la longueur d'onde dans un milieu λ_r peut être exprimée en fonction de la longueur d'onde dans le vide λ_0 à l'aide de l'équation suivante :

$$\lambda_r = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (\text{I-22})$$

Ainsi en utilisant des matériaux avec des permittivités et des perméabilités fortes, il est possible de diminuer fortement les dimensions de l'antenne. Toutefois, le comportement de ces matériaux est dispersif. Si à certaines fréquences ces matériaux peuvent présenter de faibles pertes, à d'autres fréquences elles peuvent devenir très importantes et diminuer les performances de l'antenne.

Comme nous l'avons vu ci-dessus, la vitesse de phase d'une onde dépend des paramètres ϵ_r et μ_r . Si ces paramètres sont augmentés, la vitesse de phase est diminuée. Pour faire changer la perméabilité d'un milieu nous avons vu que l'utilisation de matériaux peut introduire des pertes. En utilisant l'analogie entre la perméabilité relative du milieu et l'inductance de la ligne de transmission, il est facile de comprendre que si l'inductance de notre milieu de propagation augmente notre vitesse de phase diminue.

IV.2.2. Utilisation de matériaux diélectriques

Les matériaux dits *diélectriques* sont des matériaux avec de fortes permittivités ϵ_r . En augmentant la permittivité d'un matériau, nous allons permettre la réduction des dimensions de l'antenne conçue sur ce matériau, en créant une onde lente (v_ϕ inversement proportionnel à $\sqrt{\epsilon_r}$).

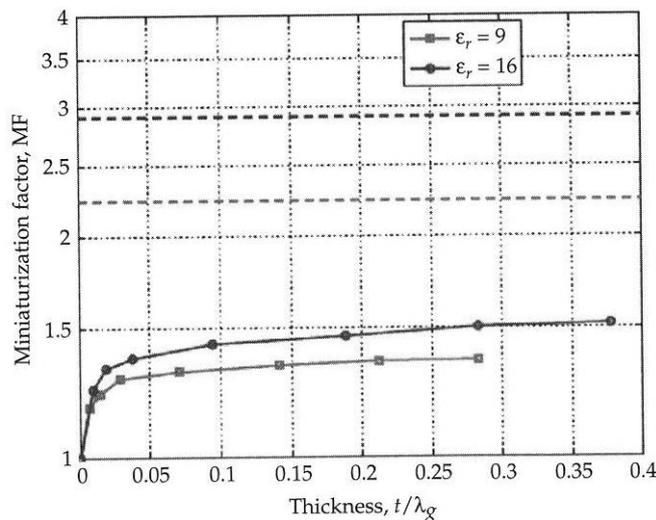


Figure I-21: Variation du facteur de miniaturisation en fonction de l'épaisseur du substrat [I-23]

La valeur de la permittivité seule ne suffit pas à réduire sensiblement les dimensions de l'antenne. Comme le montre la Figure I-21, le choix de l'épaisseur du substrat a également son importance. Cette figure montre que le facteur de miniaturisation est stable pour un rapport

épaisseur de substrat sur longueur d'onde supérieur à 0.1. En dessous de cette valeur, il diminue rapidement.

L'utilisation de matériaux à forte permittivité entraîne en général une forte augmentation des pertes, ce qui présente l'inconvénient de réduire fortement l'efficacité de l'antenne. Les céramiques polymères sont des matériaux qui offrent un bon compromis permittivité/pertes/coût.

IV.2.3. Utilisation de matériaux magnétiques

Les matériaux dits « magnétiques » sont des matériaux à forte perméabilité μ_r . Ils ont l'avantage d'améliorer la bande passante et l'adaptation.

Ils sont essentiellement constitués de ferrite. Pour minimiser les pertes des ferrites magnétiques, il est nécessaire d'appliquer quelques règles pour optimiser la miniaturisation. Il faut maintenir une certaine distance entre le revêtement de ferrite et l'antenne imprimée. Il est important aussi de savoir que ce revêtement modifie le coefficient de réflexion du plan de masse ce qui améliore le rayonnement de l'antenne même pour des fréquences où la distance entre le plan de masse et l'antenne est inférieure à $\lambda/20$ [I-23].

Néanmoins, l'utilisation de matériau magnétique à forte perméabilité n'est souvent pas réaliste, soit parce que ces matériaux présentent des pertes trop importantes, soit parce qu'ils sont trop onéreux.

IV.2.4. Utilisation de « métamatériaux » [I-24]

Le préfixe *méta* vient du grec et signifie *après, au-delà*. Le terme *métamatériaux* fait référence à des matériaux qui ont des propriétés qu'il est impossible de trouver dans la nature. En effet la plupart des matériaux *naturels* ont des permittivités et des perméabilités positives. Les plasmas font exception et peuvent présenter des permittivités négatives. Avec ces matériaux artificiels, il est possible de rendre simultanément ces deux paramètres négatifs.

Une permittivité et une perméabilité négatives entraînent des propriétés nouvelles du champ électromagnétique. Dans les équations de Maxwell le champ électromagnétique est décrit par un vecteur **E** pour le champ électrique et **H** pour le champ magnétique. Le changement de signe de ϵ_r et μ_r entraîne un changement de la direction de propagation de l'onde représentée par le vecteur **k**. Les trois vecteurs **E**, **H** et **k**, forment un triplé dit *main droite* dans un matériau normal. Dans un métamatériau ce triplé est dit *main gauche*. Nous nous retrouvons alors dans la situation paradoxale où la direction de propagation de l'onde est opposée à celle de la direction de l'énergie, modélisée par le vecteur de Poynting **P**. Cette propriété laisse donc imaginer de nouveaux moyens de miniaturisation pour les antennes.

La théorie des métamatériaux a été posée par Victor Veselago en 1968. Il faudra attendre 1996 et les travaux de l'équipe de John Pendry pour obtenir la réalisation d'un premier matériau avec une permittivité négative [I-25]. Ce matériau est une structure périodique composée de fils de cuivre. Quelques années plus tard il proposera le premier métamatériau à perméabilité négative. Il s'agit toujours d'une structure périodique contenant des résonateurs en anneau brisé (Split Ring Resonator SRR). C'est l'équipe de David Smith qui réussira en 2001 à proposer le premier métamatériau en combinant ces deux structures périodiques (Figure I-22).

Après ces travaux, l'utilisation de métamatériaux s'est généralisée à de nombreux domaines et notamment celui des antennes. De nombreuses équipes de recherche et des industriels se sont intéressés à cette nouveauté, comme l'équipe John Pendry à l'Imperial College en Grande Bretagne, Marconi Research en Italie ou encore Boeing et la direction générale de l'armement américaine (DARPA) aux Etats-Unis [I-24].

Actuellement les travaux sur les métamatériaux se concentrent sur la création de support d'antenne pour la miniaturisation [I-26] et sur les Surfaces à Haute Impédance (SHI) qui sont utilisées comme réflecteur afin de diminuer la distance classique de $\lambda/4$ entre le réflecteur et l'antenne [I-27].

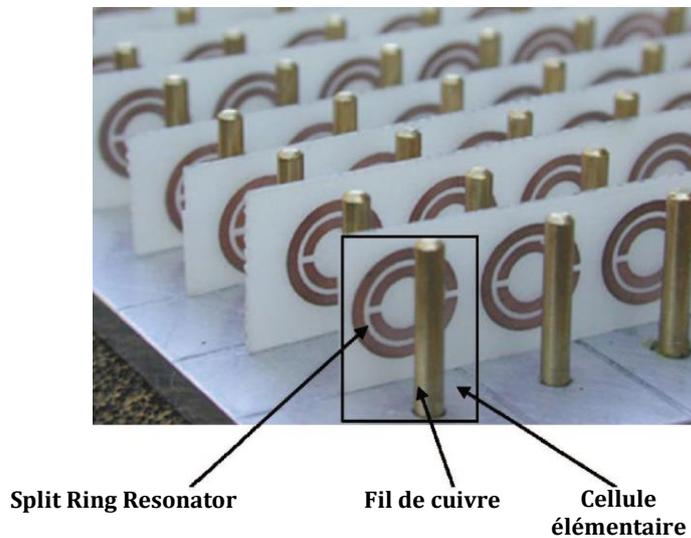


Figure I-22: Métamatériaux conçu par David Smith *et al.* [I-24]

IV.3. Modifications géométriques

IV.3.1. Chargement par fente

Sur des éléments rayonnants tels que des antennes plaquées ou *patches*, l'utilisation de fentes sur un élément rayonnant permet, lorsqu'elles sont bien placées, d'augmenter la distance parcourue par le courant surfacique. En effet, un courant qui circule d'un bout à l'autre de la partie métallique de l'antenne sera bloqué par les fentes. Pour les contourner, il devra emprunter un chemin plus long que celui sans les fentes (cf. Figure I-23). La longueur parcourue par le courant est plus grande. La longueur d'onde de l'antenne est artificiellement allongée. Sa fréquence de fonctionnement est donc plus basse. Grâce à cette technique il est possible de réduire la taille d'une antenne jusqu'à 30% [I-28]. Toutefois, le facteur de qualité augmente avec le nombre de fentes, ce qui a pour conséquence de dégrader la bande passante. En fonction de leur forme et de leur emplacement les fentes peuvent éventuellement introduire des effets capacitifs et inductifs. Si ces effets sont correctement contrôlés, ils peuvent donc augmenter la bande passante de l'antenne.

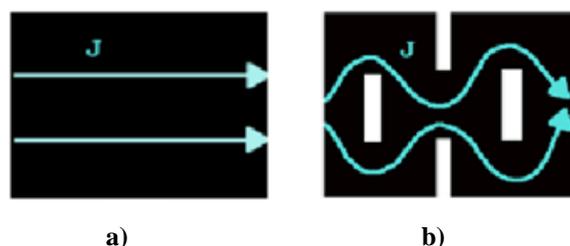


Figure I-23: Illustration du chemin des courants de surface a) sans fente et b) avec fente [I-29]

IV.3.2. Ajout de courts-circuits ou de circuits ouverts

L'utilisation de courts-circuits lorsqu'ils sont bien placés, permet en fonction de la répartition du champ électrique dans l'antenne de venir radicalement diminuer les dimensions d'une antenne. En effet, dans une structure, s'il existe un axe où le champ électrique s'annule, il est possible d'y ajouter un mur électrique et de réduire ainsi de moitié l'encombrement d'une antenne.

L'antenne la plus connue utilisant des courts-circuits est l'antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna). Cette antenne est court-circuitée en son centre avec un bout de métal vertical connecté au plan de masse. L'antenne passe ainsi d'une longueur électrique de $\lambda/2$ à $\lambda/4$.

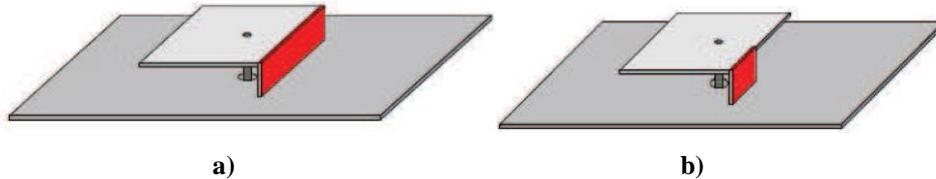


Figure I-24: Antenne PIFA avec court-circuit a) plan ou b) languette [I-30]

La même technique est applicable pour les axes de l'antenne où il existe un maximum de champ. Lorsqu'elle est imprimée sur un substrat, l'antenne peut alors être coupée en deux suivant cet axe. Cette technique a été utilisée récemment pour les monopoles imprimés [I-31].

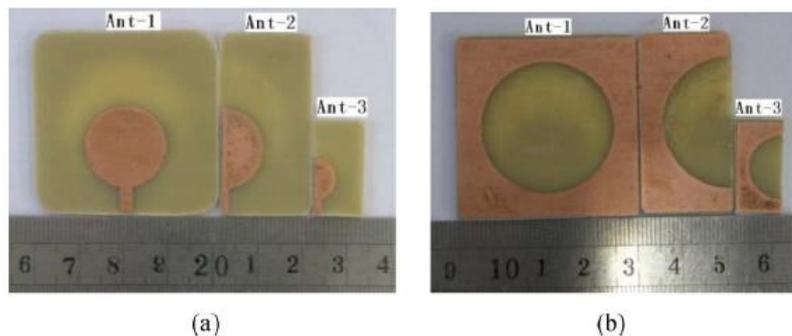


Figure I-25: Exemple d'une antenne coupée en deux [I-31]

La Figure I-25 donne l'illustration de l'antenne de référence (Ant-1), de l'antenne coupée en deux (Ant-2) avec les mêmes dimensions que l'Ant-1. Les performances en rayonnement des deux antennes sont sensiblement identiques. Toutefois les auteurs constatent une diminution de la fréquence basse de fonctionnement de l'Ant-2.

IV.3.3. Replievements

Pour réduire l'encombrement d'un élément rayonnant, il est possible de modifier la forme de l'élément rayonnant ou bien de le replier sur lui-même.

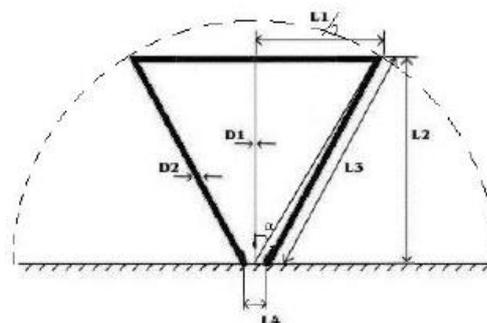


Figure I-26: Monopole Triangulaire [I-32]

Par exemple, pour un monopole triangulaire imprimé, il est possible de faire varier sa géométrie en jouant sur l'angle d'ouverture α du triangle. Pour un angle d'ouverture important, la dimension horizontale sera favorisée, alors que pour un faible angle d'ouverture, il faudra privilégier la dimension verticale. Toutefois, nous avons vu dans la partie III.2.5.c) que les performances globales dépendent de l'angle d'ouverture du triangle α . L'augmentation de l'angle induit une augmentation des longueurs du triangle et modifie la longueur électrique globale de l'antenne et donc ses performances [I-32].

IV.3.4. Méandres

Pour augmenter la longueur électrique d'une antenne tout en gardant un encombrement constant, il est possible de donner à la ligne microruban ou au fil métallique un motif. Ce motif peut être créneau, carré, triangulaire, fractal ou sinusoïdal. En fonction des caractéristiques du motif, il est possible de considérablement augmenter la longueur électrique pour un encombrement donné et ainsi de jouer sur les performances de l'antenne.

L'inconvénient principal de l'utilisation de méandres est l'augmentation des pertes métalliques et une diminution de l'efficacité de rayonnement. En effet, les conducteurs métalliques introduisent des pertes conductrices. Ainsi, plus la zone de rayonnement est éloignée de la source, comme c'est le cas en basse fréquence pour les spirales, plus le courant sera faible à la terminaison de la ligne ou du fil. Le but des méandres est de créer un phénomène d'onde lente. Recourber un fil sur lui-même permet d'augmenter l'inductance effective de l'antenne sur une même distance et ainsi d'augmenter la longueur d'onde effective de l'antenne. Toutefois, si le motif est trop recourbé, des capacités parasites séries vont se créer. Si ces effets capacitifs dans le motif deviennent plus importants que l'effet inductif du motif l'antenne emmagasine plus d'énergie qu'elle n'en rayonne, ce qui se traduit par une chute de l'efficacité.

Les méandres peuvent être contenus dans un plan ou bien en 3D.

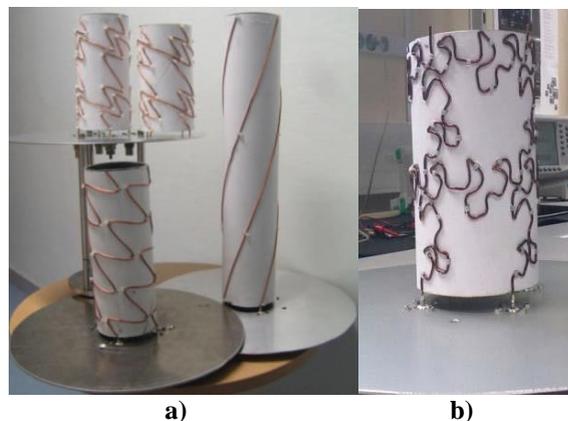


Figure I-27: Exemple de méandres a) sinusoïdaux b) dit de Von-Koch Modifié pour la miniaturisation d'antenne quadrifilaire [I-34]

Les méandres ont été très utilisées pour la réduction d'antennes hélices quadrifilaires dans les années 2000. Chew et Saunders [I-33] sont les premiers à utiliser des méandres pour la miniaturisation de ces antennes. Takacs *et al.* [I-34] s'inspirent de ces travaux pour l'étendre à des motifs sinusoïdaux et fractals. Ils sont les premiers à proposer l'utilisation d'un motif combinant les formes fractales et les formes sinusoïdales (Figure I-27 b). Ils montrent dans leurs travaux qu'il s'agit du meilleur compromis entre la compacité et l'efficacité de l'antenne.

IV.4. Ajouts d'éléments localisés

IV.4.1. Composants électroniques

Pour diminuer les longueurs de l'antenne et améliorer l'adaptation, il est possible de charger l'antenne par des éléments discrets tels que des résistances, des capacités ou des inductances. Néanmoins l'ajout de ces composants introduit des pertes supplémentaires qui se traduisent par une diminution de l'efficacité de l'antenne. L'utilisation de composants discrets dans une antenne peut poser des problèmes de tenue en puissance dans les antennes à fort gain.

IV.4.2. Résonateurs couplés

Afin d'élargir la bande passante ou pour rendre multi-bande une antenne, il est possible de venir approcher un résonateur de l'élément rayonnant. Par un couplage électromagnétique cet élément va conduire le courant et participer au rayonnement de l'antenne.

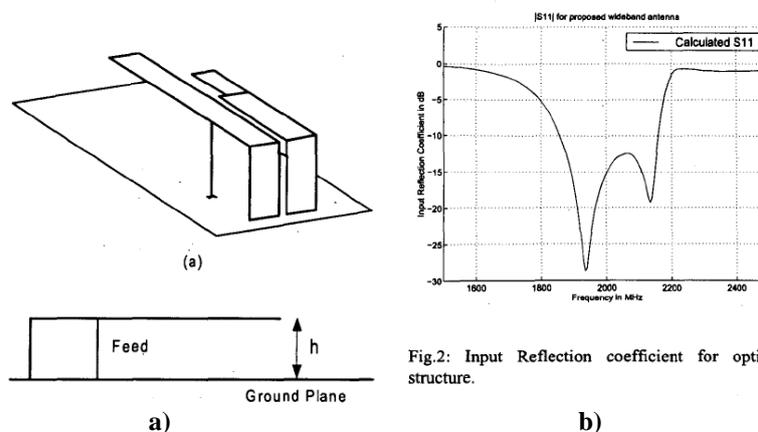


Figure I-28: a) Antenne PIFA avec un élément couplé b) $|S_{11}|$ de l'antenne PIFA [I-35]

La Figure I-28 présente l'exemple d'une antenne PIFA [I-35] à laquelle un résonateur court-circuité est placé proche de l'élément rayonnant. La proximité de ces éléments entraîne un couplage qui permet d'ajouter une résonance aux coefficients de réflexion. Cette nouvelle résonance vient élargir la bande passante de l'antenne tout en limitant la place occupée par l'antenne.

V. Etat de l'art des antennes ULB miniature

Dans cet état de l'art, nous nous limitons à la miniaturisation des antennes ULB présentées en partie III. En effet, la plupart des antennes présentées dans cette partie ont une bande passante dépassant plusieurs octaves voire la décade. Il est tout à fait possible de trouver des antennes ayant des facteurs de miniaturisation plus importants, mais avec des bandes passantes plus étroites, ce qui ne nous intéresse pas dans le cadre de cette thèse. Nous avons remarqué que 4 grandes techniques étaient utilisées pour la miniaturisation des antennes ULB. Nous avons regroupé ces antennes dans les catégories correspondant à la technique utilisée.

V.1. Chargement par fentes

L'utilisation de fentes dans la miniaturisation des antennes ULB n'est pas très répandue pour les antennes logarithmiques. La plupart de ces antennes étant sous forme de spirale leur utilisation est moins facile que pour les antennes à transition progressive, les monopoles imprimés ou l'antenne bow-tie.

En 2013 Teni *et al.* [I-36] présente une antenne Vivaldi antipodal utilisant des fentes disposées comme en Figure I-29.

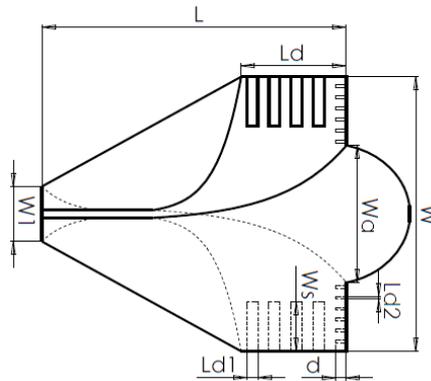


Figure I-29: Antenne Vivaldi à encoche [I-36]

Les fentes en bout de bras de l'antenne Vivaldi permettent de diminuer la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne. La dimension de ces encoches est égale au quart de la longueur d'onde de la fréquence minimale souhaitée. Les autres modifications visibles, le demi-cercle à droite de la Figure I-29 et les plus petites fentes, sont présents pour respectivement améliorer les problèmes de distorsion à hautes fréquences et éliminer les courants de surfaces parasites à hautes fréquences. La dimension de ces secondes encoches est également d'un quart d'onde par rapport à la fréquence maximale souhaitée.

L'ajout de ces fentes permet de diminuer la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne de 9%. Toutefois, la lentille vient changer l'impédance de l'antenne ce qui crée une légère désadaptation sur l'ensemble de la bande passante.

V.2. Utilisation de composants électroniques

Des composants électroniques sont utilisés dans certaines antennes ULB. Toutefois leur utilisation devient de plus en plus rare à cause de la perte d'efficacité due à leur introduction dans les antennes.

Toutefois, Chang Yong *et al.* [I-37] proposent en 2011 l'antenne dite *volcano smoke*. Elle est constituée d'un monopole circulaire de rayon $R1$ alimenté par une ligne à transition progressive. Cette transition est un arc de cercle de rayon R et dont le centre est indiqué sur la Figure I-30. L'antenne est alimentée par une ligne coplanaire. Les masses de la ligne sont, dans la zone de transition, deux demi-cercles de rayon $R2$. L'antenne ainsi conçue possède un comportement très large bande.

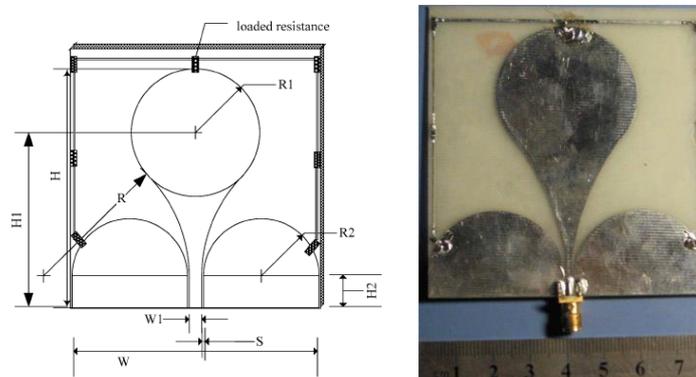


Figure I-30: Antenne volcano smoke [I-37]

Afin de réduire la fréquence basse de l'antenne, un circuit en anneau constitué de 7 résistances est placé autour de l'antenne. La résistance située en haut au milieu connecte l'antenne au circuit. La valeur des résistances de charge est la partie sensible de la conception de l'antenne. Après optimisation, les valeurs des résistances sont, pour les six résistances du circuit, 150Ω et, pour la résistance de charge de l'antenne, $2.2\text{ k}\Omega$. L'antenne présentée possède une bande passante atteignant la décade (0.5 GHz-5 GHz). Le diagramme de rayonnement est conforme à celui attendu par un monopole imprimé. L'utilisation de cet anneau permet à l'antenne d'avoir un encombrement égal à $\lambda/8$. Ce qui équivaut à une diminution de 50% de la taille de l'antenne. Toutefois l'ajout de résistances entraîne une augmentation des pertes et une baisse des performances de rayonnement.

Les composants électroniques sont également utilisés par Lee *et al.* [I-38] afin d'appliquer la théorie des ondes lentes à l'antenne spirale. Pour cela les auteurs viennent charger localement les bras de la spirale avec des capacités et des inductances placées comme présentées en Figure I-31. Le bout des bras de la spirale est chargé par des résistances.

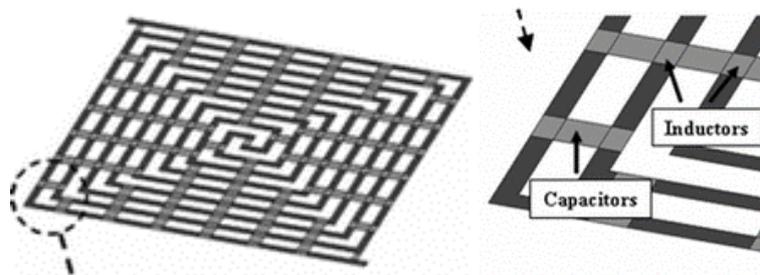


Figure I-31: Spirale d'Archimède carrée chargée localement par des capacités et des inductances [I-38]

Le but des auteurs de la référence [I-38] est avant tout de démontrer que le chargement par éléments localisés est équivalent à l'utilisation de matériaux magnétique et diélectrique pour la miniaturisation d'antenne. Le facteur de miniaturisation mesuré est d'environ 35%. Le facteur de réduction est calculé en prenant en compte le décalage de la fréquence basse pour un niveau de gain de -15dB et non sur un niveau d'adaptation à -10dB comme c'est le cas dans les exemples cités précédemment.

Comme attendu, l'efficacité simulée de l'antenne n'est pas très bonne (entre 45% et 50%). Cette faible efficacité s'explique par les pertes ohmiques dans les résistances l'extrémité de bras.

V.3. Méandres

Les méandres sont très utilisées pour la miniaturisation des spirales d'Archimède. En allongeant artificiellement la longueur des bras, il est attendu que la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne diminue pour un diamètre fixé. Pour cela deux approches ont été développées. La première, qui impose un motif le long du bras dans le plan de spirale (méandre en 2D) a fait l'objet de plusieurs études.

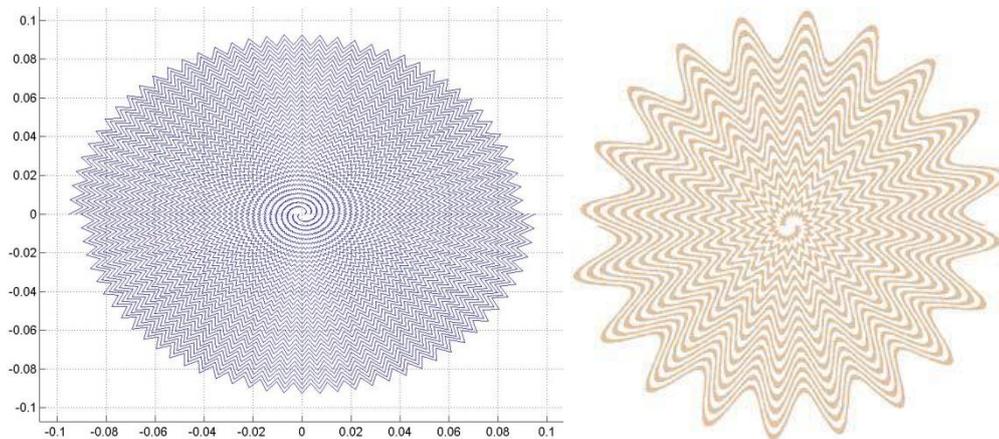


Figure I-32: Spirale d'Archimède avec méandres 2D triangulaire [I-39] [I-40]

Des motifs triangulaires et sinusoïdaux ont été testés dans [I-39] et [I-40]. L'amplitude des motifs est proportionnelle au rayon. En optimisant correctement le nombre de motifs par tour et l'amplitude des triangles, il est possible d'obtenir un facteur de miniaturisation de l'ordre de 11% pour les deux antennes présentées en Figure I-32. Cette réduction se fait sans dégradation notable des performances de rayonnement.

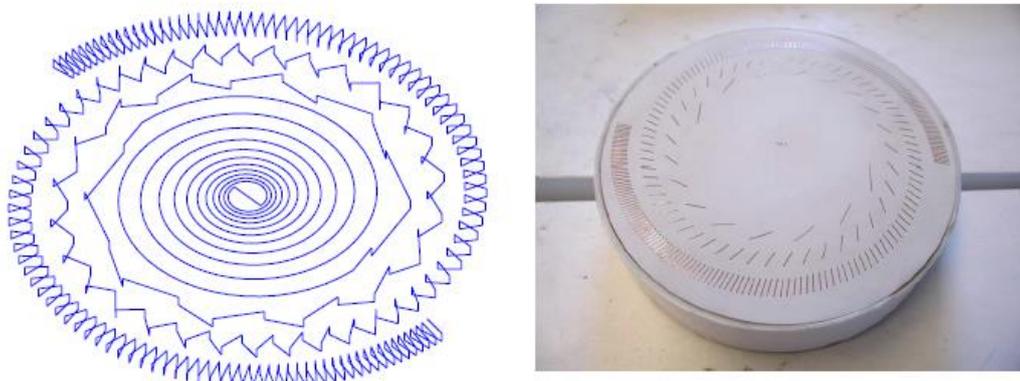


Figure I-33: Spirale d'Archimède avec méandres 3D [I-41]

L'autre approche est de bobiner la spirale sur toute la longueur du bras suivant une section carrée (Figure I-33). Le pas entre deux tours de bobinage s'effectue progressivement afin d'éviter de trop fortes discontinuités au courant. Plus la fréquence est basse, plus le pas du bobinage est faible. Ceci permet d'augmenter très fortement la longueur électrique parcourue. En effet, cette forte longueur électrique couplée à l'utilisation d'un substrat permet de diminuer fortement la vitesse de phase de l'onde en bout de spirale. Cette diminution apporte l'effet miniaturisant à la spirale. Le facteur de réduction annoncé par [I-41] est de l'ordre de 53%. Toutefois ce facteur de réduction est calculé avec le décalage de la fréquence pour un niveau de gain de -15dB. La longueur électrique de l'antenne donnée est de $\lambda/10$ à 190 MHz. Les performances en gain sont satisfaisantes ; toutefois le gain est dégradé d'environ 3dB en hautes fréquences par rapport à l'antenne de référence. Les diagrammes de rayonnement ne sont pas

donnés dans la référence [I-41]. Il est donc difficile de juger l'impact de ces modifications sur la forme du diagramme de rayonnement.



Figure I-34: Antenne spirale utilisant des méandres sinusoïdaux 3D [I-42]

Les méandres 3D ont également été utilisés récemment par O'Brien *et al.* [I-42]. L'idée du motif sinusoïdal utilisé dans [I-39] est reprise mais avec des modulations dans le plan perpendiculaire à celui de l'antenne. L'évolution des sinusoïdes est basée sur les principes énoncés précédemment dans [I-41]. L'effort de cette publication porte essentiellement sur le dimensionnement de la cavité qui joue un rôle non négligeable dans les performances de la miniaturisation. Le facteur de miniaturisation annoncé est de 1.5 soit 33%. Ce facteur de miniaturisation est calculé avec la réduction de la fréquence pour un gain de 0dB. En utilisant le même niveau de gain que [I-41] ce facteur tombe à 16%. En effectuant le calcul sur le coefficient de réflexion avec un niveau d'adaptation fixé à -6 dB, le facteur de réduction est de 30%. Toutefois, nous notons une diminution de l'efficacité de 20%.

L'utilisation de la propriété des ondes lentes en bout de bras de la spirale a inspiré la structure proposée en Figure I-35 par Shih *et al.* [I-43].

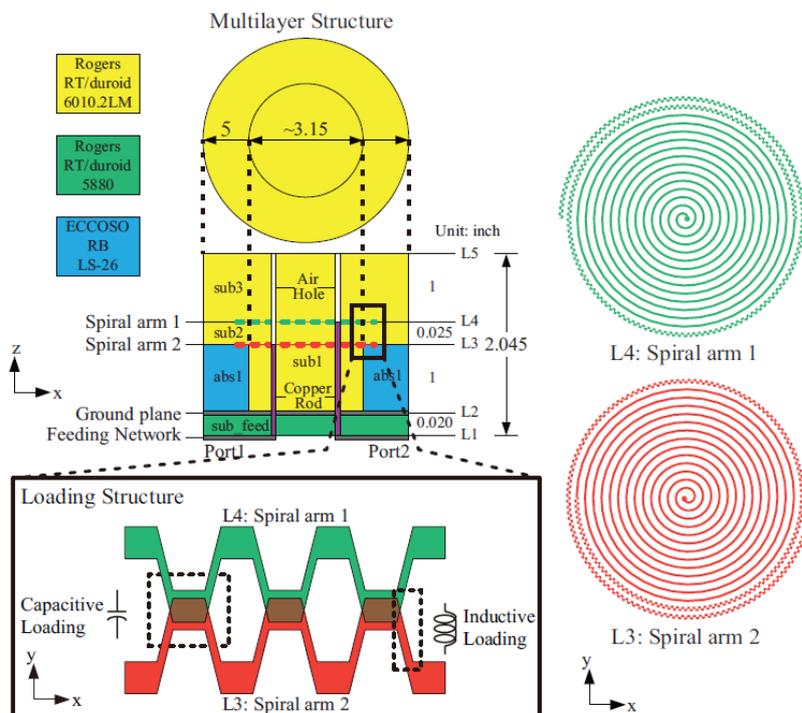


Figure I-35: Structure de l'antenne proposée dans [I-43]

Les deux bras de la spirale sont séparés par une couche de substrat de telle manière que les méandres en bout de bras se superposent comme présenté en bas à gauche de la Figure I-35.

Les méandres viennent créer un effet inductif tandis que la superposition des méandres vient créer localement un effet capacitif. Pour aider à la miniaturisation, un substrat de permittivité relative égale à 10.2 est mis en bout de bras afin de renforcer l'effet de l'onde lente.

L'idée est intéressante et permet à l'antenne d'avoir des dimensions proches de $\lambda/4$ à 570 MHz, soit une réduction des dimensions de 25%. Toutefois, l'utilisation du substrat à haute permittivité introduit beaucoup de pertes, ce qui se traduit par une baisse du gain par rapport à l'antenne spirale d'Archimède.

V.4. Résonateurs couplés

L'utilisation d'un anneau résonant couplé à une antenne ULB est présentée pour la première fois par Q. Liu en 2008 [I-44]. L'antenne est une spirale d'Archimède. Il démontre qu'en optimisant la distance entre la fin du brin de la spirale et de l'anneau ainsi que la largeur de l'anneau, il est possible d'atteindre un facteur de réduction du rayonnement de l'ordre de 15%.

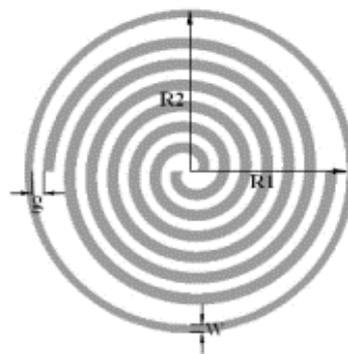


Figure I-36: Antenne spirale d'Archimède chargée par un anneau résonant [I-44]

Cette solution a été reprise en 2010 en utilisant une antenne log-périodique circulaire [I-45] et une antenne *bow-tie* légèrement modifiée [I-46].

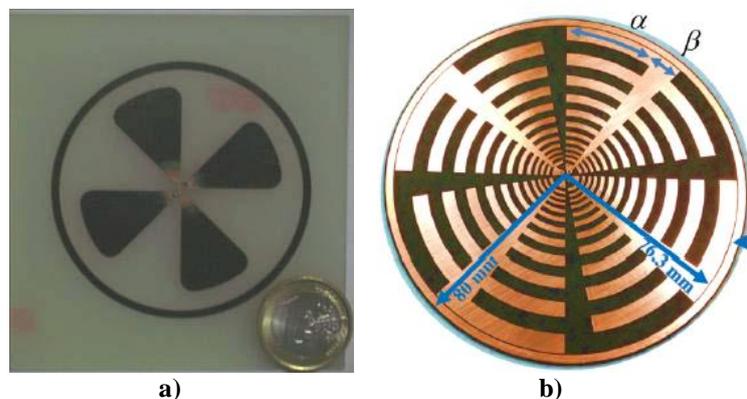


Figure I-37: a) Antenne *bow-tie* modifiée chargée par un anneau résonant [I-46]
b) Antenne log-périodique chargée par un anneau résonant [I-45]

Les facteurs de miniaturisation pour les deux antennes présentées en Figure I-37 restent du même ordre de grandeur que celle présenté par Liu soit environ de 15%. L'avantage de cette technique de miniaturisation réside dans le fait qu'elle permet à l'antenne de conserver sa qualité de rayonnement.

L'équipe qui a proposée l'antenne *bow-tie* compacte a réalisé une modification de la géométrie de l'anneau afin de réduire davantage la taille de l'antenne [I-47]. L'anneau a huit rectangles métalliques répartis autour de l'anneau.



Figure I-38: Antenne bow-tie modifiée chargée par un anneau résonant avec 8 rectangles [I-47]

L'utilisation de ces rectangles permet de réduire le rayon de 20% par rapport à l'antenne proposée en Figure I-37 a). Cette topologie permet à l'antenne bow-tie d'être presque quart d'onde. L'antenne a donc subi une réduction de près de 50%. Toutefois, la bande passante de l'antenne ne permet pas d'atteindre la décade.

Pour optimiser la surface prise par l'antenne dans [I-44], Kashyap *et al.* [I-48] proposent de placer l'anneau résonant sur la face arrière du substrat.

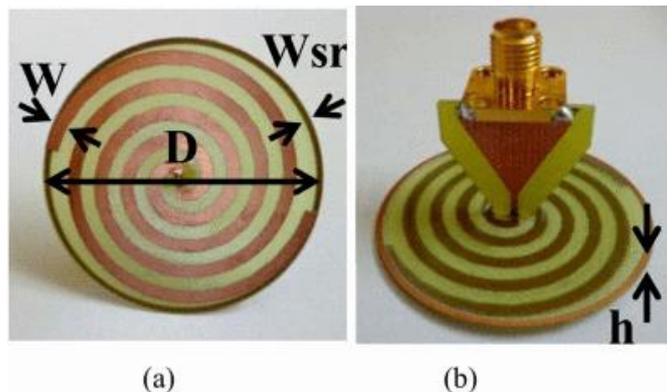


Figure I-39: Spirale d'Archimède chargée par un anneau résonant placé sous l'antenne
 (a) Face supérieure de l'antenne proposée dans [I-48]
 (b) Face arrière de l'antenne proposée dans [I-48]

En optimisant l'épaisseur du substrat, soit la distance entre la spirale et l'anneau, et les dimensions de l'anneau, les auteurs arrivent à conserver les mêmes caractéristiques que l'antenne de Liu mais avec un gain en surface annoncé de 20%.

Cependant, l'idée de placer les anneaux sous la spirale a été influencée par les travaux de Ripoche *et al.* [I-49]. L'idée est de contrôler la résonance des anneaux à l'aide d'un motif crénelé imprimé sur les anneaux. Dans les travaux présentés dans [I-49] une antenne utilisant 3 anneaux empilés permet d'atteindre une réduction de 21% de la fréquence basse de fonctionnement. Toutefois, dans ces travaux de thèse [I-51], O. Ripoche réalise une antenne à 5 anneaux résonants couplés présentant une réduction de 34% de la fréquence basse de fonctionnement.

V.5. Synthèse et premier positionnement de la thèse

Les antennes étudiées sont regroupées dans un tableau récapitulatif donné ci-dessous (Tableau I-2). Ce tableau donne la longueur électrique des antennes et leur polarisation respective. Il donne également le facteur de réduction en gain à -15dBi, à la fréquence minimale de fonctionnement (à -10dB). Le coefficient de qualité Q est comparé au coefficient de qualité donné par la limite de Chu. Les facteurs de qualité annoncés doivent être considérés avec

précautions car dans la plupart des publications, la bande passante totale de l'antenne n'est pas spécifiée. Lorsque la fréquence maximale mesurée ou simulée est suffisamment haute, elle est retenue pour le calcul de la bande passante. Dans le cas contraire, la fréquence maximale théorique de l'antenne est retenue pour le calcul de la bande passante.

Sur toutes les techniques de miniaturisation proposées dans la partie IV.3, deux solutions semblent susciter un fort intérêt de la communauté scientifique pour la miniaturisation d'antenne ULB : (1) la modification géométrique à l'aide de méandres et (2) l'utilisation de résonateurs couplés placés au voisinage de l'élément rayonnant. Les antennes utilisant des méandres ou des fentes ne permettent pas de dépasser 15% de réduction de la fréquence basse de fonctionnement, à l'exception de [I-42] qui annonce une réduction de 30%. Il est délicat de comparer les performances de réduction basées sur le gain avec celles basées sur l'adaptation d'impédance. En effet le niveau de -15dBi, pris comme référence, correspond à un besoin de l'application visée par la publication [I-41] et non à des considérations physiques. Les réductions annoncées par [I-38] et [I-41] sont intéressantes mais à prendre avec précautions. Les antennes qui offrent la meilleure réduction de la fréquence basse de fonctionnement (à encombrement donné) sont celles qui sont entourées par un anneau. Le facteur de miniaturisation est supérieur à 20% pour les antennes présentées en [I-37] et [I-44]-[I-48]. Cette technique de miniaturisation offre donc un bon axe de recherche.

Cet écart peut se comprendre par l'augmentation du nombre de circuits résonants au sein de l'antenne que nous avons réalisé. La multiplication de circuits résonants entraîne un confinement de l'énergie plus important. Parmi les solutions étudiées l'utilisation d'anneaux résonants empilés permet d'atteindre un plus grand facteur de réduction sans dégradation notable des performances de rayonnement sur toute la bande passante de l'antenne. De plus, l'antenne possède une polarisation circulaire, ce qui évite d'utiliser un déphaseur dans le cas où la polarisation de l'antenne est linéaire. L'augmentation du facteur de qualité entraîne nécessairement des conséquences sur les performances de l'antenne. Ces dégradations ne sont pas identifiables dans [I-49]. Malgré cela, l'architecture proposée dans [I-49] est intéressante à étudier. De plus la conception de l'antenne s'effectue à l'aide d'un processus itératif qui n'a pas été poussé à son maximum. Cela laisse supposer que la réduction offerte par l'architecture n'est pas maximale. Nous nous proposons donc d'étudier cette antenne afin de pousser à l'extrême sa miniaturisation.

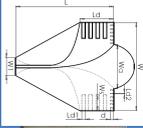
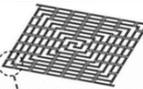
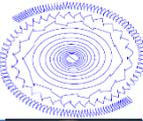
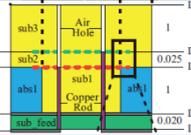
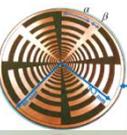
Antenne	Longueur électrique	Polarisation	Réduction f_{min} Gain@-15dBi	Réduction $f_{min} - S_{11} @-10dB$
	$\frac{\lambda}{1.13}$	Rectiligne	NC	9%
	$\frac{\lambda}{8}$	Rectiligne	NC	37.5%
	$\frac{\lambda}{5.4}$	Circulaire	35%	NC
	$\frac{\lambda}{?}$	Circulaire	NC	11%
	$\frac{\lambda}{10}$	Circulaire	53%	NC
	$\frac{\lambda}{4.9}$	Circulaire	16%	30%*
	$\frac{\lambda}{5.9}$	Circulaire	+42%**	7%*
	$\frac{\lambda}{6.75}$	Circulaire	NC	15%
	$\frac{\lambda}{3.2}$	Rectiligne	NC	10%
	$\frac{\lambda}{8}$	Rectiligne	NC	67%
	$\frac{\lambda}{3.6}$	Circulaire	NC	22%
[I-51]	$\frac{\lambda}{5}$	Circulaire	26%	33.6%

Tableau I-2: Tableau récapitulatif des performances des antennes miniaturisées

Légende :

*Réduction calculée pour un niveau d'adaptation à **-6dB**

****Augmentation** de la fréquence du gain à **0dBi**

Rectiligne = Circulaire possible

VI. Modélisation et Simulations électromagnétiques des antennes

VI.1. Logiciels de Simulation Electromagnétique

Actuellement, les concepteurs des antennes utilisent souvent des logiciels de simulation électromagnétique. Ces logiciels permettent soit une conception multicouche en 2D (c'est le cas, par exemple, de Momentum développé par Keysight Technology) soit une conception 3D comme (comme HFSS d'Ansys, FEKO d'Altair et CST Microwave studio). La différence entre ces logiciels, hormis l'Interface Homme Machine (IHM), réside dans les méthodes numériques qu'ils utilisent pour calculer la réponse électromagnétique des structures modélisées.



Figure I-40: Logo des principaux logiciels de simulations

VI.2. Méthodes numériques utilisées [I-50]

Les méthodes numériques sont des outils qui cherchent à résoudre une équation d'un problème physique. En électromagnétisme, l'équation que l'on cherche le plus souvent à résoudre est l'équation de Helmholtz donnée en (I-23).

$$(\nabla^2 + k^2)\mathbf{F} = \mathbf{G} \quad (\text{I-23})$$

Où ∇^2 est le Laplacien ou *opérateur de Laplace*, k^2 est le nombre d'onde dans le milieu considéré. L'opérateur de Laplace est l'opérateur des dérivées spatiales secondes de la grandeur vectorielle \mathbf{F} . \mathbf{G} est le terme des sources du problème.

La représentation mathématique du problème se formule comme ci-dessous :

$$\mathcal{L} \cdot f = g \quad (\text{I-24})$$

\mathcal{L} est une matrice dont les éléments peuvent être réels ou complexes. f est l'inconnue du problème et g est l'expression de la source du problème qui est connue.

L'objectif des méthodes numériques est de résoudre ce problème mathématique le plus efficacement possible. Pour la résolution de ce problème il est possible de distinguer deux grands types de méthodes : les méthodes dites fréquentielles et les méthodes dites temporelles. Chacune de ces méthodes présente des avantages et des inconvénients.

Les méthodes fréquentielles sont plus adaptées pour des calculs sur des bandes de fréquence étroite. Le calcul est donc adapté pour les milieux dits dispersifs, c'est-à-dire les milieux dont les caractéristiques dépendent de la fréquence ; toutefois, il est peu efficace si le problème est non linéaire ou non stationnaire.

A l'inverse, les méthodes temporelles permettent une caractérisation sur une très large bande de fréquence. Comme la réponse est calculée en temporel le calcul de la solution transitoire est direct et complet. Il est possible d'introduire des non-linéarités et des non stationnarités sans complexifier le calcul. Ces méthodes sont moins adaptées pour des milieux dispersifs et le temps de calcul augmente très rapidement pour des maillages très fins et pour des structures avec des facteurs de qualité importants (c'est-à-dire pour des structures très résonantes).

Sur les logiciels présentés dans la partie précédente, trois méthodes numériques sont utilisées. FEKO et Momentum utilisent la méthode des moments (MoM pour Method of Moment), HFSS a un algorithme basé sur la méthode des éléments finis (FEM pour Finite Element Method) et CST Microwave Studio est un des seuls logiciels à utiliser la méthode des éléments finis dans le domaine temporel (FDTD pour Finite Difference Time Domain). La MoM et la FEM utilisées respectivement par FEKO et HFSS sont des méthodes fréquentielles alors que la méthode utilisée par CST est temporelle.

VII. Solution antennaire de référence

La conception de l'antenne miniature proposée dans [I-49] n'est pas évidente. Elle est régie par plusieurs phénomènes qu'il est important de modéliser afin de faciliter la conception de l'antenne. Cette partie se propose d'exposer de manière synthétique le principe de conception tel qu'il est proposé dans [I-49] et les performances des meilleurs cas obtenus dans les travaux de thèse présentés dans [I-51].

VII.1. Géométrie de l'antenne

La géométrie de l'antenne s'inspire de celle de Q. Liu [I-44] où un anneau est placé autour de l'antenne spirale (Figure I-41). Dans le cadre de [I-51], l'anneau a une forme crénelée.

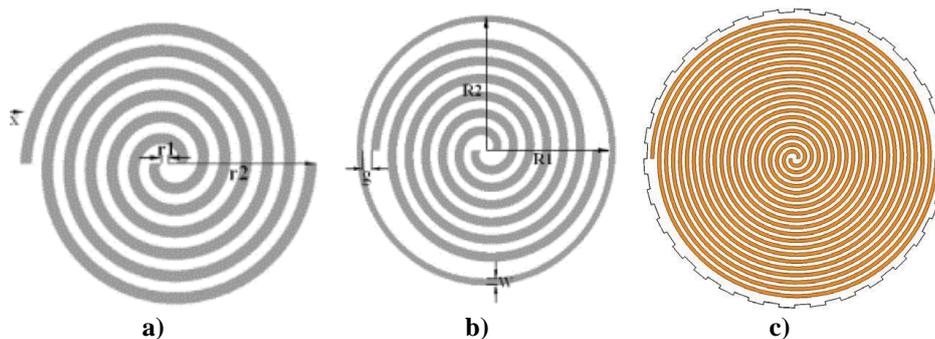


Figure I-41: a) Spirale d'Archimède , b) Spirale d'Archimède entourée par un anneau sans motif et c) spirale d'Archimède entouré par un anneau crénelé.

La spirale d'Archimède est définie par son rayon maximal $R_{\max, \text{spirale}}$ et son rayon minimal R_{\min} . En fonction du nombre de tours N et de $R_{\max, \text{spirale}}$ la largeur des brins, Δ (équation (I-26)) est déduite. Nous étudions la diminution de la fréquence de résonance à diamètre constant. L'antenne est définie par un rayon maximal R_{\max} . Dans le cas d'une spirale seule, $R_{\max, \text{spirale}}$ est égal au rayon maximal de l'antenne R_{\max} . Lorsque la spirale est entourée par un anneau, $R_{\max, \text{spirale}}$ change en fonction de la largeur de l'anneau et de la distance entre l'anneau et la spirale. La largeur des brins change en fonction de (I-26). Dans [I-51], la largeur de l'anneau et la distance anneau spirale sont prises égales à la largeur des brins Δ (Figure I-42). La piste de l'anneau est de largeur d .

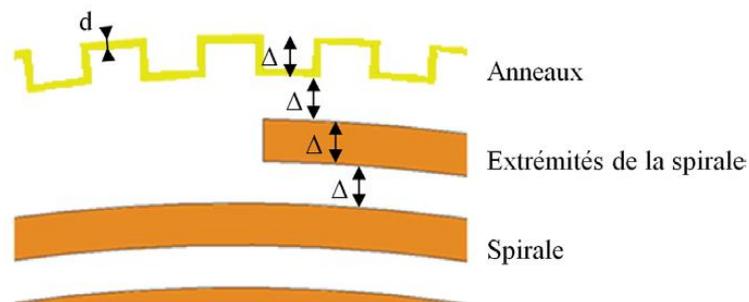


Figure I-42 : Dimension et positionnement de l'anneau par rapport à la spirale

Les différents paramètres présentés sont calculés selon les formules suivantes :

$$R_{max,spirale} = R_{max} - 2\Delta \quad (I-25)$$

$$\Delta = \frac{R_{max,spirale} - R_{min}}{4N + 1} \quad (I-26)$$

Dans toute la suite de ce mémoire, la largeur de l'anneau est définie par le paramètre Δ . La largeur de la piste d est fixée en fonction des besoins. L'anneau n'entoure pas forcément la spirale. Dans ce cas $R_{max,spirale}$ est égal R_{max} et la largeur de l'anneau suit l'évolution de Δ .

VII.2. Fonctionnement de l'antenne

La conception de l'antenne décrite dans [I-44] débute par un premier constat : lorsqu'une antenne spirale est entourée par un anneau, cela permet la réduction de la fréquence basse de fonctionnement [I-44] (Figure I-41). La Figure I-43 représente le coefficient de réflexion en entrée d'une antenne spirale d'un mètre de diamètre (bleu) et celui d'une antenne spirale entourée par un anneau (rouge). La deuxième antenne est toujours contenue dans un cercle d'un mètre de diamètre. Nous constatons que l'ajout de cet anneau permet d'introduire une fréquence de résonance. C'est cette résonance qui permet la diminution de la fréquence basse de fonctionnement.

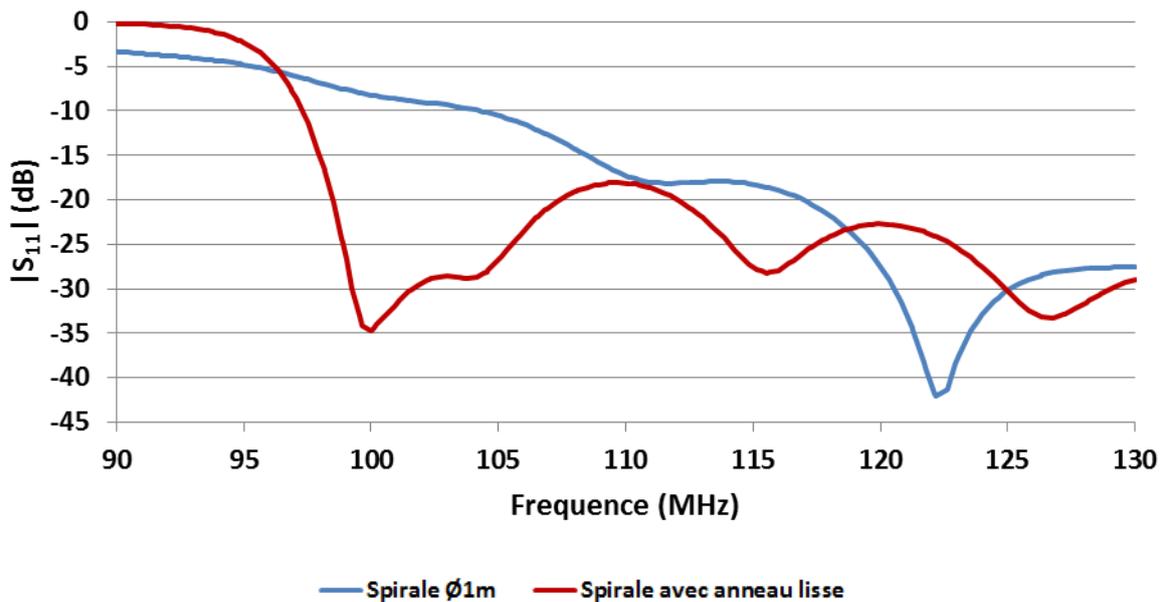


Figure I-43 : Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en entrée d'une antenne spirale de 1 mètre de diamètre (bleu) et celui d'une spirale entourée par un anneau sans motif (rouge)

Toutefois cette géométrie offre peu de degrés de liberté. Lorsque la largeur de l'anneau et la distance entre l'anneau et la spirale sont fixées, la miniaturisation est limitée, d'où l'idée d'imposer un motif à l'anneau. Dans le cadre de [I-51], le motif créneau est utilisé.

La Figure I-44 donne le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence de trois antennes spirales entourées d'un anneau avec motif crénelé. Les anneaux ont 10, 30 et 100 répétitions du motif autour de l'anneau.

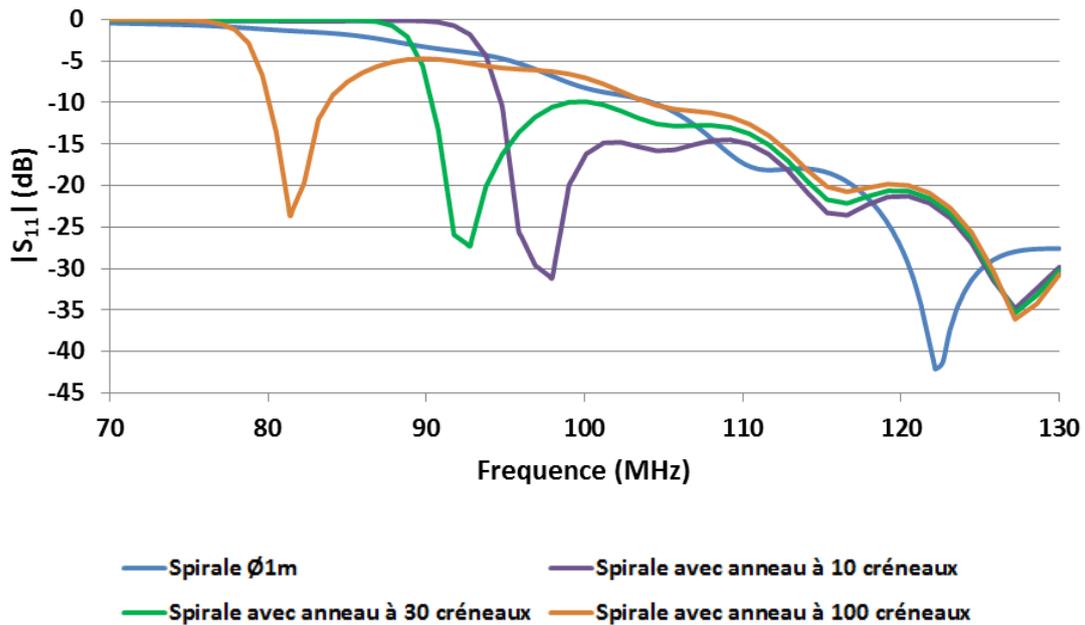


Figure I-44 : $|S_{11}|$ d'une antenne spirale de 1 mètre de diamètre (bleu), $|S_{11}|$ d'une antenne spirale entourée par un anneau avec 10 motifs (violet), $|S_{11}|$ d'une antenne spirale entourée par un anneau avec 30 motifs (vert) et $|S_{11}|$ d'une antenne spirale entourée par un anneau avec 100 motifs (orange).

Sur la Figure I-44, la fréquence de résonance diminue avec l'augmentation du nombre de répétitions du motif créneau. La fréquence de résonance est inversement proportionnelle au périmètre déployé de l'anneau. Le périmètre déployé est fixé par le nombre de créneaux autour de l'anneau. Le résultat observé était attendu.

Lorsque la résonance est trop éloignée de la fréquence basse de fonctionnement de la spirale, le niveau du coefficient de réflexion remonte au-dessus de -10dB. C'est le cas de la courbe orange pour un anneau avec 100 créneaux.

Lorsque l'anneau est placé au-dessus de la spirale l'optimisation de la hauteur entre cet anneau et la spirale permet d'influer sur le niveau d'adaptation du pic de résonance de l'anneau. A partir de cette observation l'idée d'empiler les anneaux semble intéressante. Une optimisation sur le nombre d'anneaux et leur position permet d'adapter la bande de fréquence comprise entre la fréquence de résonance de l'anneau et la fréquence basse de fonctionnement de la spirale. Cette bande est appelée la *Bande de Fréquence Intermédiaire* (BFI) [I-51]. Pour le cas de la spirale entourée d'un anneau à 100 créneaux, il est nécessaire d'utiliser trois anneaux. Le premier anneau est dans le plan de la spirale, le deuxième est 3cm au-dessus du premier et le dernier 7cm au-dessus du deuxième. Le coefficient de réflexion en entrée d'une telle antenne est présenté en Figure I-45 (orange pointillé).

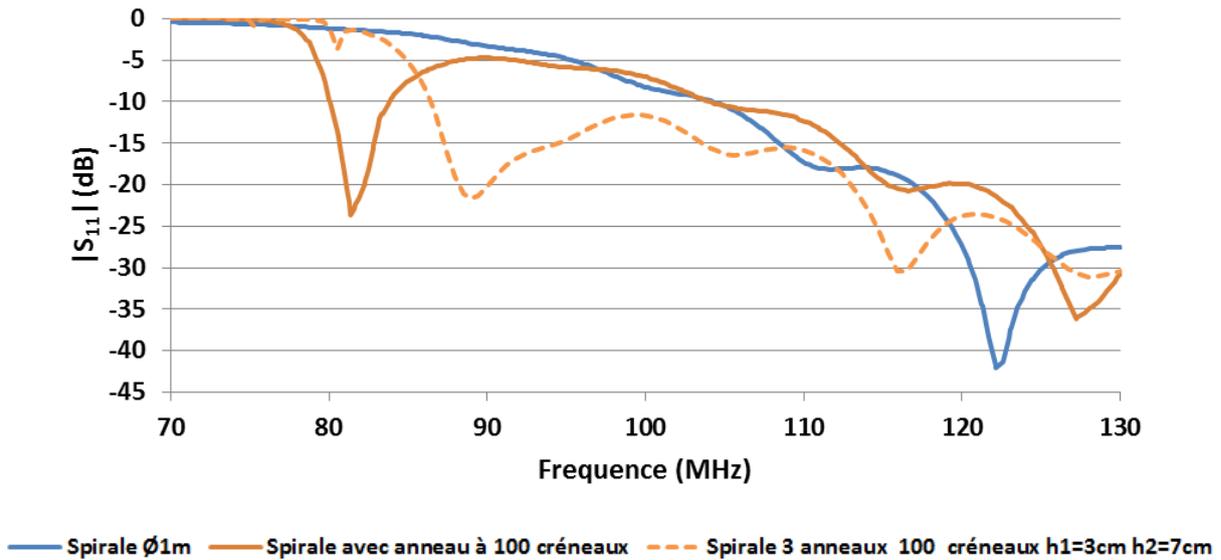


Figure I-45 : $|S_{11}|$ d'une antenne spirale de 1 mètre de diamètre (bleu),
 $|S_{11}|$ d'une antenne spirale entourée par un anneau avec 100 motifs (orange)
 $|S_{11}|$ d'une antenne spirale à 3 anneaux avec 100 motifs (pointillé).

Sur la Figure I-45, il est observable que le niveau du coefficient de réflexion de l'antenne à 3 anneaux passe en dessous de -10dB sur la BFI. La fréquence de résonance de l'antenne à 3 anneaux s'est décalée vers les hautes fréquences par rapport à celle de la spirale à un anneau. C'est un des effets de l'empilement des anneaux. La diminution de la fréquence basse de fonctionnement reste significative.

A l'aide de ces observations, un processus de conception a été proposé. La conception débute par l'utilisation d'une spirale entourée d'un anneau à motif. A l'aide des descripteurs du motif il est possible d'ajuster la fréquence de résonance de l'anneau afin d'obtenir la bande passante la plus large possible. La suite de la conception suit le processus itératif présenté en Figure I-46.



Figure I-46: Synoptique de conception de l'antenne proposée dans [I-51]

Dans un premier temps, il s'agit d'ajouter au résonateur un anneau identique aux précédents. Lors de cette étape, l'optimisation se fait sur la hauteur relative des anneaux du résonateur afin d'obtenir la bande passante la plus large possible.

Dans un second temps, le périmètre déployé de l'anneau est augmenté de manière à diminuer la fréquence de résonance du résonateur afin d'obtenir la fréquence basse de fonctionnement la plus basse possible, tout en maintenant l'adaptation en dessous de -10dB.

Ce processus est répété jusqu'à obtenir la miniaturisation souhaitée.

VII.3. Meilleurs résultats obtenus

En itérant le processus de conception décrit précédemment, il a été possible d'obtenir deux cas pour la réalisation de prototype : un en UHF et un en VHF. Le premier prototype a servi de validation du concept présenté précédemment, le deuxième a permis de montrer qu'il était possible de réaliser une antenne en VHF et de valider une partie des performances de l'antenne.

Les caractéristiques du prototype en UHF sont les suivantes :

- Le diamètre maximal de l'antenne est de 8cm.
- Elle a 5 anneaux crénelés dont un anneau dans le plan de la spirale.
- Chaque anneau est composé de 340 créneaux.
- La distance entre chaque anneau est identique. Elle est égale à l'épaisseur du substrat utilisé soit 3.2mm.
- La spirale et les anneaux sont gravés sur un substrat Nelco NX9255 de type PTFE avec une permittivité relative $\epsilon_r=2.55$.
- L'alimentation est faite à l'aide d'un câble SMA. Une procédure de *de-embedding* est effectuée pour déduire l'impédance réelle de l'antenne.

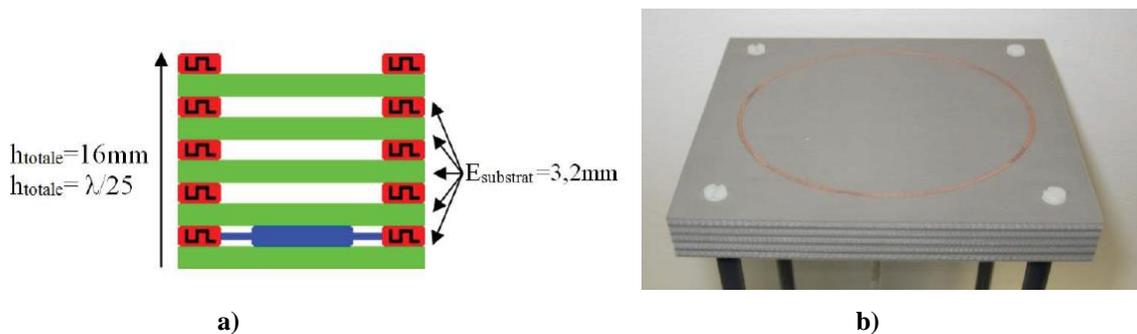


Figure I-47: a) Schéma et b) Photo du prototype en UHF à 5 anneaux (340 Créneaux)

Le coefficient de réflexion mesuré de l'antenne à 5 anneaux est comparé celui de l'antenne spirale seule de 8cm de diamètre en Figure I-48. Ce prototype en UHF permet une réduction mesurée de la fréquence basse de fonctionnement de 33.6%.

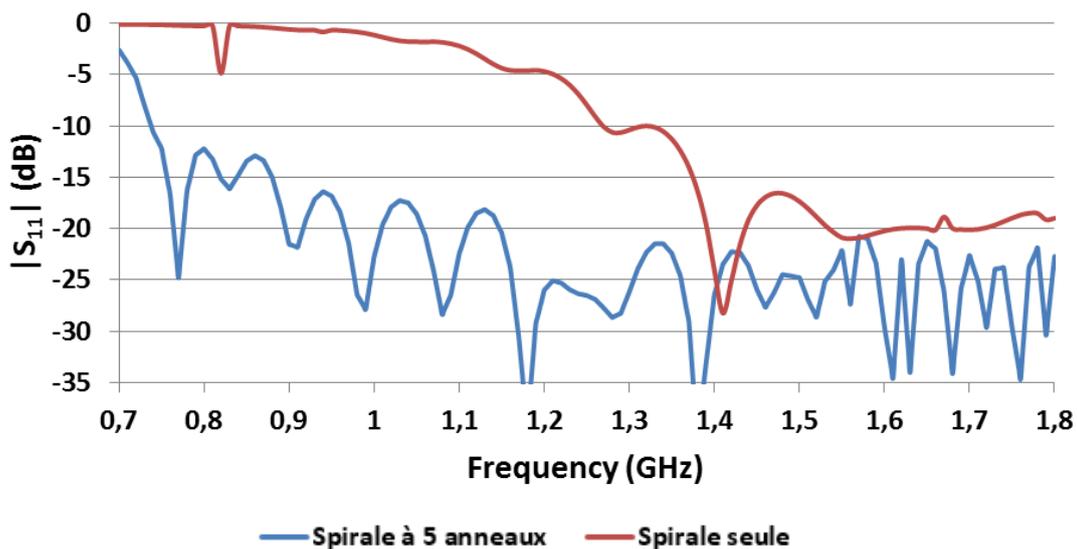


Figure I-48: $|S_{11}|$ d'une antenne spirale de 8cm de diamètre (rouge) et $|S_{11}|$ d'une antenne spirale à 5 anneaux avec 340 motifs (bleu).

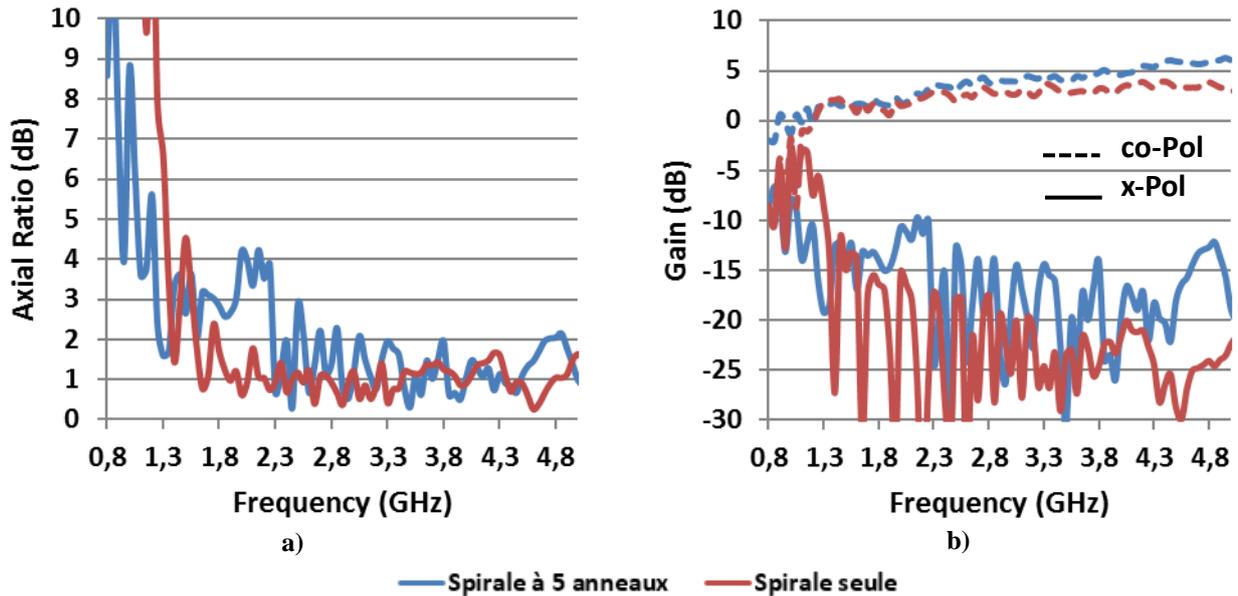


Figure I-49 : a) Taux d'ellipticité mesuré en fonction de la fréquence b) Co-polarisation (pointillé) et Cross-Polarisation (plein) mesurées dans l'axe de l'antenne spirale de 8cm de diamètre (rouge) et d'une antenne spirale à 5 anneaux avec 340 motifs (bleu).

Le Taux d'Ellipticité Figure I-49 a), la co-polarisation et la cross-polarisation Figure I-49 b) de l'antenne à 5 anneaux (bleu) sont comparés à ceux de l'antenne spirale d'Archimède seule. Les niveaux du TE et de la cross-polarisation sur la bande passante de la spirale [1.3GHz ; 5GHz] sont semblables pour les deux antennes. Le niveau de co-polarisation de l'antenne à 5 anneaux est plus important au-delà de 2.5GHz que l'antenne seule. Sur la bande [0,8 GHz ; 1.3GHz] le taux d'ellipticité n'atteint pas la limite des 3dB. Toutefois, avec l'antenne à 5 anneaux il est nettement plus bas que celui de la spirale seule. La co-polarisation est améliorée sur cette bande mais avec un niveau de cross-polarisation du même ordre de grandeur que celui de la spirale seule sur la bande [0.8GHz ; 1GHz]. Pour des fréquences plus élevées, la différence entre le niveau de co-polarisation et celui de cross-polarisation est augmentée.

La forme des diagrammes de rayonnement des polarisations est conforme aux simulations pour les fréquences inférieures à 1,8 GHz. Au-delà de cette fréquence, la forme de la polarisation gauche commence sérieusement à se dégrader. La polarisation droite reste conforme à la simulation, exceptée en fin de bande où la forme des diagrammes est très fortement perturbée. Ces différences viennent très certainement du fait que l'alimentation utilisée n'est pas équilibrée (absence de balun) et par conséquent le signal d'alimentation n'est pas parfaitement symétrique. Toutefois, les performances de rayonnement sur la bande passante de la spirale restent dans l'ensemble inchangées pour le prototype à 5 anneaux. Sur la BFI ces performances sont nettement améliorées par rapport à celles de la spirale seule.

Le prototype en VHF a permis de valider la faisabilité technologique d'une telle antenne. Une étude très importante a été effectuée sur les matériaux à utiliser afin d'avoir une antenne réalisable tout en restant la plus légère possible.



Figure I-50: Prototype en VHF de l'antenne à 5 anneaux [I-51]

Sur les performances de l'antenne, seul le coefficient de réflexion a pu être validé par rapport à la simulation. Les performances en diagramme soulèvent beaucoup trop d'interrogations pour être validés.

VII.4. Limite de la solution

Cette solution permet donc d'obtenir des réductions importantes peu atteintes dans l'état de l'art pour des spirales d'Archimède. Toutefois, le processus itératif de conception s'est limité à 5 anneaux. Est-il possible de miniaturiser davantage en concevant des antennes avec plus d'anneaux ?

Pour répondre à cette question deux problèmes se posent :

- La résolution des procédés de conception. En effet, sur le prototype en UHF les limites de gravure en précision ont été atteintes pour la réalisation des anneaux crénelés.
- Le temps d'optimisation d'une antenne contenant un nombre important d'anneaux résonants couplés. En effet le temps de simulation pour une antenne à 5 anneaux avec substrat fini est évalué à 110 jours pour une simulation effectuée sous FEKO 6.1 sur un ordinateur muni de 2 processeurs et 8 threads au total, cadencés à 2.26GHz. La mémoire vive de cet ordinateur s'élève à 32Go. L'utilisation d'une méthode temporelle pose aussi des problèmes en termes de temps de simulation : même si cette méthode permet de connaître la réponse de l'antenne sur toute sa bande de fréquence, les anneaux résonants font que les temps de convergence sont (trop) longs.

C'est la résolution de ces deux problèmes qui définit les grands axes d'étude de cette thèse. Dans ce travail nous chercherons à mettre en place un code de calcul qui permettra de donner la réponse du résonateur à anneaux couplés bien plus rapidement qu'une simulation électromagnétique rigoureuse. Par ailleurs, nous essaierons d'atteindre un facteur de réduction plus bas que celui obtenu dans le travail de référence [I-51].

Bibliographie

- [I-1] CARSON, John R. Reciprocal theorems in radio communication. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 1929, vol. 17, no 6, p. 952-956.
- [I-2] BALANIS, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2016.
- [I-3] ELLIOTT, R. S., GILLESPIE, E. S., *et al.* IEEE Standard definitions of terms for antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1983, vol. 31, no 6, p. 1-29.
- [I-4] <http://www.air-stream.org.au/technical-references/antenna-polarisation>
- [I-5] DUHAMEL, Raymond et ISBELL, Dwight. Broadband logarithmically periodic antenna structures. In: *1958 IRE International Convention Record*. IEEE, 1966. p. 119-128.
- [I-6] DYSON, J. The equiangular spiral antenna. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 1959, vol. 7, no 2, p. 181-187.
- [I-7] <http://www.antennamagus.com/index.php>
- [I-8] KAISER, J. The Archimedean two-wire spiral antenna. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 1960, vol. 8, no 3, p. 312-323.
- [I-9] DYSON, J. The characteristics and design of the conical log-spiral antenna. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 1965, vol. 13, no 4, p. 488-499.
- [I-10] DUHAMEL, Raymond H. *Dual polarized sinuous antennas*. U.S. Patent No 4,658,262, 14 avr. 1987.
- [I-11] BARROW, W. L., CHU, L. J., et JANSEN, J. J. Biconical electromagnetic horns. *Proceedings of the IRE*, 1939, vol. 27, no 12, p. 769-779.
- [I-12] BEGAUD, Xavier (ed.). *Ultra wide band antennas*. John Wiley & Sons, 2013.
- [I-13] HONDA, Satoshi, ITO, Michiaki, SEKI, Hajime, *et al.* A disk monopole antenna with 1: 8 impedance bandwidth and omnidirectional radiation pattern. In: *PROCEEDINGS OF THE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION JAPAN*. INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION & COMMUNICATION ENGINEERS, 1992. p. 1145-1145.
- [I-14] HAMMOUD, M., POEY, Pierre, et COLOMBEL, Franck. Matching the input impedance of a broadband disc monopole. *Electronics Letters*, 1993, vol. 29, no 4, p. 406-407.
- [I-15] LOCATELLI, A., MODOTTO, D., PIGOZZO, F. M., *et al.* Highly directional planar ultra wide band antenna for radar applications. In: *Microwave Integrated Circuit Conference, 2007. EuMIC 2007. European*. IEEE, 2007. p. 623-626.
- [I-16] SUH, Seong-Youp, STUTZMAN, Warren L., et DAVIS, William A. A new ultrawideband printed monopole antenna: The planar inverted cone antenna (PICA). *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2004, vol. 52, no 5, p. 1361-1364.
- [I-17] TRAN, D., AUBRY, P., SZILAGYI, A., LAGER, I.E., YAROVVI, O. et LIGTHART, L.P. On the Design of a Super Wide Band Antenna, <http://cdn.intechopen.com/pdfs-wm/11982.pdf>
- [I-18] GIBSON, P. J. The Vivaldi aerial. In: *Microwave Conference, 1979. 9th European*. IEEE, 1979. p. 101-105.
- [I-19] GAZIT, Ehud. Improved design of the Vivaldi antenna. In : *IEE Proceedings H-Microwaves, Antennas and Propagation*. IET, 1988. p. 89-92.
- [I-20] CHU, Lan Jen. Physical Limitations of Omni-Directional Antennas. *Journal of applied physics*, 1948, vol. 19, no 12, p. 1163-1175.
- [I-21] WHEELER, Harold A. Fundamental limitations of small antennas. *Proceedings of the IRE*, 1947, vol. 35, no 12, p. 1479-1484.
- [I-22] HANSEN, Robert C. Fundamental limitations in antennas. *Proceedings of the IEEE*, 1981, vol. 69, no 2, p. 170-182.
- [I-23] VOLAKIS, John, CHEN, Chi-Chih, et FUJIMOTO, Kyohei. *Small antennas: miniaturization techniques & applications*. McGraw Hill Professional, 2009

- [I-24] KSHETRIMAYUM, Rakesh S. A brief intro to metamaterials. *IEEE Potentials*, 2004, vol. 23, no 5, p. 44-46.
- [I-25] PENDRY, J. B., HOLDEN, A. J., STEWART, W. J., *et al.* Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures. *Physical review letters*, 1996, vol. 76, no 25, p. 4773.
- [I-26] OUEDRAOGO, Raoul O., ROTHWELL, Edward J., DIAZ, Alejandro R., *et al.* Miniaturization of patch antennas using a metamaterial-inspired technique. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2012, vol. 60, no 5, p. 2175-2182.
- [I-27] MOHAMED-HICHO, Nora Mohamed, ANTONINO-DAVIU, Eva, CABEDO-FABRÉS, Marta, *et al.* Wideband high-impedance surface reflector for low-profile high-gain UHF antenna. In: *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. IEEE, 2015. p. 1-4.
- [I-28] GHOSH, Bratin, HAQUE, SK Moinul, *et* MITRA, Debasis. Miniaturization of slot antennas using slit and strip loading. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2011, vol. 59, no 10, p. 3922-3927.
- [I-29] PIGEON, Mélusine. *Etude et réalisation d'antennes ultra-compactes à base de métamatériaux : Application à la réalisation d'une antenne GNSS miniature*. 2011. Thèse de doctorat en Electromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence, sous la direction de Hervé AUBERT et Christophe MORLAAS, Toulouse, Institut National Polytechnique de Toulouse.
- [I-30] EL KADRI, Sarah. *Contribution à l'étude d'antennes miniatures reconfigurables en fréquence par association d'éléments actifs*. 2011. Thèse de doctorat en Optique et Radiofréquences, sous la direction de Robert STARAJ et Christophe DELEVEAUD, Toulouse, Institut National Polytechnique de Toulouse.
- [I-31] GAO, Guo-Ping, HU, Bin, *et* ZHANG, Jin-Sheng. Design of a miniaturization printed circular-slot UWB antenna by the half-cutting method. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2013, vol. 12, p. 567-570.
- [I-32] A HARMOUSH, A. Ali *et* AL SHEIKH, B. Hiba. Miniaturization of the folded dipole antenna. In: *2008 12th International Conference on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory*. IEEE, 2008. p. 196-198.
- [I-33] CHEW, Daniel KC *et* SAUNDERS, Simon R. Meander line technique for size reduction of quadrifilar helix antenna. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 2002, vol. 1, no 1, p. 109-111.
- [I-34] TAKACS, Alexandru, IDDA, Tonio, AUBERT, Herve, *et al.* Compact VHF quadrifilar helix antenna. In: *Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European*. IEEE, 2012. p. 850-853.
- [I-35] MUSCAT, Adrian F. *et* PARINI, Clive G. Novel compact handset antenna. In: *Antennas and Propagation, 2001. Eleventh International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 480)*. IET, 2001. p. 336-339.
- [I-36] TENI, Geer, ZHANG, Ning, QIU, Jinghui, *et al.* Research on a novel miniaturized antipodal Vivaldi antenna with improved radiation. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2013, vol. 12, p. 417-420.
- [I-37] CHANG-YONG, Li, YAN-WEI, Zhang, YIN-FAN, Li, *et al.* Volcano smoke planar ultra-wide band antenna. In: *Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology (EMEIT), 2011 International Conference on*. IEEE, 2011. p. 3362-3364.
- [I-38] LEE, Ming, KRAMER, Bradley A., CHEN, Chi-Chih, *et al.* Distributed lumped loads and lossy transmission line model for wideband spiral antenna miniaturization and characterization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007, vol. 55, no 10, p. 2671-2678.
- [I-39] BELLION, Anthony. Optimisation de la miniaturisation d'antennes spirale d'Archimède étoilées. In : *Journées Nationales Microondes (JNM)*, 2013
- [I-40] RIPOCHE, Olivier. Miniaturisation d'Antennes Imprimées pour applications spatiales. *Projet de fin d'études - CNES*, 2010
- [I-41] KRAMER, B. A., LEE, M., CHEN, C.-C., *et al.* A miniature conformal spiral antenna using inductive and dielectric loading. In: *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. IEEE, 2007. p. 1004-1007.
- [I-42] O'BRIEN, Jonathan M., GRANDFIELD, John E., MUMCU, Gokhan, *et al.* Miniaturization of a Spiral Antenna Using Periodic Z-Plane Meandering. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, vol. 63, no 4, p. 1843-1848.

- [I-43] SHIH, Ting-Yen et BEHDAD, Nader. A compact, broadband spiral antenna with unidirectional circularly polarized radiation patterns. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, vol. 63, no 6, p. 2776-2781.
- [I-44] LIU, Qing, RUAN, Cheng-Li, PENG, Lin, *et al.* A novel compact archimedean spiral antenna with gap-loading. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 2008, vol. 3, p. 169-177.
- [I-45] SAMMETA, Rohit et FILIPOVIC, Dejan S. Quasi frequency-independent increased bandwidth planar log-periodic antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2014, vol. 62, no 4, p. 1937-1944.
- [I-46] CONGEDO, Fabrizio, MONTI, Giuseppina, et TARRICONE, Luciano. Modified bowtie antenna for GPR applications. In: *Proceedings of the XIII International Conference on Ground Penetrating Radar*. 2010.
- [I-47] CONGEDO, Fabrizio, MONTI, Giuseppina, TARRICONE, Luciano, *et al.* Broadband bowtie antenna for RF energy scavenging applications. In: *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*. 2011.
- [I-48] KASHYAP, Nitesh et KUMAR, Dinesh. Miniaturized planar spiral antenna with stacked ring. In: *Antennas and Propagation Conference (LAPC)*. 2014. p. 465,468.
- [I-49] RIPOCHE, O., AUBERT, H., BELLION, A., *et al.* Spiral antenna miniaturization in Very High Frequency band. In: *Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 2012 15th International Symposium on*. IEEE, 2012. p. 1-5.
- [I-50] NEY, Michel. Simulation électromagnétique : Outils de conception. *Techniques de l'ingénieur. Electronique*, 2006, vol. 4, no E1030.
- [I-51] RIPOCHE, Olivier. *Miniaturisation d'antennes en bande VHF pour applications spatiales*. 2013. Thèse de doctorat en Electromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence, sous la direction de Hervé AUBERT et Anthony BELLION, Toulouse, Institut National Polytechnique de Toulouse.

Chapitre II: MODELISATION ÉLECTROMAGNETIQUE ET CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT DU RESONATEUR D'ANNEAUX COUPLES

I. Introduction

Les temps de simulation à l'aide des logiciels de simulation commerciaux de l'antenne avec le résonateur à anneaux couplés et empilés sont longs et augmentent significativement avec le nombre d'anneaux utilisés. Le calcul à l'aide de méthodes fréquentielles a pour inconvénient de devoir effectuer la résolution du problème électromagnétique pour chaque fréquence. Plus le maillage est important, plus le temps nécessaire à la résolution du problème est conséquent. De plus, pour les problèmes ULB, il est nécessaire d'effectuer les simulations sur une large plage de fréquence et avec un nombre important de fréquences. Dans le cadre de notre antenne, le maillage augmente avec le nombre d'anneaux et le nombre de répétitions du motif sur l'anneau. Il a été constaté [I-51] que le temps de calcul augmente de manière exponentielle avec le nombre d'anneaux. L'utilisation des méthodes temporelles a l'avantage, comparé aux méthodes fréquentielles, d'obtenir la réponse du problème sur toute la bande passante. Toutefois, le calcul est réalisé sur la réponse temporelle du système à un signal transitoire. Ainsi, pour des structures très résonantes, l'énergie électromagnétique emmagasinée est très lentement restituée. CST Microwave studio utilise un critère pour la convergence de la réponse du modèle. Ce critère est le rapport entre l'énergie fournie au système et celle restituée. Dans ces conditions, le temps de calcul de structure résonante est très long. Notre architecture utilisant des anneaux résonants, les temps de calcul pour l'antenne étudiée sont relativement longs.

A ceci s'ajoute l'aspect multi-échelles de l'architecture qui apporte des problématiques lors du maillage de la structure. En effet, le maillage de la spirale s'effectue sans trop de problème indépendamment des logiciels utilisés. Le maillage se fait pour des fractions de longueur d'onde typiques de l'ordre de $\lambda/30$. Les anneaux posent plus de problèmes car leurs longueurs électriques sont de l'ordre de $\lambda/100$. En fonction des méthodes numériques, l'utilisateur se voit contraint, soit de sur-mailler pour bien prendre en compte la physique des anneaux (CST), soit d'adopter un maillage important des anneaux générés par le logiciel (FEKO). L'utilisation d'un nombre de mailles importants a des conséquences directes sur les temps de simulation des logiciels commerciaux.

Dans ce chapitre nous proposons d'utiliser une méthode variationnelle basée sur l'utilisation de fonctions d'essai étendues. Cette méthode a l'avantage d'avoir des temps de résolution très rapides. A l'inverse des méthodes numériques classiques qui sont basées sur la recherche de la solution *exacte* du problème, nous posons une approximation sur la forme supposée de la solution. Sur la base de cette solution supposée, nous venons résoudre le problème aux limites. Dans notre cas cette méthode est utilisée pour le résonateur à anneaux couplés qui est l'élément clé de notre antenne.

II. Résolution d'un problème électromagnétique à l'aide de fonctions d'essai étendues

II.1. Introduction

La résolution de problèmes électromagnétiques à l'aide de fonctions d'essai étendues s'inspire des travaux d'Harrington [II-1]. Une des idées développées par Harrington est l'utilisation de formes variationnelles dans des équations dites *stationnaires*. Ces équations sont utilisées pour déterminer des grandeurs physiques telles que les fréquences de résonance ou des impédances. Pour mettre en place sa méthode, il introduit deux notions importantes.

II.1.1. Le champ d'essai

Les sources d'un problème électromagnétique peuvent être vues comme des sources « mathématiques ». Au lieu de chercher à déterminer l'expression exacte de la source, il propose de donner une approximation des variations de la source. L'approximation se base sur l'expérience du concepteur ainsi que sur des considérations physiques du problème. Le champ de cette source est appelé *champ d'essai*.

Harrington montre que la solution du problème est relativement insensible aux approximations faites sur le champ d'essai. Il évalue qu'il faudrait faire une erreur de 10% sur la formulation du champ pour commettre une erreur de 1% sur le paramètre d'intérêt calculé. La solution exacte peut être retrouvée (du moins en théorie) si le champ d'essai est exprimé comme une série de fonctions avec des coefficients qu'il faudra chercher à déterminer. La détermination de ces coefficients permet d'optimiser les approximations faites sur la source.

II.1.2. Le principe de réaction

Le deuxième principe que vient introduire Harrington est le *principe de réaction*. Ce concept permet justement d'établir des expressions stationnaires nécessaires à la résolution de problèmes électromagnétiques. A l'aide d'équations intégrales, nous venons calculer l'influence du champ présent dans une structure, dans notre cas un guide TEM, avec le champ d'essai.

La méthode que nous utilisons s'inspire beaucoup des principes développés par Harrington. Elle s'appuie sur la construction d'un schéma électrique équivalent qui vient rendre compte, grâce à des représentations symboliques, de la physique d'un problème dans un guide TEM contenant une discontinuité. Dans les parties qui suivent, nous détaillons les différents éléments nécessaires à la conception du schéma électrique équivalent.

II.2. Sources modales et opérateurs

Les modes se propageant dans les guides sont représentés par des sources dites *modales* en champ ou en courant (Figure II-1). En général, nous considérons que seul le mode fondamental se propage dans la structure. Les grandeurs \hat{Z} et \hat{Y} de la Figure II-1 sont respectivement des opérateurs impédance et admittance. Ces opérateurs viennent modéliser la contribution des modes évanescents dans la structure.

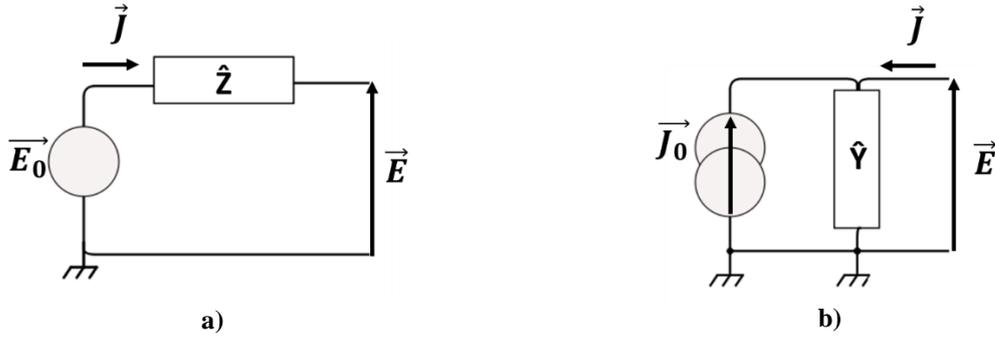


Figure II-1: a) Source modale en champ et b) en courant [II-3]

Les sources modales modélisent toutes les conditions aux limites du guide étudié ainsi que l'excitation du mode fondamental. Le respect des conditions aux limites dans la structure est formalisé par la construction des opérateurs impédances et admittances.

En effet dans un guide, le champ présent peut être décomposé comme une série de modes propagatifs et évanescents (II-1). Cette même série peut être réécrite comme une série de scalaire projetée sur une base orthonormée \vec{f}_n (II-2).

$$\vec{E} = \sum_n \vec{E}_n \quad (\text{II-1})$$

$$\vec{E} = \sum_n V_n \vec{f}_n \quad (\text{II-2})$$

Il est possible d'exprimer également la densité de courant présent dans la structure comme une série de modes évanescents.

$$\vec{J} = \sum_n \vec{J}_n \quad (\text{II-3})$$

Or :

$$\begin{cases} \vec{J}_n = \vec{H}_n \times \vec{n} \\ \vec{E}_n = Z_n \vec{H}_n \times \vec{n} \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

où Z_n représente l'impédance de mode. Donc nous avons :

$$\vec{J} = \sum_n Y_n V_n \vec{f}_n \quad (\text{II-5})$$

où Y_n représente l'admittance de mode. La suite des $(V_n)_n$ peut être exprimée comme la projection du champ \vec{E} sur la $n^{\text{ième}}$ composante de la base orthonormée formée par les \vec{f}_n . La suite des $(V_n)_n$ se calcule donc en effectuant le produit scalaire hermitien du champ \vec{E} avec la $n^{\text{ième}}$ composante de la base orthonormée et s'exprime comme suit :

$$V_n = \langle \vec{f}_n | \vec{E} \rangle \quad (\text{II-6})$$

Le produit scalaire hermitien défini dans (II-6) est celui associé à l'espace des fonctions de carré sommable \mathcal{L}^2 . C'est-à-dire l'espace des fonctions dont le carré est intégrable au sens de l'intégrale de Lebesgue. Le produit scalaire sur cet espace est défini par (II-7) :

$$\langle f | g \rangle = \int_{\Omega} f \bar{g} d\mu \quad (\text{II-7})$$

où Ω est un ouvert de \mathbb{R}^n et \bar{g} est le conjugué de la fonction complexe g

Ainsi la densité de courant peut se réécrire comme l'équation (II-8) :

$$\vec{J} = \sum_n Y_n \langle f_n | E \rangle \vec{f}_n \quad (\text{II-8})$$

Dans toutes les expressions suivantes, nous considérerons qu'il est équivalent d'écrire \vec{E} ou $|E\rangle$. La densité de courant peut alors s'exprimer comme l'équation (II-9) :

$$|J\rangle = \sum_n |f_n\rangle Y_n \langle f_n | E \rangle \quad (\text{II-9})$$

En posant :

$$\hat{Y} = \sum_n |f_n\rangle Y_n \langle f_n| \quad (\text{II-10})$$

Nous avons alors :

$$|J\rangle = \hat{Y} |E\rangle \quad (\text{II-11})$$

Nous venons ainsi de définir l'opérateur admittance utilisé dans les sources modales. L'opérateur impédance se déduit alors de l'équation (II-10) :

$$\hat{Z} = \sum_n |f_n\rangle Z_n \langle f_n| \quad (\text{II-12})$$

Les opérateurs ainsi construits nous permettent de manipuler les grandeurs du champ électromagnétique comme des grandeurs de circuit. Le champ délivré par les sources à un demi-guide d'onde infini est alors donné par (II-13) pour la source modale en champ et (II-14) pour la source modale en courant :

$$\vec{E} = \vec{E}_0 + \left(\sum_{n=1}^{\infty} |f_n\rangle Z_n \langle f_n| \right) \vec{J} \quad (\text{II-13})$$

$$\vec{J} = \vec{J}_0 + \left(\sum_{n=1}^{\infty} |f_n\rangle Y_n \langle f_n| \right) \vec{E} \quad (\text{II-14})$$

A noter que nous faisons démarrer la série à l'indice $n=1$. En effet, la contribution du mode fondamental est sortie de la série.

A ce stade les opérateurs sont définis mais le respect des conditions aux limites dans le guide n'est pas détaillé ; il se fait par construction de la base orthonormée utilisée pour définir les opérateurs

II.3. Construction de la base orthonormée :

Les opérateurs définis dans la partie précédente sont représentés sur la base orthonormée des f_n . Cette base est construite à partir de la forme variationnelle du champ transverse dans le guide. Pour l'obtenir, nous venons résoudre l'équation d'Helmholtz (équation (II-15)) dans le guide : elle se fait sur les composantes longitudinales du champ électromagnétique (composante suivant l'axe Oz).

$$(\nabla^2 + k_0^2) \begin{bmatrix} \vec{E} \\ \vec{H} \end{bmatrix} = \vec{0} \quad (\text{II-15})$$

Où $\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$ (opérateur Laplacien) et $k_0 = 2\pi/\lambda$

La résolution de l'équation de Helmholtz s'effectue dans le cas d'une structure sans source et invariante par translation suivant l'axe (Oz). Ceci implique que le lieu des conditions aux limites (noté C) est invariant par translation également.

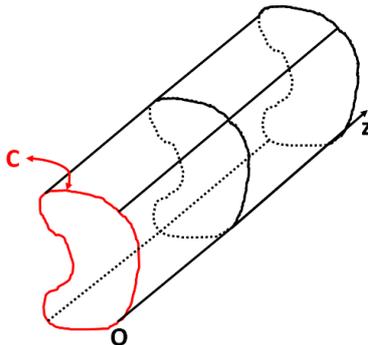


Figure II-2: Structure invariante par translation suivant l'axe (Oz) et lieu des conditions aux limites C

Nous distinguons deux types de conditions aux limites :

- Les conditions de type « mur électrique »
- Les conditions de type « mur magnétique »

Les conditions de types murs électrique (II-16) ou magnétique (II-17) imposent au champ électromagnétique :

$$\begin{cases} \vec{E}_t = \vec{0} \\ \frac{\partial \vec{H}_t}{\partial n} = \vec{0} \end{cases} \quad (\text{II-16})$$

$$\begin{cases} \frac{\partial \vec{E}_t}{\partial n} = \vec{0} \\ \vec{H}_t = \vec{0} \end{cases} \quad (\text{II-17})$$

Où \vec{E}_t et \vec{H}_t sont les composantes du champ tangentiel.

La résolution de l'équation (II-15) permet d'obtenir les composantes longitudinales du champ électromagnétique. Les composantes transverses du champ \vec{E}_T et \vec{H}_T s'expriment en fonction des composantes longitudinales :

$$\vec{E}_T = \frac{-\gamma \nabla_T E_z - j\omega \mu_0 \nabla_T H_z \times \vec{z}}{\gamma^2 + k_0^2} \quad (\text{II-18})$$

$$\vec{H}_T = \frac{+j\omega \varepsilon_0 \nabla_T E_z \times \vec{z} - \gamma \nabla_T H_z}{\gamma^2 + k_0^2} \quad (\text{II-19})$$

Dans une structure, nous distinguons deux types de mode évanescents :

- Ceux dont la composante longitudinale du champ électrique (E_z) s'annule. Ce sont les modes dit *Transverse Electrique* (TE)
- Ceux dont la composante longitudinale du champ magnétique (H_z) s'annule. Ce sont les modes dit *Transverse Magnétique* (TM)

Nous obtenons donc deux champs électriques transverses \vec{E}_T à savoir celui des modes TE \vec{f}_n^{TE} et celui des modes TM \vec{f}_n^{TM} . L'ensemble de ces vecteurs constitue une base orthogonale au sens du produit scalaire hermitien :

$$\langle f_n^\alpha | f_m^\alpha \rangle = \delta_{mn} \quad (\text{II-20})$$

Avec $\delta_{mn} = \begin{cases} 1, & \text{si } m = n \\ 0, & \text{si } m \neq n \end{cases}$

Cette base est alors normée en assurant la condition :

$$\langle f_n^\alpha | f_n^\alpha \rangle = 1 \quad (\text{II-21})$$

L'équation (II-21) va permettre le calcul d'un coefficient de normalisation qui viendra normaliser la base des \vec{f}_n^α .

II.4. Sources virtuelles

Les sources modales introduites en partie II.2 de ce chapitre modélisent le mode d'excitation ainsi que les conditions aux limites imposées aux champs dans la structure étudiée. Dans le cas d'un demi-guide d'onde infini, l'ensemble du champ à l'intérieur du guide est décrit à l'aide d'une base modale. Lorsqu'une discontinuité est introduite dans une structure guidée, elle vient perturber localement le champ électrique. Cette perturbation du champ est localisée sur un plan du guide d'onde, appelé *plan de discontinuité* (cf. Figure II-3). Les relations de passage imposées par le plan de discontinuité sont représentées de manière symbolique par une *source virtuelle*. Comme pour les sources modales, il existe des sources virtuelles en champ et en courant. La différence entre les deux se situe sur le domaine de définition de la source.

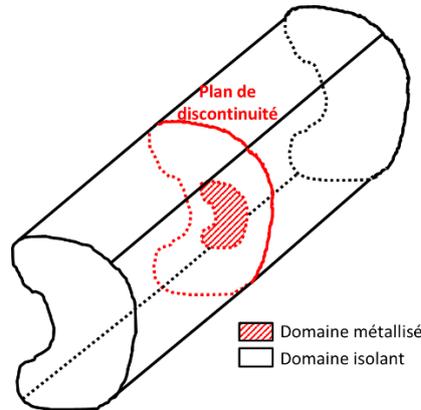


Figure II-3: Représentation du plan de discontinuité dans un guide d'onde avec définition des domaines dits métalliques et isolant

Dans le cadre de cette thèse, le domaine de définition d'une source virtuelle en champ est sur la partie *isolante* de la discontinuité, tandis que le domaine de définition d'une source virtuelle en courant est sur la partie *métallique* de la discontinuité. La grandeur duale de ces sources est, par définition, nulle dans leur domaine de définition. Les sources ainsi définies ne délivrent pas de puissance électromagnétique au système, d'où l'utilisation de l'adjectif « virtuelles » pour les nommer. Leur représentation est donnée en Figure II-4.



Figure II-4: Représentation schématique des sources virtuelles en a) champ et b) en courant

Ces sources virtuelles sont la représentation des champs d'essai. La représentation du champ d'essai peut s'exprimer sous la forme d'une série :

$$\vec{J}_e = \sum_{p=1}^{\infty} v_p \vec{g}_{e_p} \quad (\text{II-22})$$

Où \vec{g}_{e_p} est une base dans le domaine de définition de la source virtuelle, à savoir dans l'exemple de l'équation (II-22), le domaine métallisé de la discontinuité.

II.5. Schéma électrique équivalent

Le schéma électrique équivalent est une représentation symbolique de toutes les conditions aux limites imposées au champ électromagnétique dans une structure donnée. Ce schéma utilise les sources modales et virtuelles précédemment définies pour modéliser le problème électromagnétique. Ces sources viennent respectivement rendre compte des conditions aux limites imposées par la structure et des relations de passage lors de la traversée de la discontinuité.

L'utilisation de ces sources permet une représentation du problème proche d'un circuit électrique auquel il est possible d'appliquer les lois de Kirchhoff, afin d'exprimer les grandeurs duales des sources modales et virtuelles en fonction des grandeurs des sources.

$$\begin{bmatrix} Duale_1 \\ \vdots \\ Duale_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{N1} & \cdots & a_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Source_1 \\ \vdots \\ Source_N \end{bmatrix} \quad (\text{II-23})$$

Les coefficients a_{mn} de la matrice de l'équation (II-23) sont des combinaisons linéaires des opérateurs présents dans le schéma électrique équivalent. Ce système matriciel exprimé, la formulation du problème aux limites consiste à utiliser la propriété des sources virtuelles, c'est-à-dire que leurs grandeurs duales sont nulles dans le domaine de définition des sources.

La résolution numérique du problème vient se faire en appliquant la méthode de Galerkin. C'est-à-dire que la base utilisée pour définir le champ d'essai, l'est également pour projeter l'équation du problème à résoudre issu de l'équation (II-23). Il existe une solution non nulle au problème pour le vecteur $(v_1 \ \cdots \ v_p)$ si et seulement si le déterminant de la matrice des coefficients a_{mn} est non nul.

De manière générale, nous ne considérons qu'un seul vecteur dans la base des \vec{g}_{e_p} , appelé *fonction d'essai étendue*.

III. Circuit électrique équivalent du résonateur d'anneaux couplés

La partie précédente nous a permis d'introduire les notions de formes variationnelles, de fonctions d'essai étendues et de schéma électrique équivalent. Dans celle-ci, nous appliquons ces notions pour en extraire le circuit électrique équivalent du résonateur à anneaux couplés et empilés. L'extraction de ce circuit se fait en deux étapes :

- L'extraction du circuit électrique équivalent d'un anneau
- L'extraction du circuit électrique équivalent d'anneaux électromagnétiquement couplés

III.1. Circuit électrique équivalent d'un anneau résonant

III.1.1. Extraction du circuit électrique équivalent

Pour extraire le circuit électrique équivalent d'un anneau, nous plaçons un anneau sans motif dans un guide rectangulaire TEM court-circuité (voir Figure II-5) de largeur a et de hauteur b . L'anneau a pour rayon extérieur R_{max} et pour rayon intérieur R_{min} . Le court-circuit est placé à une distance h derrière l'anneau.

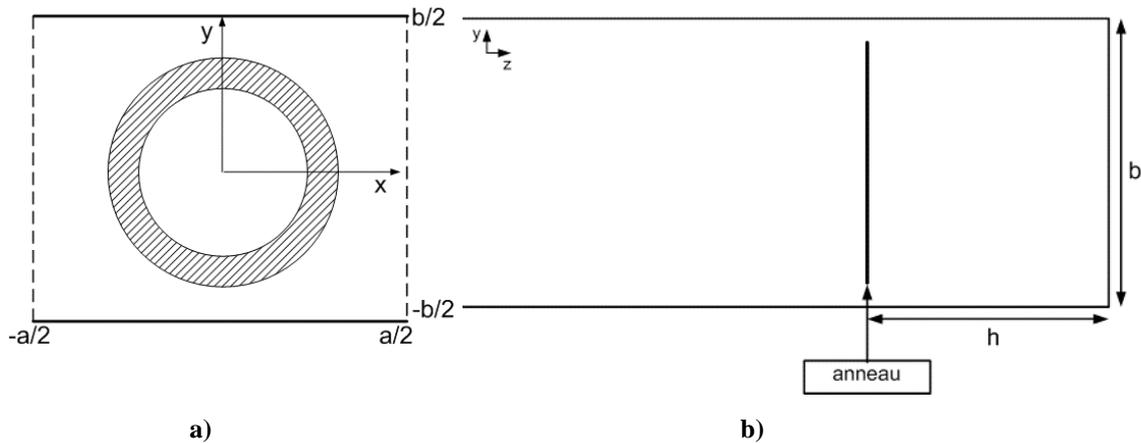


Figure II-5: Guide rectangulaire TEM fermé par un court-circuit avec un anneau sans motif.
a) Coupe de la section b) Coupe longitudinale

A la fréquence de résonance fondamentale de l'anneau, la répartition de la densité de courant de surface sur l'anneau nous permet d'identifier deux plans de symétrie :

- Une symétrie de type « mur magnétique » en $x=0$
- Une symétrie de type « mur électrique » en $y=0$

L'étude de la structure peut donc se limiter au quart du guide présenté en Figure II-5. La structure étudiée prenant en compte des symétries, est présentée sur la Figure II-6.

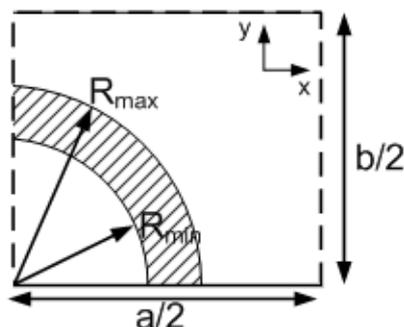


Figure II-6: Structure étudiée en exploitant les symétries du problème électromagnétique

La base orthonormée (au sens du produit scalaire hermitien) pour la représentation du champ transverse dans un guide TEM dans le plan de l'anneau est donnée par :

$$f_k^{TE} = \begin{bmatrix} k_{norm} \times \left(-\frac{n'\pi}{b}\right) \sin\left(\frac{m'\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n'\pi}{b}y\right) \\ k_{norm} \times \left(-\frac{m'\pi}{a}\right) \cos\left(\frac{m'\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n'\pi}{b}y\right) \end{bmatrix} \begin{matrix} \text{composante en } x (f_{k_x}^{TE}) \\ \text{composante en } y (f_{k_y}^{TE}) \end{matrix} \quad (\text{II-24})$$

$$f_k^{TM} = \begin{bmatrix} k_{norm} \times \left(-\frac{m'\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{m'\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n'\pi}{b}y\right) \\ k_{norm} \times \left(\frac{n'\pi}{b}\right) \cos\left(\frac{m'\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n'\pi}{b}y\right) \end{bmatrix} \begin{matrix} \text{composante en } x (f_{k_x}^{TM}) \\ \text{composante en } y (f_{k_y}^{TM}) \end{matrix} \quad (\text{II-25})$$

Où m' et $n' \in \mathbb{N}$ avec m' et n' pairs ($m' = 2m$ et $n' = 2n$) ($m, n \in \mathbb{N}$)

La parité de m' et n' est déduite des symétries du problème.

et k_{norm} est telle que:

$$k_{norm} = \sqrt{\frac{\tau_n \tau_m}{ab}} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{b}\right)^2}} \text{ avec } \tau_k = \begin{cases} 1 & \text{si } k = 0 \\ 2 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II-26})$$

La structure présentée sur Figure II-5 peut être représentée par le schéma électrique équivalent de la Figure II-7.

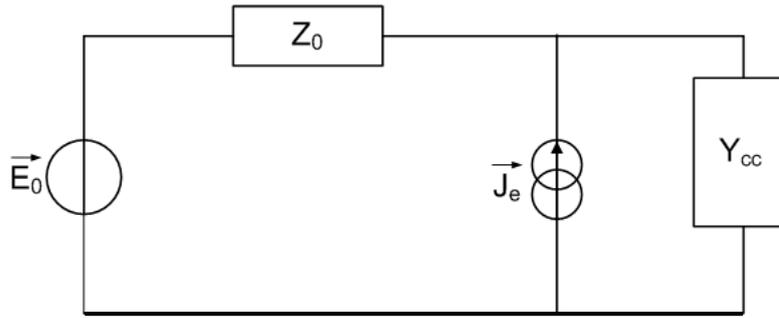


Figure II-7: Schéma électrique équivalent du problème à un anneau

La source de tension E_0 modélise la contribution du mode fondamental TEM incident, seul à se propager par hypothèse. La bande monomode est la bande comprise entre la fréquence de coupure du mode fondamental, (ici 0Hz) et la fréquence de coupure du deuxième mode. L'opérateur impédance Z_0 représente la contribution de tous les modes évanescents dans le guide. J_e est la source virtuelle en courant du problème. L'opérateur admittance Y_{cc} modélise les conditions aux limites imposées aux champs par la longueur de guide en court-circuit placée à l'arrière de l'anneau.

En appliquant les lois de Kirchhoff et la loi d'Ohm au schéma de la Figure II-7, nous déduisons les grandeurs duales des sources réelles et virtuelles en fonction des sources virtuelles et réelles. La résolution des équations nous donne le système matriciel suivant (problème aux limites) :

$$\begin{bmatrix} \vec{J}_0 \\ \vec{E}_e \end{bmatrix} = (1 + Y_{cc}Z_0)^{-1} \begin{bmatrix} Y_{cc} & -1 \\ 1 & Z_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{E}_0 \\ \vec{J}_e \end{bmatrix} \quad (\text{II-27})$$

Par définition des sources virtuelles, la source virtuelle E_e est nulle dans le domaine de définition de J_e . Pour résoudre ce système on pose :

$$\vec{J}_e = v \vec{g}_e \quad (\text{II-28})$$

où v est non nul et $\vec{g}_e = \cos(\theta) \vec{e}_\theta$ avec \vec{e}_θ et θ définis en Figure II-8.

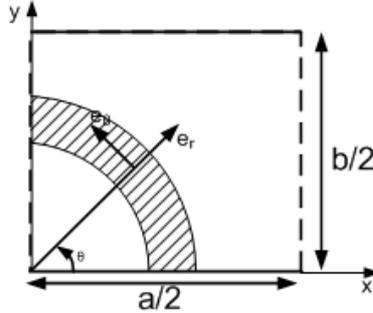


Figure II-8: Définition de l'angle θ et des vecteurs du repère cylindrique

La fonction \vec{g}_e représente la répartition de la densité de courant à la surface sur l'anneau.

En appliquant la méthode de Galerkin au problème aux limites (II-27), nous obtenons le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} I_0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle f_0 | Y_{cc} (1 + Y_{cc} Z_0)^{-1} f_0 \rangle & -\langle f_0 | (1 + Y_{cc} Z_0)^{-1} g_e \rangle \\ \langle g_e | (1 + Y_{cc} Z_0)^{-1} f_0 \rangle & \langle g_e | Z_0 (1 + Y_{cc} Z_0)^{-1} g_e \rangle \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ v \end{bmatrix} \quad (\text{II-29})$$

Où f_0 représente la variation normalisée du champ TEM dans le guide.

De l'équation (II-29), nous déduisons alors les deux équations suivantes :

$$I_0 = [\langle f_0 | [(1 + Y_{cc} Z_0)^{-1} Y_{cc}] f_0 \rangle V_0 - \langle f_0 | (1 + Y_{cc} Z_0)^{-1} g_e \rangle v] \quad (\text{II-30})$$

$$0 = [\langle g_e | (1 + Y_{cc} Z_0)^{-1} f_0 \rangle V_0 + \langle g_e | [(1 + Y_{cc} Z_0)^{-1} Z_0] g_e \rangle v] \quad (\text{II-31})$$

En résolvant l'équation (II-31) nous obtenons l'expression de v :

$$v = - \frac{\langle g_e | (1 + Y_{cc} Z_0)^{-1} f_0 \rangle}{\langle g_e | [(1 + Y_{cc} Z_0)^{-1} Z_0] g_e \rangle} V_0 \quad (\text{II-32})$$

Ceci nous permet de déduire l'admittance de l'anneau chargée par une longueur de guide court-circuité :

$$Y_{11} = \langle f_0 | [(1 + Y_{cc} Z_0)^{-1} Y_{cc}] f_0 \rangle + \frac{|\langle g_e | (1 + Y_{cc} Z_0)^{-1} f_0 \rangle|^2}{\langle g_e | [(1 + Y_{cc} Z_0)^{-1} Z_0] g_e \rangle} \quad (\text{II-33})$$

Cette expression se met sous la forme suivante :

$$Y_{11} = Y_0 \coth(\gamma_0 h) + \frac{|\langle g_e | f_0 \rangle|^2}{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k^{TE}}{1 + \coth(\gamma_k h)} \times |\langle g_e | f_k^{TE} \rangle|^2 + \frac{Z_k^{TM}}{1 + \coth(\gamma_k h)} \times |\langle g_e | f_k^{TM} \rangle|^2} \quad (\text{II-34})$$

avec $Z_k^{TE} = \frac{j\omega\mu_0}{\gamma_k}$ et $Z_k^{TM} = \frac{\gamma_k}{j\omega\epsilon_0}$

où μ_0 est la perméabilité du vide, ϵ_0 est la permittivité du vide, ω est la pulsation et

$$\gamma_k = \sqrt{\left(\frac{2m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{2n\pi}{b}\right)^2 - k_0^2}$$

Il est possible d'identifier les termes de l'expression de l'admittance Y_{11} aux éléments du circuit électrique équivalent présenté en Figure II-9.

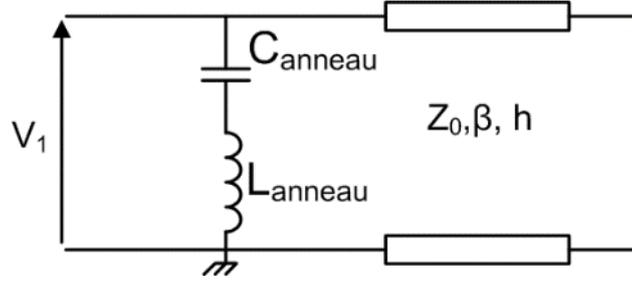


Figure II-9: Circuit électrique équivalent du problème à anneau court-circuité.

L'admittance de ce circuit électrique équivalent est donnée par :

$$Y_{eq} = -j Y_0 \cotan(\beta h) + \frac{1}{jL\omega + \frac{1}{jC\omega}} \quad (\text{II-35})$$

Le premier terme modélise la ligne de transmission court-circuitée. Le deuxième terme modélise l'inductance et la capacité équivalentes de l'anneau. Après identification des équations (II-34) et (II-35), il est possible de déduire les formules analytiques de ces éléments. Nous obtenons :

$$L_{anneau} = \frac{1}{|\langle g_e | f_0 \rangle|^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\mu_0}{\gamma_k} \times \frac{1}{1 + \coth(\gamma_k h)} \times |\langle g_e | f_k^{TE} \rangle|^2 \quad (\text{II-36})$$

$$C_{anneau} = \frac{|\langle g_e | f_0 \rangle|^2}{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\gamma_k}{\varepsilon_0} \times \frac{1}{1 + \coth(\gamma_k h)} \times |\langle g_e | f_k^{TM} \rangle|^2} \quad (\text{II-37})$$

Le circuit électrique de l'anneau se déduit facilement des résultats présentés précédemment. En éloignant le court-circuit à l'infini ($h \rightarrow \infty$), le circuit électrique équivalent devient celui présenté en Figure II-10.

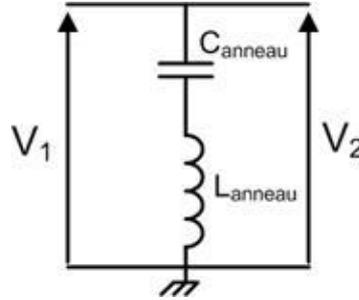


Figure II-10: Circuit électrique équivalent de l'anneau seul

Les expressions de L et C changent pour devenir celles présentées en équation (II-38) et (II-39) :

$$L_{anneau} = \frac{1}{|\langle g_e | f_0 \rangle|^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\mu_0}{\gamma_k} \times \frac{1}{2} \times |\langle g_e | f_k^{TE} \rangle|^2 \quad (\text{II-38})$$

$$C_{anneau} = \frac{|\langle g_e | f_0 \rangle|^2}{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\gamma_k}{\varepsilon_0} \times \frac{1}{2} \times |\langle g_e | f_k^{TM} \rangle|^2} \quad (\text{II-39})$$

Pour déterminer la valeur de ces éléments, il est nécessaire de calculer une série infinie. Numériquement, nous tronquons la série et effectuons une étude de convergence de la solution.

Nous nous assurons que la valeur de ces éléments converge vis-à-vis du nombre de modes dans la série.

III.1.2. Etude de convergence

Afin de calculer les différents termes de la série il faut calculer les différents produits scalaires présents dans la série à savoir $\langle g_e | f_k^{TM} \rangle$, $\langle g_e | f_k^{TE} \rangle$ et $\langle g_e | f_0 \rangle$.

Pour rappel nous avons :

$$g_e = \cos(\theta) \vec{e}_\theta \quad (\text{II-40})$$

$$\vec{f}_k^\alpha = (f_{k_x}^\alpha \cos(\theta) + f_{k_y}^\alpha \sin(\theta)) \vec{e}_r + (-f_{k_x}^\alpha \sin(\theta) + f_{k_y}^\alpha \cos(\theta)) \vec{e}_\theta \quad (\text{II-41})$$

Les produits scalaires à calculer sont donc donnés par :

$$\langle g_e | f_k^\alpha \rangle = \int_{r=R_{min}}^{R_{max}} \int_{\theta=0}^{\pi/2} (-f_{k_x}^\alpha \sin(\theta) \cos(\theta) + f_{k_y}^\alpha \cos^2(\theta)) r dr d\theta \quad (\text{II-42})$$

Les produits scalaires sont calculés numériquement (sous Matlab). Il est alors possible d'en déduire la valeur de l'impédance ainsi que la valeur de l'inductance L et de la capacité C intervenant dans le circuit électrique équivalent.

Pour tester la validité du modèle, nous avons considéré un anneau de rayon extérieur $R_{max}=4\text{cm}$ et de rayon intérieur $R_{min}=3.92\text{cm}$.

Pour évaluer la convergence numérique des résultats à une fréquence donnée, la fréquence de résonance de l'anneau est calculée en fonction du nombre de termes dans la série (Figure II-11).

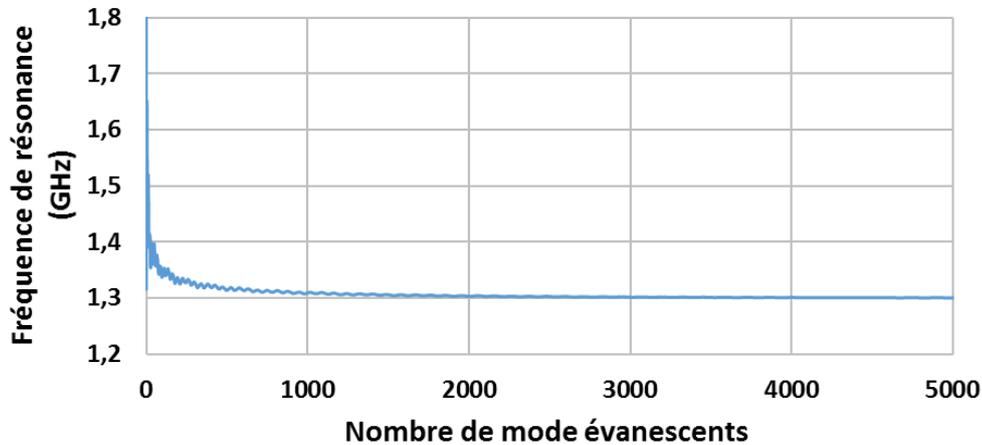


Figure II-11: Evolution de la fréquence de résonance de l'anneau en fonction du nombre de modes évanescents utilisé dans la série

Sur la Figure II-11, l'évolution de la fréquence de résonance sur les premiers termes de la série est très rapide. Sa valeur est très éloignée de la valeur simulée (1.27GHz sous FEKO). Pour un nombre de termes calculés plus conséquent (supérieur à 1000), la valeur de la fréquence de résonance évolue moins rapidement et converge lentement vers une valeur proche de celle simulée. Pour 5000 modes, nous avons un écart de 2,3% entre la valeur calculée par le code et celle simulée.

La capacité C et de l'inductance L sont tracées en fonction de la fréquence sur la Figure II-12.

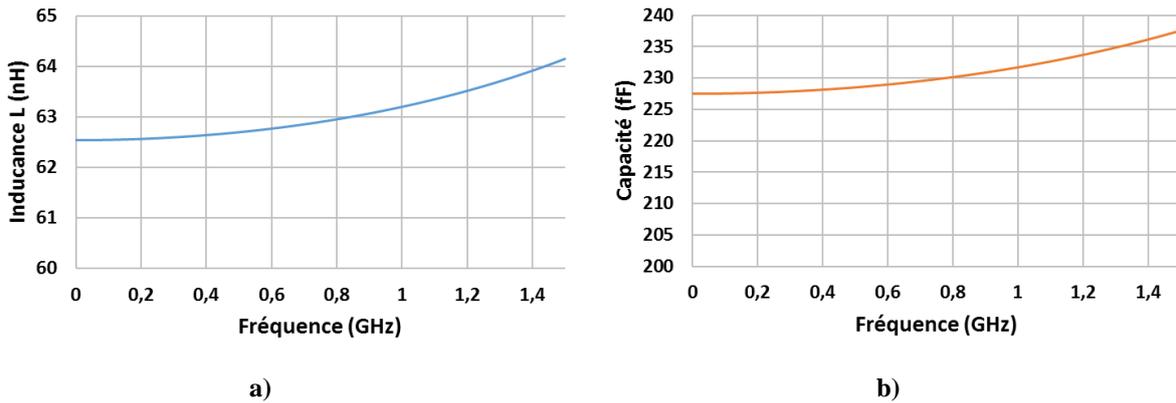


Figure II-12: a) Valeur de l'inductance et b) de la capacité équivalentes d'un anneau en fonction de la fréquence

Nous pouvons observer une légère dispersion des éléments L et C ce qui confirme le résultat attendu, étant donné que les éléments dépendent de la constante de propagation γ , elle-même fonction de la fréquence. La dispersion est plus importante pour la capacité (4,2% de variation dans la bande de fréquence considérée) que pour l'inductance (2,5%). Notre circuit électrique équivalent n'a pas vocation à être ultra large bande. La bande d'étude de la réponse du circuit se fera autour d'une bande d'intérêt plus étroite. Dans notre exemple, la réponse du résonateur sera étudiée sur la bande [1GHz ; 1.5GHz]. Si nous calculons la dispersion des éléments sur cette bande d'étude, nous constatons que nous avons alors une variation de 1,5% pour l'inductance et de 2,4% pour la capacité. Il est possible de considérer que les composants du circuit ont des valeurs indépendantes de la fréquence. Leurs valeurs sont fixées à celles associées à la fréquence au milieu de la bande d'étude.

Les résultats précédents sont calculés à l'aide de la fonction *integral2* de Matlab. Toutefois l'utilisation de cette fonction augmente énormément les temps de calcul. Le gros avantage de Matlab étant le calcul matriciel, nous avons décidé de discrétiser le calcul des produits scalaires et donc, du domaine d'intégration. Cette méthode d'intégration entraîne la discrétisation de la fonction d'essai étendue. La Figure II-13 donne l'exemple de la discrétisation du domaine d'intégration d'un anneau lisse.

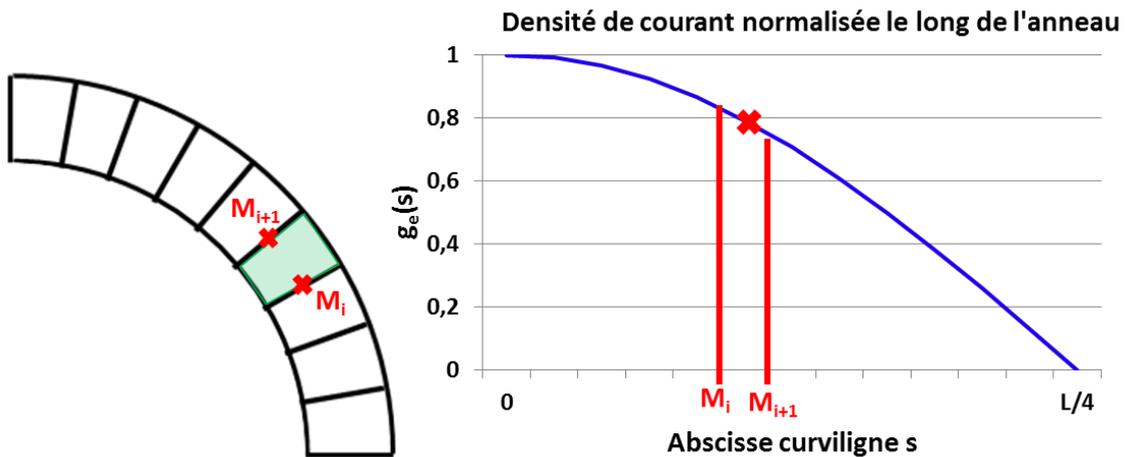


Figure II-13: Illustration de la discrétisation du domaine d'intégration d'un anneau lisse

Dans l'exemple de la Figure II-13, chaque petit carré correspond à un sous domaine d'intégration. Le produit scalaire est calculé sur chacun de ces N sous domaines ou segments. Les N produits scalaires sont ensuite sommés afin de déterminer la valeur du produit scalaire sur la surface totale de l'anneau. Les bornes d'intégration de chaque i-domaine sont définies par les rayons (R_i, R_{i+1}) et les angles (θ_i, θ_{i+1}) associés aux points M_i et M_{i+1} de la Figure II-13.

Nous avons décidé, dans notre cas, de prendre la valeur moyenne des valeurs associées à M_i et M_{i+1} . Le calcul total du produit scalaire se fait suivant l'équation (II-43), N étant le nombre de segments avec lequel est divisé l'anneau.

$$\langle g_e | f_k^\alpha \rangle = \sum_{i=1}^N \left(-f_{k_x}^\alpha \sin(\theta) g_e \left(\frac{s_{i+1} + s_i}{2} \right) + f_{k_y}^\alpha \cos(\theta) g_e \left(\frac{s_{i+1} + s_i}{2} \right) \right) \left(\frac{R_{i+1} + R_i}{2} \right) (R_{i+1} - R_i) (\theta_{i+1} + \theta_i) \quad (\text{II-43})$$

L'inconvénient de cette discrétisation est qu'il faut désormais s'assurer de la convergence numérique des produits scalaires par rapport au nombre de segments utilisés. En effet, en Figure II-14, la convergence de la fréquence de résonance d'un anneau est tracée en fonction du nombre de modes évanescents utilisés dans le calcul. Toutes les courbes présentées sont celles d'anneaux sans motif et de 4cm de diamètre où nous comparons la convergence dans le cas où l'intégration des produits scalaires est réalisée sans discrétisation du domaine. Dans le cas du domaine discrétisé plusieurs cas sont testés avec des anneaux découpés en 20, 30, 40 et 50 segments. La courbe de convergence de la fréquence de résonance, dans le cas où le domaine d'intégration n'est pas discrétisé, est notre référence.

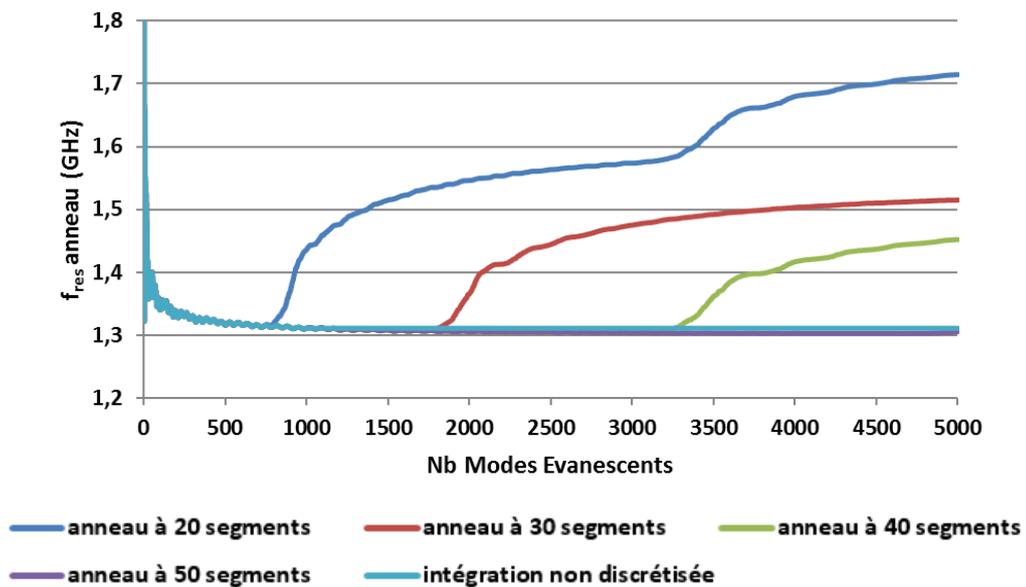


Figure II-14: Convergence de la fréquence de résonance en fonction du nombre de modes évanescents utilisé dans le calcul de la série pour l'intégration non discrétisée (bleu turquoise), pour un anneau découpé en 20 segments (bleu) en 30 segments (rouge), en 40 segments (vert) et en 50 segments (violet)

La Figure II-14 nous montre que les cas où le domaine d'intégration est divisé en 20, 30 et 40 segments, divergent. En effet, il existe un mode à partir duquel les courbes associées à ces cas ne suivent plus l'évolution de la référence. Ce mode est aux alentours de 600 pour le cas à 20 segments, de 1800 pour le cas à 30 segments et de 3300 pour le cas à 40 segments. Ce phénomène, connu dans les méthodes de discrétisation de domaines, est dû à une non-convergence numérique des produits scalaires pour les modes au-dessus des modes identifiés précédemment. La convergence des produits scalaires, et a fortiori des résultats, est donc liée à la discrétisation du domaine d'intégration. Toutefois il n'est pas nécessaire de fortement discrétiser l'anneau pour avoir une convergence des résultats. Ceci nous permet d'avoir un gain en temps de calcul substantiel. En effet il passe de 4h35 pour le calcul de 5000 intégrales à l'aide la fonction Matlab à environ 2 minutes, soit un gain en temps de plus d'un facteur 100.

Sauf indication contraire, les temps de calcul à l'aide de Matlab sont calculés pour un ordinateur à deux cœurs cadencés à 1.6GHz avec 4Go de RAM.

III.1.3. Validation du circuit électrique équivalent proposé

Afin de vérifier le code de calcul et les approximations faites sur les valeurs numériques, la partie imaginaire de l'impédance du circuit est comparée à celle obtenue par la simulation électromagnétique rigoureuse sous CST. Les résultats sont présentés en Figure II-15 qui donne la partie imaginaire de l'impédance en fonction de la fréquence sur la bande monomode.

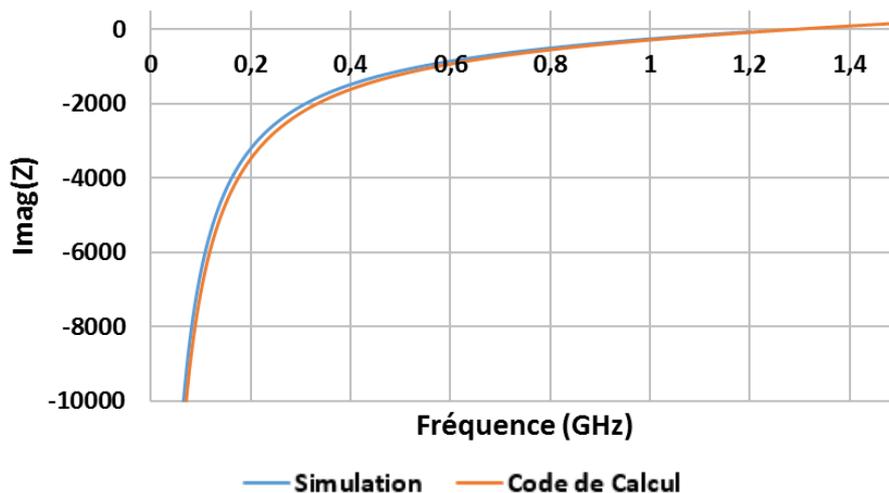


Figure II-15: Partie imaginaire de l'admittance en fonction de la fréquence sur la bande monomode du circuit électrique équivalent (orange) et de la simulation électromagnétique sous HFSS (bleu)

La Figure II-16 est un zoom de la Figure II-15 autour de la bande d'étude [0,8 GHz ; 1,5GHz].

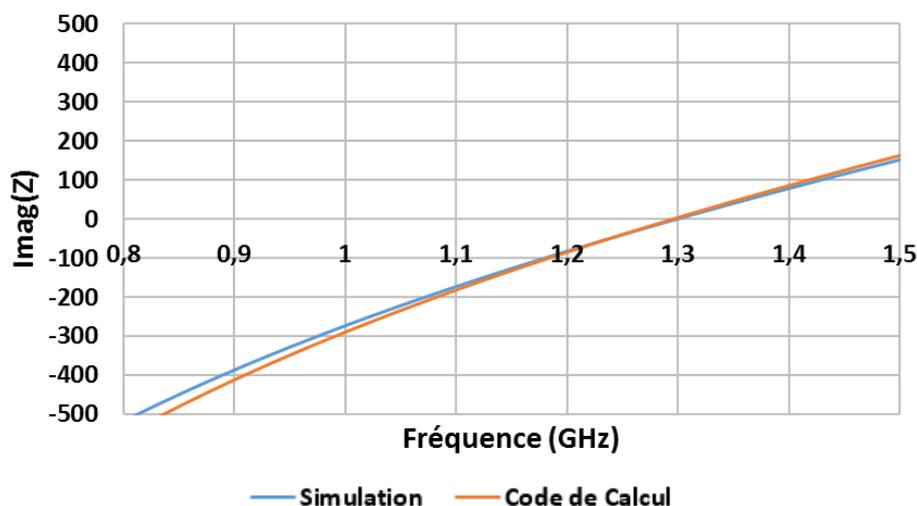


Figure II-16: Partie imaginaire de l'admittance en fonction de la fréquence sur la bande [0,8GHz ; 1,5GHz] du circuit électrique équivalent (orange) et de la simulation électromagnétique sous HFSS (bleu)

Sur cette bande la correspondance entre le modèle et les résultats fournis par la simulation électromagnétique sont en très bon accord, ce qui nous permet de valider le circuit et l'approximation faite sur les valeurs numériques de ces éléments.

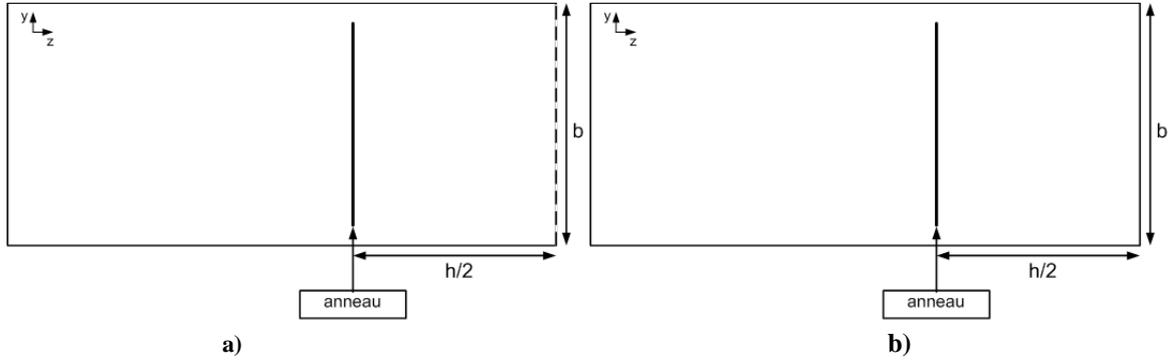
III.2. Circuit électrique équivalent du couplage entre deux anneaux résonants

III.2.1. Extraction du circuit

L'extraction du circuit électrique du couplage entre deux anneaux se fait par la résolution du problème électromagnétique de deux anneaux, distants de h et placés dans un guide TEM. La résolution du problème se fait à l'aide du plan de symétrie entre les deux anneaux. Ce qui permet de nous ramener à la résolution de deux problèmes :

- Le problème d'un anneau placé dans un guide TEM et chargé par une longueur de guide ($h/2$) terminée par un mur **magnétique** (cas a de la Figure II-17). C'est le problème lié à la *symétrie paire* du problème.
- Le problème d'un anneau placé dans un guide TEM et chargé par une longueur de guide ($h/2$) terminée par un mur **électrique** (cas b de la Figure II-17). C'est le problème lié à la *symétrie impaire* du problème.

Le circuit équivalent de la structure se déduit alors de la combinaison de ces deux cas de symétrie. En effet, le modèle quadripolaire de la structure globale se déduit de la superposition de ces deux symétries. Les deux problèmes à résoudre sont représentés sur la Figure II-17.



a) Structure à étudier dans le cas d'une symétrie paire
b) Structure à étudier dans le cas d'une symétrie impaire

Le problème présenté en Figure II-17 b) est celui étudié dans la partie III.1. L'expression de l'admittance $Y_{impaire}$ dans le cas d'une **symétrie impaire** est celle donnée ci-dessous :

$$Y_{impaire} = Y_0 \coth\left(\gamma_0 \frac{h}{2}\right) + \frac{| < g_e | f_0 > |^2}{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k^{TE}}{1 + \coth(\gamma_k \frac{h}{2})} \times | < g_e | f_k^{TE} > |^2 + \frac{Z_k^{TM}}{1 + \coth(\gamma_k \frac{h}{2})} \times | < g_e | f_k^{TM} > |^2} \quad (\text{II-44})$$

Dans le cas d'une **symétrie paire**, l'admittance se déduit facilement du cas impair. En effet, seule l'expression de l'admittance de la charge placée derrière l'anneau est différente. La fonction cotangente hyperbolique est remplacée par la fonction tangente hyperbolique. Nous en déduisons alors l'expression de l'admittance paire Y_{paire} :

$$Y_{paire} = Y_0 \th\left(\gamma_0 \frac{h}{2}\right) + \frac{| < g_e | f_0 > |^2}{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k^{TE}}{1 + \th(\gamma_k \frac{h}{2})} \times | < g_e | f_k^{TE} > |^2 + \frac{Z_k^{TM}}{1 + \th(\gamma_k \frac{h}{2})} \times | < g_e | f_k^{TM} > |^2} \quad (\text{II-45})$$

Les termes de la matrice admittance du problème sont données par :

$$Y_{11} = \frac{Y_{paire} + Y_{impaire}}{2} \quad (\text{II-46})$$

$$Y_{12} = \frac{Y_{paire} - Y_{impaire}}{2} \quad (\text{II-47})$$

Après calcul et simplification, nous obtenons les expressions suivantes :

$$Y_{11} = Y_0 \coth(\gamma_0 h) + \frac{|< g_e | f_0 >|^2 / 2}{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k}{1 + th(\gamma_k \frac{h}{2})} \times |< g_e | f_k >|^2} + \frac{|< g_e | f_0 >|^2 / 2}{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k}{1 + \coth(\gamma_k \frac{h}{2})} \times |< g_e | f_k >|^2} \quad (\text{II-48})$$

$$Y_{12} = -Y_0 \frac{1}{sh(\gamma_0 h)} + \frac{|< g_e | f_0 >|^2 / 2}{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k}{1 + th(\gamma_k \frac{h}{2})} \times |< g_e | f_k >|^2} - \frac{|< g_e | f_0 >|^2 / 2}{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k}{1 + \coth(\gamma_k \frac{h}{2})} \times |< g_e | f_k >|^2} \quad (\text{II-49})$$

Le premier terme de la somme est identifiable au terme de la matrice admittance d'une ligne de transmission de longueur h . Les deuxièmes et troisièmes termes peuvent-être vus comme les admittances paire et impaire du problème « évanescents ». Nous pouvons donc poser :

$$Y'_{paire} = \frac{|< g_e | f_0 >|^2}{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k}{1 + th(\gamma_k \frac{h}{2})} \times |< g_e | f_k >|^2} \quad (\text{II-50})$$

$$Y'_{impaire} = \frac{|< g_e | f_0 >|^2}{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k}{1 + \coth(\gamma_k \frac{h}{2})} \times |< g_e | f_k >|^2} \quad (\text{II-51})$$

Or :

$$Y'_{paire} = \frac{1}{Z'_{paire}} \quad (\text{II-52})$$

$$Y'_{impaire} = \frac{1}{Z'_{impaire}} \quad (\text{II-53})$$

Donc :

$$Z'_{paire} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k}{1 + th(\gamma_k \frac{h}{2})} \times \frac{|< g_e | f_k >|^2}{|< g_e | f_0 >|^2} \quad (\text{II-54})$$

$$Z'_{impaire} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k}{1 + \coth(\gamma_k \frac{h}{2})} \times \frac{|< g_e | f_k >|^2}{|< g_e | f_0 >|^2} \quad (\text{II-55})$$

Il est alors possible de calculer la formule des paramètres impédances de ce problème avec les équations (II-56) et (II-57) :

$$Z'_{11} = \frac{Z'_{paire} + Z'_{impaire}}{2} \quad (\text{II-56})$$

$$Z'_{12} = \frac{Z'_{paire} - Z'_{impaire}}{2} \quad (\text{II-57})$$

En simplifiant ces équations, nous obtenons alors :

$$Z'_{11} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k}{2} \times \frac{|< g_e | f_k >|^2}{|< g_e | f_0 >|^2} \quad (\text{II-58})$$

$$Z'_{12} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k}{2} \times e^{-\gamma_k h} \times \frac{|\langle g_e | f_k \rangle|^2}{|\langle g_e | f_0 \rangle|^2} \quad (\text{II-59})$$

L'expression de l'équation (II-58) est celle de l'anneau seul. L'expression de l'équation (II-59) est très proche de celle de l'anneau seul mais avec un terme supplémentaire en $e^{-\gamma_k h}$. Cette expression dépend de h , la distance entre les deux anneaux. Le couplage de deux résonateurs étant dépendant de leur impédance et de leur distance, nous pouvons identifier cette expression à celle du couplage entre deux anneaux.

Nous posons alors :

$$Z_{anneau} = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k}{2} \times \frac{|\langle g_e | f_k \rangle|^2}{|\langle g_e | f_0 \rangle|^2} \quad (\text{II-60})$$

$$jX = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{Z_k}{2} \times e^{-\gamma_k h} \times \frac{|\langle g_e | f_k \rangle|^2}{|\langle g_e | f_0 \rangle|^2} \quad (\text{II-61})$$

Les équations (II-48) et (II-49) nous permettent d'affirmer que le problème peut être vu comme la mise en parallèle d'une ligne de transmission et du problème « évanescent ». Les résultats des équations (II-58) et (II-59) nous permettent de proposer le circuit électrique équivalent présenté en Figure II-18.

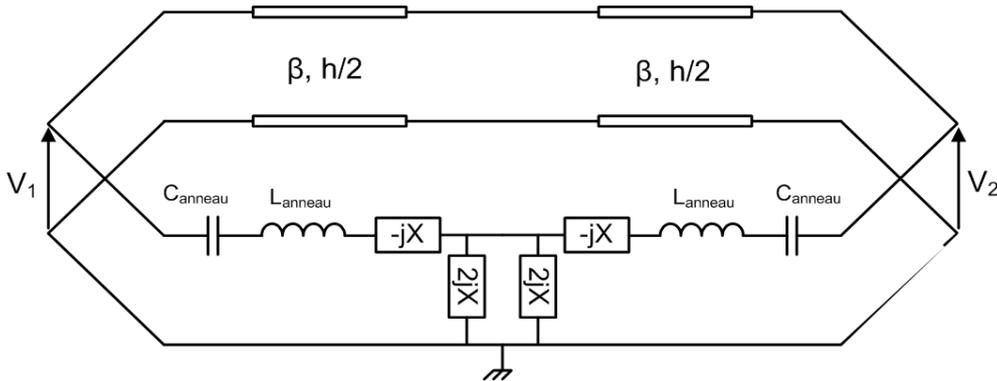


Figure II-18: Circuit électrique équivalent du problème à deux anneaux

Dans le circuit présenté en Figure II-18, nous avons la mise en parallèle d'une ligne de transmission de longueur h avec la mise en série de l'impédance du premier anneau, d'un quadripôle en « T » modélisant le couplage entre les deux anneaux et de l'impédance du deuxième anneau.

Les réactances du circuit électrique équivalent à deux anneaux sont comparées à celles issues des simulations CST pour différentes distances entre les anneaux. Les distances choisies sont proches de celles utilisées dans les prototypes réalisés dans [I-51]. Ces distances sont exprimées en fonction de λ , la longueur d'onde associée à la fréquence de résonance de l'anneau lisse. Les comparaisons sont faites pour $\lambda/10$ (en haut à gauche de la Figure II-19), $\lambda/50$ (en haut à droite), $\lambda/100$ (en bas à gauche), et $\lambda/500$ (en bas à droite).

La Figure II-19 nous montre qu'il y a une très bonne correspondance des courbes entre le circuit proposé et la simulation électromagnétique rigoureuse. Ces résultats valident notre circuit. Nous pouvons observer, dans le cas $h=\lambda/100$, la présence d'un pôle sur la partie imaginaire du circuit qui n'est pas présent sur la simulation CST. Ce pôle est détectable avec les moyens de simulations mais il est nécessaire de resserrer la bande d'étude autour de la fréquence de ce pôle. Il faut aussi demander un effort supplémentaire sur le maillage du problème, ce qui se traduit par une augmentation du temps de calcul. Le circuit donne une bonne

représentation du comportement fréquentiel du problème et ce, plus rapidement et avec une meilleure précision qu'un logiciel commercial.

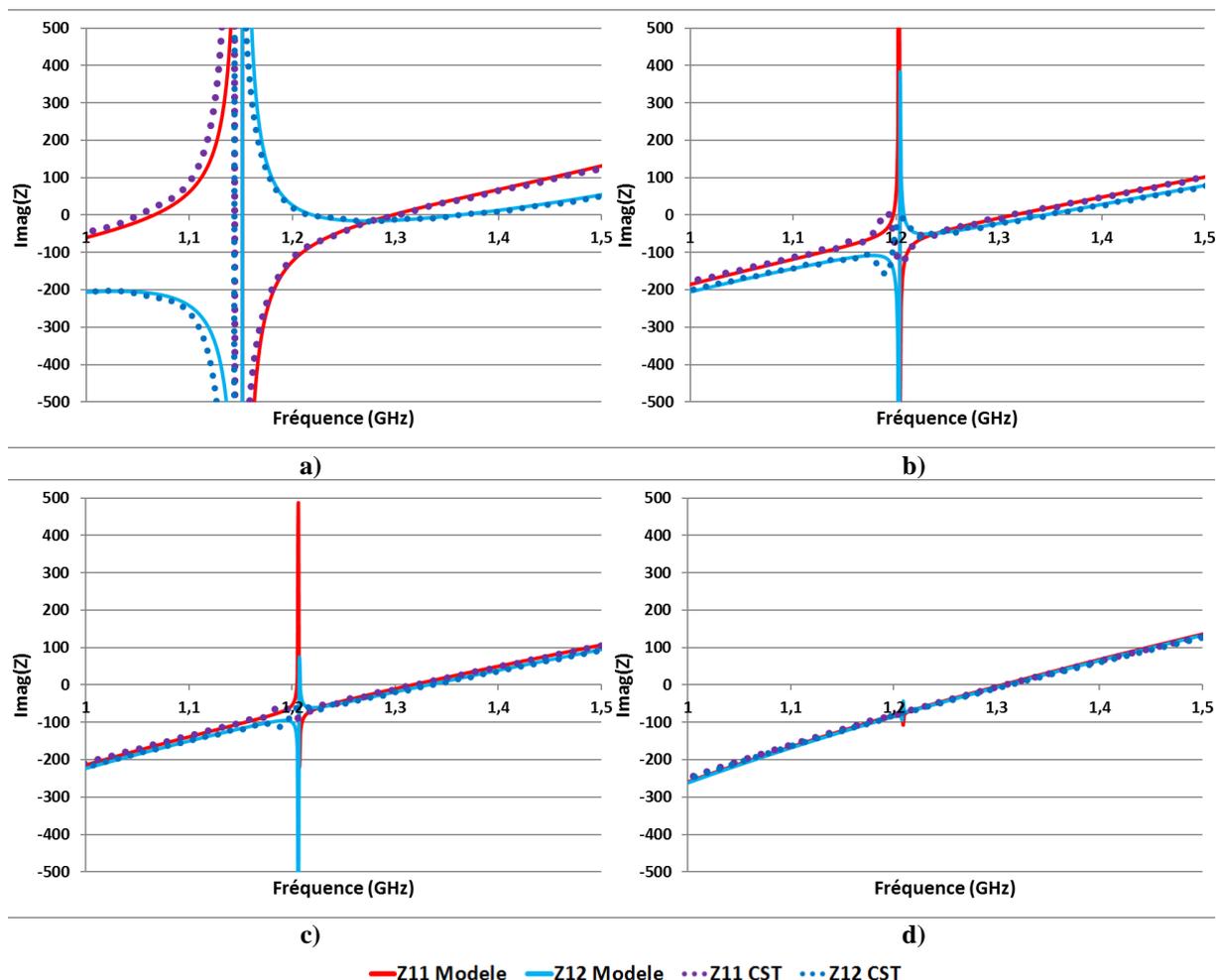


Figure II-19: Comparaison entre la partie imaginaire calculée par le circuit électrique équivalent et celle calculée par CST pour différentes distances entre les anneaux a) $\lambda/10$, b) $\lambda/50$, c) $\lambda/100$, et d) $\lambda/500$

III.2.2. Performances de calcul

Nous avons identifié les différents éléments qui nous permettent de modéliser la structure à anneaux résonants, l'impédance de l'anneau et celle du couplage. L'objectif principal de la mise en place de ce circuit est le gain en temps de calcul. Il est donc intéressant de faire une comparaison du temps de calcul de notre circuit à deux anneaux avec la simulation CST.

Le temps de calcul de notre circuit peut être décomposé en deux phases : La première correspond au temps de calcul des produits scalaires nécessaires à assurer la convergence des résultats ; la deuxième, au temps de calcul de la réponse du circuit en paramètres d'impédance, d'admittance et/ou en paramètres S. Il est important de noter que ce calcul n'est effectué qu'une seule fois pour la géométrie que nous choisissons d'optimiser.

Les temps présentés dans le Tableau II-1 correspondent au cas d'un anneau lisse. Le calcul 200 cas différents (i.e. 200 hauteurs différentes) pour 500 points de fréquences prend 1min 30s. Si nous souhaitions faire la même chose avec CST, le calcul prendrait plus de deux jours et demi. Ce qui rend le circuit électrique équivalent très performant en termes de temps de calcul et donc d'outils pour l'optimisation du résonateur à anneaux.

		Circuit	CST
Puissance de calcul	RAM (Go)	4	64
	Nb CPU	2	12
	Cadence (GHz)	1.6	3,1
Temps de Calcul	Produit Scalaire	1 min 40 s	-
	1 Cas	quelques secondes	20 min
	Total 1 cas	≈2 min	20 min
	200 cas	1min 30s	>2,5 jours
	Total 200 cas	≈3 min	>2.5 jours

Tableau II-1 : Puissance et temps de calcul associé au calcul de la réponse du problème à deux anneaux dans le cas du circuit électrique équivalent et dans celui de la simulation CST

III.2.3. Exploitation du circuit

Le calcul des 200 cas nous permet de tracer des abaques comme présentés en Figure II-20. Cet abaque représente la partie imaginaire de l'impédance en transmission en fonction de la distance entre les anneaux (en ordonnée) normalisée par λ , la longueur d'onde associée à la fréquence de résonance de l'anneau, et de la fréquence (en abscisse) normalisée par la fréquence de résonance de l'anneau seul f_0 . Comme nous avons pu le voir dans les courbes de la Figure II-19 nous avons un à deux zéros sur l'impédance en transmission en fonction de la distance entre les anneaux. Pour distinguer correctement ces zéros sur l'abaque, nous avons pris l'opposé de la partie imaginaire et nous avons joué sur les valeurs de l'échelle.

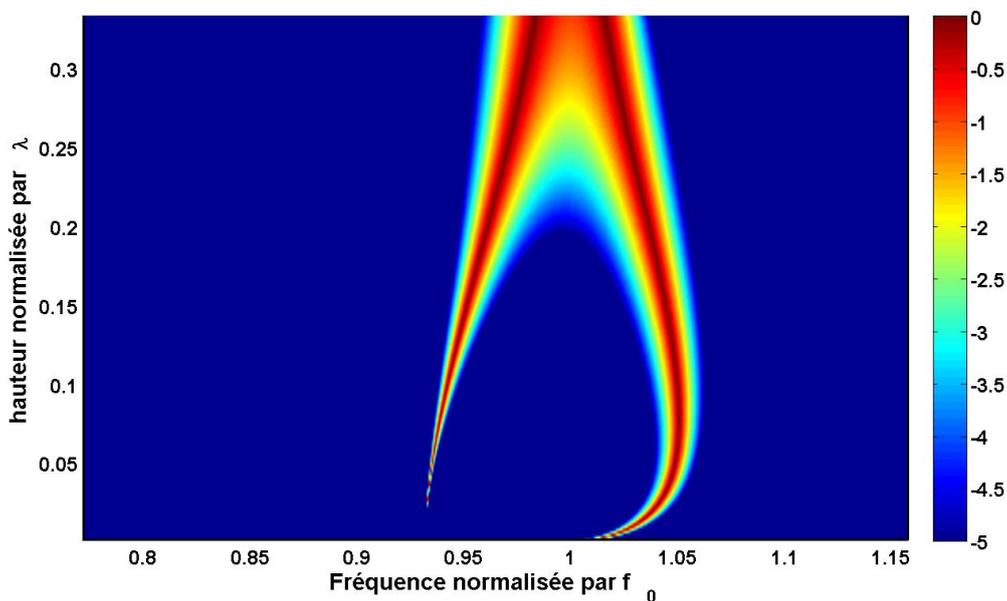


Figure II-20: Tracé de la partie imaginaire de l'impédance en transmission Z_{12} d'un circuit à deux anneaux pour 200 distances différentes et 300 points de fréquences

Sur la Figure II-20, nous retrouvons ces deux fréquences de résonance : celle située en dessous de f_0 converge vers celle-ci pour les grandes distances et s'en éloigne pour disparaître lorsque la distance diminue ; la deuxième située en dessous de f_0 converge également pour des distances importantes. Lorsque la distance entre les anneaux diminue, cette fréquence passe par

un maximum de fréquence pour une distance proche de $\lambda/10$ avant de converger rapidement vers la fréquence de l'anneau. Pour comprendre à quoi correspondent physiquement ces deux résonances, nous avons tracé en Figure II-21 le même type de figure mais pour les impédances paires et impaires.

En comparant les Figure II-20 et Figure II-21, nous pouvons identifier la fréquence de résonance associée à la symétrie impaire de la structure à celle située la plus à gauche sur la Figure II-20. La fréquence de résonance située la plus à droite est la fréquence de résonance associée à la symétrie paire de la structure.

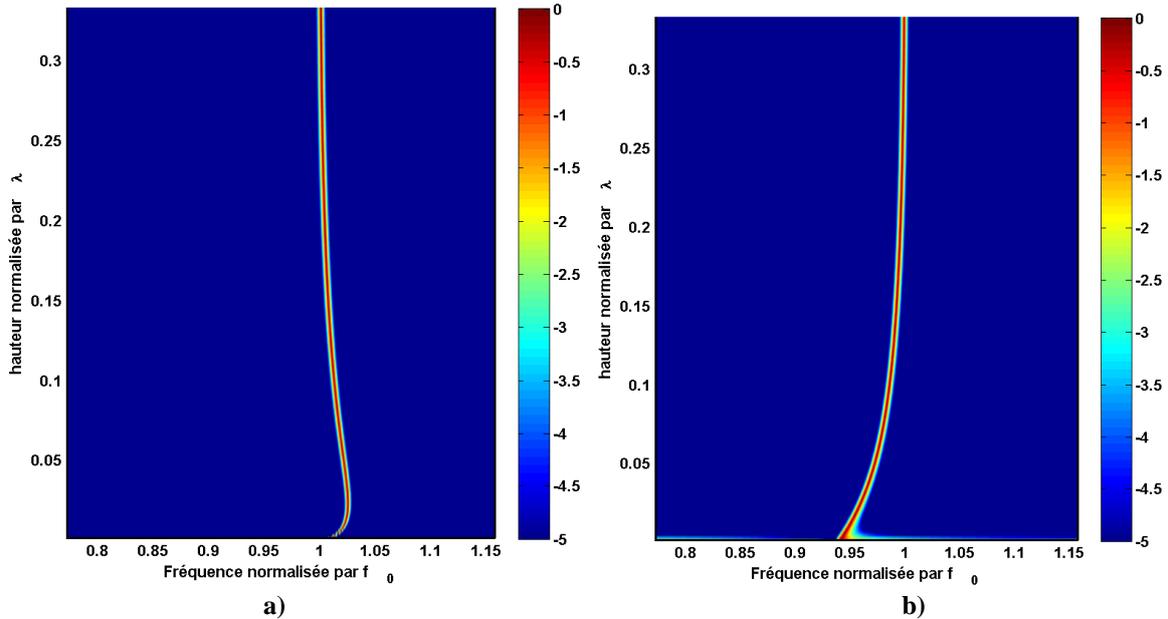


Figure II-21: a) Impédance de la symétrie paire et b) de la symétrie impaire en fonction de la hauteur et de la fréquence

III.3. Généralisation du circuit électrique équivalent à N anneaux

III.3.1. Présentation du circuit

Nous rappelons que l'extraction des circuits électriques équivalents se fait à partir de la modélisation des anneaux placés au centre d'un guide TEM. La représentation en coupe du problème à N anneaux est donnée en Figure II-22.

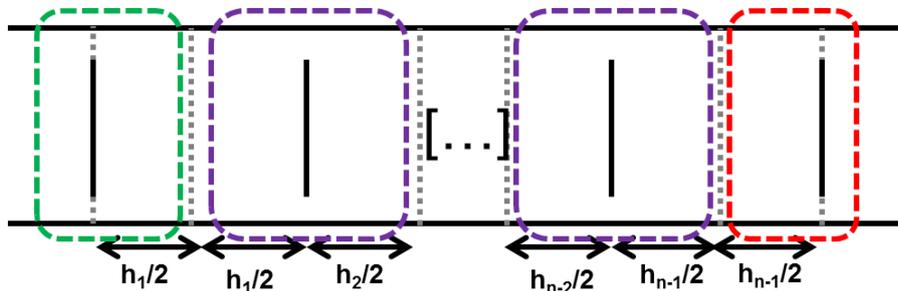


Figure II-22: Vision en coupe du problème à N anneaux placés dans un guide TEM

Nous pouvons l'assimiler à une mise en cascade de N-2 anneaux ayant une longueur de ligne $h_{i-1}/2$ avant et une longueur de ligne $h_i/2$ après. Le premier anneau (cellule verte) n'est suivi que d'une longueur de $h_1/2$ et le N^{ième} anneau (cellule rouge) n'est précédé que d'une longueur de ligne $h_{n-1}/2$. Les circuits électriques équivalents de ces deux cellules sont respectivement les parties gauches et droites de la Figure II-18. Ils peuvent être considérés comme des hexapôles avec une entrée et deux sorties pour le premier anneau (cellule verte),

deux entrées et une sortie pour le dernier anneau (cellule rouge). Le circuit électrique équivalent des cellules violettes est proposé en Figure II-23.

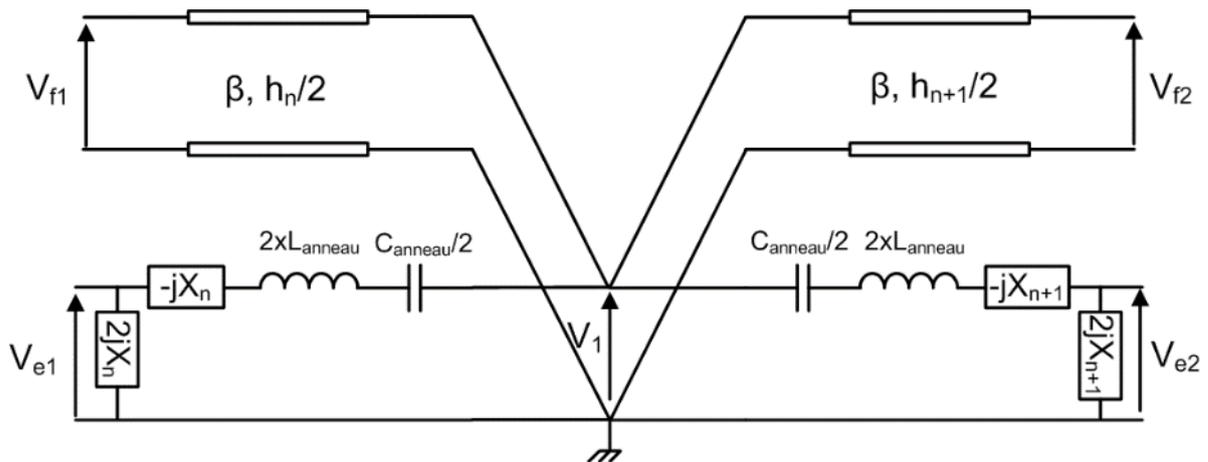


Figure II-23: Circuit électrique équivalent des cellules violettes

La cellule proposée en Figure II-23 représente le circuit électrique équivalent du $i^{\text{ème}}$ anneau. En haut à gauche nous avons la ligne de transmission de longueur $h_i/2$ qui modélise la traversée du mode fondamental le long du guide TEM. En bas à droite les impédances jX_i et $2jX_i$ modélisent la deuxième partie du couplage des modes évanescents que le $i^{\text{ème}}$ anneau a avec le $(i-1)^{\text{ème}}$. La première partie du couplage est assurée par deux impédances jX_i et $2jX_i$ pris en compte dans le circuit du $(i-1)^{\text{ème}}$ anneau. Ces quatre impédances forment le quadripôle en T identifié en Figure II-18 qui modélise le couplage entre deux anneaux. Le courant associé à la tension V_{e1} passe dans ces impédances jX_i et $2jX_i$ puis par l'impédance de l'anneau. Les contributions du mode fondamental et des modes évanescents viennent se recombinaer au point de potentiel V_1 , elles se séparent de nouveau pour rencontrer l'anneau suivant. Le mode fondamental passe par la ligne de transmission de longueur $h_{i+1}/2$. Les modes évanescents passent dans l'impédance de l'anneau et la première moitié du T de couplage entre le $i^{\text{ème}}$ anneau et $(i+1)^{\text{ème}}$ anneau.

Cet octopôle présente l'avantage de pouvoir être mis en place simplement dans un code de calcul. En effet, nous effectuons des opérations simples de matrices chaînes et de matrices admittances.

III.3.2. Validation du circuit

Afin de valider le circuit électrique équivalent des cellules violettes, des cas ont été testés et comparés avec les simulations CST. Les comparaisons ont été effectuées de 3 à 5 anneaux pour des distances identiques entre chaque anneau. Les distances testées sont les distances déjà utilisées dans les parties précédentes. Dans cette partie les résultats de la comparaison entre le circuit électrique équivalent et les résultats de simulation seront présentés uniquement avec la distance $h=\lambda/10$. Les résultats pour les autres distances sont joints en Annexe 1.

Pour les trois cas présentés en Figure II-24, l'accord entre la réponse du circuit et la simulation est plutôt satisfaisant. L'évolution de la réponse du circuit suit celle de la simulation. Les écarts se situent autour de résonances à fort coefficient de qualité que nous distinguons sur la réponse du circuit. Le nombre de ces résonances augmentent avec le nombre d'anneaux. Nous en avons une pour le cas à 3 anneaux en Figure II-24 a), deux pour le cas à 4 anneaux en Figure II-24 b) et trois pour le cas à 5 anneaux en Figure II-24 b). Elles sont toutes situées vers 1.3 GHz et sont dues au fait que nous ne prenons pas en compte les couplages indirects dans le circuit proposé. En effet, ne pas prendre les couplages indirects dans le circuit contribue à créer

une structure périodique ; cependant la création d'une structure périodique induit la création d'une bande interdite. Ces résonances sont la manifestation de cette bande interdite.

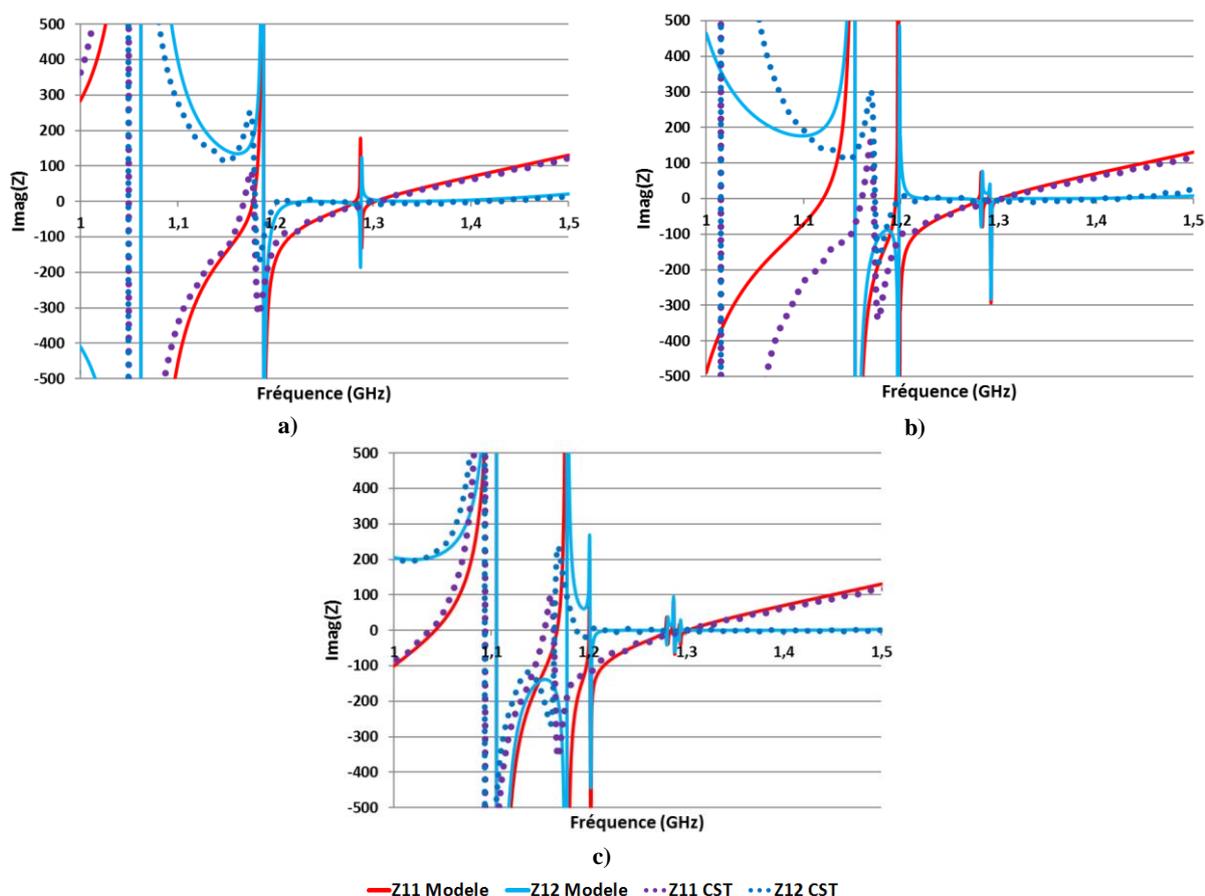


Figure II-24: Partie imaginaire de l'impédance du circuit électrique équivalent (trait plein) comparée à la simulation CST (trait pointillé) pour les cas à : a) 3 anneaux b) 4 anneaux et c) 5 anneaux

Il est possible d'améliorer ce circuit, mais la concordance entre le circuit proposé et la simulation suffit pour le moment à notre utilisation.

III.3.3. Exploitation du circuit

Le même type de figure que celle présentée en Figure II-20 peut être tracé pour les cas à 3, 4 et 5 anneaux. Dans ces figures, les distances entre tous les anneaux sont égales à la valeur affichée sur l'axe des ordonnées.

La Figure II-25 montre que les deux résonances identifiées dans le cas à deux anneaux sont toujours présentes, et cela quel que soit le nombre d'anneaux. La bande où l'impédance est proche de zéro autour des résonances augmente avec le nombre d'anneaux. Pour les hauteurs très élevées, ces bandes se rejoignent pour n'en former qu'une. Toutefois, les hauteurs où le phénomène intervient, sont égales à $\lambda/3$. Si le résonateur est dimensionné avec de telles distances, l'antenne ne peut pas être considérée comme compacte. Pour obtenir la bande la plus large possible avec des hauteurs raisonnables, il faut analyser celle autour de la résonance liée à la symétrie paire. La hauteur entre les anneaux pour laquelle la bande est maximale est environ égale à $\lambda/7$.

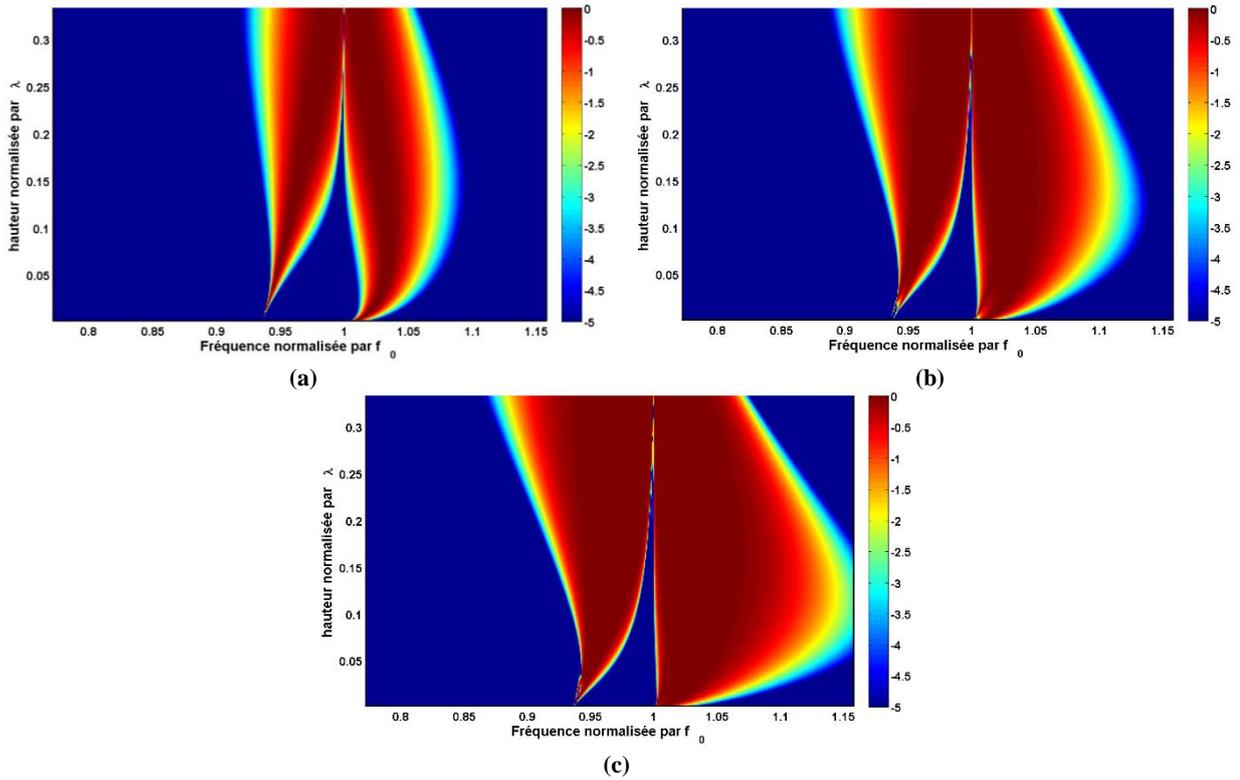


Figure II-25: Tracé de la partie imaginaire de l'impédance en transmission Z_{12} d'un circuit à (a) 3, (b) 4 et (c) 5 anneaux pour 200 distances différentes et 300 points de fréquence

III.4. Généralisation à l'utilisation de motifs quelconques

Tous les résultats présentés jusqu'à présent se limitent au cas de l'anneau simple sans motif. Le principe de miniaturisation étudié se base sur deux paramètres : la bande passante du résonateur à anneaux et la fréquence de résonance propre de ces anneaux. Pour maximiser l'effet des anneaux résonants couplés dans la miniaturisation de l'antenne, le choix de la fréquence de résonance des anneaux est crucial. Cette fréquence doit être suffisamment basse et permettre à l'antenne de rester adaptée en impédance sur la bande de fréquence la plus large possible. La fréquence de résonance des anneaux dépend du périmètre déployé des anneaux. Ce périmètre est fixé par le choix du motif de base et par le nombre de ses répétitions le long des anneaux. Il est donc nécessaire que notre circuit puisse prévoir la fréquence propre des anneaux.

Pour parvenir à évaluer la fréquence de résonance d'un anneau à motif, nous le modélisons comme un anneau lisse chargé par des impédances de surface Z_s (cf. Figure II-26). Ces impédances de surface Z_s sont celles de l'impédance d'un motif élémentaire répété autour de l'anneau. Dans le cas de la Figure II-26 il s'agit du motif créneau ayant une longueur l_{motif} et une largeur w . La longueur du motif est égale au périmètre moyen de l'anneau L_0 divisé par le nombre de répétitions N_{Repet} du motif.

$$l_{motif} = \frac{L_0}{N_{Repet}} \quad (\text{II-62})$$

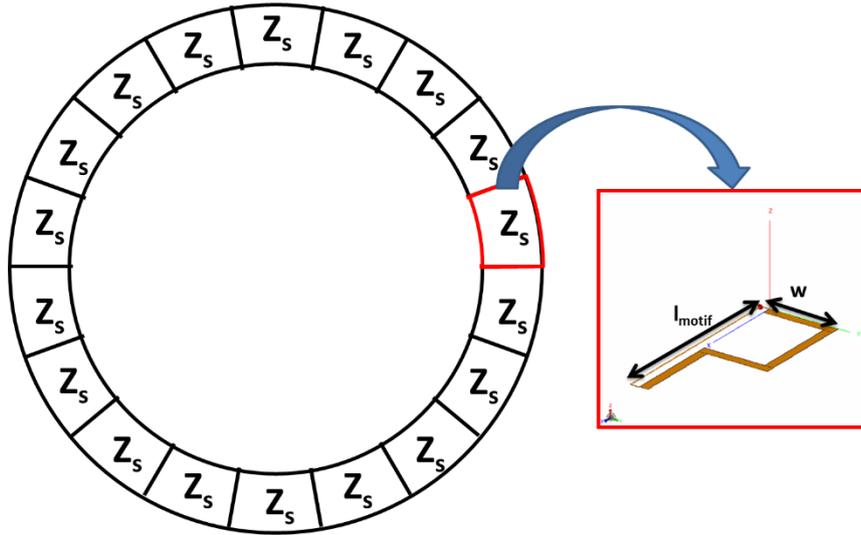


Figure II-26: Anneau lisse chargé uniformément par une impédance de surface Z_s représentant l'impédance d'un motif élémentaire répété autour de l'anneau.

Modéliser l'anneau de cette manière nous permet d'adapter le schéma électrique équivalent de notre problème utilisé en partie III.1. Il incorpore une impédance de surface (voir Figure II-27).

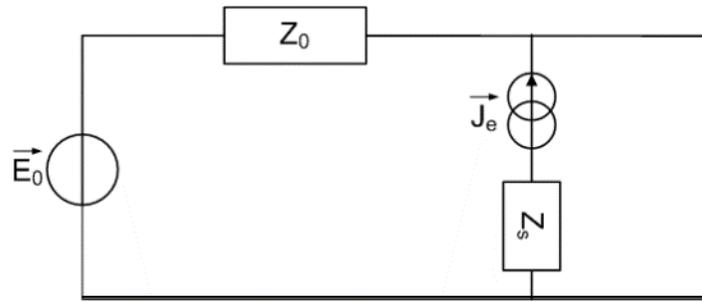


Figure II-27: Schéma électrique équivalent d'un anneau à motif

La résolution du schéma électrique équivalent, nous permet d'exprimer l'impédance d'un anneau à motif $Z_{\text{AnneauMotif}}$ en fonction de l'impédance de l'anneau lisse $Z_{\text{AnneauLisse}}$ plus un terme dépendant de l'impédance Z_s du motif élémentaire (équation (II-63)).

$$Z_{\text{AnneauMotif}} = \widetilde{Z}_s \frac{\langle g_e | g_e \rangle}{|\langle f_0 | g_e \rangle|^2} + Z_{\text{AnneauLisse}} \quad (\text{II-63})$$

Avec : $\widetilde{Z}_s = \frac{w}{l_{\text{motif}}} \times Z_s(\omega)$

Le calcul de Z_s est assuré par la même méthode numérique décrite pour l'extraction du circuit électrique équivalent de l'anneau mais avec le motif élémentaire placé au centre du guide TEM (cf. Figure II-28). Dans ce cas, la fonction d'essai est définie sur la partie métallisée du motif. La validation de cette méthode se fait avec le créneau qui est le motif de référence.

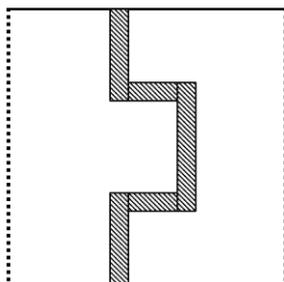


Figure II-28: Problème aux limites à résoudre pour calculer l'impédance (réactance) de surface Z_s

L'utilisation de l'impédance de surface permet de retrouver des fréquences de résonance comparables à celles calculées sous FEKO. La Figure II-29 montre la partie imaginaire de l'impédance d'anneaux crénelés en fonction de la fréquence. La fréquence pour laquelle la partie imaginaire s'annule, diminue bien à mesure que le nombre de créneaux autour de l'anneau augmente.

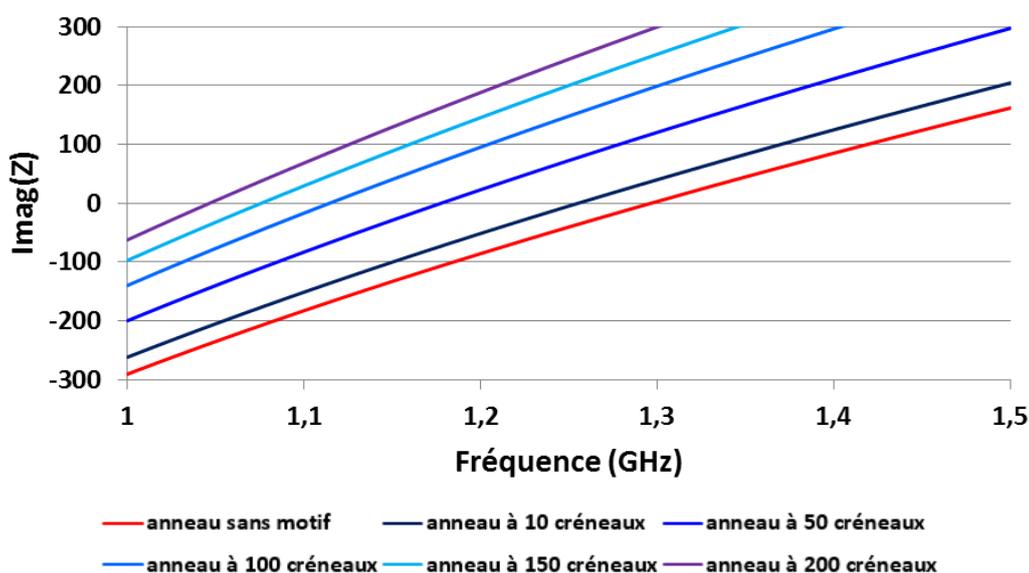


Figure II-29: Réactance de l'anneau sans motif (rouge) et des anneaux à 10, 50, 100, 150 et 200 créneaux

L'ensemble des cas testés sont regroupés dans le Tableau II-2. Ce tableau donne les fréquences de résonance calculées à partir de l'impédance de surface (réactance), celles calculées par FEKO et leur écart relatif.

La précision des résultats est de l'ordre de 5% pour tous les cas testés. Nous pouvons ainsi valider l'approche du calcul de la fréquence de résonance des anneaux par réactances de surface. Toutefois, le code mis au point à partir de ce modèle théorique n'est pas d'un usage aisé. Des efforts sont en cours pour rendre son usage plus pratique et pouvoir ainsi aisément simuler de multiples autres motifs, au gré du concepteur.

Répétitions	f _{res} Code (GHz)	f _{res} FEKO (GHz)	Ecart (%)
Sans motif	1,295	1,272	1,84
10	1,276	1,234	3,44
20	1,259	1,210	4,08
30	1,244	1,190	4,50
40	1,229	1,174	4,72
50	1,215	1,159	4,81
60	1,202	1,145	5,00
70	1,19	1,133	5,05
80	1,179	1,121	5,19
90	1,169	1,109	5,43
100	1,16	1,099	5,53
110	1,151	1,092	5,40
120	1,143	1,084	5,44
130	1,135	1,076	5,48
140	1,128	1,068	5,62
150	1,122	1,062	5,65
160	1,115	1,056	5,59
170	1,109	1,050	5,62
180	1,104	1,044	5,75
190	1,098	1,040	5,58
200	1,093	1,034	5,71

Tableau II-2 : Fréquence de résonance des anneaux de 10 à 200 répétitions par pas de 10 calculée par la méthode des impédances de surface et par la simulation FEKO

IV. Couplage du circuit électrique équivalent avec la spirale

A l'aide du code développé, l'objectif du circuit est de faire une première approximation du coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède couplée à des anneaux empilés résonants. Pour cela, nous devons modéliser l'impédance de la spirale et extraire le circuit électrique équivalent du couplage entre notre circuit modélisant les anneaux et le modèle de la spirale.

IV.1. Modélisation de la spirale

En 2007, Ming Lee et al. [II-4] sont les premiers à proposer une modélisation de l'impédance de la spirale d'Archimède à l'aide de la théorie des lignes de transmission. Ils découpent la modélisation de la spirale en deux parties : le comportement en rayonnement et le comportement en propagation. Pour le comportement en rayonnement, ils modélisent la spirale comme une suite continue d'antennes boucles de tailles différentes. La résistance en rayonnement des antennes boucles est bien connue. Pour le comportement en propagation, il propose de modéliser l'antenne comme une ligne de transmission en forme de spirale. La publication montre que ce principe permet un très bon accord entre le modèle utilisé et la simulation. Toutefois la publication ne donne que les grands principes de la modélisation sans préciser le calcul détaillé des éléments de la ligne de transmission.

Plus récemment, en 2014, Teng-Kai Chen *et al.* [II-5] ont détaillé les calculs. Pour simplifier l'analyse de la structure de l'antenne, ils proposent de « dérouler » les bras de la spirale afin

d'analyser une ligne de transmission droite. Les symétries de la spirale permettent de placer un mur magnétique perpendiculaire au plan de la spirale (Figure II-30 (a)). L'utilisation de cette symétrie permet d'étudier la spirale comme une ligne couplée qui est modélisée comme une ligne de transmission à 3 ports (Figure II-30 (b)).

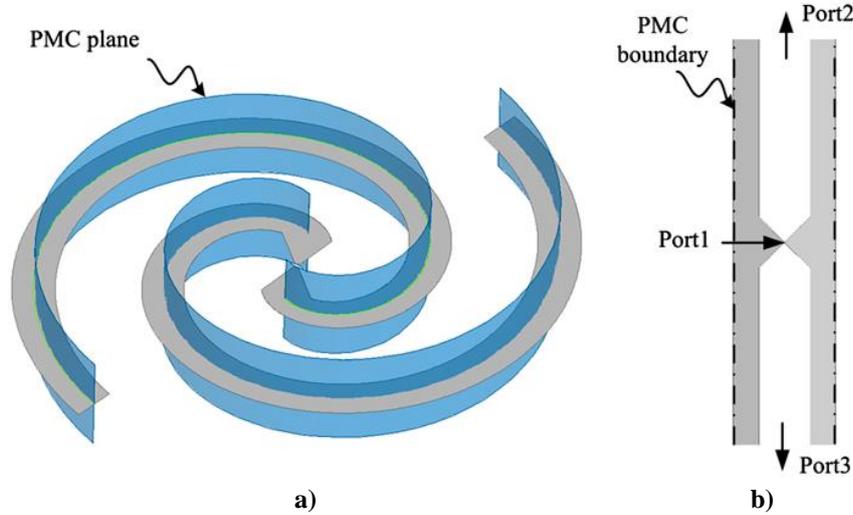


Figure II-30:a) Vue d'une antenne spirale avec deux murs magnétiques perpendiculaires placés au milieu des brins de la spirale b) Modèle utilisée de la spirale déroulée.

La structure proposée en Figure II-30 b) avec les conditions de mur magnétiques peut être vue comme la moitié d'un guide d'onde coplanaire excité par un mode pair. En considérant cela, il est possible d'évaluer la capacité et l'inductance linéique de l'antenne spirale à l'aide des équations (II-64) et (II-65).

$$C = 2\varepsilon_0 \frac{K(k_a)}{K(k'_a)} \quad (\text{II-64})$$

$$L = \frac{2}{\mu_0} \frac{K(k'_a)}{K(k_a)} \quad (\text{II-65})$$

où

$$\begin{cases} k'_a = \sqrt{1 - k_a^2} \\ k_a = \tan^2\left(\frac{\pi}{4}\chi\right) \\ \chi = \frac{W}{W + S} \end{cases} \quad (\text{II-66})$$

avec : K l'intégrale complète de première espèce
 W la largeur du métal de la spirale
 S la largeur de la fente de la spirale

Les pertes par rayonnement de l'antenne sont celles d'une antenne boucle à courant uniforme. La résistance de rayonnement d'une antenne boucle est bien connue et son expression peut être trouvée dans [I-1] :

$$R_{Rad} = \frac{\pi(r_n \omega \mu_0)^2}{2Z_0} \int_0^\pi J_1^2(kr_n \sin(\theta)) \sin(\theta) d\theta \quad (\text{II-67})$$

avec: J_1 la fonction de Bessel de premier espèce et du premier ordre
 r_n le rayon de la spirale où est calculé la résistance de rayonnement
 k le nombre d'onde
 ω la pulsation

La résistance linéique s'obtient en normalisant par le périmètre de la boucle associée à la résistance calculée en (II-68)

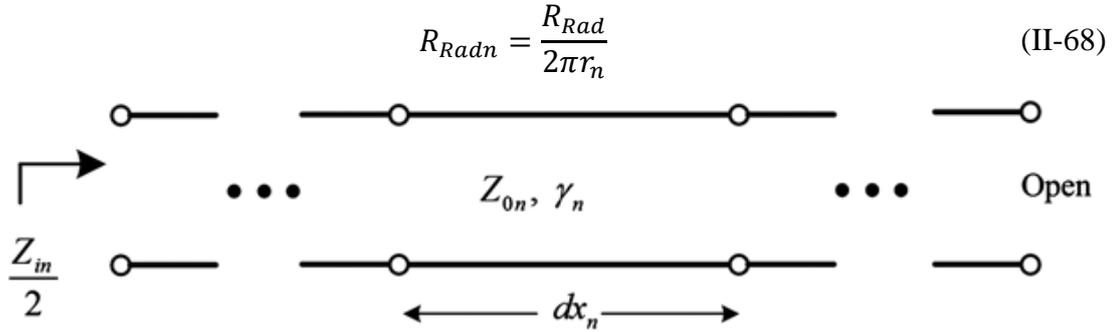


Figure II-31: Modèle de la ligne de transmission de la spirale [II-5]

L'impédance de l'antenne s'obtient en calculant le produit des matrices chaînes de N segments de longueur dx_n (équation (II-70)). La longueur des N segments est égale à celle des bras de la spirale. Chaque segment est caractérisé par son impédance caractéristique Z_{0n} et sa constante de propagation γ_n .

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} A_N & B_N \\ C_N & D_N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II-69)$$

$$\begin{bmatrix} A_n & B_n \\ C_n & D_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ch(\gamma_{0n} dx_n) & Z_{0n} sh(\gamma_{0n} dx_n) \\ Y_{0n} sh(\gamma_{0n} dx_n) & ch(\gamma_{0n} dx_n) \end{bmatrix} \quad (II-70)$$

Avec : $Z_{0n} = \sqrt{\frac{R_{Radn} + jL\omega}{G + jC\omega}} \gamma_{0n} = \sqrt{(R_{Radn} + jL\omega)(G + jC\omega)}$ et $dx_n = r_n d\theta$

Le calcul de l'impédance est donc obtenu par discrétisation le long de l'anneau. La taille des cellules élémentaires dx_n de la ligne de transmission dépend du rayon. La taille de ces cellules augmente avec le rayon r_n . Pour que le calcul reste valable il faut s'assurer que la longueur dx_n est très petite devant la longueur d'onde de la fréquence minimum calculée, typiquement $dx_n \ll \lambda/10$ (λ longueur d'onde associée à la fréquence minimum que l'on souhaite calculer). En tenant compte de cela, nous pouvons fixer un critère sur le nombre de segments pour lequel la discrétisation est suffisante.

$$N_{segment} \gg \frac{10}{\lambda} \times 2\pi \times R_{max} \times N_{tour} \quad (II-71)$$

Avec R_{max} le rayon extérieur de la spirale et N_{tour} le nombre de tours de la spirale.

Toutefois, les contraintes géométriques sont plus importantes que ce critère. En effet, les brins de la spirale ne devant pas se chevaucher, il est nécessaire de discrétiser environ 5 fois plus que ce que le critère propose.

La Figure II-32 présente les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée d'une spirale d'Archimède. La spirale a un rayon de 8cm et 10 tours. La bande de fréquence sur laquelle est calculée la réponse de l'antenne est [0.8GHz ; 3GHz]. Son impédance est comparée à celle calculée par FEKO.

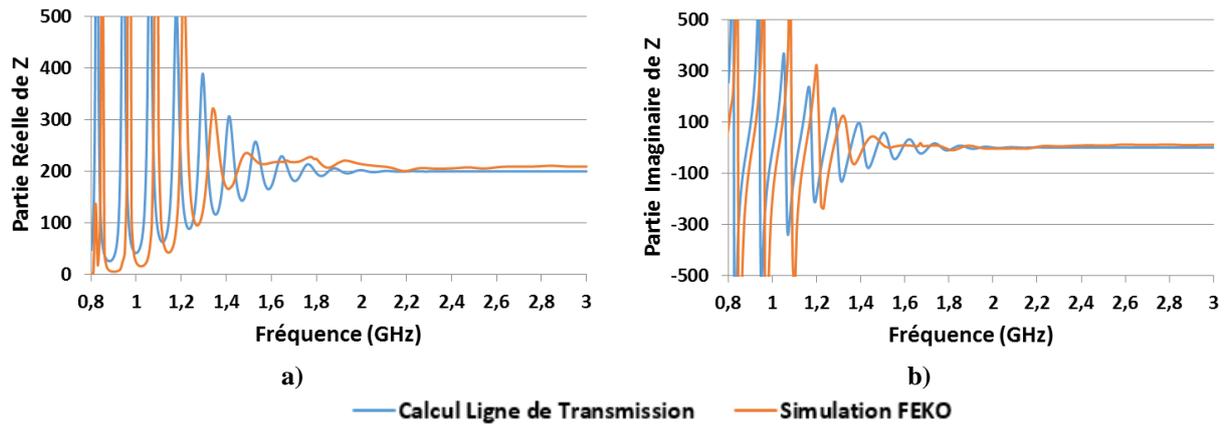


Figure II-32: Partie réelle a) et partie imaginaire b) de l'impédance d'entrée de la spirale calculée à l'aide de la théorie des lignes de transmissions (bleu) et de la simulation FEKO (orange)

Le calcul de l'impédance d'entrée de la spirale à l'aide du modèle proposée par [II-5] est très proche de celle obtenue par la simulation FEKO. Le modèle proposé est donc un bon choix pour le couplage avec le circuit électrique équivalent utilisé pour les anneaux. L'erreur sur la partie réelle est d'environ 5% lorsque l'impédance d'entrée de l'antenne est stable en fréquence, c'est-à-dire pour des fréquences supérieures à 2 GHz.

IV.2. Circuit électrique équivalent du couplage anneaux-spirale

Les travaux visant à élaborer le circuit électrique équivalent d'une antenne spirale chargée par de multiples anneaux résonnants n'ont pas abouti. Ils devraient permettre de réduire considérablement les temps de calcul pour simuler et concevoir des antennes spirales chargées par des anneaux résonnants couplés.

Cependant, comme nous le verrons dans le Chapitre III, une méthodologie originale de conception basée uniquement sur le circuit électrique équivalent présenté dans la section III du présent chapitre semble permettre la conception et l'optimisation d'une antenne spirale chargée par des anneaux résonnants couplés et à motifs.

V. Validation expérimentale du modèle par la mesure

Afin de valider les résultats donnés par le modèle proposé, une série de réalisations a été effectuée. Elles ont pour but dans un premier temps de valider l'existence et l'évolution des fréquences de résonance prévues par le modèle sur la réponse de l'antenne et dans un second temps, de valider le circuit électrique équivalent du couplage anneaux spirale.

V.1. Antennes réalisées

Pour cela 5 antennes ont été réalisées :

- 1) Une spirale d'Archimède, qui est l'antenne de référence pour ces mesures
- 2) Une spirale d'Archimède entourée par un anneau avec 50 créneaux et un anneau à 50 créneaux en dessous de la spirale
- 3) Même antenne que 2) mais avec des anneaux à 25 répétitions du motif de Von-Koch Modifié
- 4) Une spirale d'Archimède entourée par un anneau avec 50 créneaux et deux anneaux à 200 créneaux en dessous de la spirale

- 5) Même antenne que 4) mais avec des anneaux à 100 répétitions du motif de Von-Koch Modifié

Le choix des répétitions des motifs autour des anneaux a été effectué à l'aide d'une rapide optimisation. L'étude de deux motifs permettra de valider l'indépendance des résultats du circuit à la forme du motif sur l'anneau. Le Von-Koch Modifié a été rapidement présenté dans le chapitre pour la réduction des antennes hélices quadrifilaires [II-7]. La description de ce motif et le choix de son utilisation seront plus longuement discutés dans le Chapitre III. Pour valider l'évolution des résonances identifiées par le circuit, nous allons effectuer une étude paramétrique sur la hauteur des anneaux. L'espace entre la spirale et les anneaux est assuré par des couches de Rohacell HF 51 de 1.27mm d'épaisseur, de permittivité relative $\epsilon_r = 1,05$ et dont l'angle de pertes est de 0,0006.

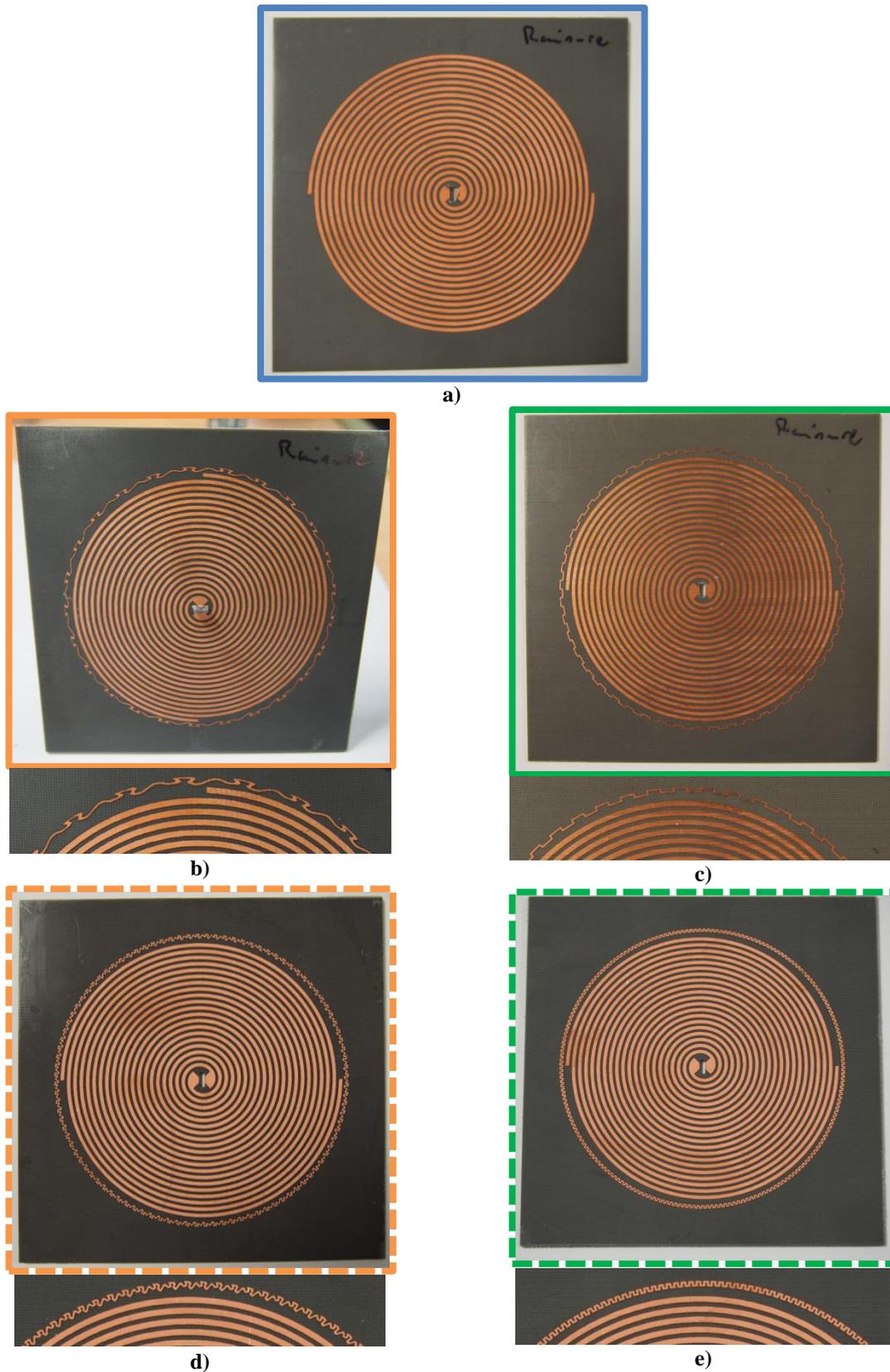


Figure II-33: Photographie des antennes réalisées
a) antenne spirale seule b) antennes à 2 anneaux à motif crénelé (25 répétitions) c) antennes à 2 anneaux à motif crénelé (50 répétitions) d) antennes à 3 anneaux à motif crénelé (100 répétitions) et e) antennes à 3 anneaux à motif crénelé (200 répétitions)

Les mesures ont été réalisées sur des antennes spirales de 8cm de diamètre. Les spirales ont été gravées sur un substrat Neltec NX9240 de permittivité relative $\epsilon_r = 2,4$, d'épaisseur 1,5mm et d'angle de pertes de 0,0016.

Les spirales sont alimentées par des baluns à transition d'impédance exponentielle qui sont gravés sur le même substrat que celui utilisé pour réaliser les spirales. Le balun assure la transformation d'impédance de 50 Ohms à 135 Ohms et mesurent 9.6 cm de long. Les profils des baluns sont présentés en Figure II-34.

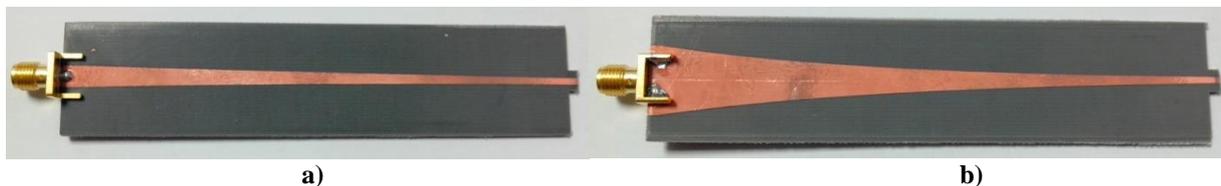


Figure II-34 : a) Profil de la ligne de transmission du balun et b) profil du plan de masse du balun
Le Chapitre IV explicitera tous les détails sur l'alimentation des antennes.

V.2. Validation du modèle à 2 anneaux

Pour la détection des résonances prévue par le modèle, nous faisons varier la hauteur entre les anneaux à l'aide de couche de Rohacell comprise entre 0 et 13. En Figure II-35 sont donnés les coefficients de réflexion mesurés d'une antenne spirale entourée de l'anneau à 50 créneaux et de de l'antenne à deux anneaux pour différentes distances. Les distances données en Figure II-35 sont fixées à l'aide de 1, 5, 9 et 13 couches de Rohacell.

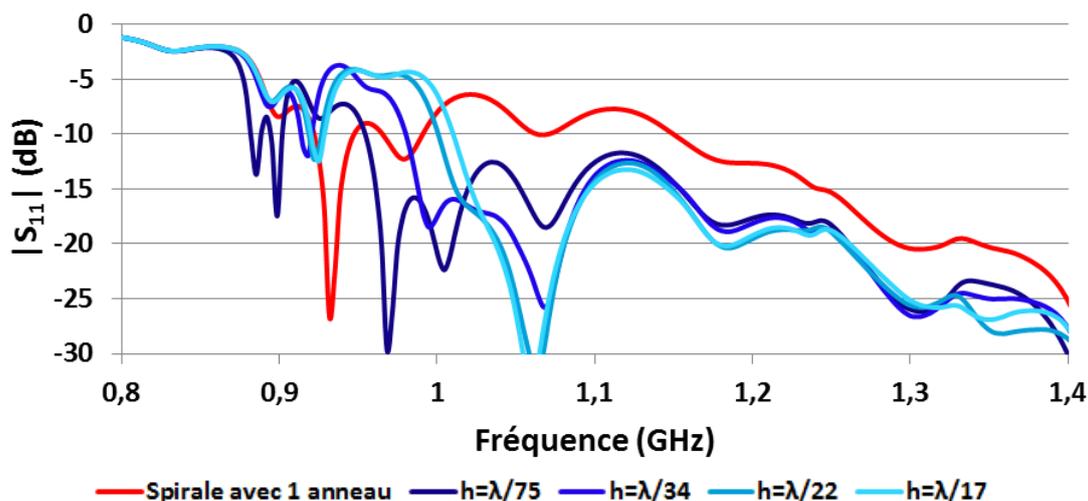


Figure II-35: $|S_{11}|$ mesuré d'une spirale entourée par un anneau crénelé, par 2 anneaux crénelés pour différentes distances (λ est la longueur d'onde associée à la fréquence de résonance propre de l'anneau)

Le coefficient de réflexion de l'antenne entourée d'un anneau permet d'identifier la fréquence de résonance propre de l'anneau. Par rapport à la figure présentée en partie III.2.3, cela nous permet d'identifier f_0 . Pour les coefficients de réflexion des antennes à deux anneaux, nous observons deux résonances pour chaque cas :

- Une première ayant une fréquence plus élevée que f_0 et un niveau sur le coefficient de réflexion inférieur à -15dB.
- Une deuxième ayant une fréquence inférieure à f_0 et des niveaux sur le coefficient de réflexion plus faible que la première.

La première résonance a une influence directe sur la bande passante de l'antenne tandis que la deuxième ne vient créer qu'une perturbation sur le coefficient de réflexion. La fréquence de

la première résonance augmente avec la distance entre les deux anneaux. Elle diminue rapidement pour les faibles distances pour tendre vers une fréquence proche de 1GHz pour les distances les plus élevées. Pour les distances les plus élevées l'identification de la résonance sur le coefficient de réflexion mesuré n'est pas forcément claire. En effet nous observons une inflexion de la courbe autour d'une résonance de l'antenne à 1.05GHz mais pas une résonance marquée. Cette résonance est plus visible sur les résultats de simulation présentés en Figure II-36. Sur cette figure seuls les deux derniers cas de la Figure II-35 sont comparés à la simulation.

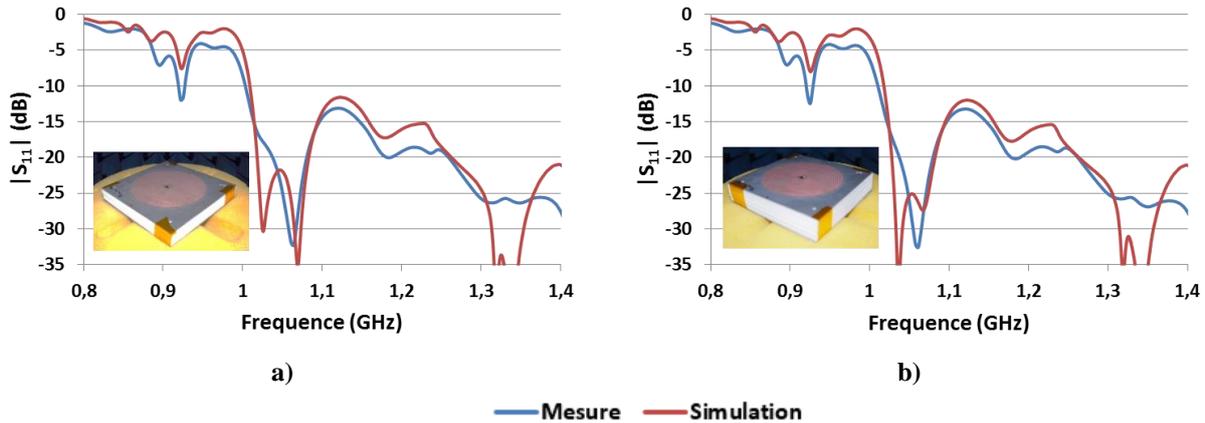


Figure II-36 : Comparaison entre la simulation (rouge) et la mesure (bleu) du $|S_{11}|$ pour les cas a) $h=\lambda/22$ et b) $h=\lambda/17$

Nous observons un bon accord entre les résultats de simulation et de mesure. Les résultats de simulation nous permettent de confirmer l'existence de la résonance sur le coefficient de réflexion. En effet, en Figure II-36, la mesure donne une résonance à environ 1.05GHz tandis que la simulation en prévoit une deuxième à environ 1.02GHz. Cette deuxième résonance est relativement proche d'une résonance propre à l'antenne (à 1.05GHz) et son niveau sur le coefficient de réflexion est en dessous de -30dB. Son faible niveau sur le $|S_{11}|$ en simulation et sa proximité avec une autre résonance permettent d'expliquer pourquoi la résonance est moins marquée en mesure. En effet, le pas de mesure est plus faible qu'en simulation et la précision des instruments sur des niveaux aussi faibles n'est pas nécessairement garantie. L'évolution de cette fréquence de résonance en fonction de la distance entre les anneaux et sa position par rapport à la fréquence propre de l'anneau nous permettent d'identifier cette résonance sur le coefficient de réflexion à la résonance liée à la symétrie paire du résonateur à anneaux couplés.

La position par rapport à f_0 et l'évolution de la deuxième résonance identifiée sur le coefficient de réflexion permet d'identifier cette perturbation à la résonance liée à la symétrie impaire du résonateur à anneaux couplés.

La même étude a été effectuée avec le deuxième motif présenté précédemment. Les réponses de plusieurs cas mesurées sont superposées en Figure II-37, à celles des antennes à motif crénelé. Comme nous pouvons le voir les réponses entre les deux antennes pour une configuration donnée se superposent très bien. Cette superposition est rendue possible par le choix du nombre de répétitions des motifs qui permet d'avoir une fréquence propre des anneaux très proche l'une de l'autre (autour de 930MHz). Ces résultats nous permettent de conclure que l'évolution de la réponse du résonateur à anneaux couplés se fait indépendamment de la forme du motif imposé sur les anneaux. A ce point de notre étude, il est envisageable de dire que la conception du résonateur peut se faire indépendamment de la fréquence de résonance de l'anneau.

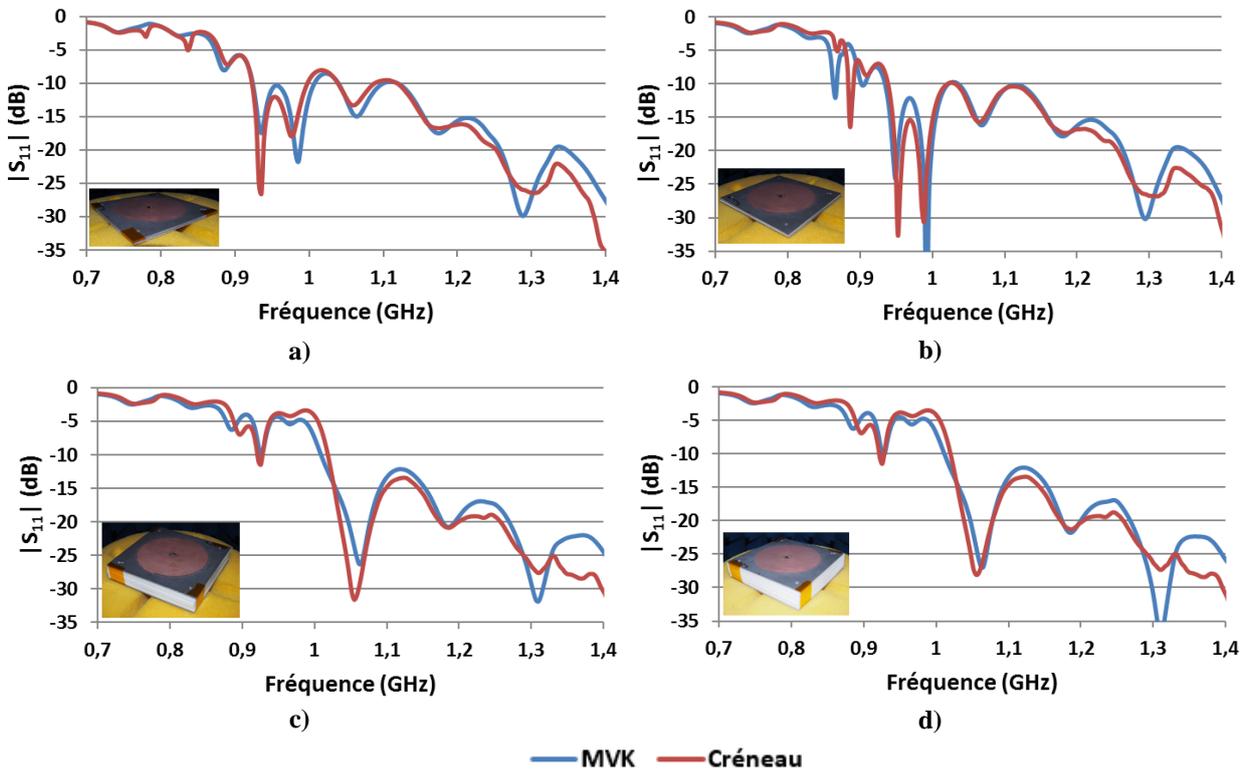


Figure II-37 : Comparaison des $|S_{11}|$ des antennes à deux anneaux pour le motif crénelé (rouge) et le motif de Von-Koch Modifié (bleu) pour les distances a) $h = \lambda/75$, b) $h = \lambda/34$, c) $h = \lambda/22$ et d) $h = \lambda/17$

Les résonances prévues par le circuit électrique équivalent proposé en partie III.2 sont identifiables sur la réponse de l'antenne. La résonance de la symétrie paire est celle qui a le plus d'influence sur l'adaptation de l'antenne. Sa fréquence et la bande passante autour de cette dernière sont des paramètres qui vont être déterminants dans l'élaboration d'un outil de conception rapide.

V.3. Validation du modèle à 3 anneaux

Pour valider le circuit électrique équivalent de l'octopôle et donc du circuit global le même protocole a été appliqué pour les antennes à 3 anneaux. Les hauteurs entre les anneaux sont toutes égales. Elles sont fixées à l'aide des mêmes couches de Rohacell que précédemment. Le nombre de couches varie dans ce cas entre 0 et 6. En Figure II-35 sont donnés les coefficients de réflexion mesurés d'une antenne spirale entourée de l'anneau à 100 créneaux et de de l'antenne à 3 anneaux pour différentes distances. Les distances données en Figure II-38 sont fixées à l'aide de 0, 2, 4 et 6 couches de Rohacell.

Comme précédemment, le coefficient de réflexion de l'antenne entourée d'un anneau permet d'identifier la fréquence de résonance propre de l'anneau (910MHz). Par rapport à la figure présentée en partie III.3.3, cela nous permet d'identifier f_0 .

Les mêmes observations que dans le cas à deux anneaux peuvent être faites sur la Figure II-38. L'identification des résonances sur le $|S_{11}|$ liées aux anneaux étant moins évidente, elle est faite à l'aide de flèches de couleurs. Les mêmes observations que sur l'antenne à deux anneaux peuvent être faites :

- 1) La première résonance a une influence directe sur la bande passante de l'antenne. Elle augmente avec la distance entre les anneaux. Elle diminue rapidement pour les faibles distances pour tendre vers une fréquence proche de 1.2GHz pour les distances les plus élevées.

- 2) La deuxième ne vient créer qu'une perturbation sur le coefficient de réflexion. Sa position par rapport à f_0 et son évolution en fréquence en fonction de la hauteur sur le coefficient de réflexion permet d'identifier cette perturbation à la résonance liée à la symétrie impaire du résonateur à anneaux couplés.
- 3) Pour les distances les plus élevées, l'identification de la résonance sur le coefficient de réflexion mesuré n'est pas forcément claire. En effet nous observons une inflexion de la courbe autour d'une résonance de l'antenne à 1.07GHz mais pas une résonance marquée. Cette résonance est plus visible sur les résultats de simulation présentés en Figure II-39. Sur cette figure seul le dernier cas de la Figure II-38 est comparé à la simulation.

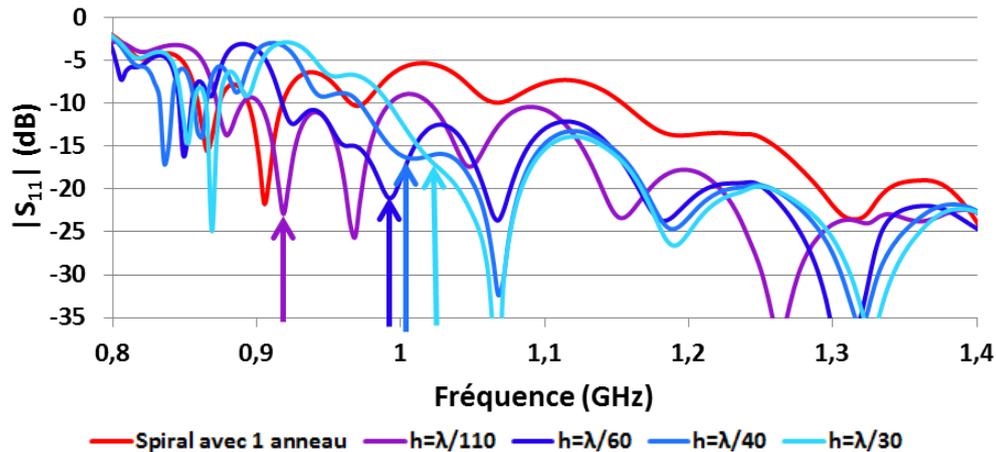


Figure II-38: $|S_{11}|$ mesuré d'une spirale entourée par un anneau crénelé, par 3 anneaux crénelés pour différentes distances (λ est la longueur d'onde associée à la fréquence de résonance propre de l'anneau)

Sur la Figure II-39 la correspondance entre les résultats de simulation et de mesure est satisfaisante. Les principaux écarts se font sur les niveaux des résonances sur la bande [0.8GHz ; 0.9GHz] et au niveau de la résonance apportée par le résonateur à anneaux entre 1GHz et 1.1GHz. Sur cette bande de fréquence, la résonance propre à l'antenne est légèrement décalée en simulation. Elle passe de 1.08GHz à 1.07GHz en mesure. La résonance du résonateur à anneaux est nettement plus marquée sur la réponse en simulation, car il semble que les pertes soient négligées dans le modèle de simulation. En effet en début de bande [0.8GHz ; 0.9 GHz] le niveau du $|S_{11}|$ simulé est plus important qu'en mesure. Les pertes viennent diminuer le coefficient de qualité de la résonance c'est la raison pour laquelle elle est moins marquée en mesure.

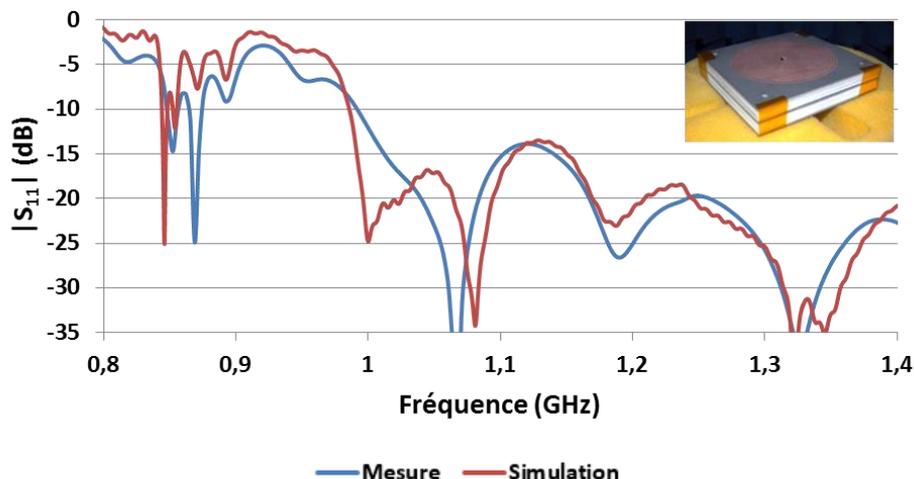


Figure II-39 : Comparaison entre la simulation (rouge) et la mesure (bleu) du $|S_{11}|$ pour les cas $h=\lambda/30$

Les mesures sur l'antenne avec le deuxième motif ont également été faites. Les réponses des cas mesurés sont comparées à celles du créneau en Figure II-40. La corrélation entre les réponses des deux antennes est très bonne. Nous constatons quelques écarts sur la résonance liée à la symétrie impaire du résonateur (autour de 800MHz). Ces écarts existent aussi dans les mesures des antennes à deux anneaux mais ils sont moins marqués que dans le cas à 3 anneaux. La résonance de la symétrie impaire est donc sensible à la géométrie du motif. Toutefois, comme cette résonance ne vient pas influencer sur la miniaturisation de l'antenne, nous pouvons négliger ce phénomène. L'indépendance de la réponse du modèle à la géométrie imposée aux anneaux reste donc valable.

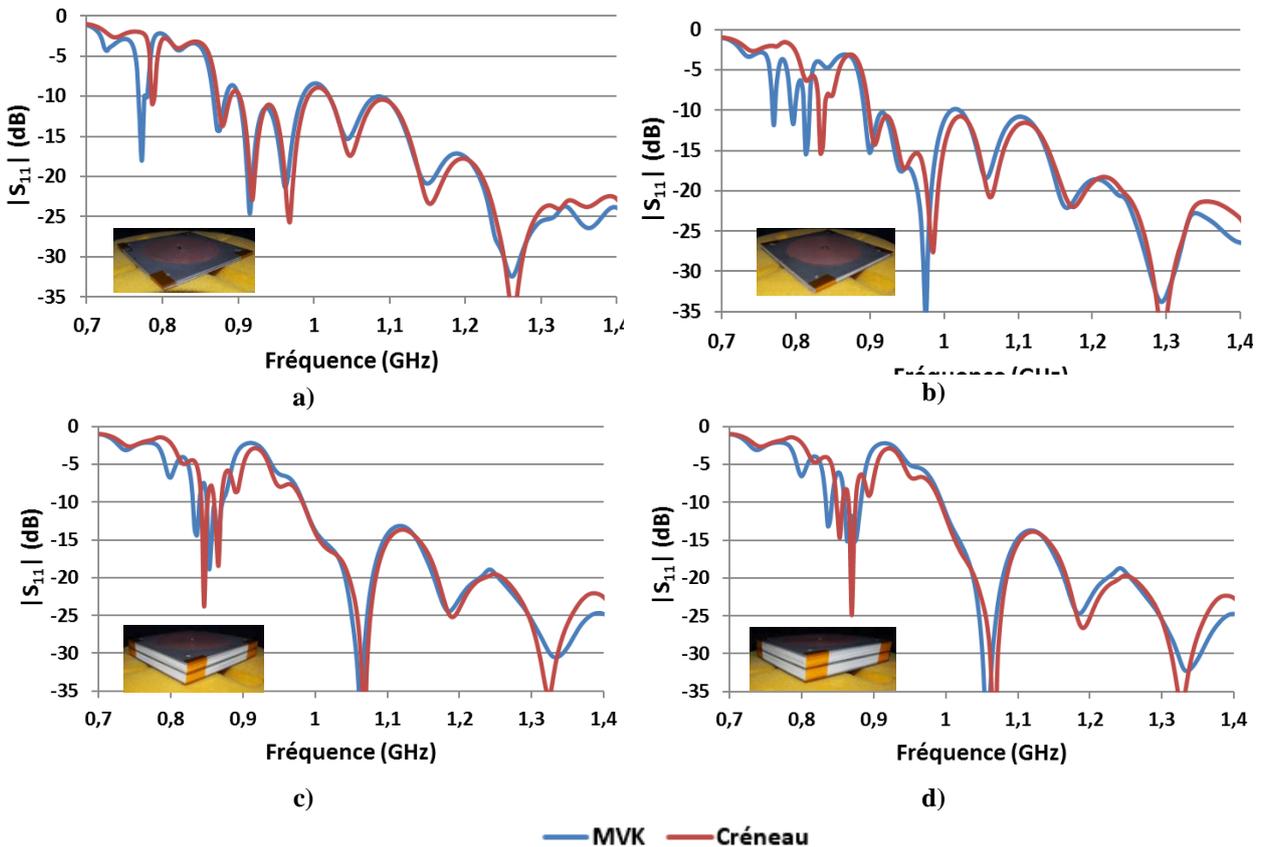


Figure II-40: Comparaison des $|S_{11}|$ des antennes à deux anneaux pour le motif crénelé (rouge) et le motif de Von-Koch Modifié (bleu) pour les distances a) $h=\lambda/110$, b) $h=\lambda/60$, c) $h=\lambda/40$ et d) $h=\lambda/30$

VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi un circuit électrique équivalent qui permet de modéliser des anneaux résonants empilés et couplés électromagnétiquement. Ce circuit permet de calculer très rapidement la réponse du résonateur. Le temps de calcul est divisé par 10 par rapport à celui qui est nécessaire aux logiciels de simulation commerciaux. Ce gain de temps est mis à profit pour calculer un nombre de géométries très important. Les observations faites à l'aide du circuit développé ont été confirmées par une série de réalisations nous permettant d'appréhender physiquement les caractéristiques de l'interaction du résonateur avec la spirale. Ce chapitre a permis de mettre en place différents outils de conception et d'optimisation de spirales d'Archimède chargées par des anneaux résonants couplés. Basée sur ces outils, une méthodologie de conception sera proposée dans le chapitre suivant.

Bibliographie

- [II-1] RIPOCHE, Olivier. *Miniaturisation d'antennes en bande VHF pour applications spatiales*. 2013. Thèse de doctorat en Electromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence, sous la direction de Hervé AUBERT et Anthony BELLION, Toulouse, Institut National Polytechnique de Toulouse.
- [II-2] HARRINGTON, Roger F. *Time-harmonic electromagnetic fields*. McGraw-Hill, 1961.
- [II-3] BAUDRAND, H. et AUBERT, H. *l'Electromagnetisme par les Schemas Equivalents*. Cepadue Editions, Paris, 2003.
- [II-4] LEE, Ming, KRAMER, Bradley A., CHEN, Chi-Chih, *et al.* Distributed lumped loads and lossy transmission line model for wideband spiral antenna miniaturization and characterization. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007, vol. 55, no 10, p. 2671-2678.
- [II-5] CHEN, Teng-Kai et HUFF, Gregory H. Transmission line analysis of the Archimedean spiral antenna in free space. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 2014, vol. 28, no 10, p. 1175-1193.
- [II-6] BALANIS, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2016.
- [II-7] TAKACS, Alexandru, IDDA, Tonio, AUBERT, Herve, *et al.* Compact VHF quadrifilar helix antenna. In: *Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European*. IEEE, 2012. p. 850-853.

Chapitre III: MINIATURISATION D'UNE ANTENNE SPIRALE D'ARCHIMEDE

I. Introduction

Le chapitre précédent nous a permis de construire et valider les éléments nécessaires à la création d'un outil d'optimisation rapide des anneaux résonants et couplés qui chargent la spirale d'Archimède. Dans ce chapitre nous proposons de mettre en place une procédure d'optimisation pour l'antenne étudiée afin de la miniaturiser. Pour chaque étape d'optimisation, nous donnons les critères et les choix à effectuer pour concevoir l'antenne la plus compacte possible. Nous avons constaté que le facteur de miniaturisation est fonction de la fréquence de résonance propre et de la bande passante des anneaux constituant le résonateur à anneaux. La première partie de ce chapitre s'attarde sur les motifs qu'il est possible d'utiliser et sur une méthodologie pour choisir le motif le plus adapté. La deuxième partie présente une méthode de conception du résonateur à anneaux ainsi que la méthode de conception globale de l'antenne. Des résultats de simulation de l'antenne conçue à l'aide de cette méthode sont également présentés. Le chapitre se termine par une analyse sur la méthode de conception mise en place.

II. Choix du motif des anneaux résonants et couplés

II.1. Introduction

La fréquence de résonance des anneaux est inversement proportionnelle au périmètre déployé de l'anneau. Elle est fonction du nombre de répétitions du motif autour de l'anneau. Pour minimiser la taille de l'antenne, il est nécessaire de trouver des motifs proposant des longueurs déployées les plus importantes possibles. Un anneau avec un périmètre déployé maximisé permettra, théoriquement, d'atteindre un minimum pour la fréquence de résonance. Dans cette partie nous proposons d'étudier d'autres motifs que le créneau, de caractériser leur fréquence de résonance en fonction du périmètre déployé et de définir des critères pour sélectionner le motif le plus approprié pour la miniaturisation de la spirale d'Archimède.

Pour maximiser le périmètre déployé il est souhaitable d'étudier des motifs ayant la plus grande longueur repliée sur une surface donnée. Les seules formes connues qui ont la propriété d'avoir un périmètre infini dans une surface finie sont les formes fractales. Le terme *fractal* a été popularisé par Benoit Mandelbrot dans les années soixante-dix [III-1]. Il vient du latin *fractus* qui signifie *brisé*. Un objet fractal doit avoir les caractéristiques suivantes :

- Ses parties ont la même forme ou structure que le tout, que ce soit à une échelle différente ou légèrement déformées ;
- Sa forme est, soit extrêmement irrégulière, soit extrêmement interrompue ou fragmentée, quelle que soit l'échelle d'examen.

La propriété d'autosimilarité et la grande longueur que peuvent offrir les motifs fractals sont les raisons pour lesquelles notre étude s'est concentrée sur ces motifs.

II.2. Motifs étudiés

II.2.1. Motifs fractals

II.2.1.a) Généralités

La construction des motifs fractals suit un processus itératif. Classiquement le processus itératif des fractals est appliqué à des segments de droite. Pour notre étude ce processus est appliqué à des rubans métalliques. Ce choix est fait pour prendre en compte dans l'étude la notion de réalisabilité du motif. L'*initiateur* (ordre 0), des motifs décrits ci-dessous, est donc un ruban métallique (Figure III-1).



Figure III-1: Initiateur des formes fractales étudiées (ordre 0)

L'utilisation en ruban des motifs impose certaines contraintes. En effet lorsque l'ordre fractal augmente les motifs deviennent plus fragmentés. L'augmentation de l'irrégularité du motif impose une diminution de la largeur de ligne. Cette diminution de largeur est nécessaire afin que la ligne ne soit pas court-circuitée par des chevauchements de la forme fractale. Pour envisager la réalisation de ces motifs, la largeur du ruban ne doit pas être inférieure à 200 μm . Cette limite technologique, prise en compte actuellement, est celle qui est la plus couramment imposée par les graveurs. Il est possible d'utiliser d'autres techniques telle que la gravure au laser mais la réalisation devient alors plus onéreuse. Pour la plupart des applications, la largeur du ruban des fractals du troisième ordre sera inférieure à la limite technologique de 200 μm . Pour cette raison l'étude des motifs fractal est limité au troisième ordre. Puisque le processus itératif est limité à l'ordre 3, il serait préférable de parler de motifs *pré-fractals* (et non fractals).

L'utilisation des motifs fractals permet l'introduction d'un nouveau degré de liberté, ou paramètre de conception, pour fixer la longueur déployée de l'anneau : il s'agit de l'*ordre d'itération*. Ainsi, si une longueur déployée des anneaux n'est pas atteignable à un ordre donné, il est possible d'utiliser le motif fractal d'ordre supérieur pour y parvenir. Toutefois le périmètre déployé des anneaux est fixé par deux paramètres discrets : l'ordre d'itération et le nombre de répétitions autour de l'anneau. Le choix des fréquences de résonance reste donc limité. Les différents motifs fractals considérés ici sont décrits dans les parties qui suivent.

II.2.1.b) Motif de Von-Koch

Le *générateur* du motif de Von-Koch, l'itération d'ordre 1, est présenté en Figure III-2.



Figure III-2: Générateur (itération ordre 1) du motif de Von-Koch

Lorsque l'ordre augmente, le générateur est appliqué sur chaque ruban métallique, ou *initiateur* (cf. Figure III-1), présent dans le motif. A chaque itération le générateur est réduit d'un facteur 3. En appliquant ce processus itératif, les fractals du second et du troisième ordre sont obtenus (Figure III-3).



Figure III-3: a) Profil de Von-Koch à l'ordre 2 b) Profil de Von-Koch à l'ordre 3

Les motifs présentés en Figure III-2 et en Figure III-3 sont les motifs étudiés dans cette partie.

II.2.1.c) Motif d'Hilbert

Le *générateur* du motif d'Hilbert, ou l'itération d'ordre 1, est présenté en Figure III-4.



Figure III-4: Générateur (itération ordre 1) du motif de Hilbert

Classiquement le générateur du fractal d'Hilbert est réduit d'un facteur 3 à chaque itération, comme le Von-Koch. Seulement l'utilisation des motifs en technologie ruban ne le permet pas. Si le facteur de réduction d'un tiers est appliqué, le ruban métallique se chevauche. Le motif est alors court-circuité et le courant ne parcourt plus le chemin le plus long. La longueur parcourue par le courant n'est pas la longueur déployée théorique du motif. Pour éviter ce problème, le générateur subit une réduction d'un facteur 6 à chaque itération. Les motifs issus de ce procédé sont présentés en Figure III-5. Pour éviter toute confusion avec le motif d'Hilbert classique nous parlerons de fractal **Inspiré d'Hilbert (IH)**.

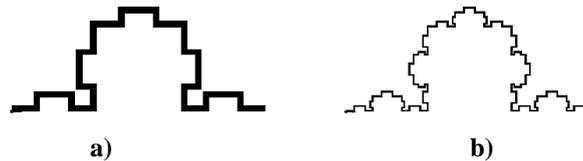


Figure III-5: a) Profil Inspiré d'Hilbert à l'ordre 2 b) Profil Inspiré d'Hilbert à l'ordre 3

Les motifs présentés en Figure III-4 et en Figure III-5 sont les motifs étudiés dans cette partie.

II.2.1.d) Motif de Peano

Le *générateur* classique du motif de Peano, ou l'itération d'ordre 1, est présenté en Figure III-6.

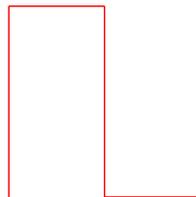


Figure III-6: Générateur (itération ordre 1) classique du motif de Peano

Cependant le générateur présenté en Figure III-6 ne permet pas l'utilisation dans un anneau de ce fractal. Dans cette étude les extrémités du motif sont *dépliées* pour obtenir la forme présentée en Figure III-7. Pour éviter toute confusion, nous parlerons donc de fractal **Inspiré de Peano (IP)**.



Figure III-7: Générateur (itération ordre 1) du motif de Peano

La Figure III-8 présente les motifs issus du procédé itératif.

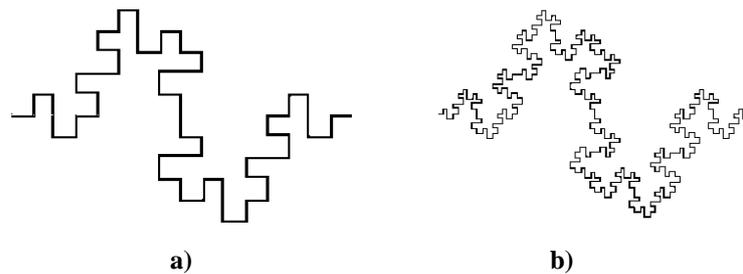


Figure III-8: a) Profil inspiré de Peano à l'ordre 2 b) Profil inspiré de Peano à l'ordre 3

Les motifs présentés en Figure III-7 et en Figure III-8 sont les motifs étudiés dans ce chapitre.

II.2.2. Motifs fractals « modulés par des sinusoides »

Dans le cadre du brevet [III-2] et de l'article [III-3] les auteurs ont proposé d'utiliser des fonctions sinusoidales pour moduler les segments de motifs fractals. Dans [III-3], la technique est appliquée avec le motif de Von-Koch à l'ordre 1. Les segments sont modulés par la moitié d'une période de sinusoides comme présenté en Figure III-9. Nous appellerons par la suite ce motif le **Von-Koch Modifié (VKM)**.

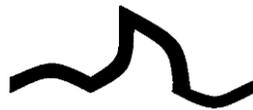


Figure III-9: Motif de Von-Koch à l'ordre 1 dont les segments sont modulés par une demi-période de sinusoides

Il a été démontré [III-2]-[III-4] que l'utilisation de motifs fractals pour la miniaturisation d'antenne quadrifilaire entraîne une diminution de 43% de la hauteur. Le gain de cette antenne est de 2.5 dBi. La même antenne utilisant le motif de VKM permet une réduction de 49% avec des performances en gain équivalentes à l'antenne fractale. L'utilisation de ce motif dans les anneaux promet donc des réductions de la fréquence de résonance importantes.

Ce motif permet d'introduire un nouveau degré de liberté pour contrôler la longueur déployée du motif : l'amplitude de la fonction sinusoidale. Contrairement à l'ordre fractal, ce paramètre peut être choisi à la convenance du concepteur. Il permet de fixer de manière plus fine la fréquence de résonance de l'anneau. Dans notre étude cette amplitude est maximale afin d'évaluer les limites de réduction du motif.

II.3. Etude de la fréquence de résonance

Dans le chapitre précédent il a été démontré que les anneaux sont assimilables à des circuits résonants de type LC série. Ce circuit résonant est caractérisé par sa fréquence de résonance. La fréquence de résonance f_{res} de l'anneau dépend du périmètre déployé L qui lui-même est fixé par le motif utilisé, le nombre de répétitions du motif autour de l'anneau etc.

Pour caractériser la fréquence de résonance il est possible soit d'utiliser la méthode développée dans le chapitre II soit de la calculer à l'aide de la Surface Equivalent RADAR (SER). Le détail de la caractérisation à l'aide de la SER est donné en Annexe 2. Le calcul des fréquences de résonance à l'aide du circuit électrique équivalent n'est pour le moment pas généralisé à tous les motifs présentés en partie II.2. Pour cette raison leur caractérisation est faite dans cette partie à l'aide de la SER.

Pour illustrer la démarche de sélection des motifs, une étude pour des anneaux avec un rayon extérieur de 4cm et un rayon intérieur de 3.9 cm est réalisée. Les résultats de la fréquence de résonance en fonction du périmètre déployé normalisé par λ sont présentés dans la Figure III-10, où λ est la longueur d'onde associée à la fréquence de résonance d'un anneau sans motif. Dans cette figure sont présentés les trois premiers ordres des trois fractals introduits en partie II.2.1, le Von-Koch modifié à l'ordre 1 et le créneau (motif de référence dans cette étude). Pour aider à l'analyse de ce graphique, les valeurs minimales et maximales des longueurs déployées et des fréquences de résonance de tous les motifs sont regroupées dans Tableau III-1, où $(L_{\min} ; f_{\max})$ est le point de la courbe associé à 10 répétitions du motif et $(L_{\max} ; f_{\min})$ est le point de la courbe associé à 100 répétitions du motif. A noter qu'il est possible de répéter plus de 100 fois un motif autour de l'anneau. Plus le motif est simple (comme celui des fractals du premier ordre par exemple), plus il est possible de le répéter. Cette limite de 100 répétitions est un compromis qui permet d'obtenir une bonne dynamique de la fréquence de résonance et de pouvoir simuler le plus d'anneaux possible dans un temps de simulation raisonnable. La limite de 10 répétitions est choisie par contrainte géométrique. En effet en dessous de 10 répétitions l'anneau est plus un polygone qu'un anneau.

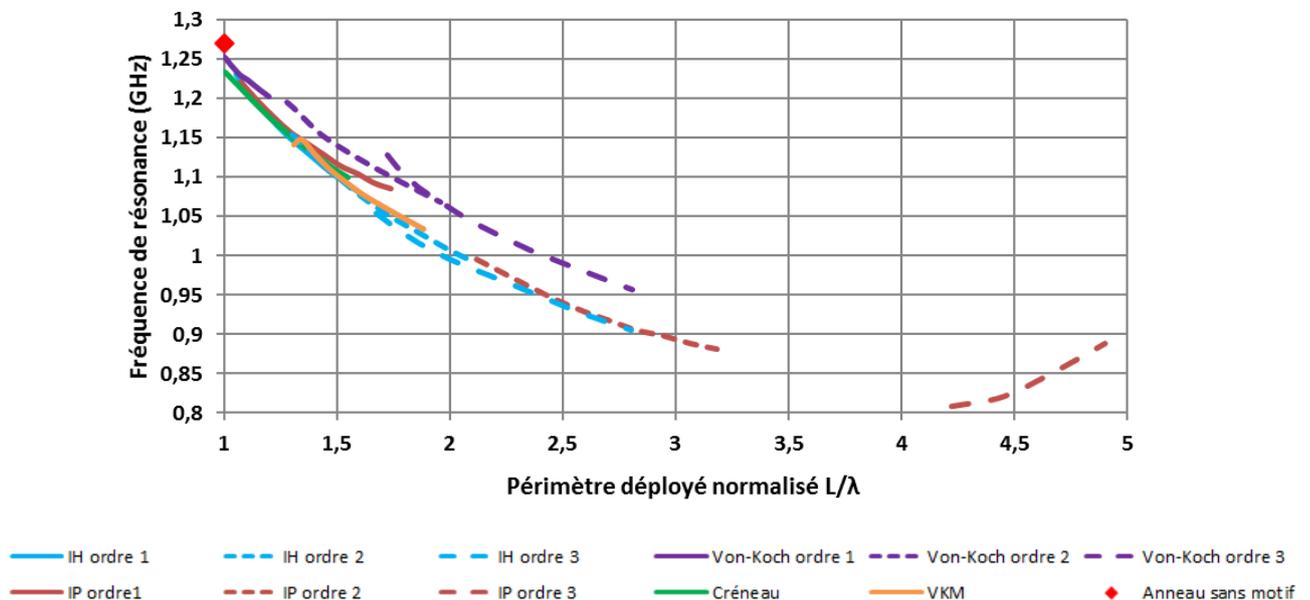


Figure III-10: Abaque de la fréquence de résonance en fonction de la longueur déployée normalisée

La Figure III-10 permet de constater plusieurs choses :

- 1) Toutes les courbes ont une décroissance de type fonction inverse ($x \rightarrow 1/x^a$) excepté la courbe du motif d'IP d'ordre 3 qui est croissante. Cette inversion de tendance peut s'expliquer par une prépondérance des effets capacitifs au sein du motif par rapport aux effets inductifs.
- 2) L'ensemble des courbes décroît autour d'une courbe moyenne. Cette courbe moyenne est tracée en Figure III-11. Elle donne l'évolution moyenne de la réduction de la fréquence de résonance en fonction du périmètre déployé normalisée par rapport à λ .
- 3) La valeur de la fréquence de résonance est relativement insensible à la forme du motif. En effet à un périmètre déployé donné l'écart important d'un motif à l'autre n'est pas significatif. Par exemple pour une longueur de 1.5λ la fréquence de résonance est d'environ 1.1GHz pour différent motif (VKM, Hilbert ordre 1 & 2, créneau et Peano Ordre 1). Seuls les anneaux avec motif de Von-Koch ont des fréquences de résonance plus élevées que les autres motifs étudiés.

Motifs	Ordre	L_{\min}/λ	f_{\max} (GHz)	L_{\max}/λ	f_{\min} (GHz)
Créneau	-	1	1.234	1.55	1.1
Von-Koch	1	0.97	1.27	1.20	1.20
	2	1.28	1.195	1.96	1.068
	3	1.73	1.128	2.8	0.958
IH	1	1.05	1.231	1.58	1.082
	2	1.31	1.154	2.09	0.994
	3	1.67	1.054	2.8	0.905
IP	1	1.07	1.222	1.74	1.085
	2	2.12	0.995	3.18	0.881
	3	4.23	0.809	4.9	0.888
VKM	1	1.31	1.141	1.98	1.023

Tableau III-1 : Tableau regroupant les valeurs minimales et maximales des longueurs déployées normalisées et des fréquences de résonance des différents motifs étudiés

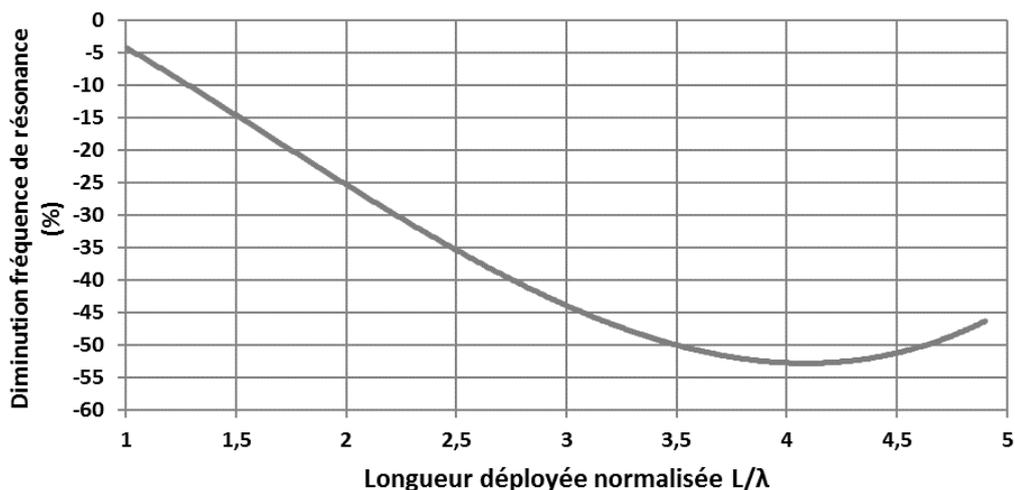


Figure III-11: Allure générale de l'évolution de la fréquence de résonance en fonction de la longueur déployée normalisée par λ où λ est la longueur d'onde associée à la fréquence basse de fonctionnement d'une antenne spirale

Ces observations permettent de :

- Valider que la fréquence de résonance est bien dépendante du périmètre déployé des anneaux.
- Montrer qu'il existe une fréquence de résonance minimale atteignable. En effet pour un périmètre déployé égal 4λ , un minimum pour la fréquence de résonance est atteint (cf. Figure III-11). Ce minimum théorique est de l'ordre de 50% mais il n'est pas atteignable par un des anneaux présentés dans notre étude.
- Confirmer qu'en fonction du motif élémentaire répété autour de l'anneau il est possible d'atteindre plus ou moins rapidement des fréquences de résonance basses. Le phénomène se comprend bien avec l'augmentation de l'ordre fractal. En effet par construction des fractals, le motif élémentaire d'un fractal à l'ordre $N+1$ possède une

plus grande longueur déployée que le motif à l'ordre N . Ce qui explique pourquoi dans le Tableau III-1 pour un même nombre de répétitions autour de l'anneau, les fractals d'ordre N ont un périmètre déployé inférieur et une fréquence de résonance supérieure que les fractals à l'ordre $N+1$. En fonction de la géométrie fractale utilisée, le rapport des fréquences et des périmètres diffère d'un ordre à l'autre.

Cela permet d'expliquer pourquoi le motif de Von-Koch Modifié atteint des fréquences de résonance plus basses que les motifs à l'ordre 1 et le motif crénelé. En effet c'est le seul motif du premier ordre auquel de la longueur électrique est ajoutée à l'aide de la modulation via une fonction sinusoïdale. En termes de longueur déployée et de fréquence de résonance atteintes il est très proche du motif d'Hilbert d'ordre 2. La « continuité » de la fréquence en fonction du périmètre est assurée de 0.88GHz à 1.27 GHz. C'est-à-dire que sur cette bande il est possible d'associer à chaque fréquence de résonance un anneau à motif.

II.4. Critères de choix

Parmi tous les motifs présentés en Figure III-10, certains anneaux possèdent la même fréquence de résonance. Ainsi il est nécessaire de faire un choix pour la conception de l'anneau. Dans cette partie une procédure générale pour choisir le motif le plus adapté est présentée pour la conception rapide d'antenne miniature.

Le choix du motif sur une bande de fréquence donnée se fait selon les étapes suivantes :

- 1) Fixer la réduction ou la fréquence basse de fonctionnement souhaitée pour l'antenne.
- 2) Evaluer la réalisabilité technologique du motif

En effet une fois la fréquence basse de fonctionnement fixée, les fréquences de résonance peuvent être tracées et regroupées dans des abaques comme ceux présentés sur la Figure III-10. Le calcul se fera à l'aide de la méthode des impédances de surface développée dans le chapitre II. Il a également été observé dans ce chapitre que la fréquence de résonance propre des anneaux donne une première approximation de la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne. L'identification de cette fréquence dans l'abaque va permettre de choisir certains candidats. A chacun de ces candidats est associée une longueur déployée. A cette dernière est associée un ordre fractal, un nombre de répétitions du motif autour de l'anneau et éventuellement une amplitude de la fonction sinusoïdale modulante. Ces différents paramètres ainsi que la bande de fréquence dans laquelle est conçue l'antenne conditionnent la largeur du ruban métallique des anneaux.

C'est la largeur du ruban métallique qui conditionne la réalisabilité technologique du motif. Le paramètre qui a l'influence la plus forte sur cette largeur est l'ordre fractal. En effet plus celui-ci sera important, plus le motif sera fragmenté. Pour un motif très fragmenté, les possibilités de chevauchement du motif deviennent importantes avec des grandes largeurs de ruban. Il sera donc judicieux de choisir parmi les candidats possibles, le motif avec l'itération fractale la moins élevée. Si aucun des motifs n'est réalisable technologiquement pour la miniaturisation souhaitée, il faudra soit revoir les prétentions de miniaturisation à la baisse soit changer de bande de fréquence. En effet plus la bande d'application est basse, plus le diamètre de l'antenne spirale est important. A nombre de tour équivalent, les brins de la spirale sont alors plus larges. La largeur de l'anneau est égale à celle des brins, elle est donc plus grande si la bande de fréquence choisie est basse. Par conséquent il est possible d'avoir un ruban plus large (cf. Chapitre I, VII). A encombrement donné, il est également possible d'augmenter la largeur de l'anneau mais cela se fera au détriment du diamètre extérieur de la spirale et donc de sa fréquence basse de fonctionnement.

Si après l'application des deux critères précédents, plusieurs candidats sont encore possibles, nous conseillons de choisir celui qui présente le moins de contraintes en réalisation. Le processus de choix du motif décrit ci-dessus peut être résumé par le synoptique présenté en Figure III-12.

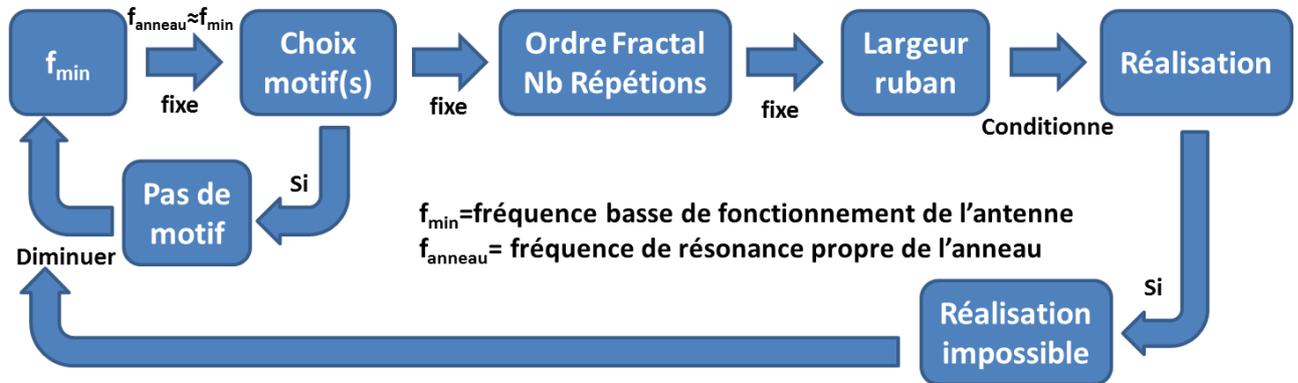


Figure III-12: Synoptique de choix du motif pour la réalisation d'une antenne miniature

En suivant ces critères et dans la perspective de la réalisation de maquettes dans la bande UHF, nous avons identifié le motif de VKM comme le motif le plus prometteur pour minimiser la taille de l'antenne. Ce choix est validé par des réalisations dont les résultats sont présentés en début de chapitre IV.

III. Conception de l'antenne à l'aide du modèle

III.1. Conception du résonateur à anneaux

Grâce au circuit électrique équivalent développé dans le chapitre II il est possible de calculer la réponse du résonateur à anneaux couplés de manière rapide (10 fois plus rapidement qu'avec un logiciel de simulation full-wave commercial). Cette rapidité d'exécution est donc mise à profit dans cette partie pour tester toutes les combinaisons possibles du résonateur. Dans le Chapitre II, deux résonances ont été identifiées sur la réponse du résonateur à anneaux. Ces résonances se retrouvent sur le coefficient de réflexion de l'antenne. Sur les deux résonances, une seule vient contribuer à l'élargissement de la bande passante de l'antenne spirale (cf. Figure III-13) : il s'agit de celle située au-dessus de la fréquence de résonance propre des anneaux f_0 .

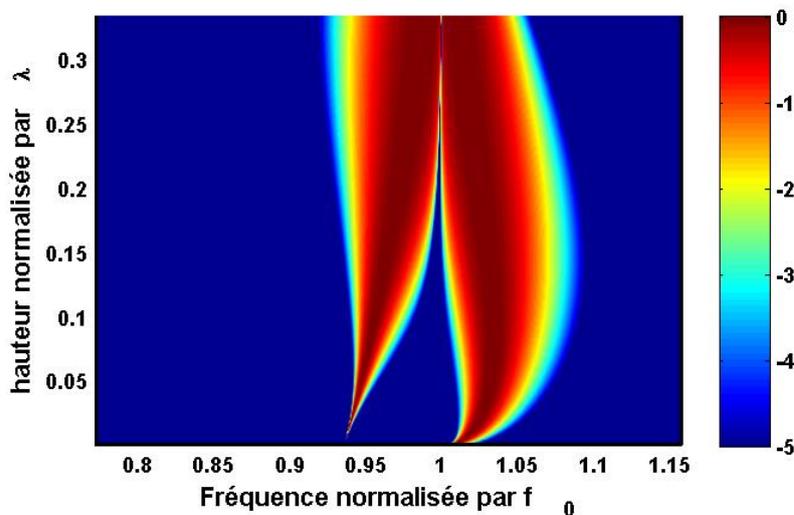


Figure III-13: Tracé de la partie imaginaire de l'impédance en transmission Z_{12} d'un circuit à 3 anneaux pour 200 distances différentes et 500 points de fréquences

Dans cette partie nous cherchons uniquement à évaluer les limites de la bande passante autour de cette fréquence. Pour la bande passante autour de cette résonance est calculée sur le coefficient de transmission S_{12} de la réponse du circuit. Le niveau auquel est calculé la bande passante est pris à -35dB (Cf. Figure III-14). Cette limite est recherchée dans un premier temps sans contraintes sur les distances inter-anneaux et dans un second temps avec une contrainte sur l'épaisseur totale du résonateur. Ce niveau est choisi car il permet d'évaluer la bande passante de manière uniforme pour toutes les configurations testées. Des niveaux plus élevés sont plus problématiques pour la détermination de la fréquence basse de la bande passante. Il permet également d'évaluer la bande passante sur une bande de calcul plus étroite, ce qui nous permet de gagner du temps de calcul. En effet si le niveau est choisi à -10dB, la bande de calcul nécessaire à l'évaluation de la bande passante est plus importante qu'à -35dB.

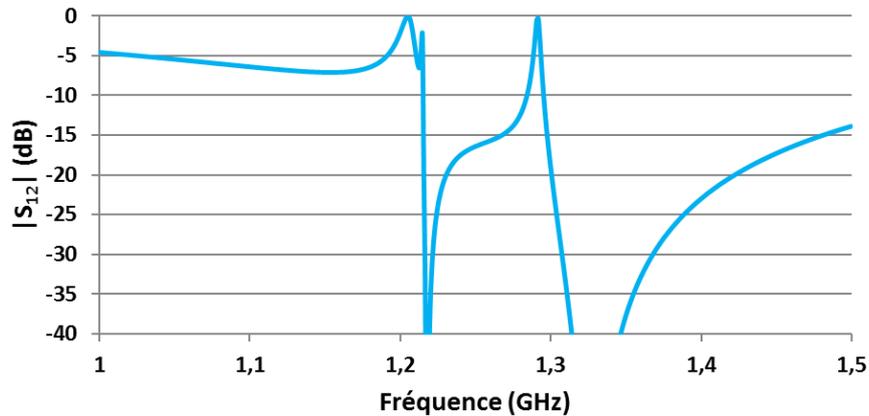


Figure III-14: Coefficient de transmission du résonateur à anneaux pour un cas à 3 anneaux

III.1.1. Limites du résonateur à anneaux couplés et empilés.

Dans les résultats qui suivent la réponse du résonateur est calculée à l'aide du circuit électrique équivalent. Les distances maximale et minimale prises entre deux anneaux sont respectivement égales à $\lambda/3$ et $\lambda/500$. Pour évaluer la bande passante maximale autour de la résonance, toutes les combinaisons de distances possibles sont testées de 3 à 7 anneaux. Dix distances réparties linéairement entre la valeur maximale et minimale sont utilisées pour calculer ces combinaisons. Le nombre de combinaisons possibles à tester est donné par l'équation (III-1)

$$N_{distances}^{(N_{anneaux}-1)} \quad (III-1)$$

où $N_{distances}$ est le nombre de distances testées et $N_{anneaux}$ désigne le nombre d'anneaux utilisés dans le résonateur. Ainsi, dans notre étude et pour le cas à 7 anneaux, 10^6 combinaisons sont calculées avec Matlab en un peu moins de 3 jours sur un cœur cadencé à 3.5GHz. Le même calcul sous CST Microwave Studio prendrait environ 57 ans avec un calcul distribué sur 12 cœurs cadencés à 3.5GHz (en prenant un temps de 30 min en moyenne par simulation).

Dans le cas à 3 anneaux, tracer l'évolution de la bande passante du résonateur en fonction des distances inter-anneaux reste interprétable. La Figure III-15 représente l'évolution de la bande passante en fonction de la distance entre les deux derniers anneaux h_{23} pour différentes distances entre les deux premiers anneaux h_{12} .

NB : Dans la suite du chapitre la notation de distance entre deux anneaux suivra la convention suivante : nous noterons $h_{i\ i+1}$ la distance entre le $i^{ème}$ anneau et le $i+1^{ème}$ anneau. Ainsi h_{12} correspond à la distance séparant le premier anneau du deuxième anneau, h_{23} celle séparant le deuxième et le troisième etc.

La Figure III-15 montre que pour une première distance h_{12} fixée le maximum de bande passante est atteint pour une distance h_{23} environ égale à $\lambda/7$. Le cas $h_{12}=\lambda/500$ fait exception. Pour h_{23} fixé, la bande passante est minimale pour les faibles distances, elle augmente pour atteindre un maximum vers $\lambda/7$ puis diminue pour des distances plus grandes. Le maximum de bande passante du résonateur est donc atteint pour $h_{12}=h_{23}=\lambda/7$. Le résultat est cohérent avec les résultats présentés sur la Figure III-13.

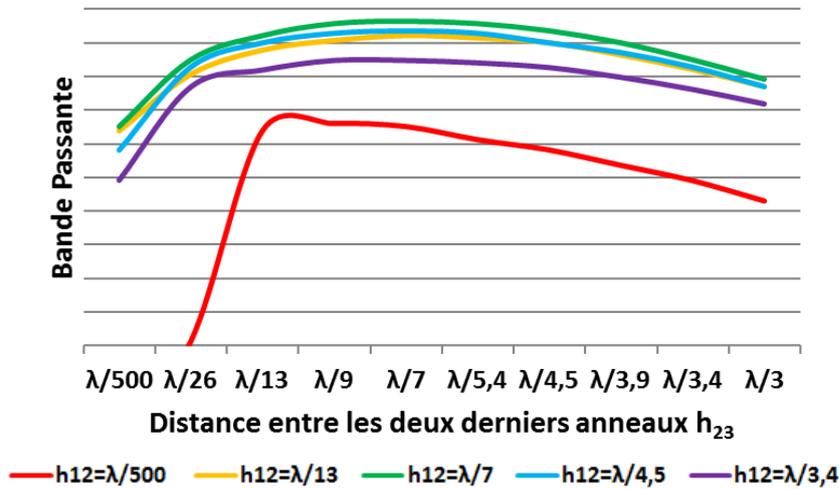


Figure III-15: Evolution de la bande passante en fonction de la distance entre les deux derniers anneaux h_{23} pour différentes hauteurs entre les deux premiers anneaux h_{12}

Les cas offrant la plus grande bande passante du résonateur pour un encombrement minimal sont présentés dans le Tableau III-2. A noter que pour un nombre d'anneaux fixé, il existe plusieurs combinaisons de distances qui possèdent la même bande passante que celle indiquée dans le Tableau III-2.

Anneaux	3	4	5	6	7
h_{12}	$\lambda/6,7$	$\lambda/8,9$	$\lambda/13,3$	$\lambda/50$	$\lambda/500$
h_{23}	$\lambda/6,7$	$\lambda/6,7$	$\lambda/13,3$	$\lambda/50$	$\lambda/500$
h_{34}	-	$\lambda/8,9$	$\lambda/13,3$	$\lambda/50$	$\lambda/25$
h_{45}	-	-	$\lambda/13,3$	$\lambda/50$	$\lambda/25$
h_{56}	-	-	-	$\lambda/50$	$\lambda/25$
h_{67}	-	-	-	-	$\lambda/25$
h_{tot}	$\lambda/3,4$	$\lambda/2,7$	$\lambda/3,3$	$\lambda/5$	$\lambda/6$
BW (%)	7,54	16,95	19,7	19,7	19,7

Tableau III-2 : Distance entre les anneaux et encombrement total du résonateur pour une bande passante maximale et pour 3, 4, 5, 6 et 7 anneaux

Ce tableau permet de constater que pour un nombre d'anneaux fixé, les distances entre les anneaux tendent à être identiques. Les cas à 4 et 7 anneaux font exception. En effet pour le cas à 7 anneaux les deux premières distances sont très rapprochées tandis qu'elles sont plus espacées pour les suivantes. L'encombrement total tend également à diminuer. Il est maximum pour le cas à 4 anneaux. La dernière ligne du tableau montre que la bande passante maximale du résonateur est atteinte pour 5 anneaux et plus.

Le résonateur proposant la bande passante la plus large est composé de 5 anneaux ou plus avec des distances identiques entre les anneaux. A l'aide de l'étude sur les fréquences de résonance des anneaux de la partie précédente il est possible de concevoir une antenne qui permet de diminuer fortement la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne sans être compacte. En effet le meilleur encombrement proposé dans ce tableau est $\lambda/6$.

III.1.2. Conception d'un résonateur compact réalisable technologiquement

III.1.2.a) Dimensionnement des hauteurs entre les anneaux

Pour la conception d'un résonateur compact, la limite de l'encombrement global h_{tot} est fixée à $\lambda/10$. La distance minimale entre les anneaux est limitée par l'épaisseur minimale du substrat disponible chez notre fournisseur. La distance maximale h_{max} entre les anneaux est conditionnée par le nombre d'anneaux utilisé N_{rings} ainsi que la hauteur maximale souhaitée h_{tot} (Equation (III-2))

$$h_{max} = \frac{h_{tot}}{N_{rings} - 1} \quad (III-2)$$

Les configurations du résonateur permettant d'atteindre la plus grande bande passante à un nombre d'anneaux donné sont regroupées dans le Tableau III-3.

Anneaux	3	4	5	6	7	8	9
h_{12}	$\lambda/30$	$\lambda/40$	$\lambda/50$	$\lambda/60$	$\lambda/70$	$\lambda/80$	$\lambda/90$
h_{23}	$\lambda/30$	$\lambda/40$	$\lambda/50$	$\lambda/60$	$\lambda/70$	$\lambda/80$	$\lambda/90$
h_{34}	-	$\lambda/40$	$\lambda/50$	$\lambda/60$	$\lambda/70$	$\lambda/80$	$\lambda/90$
h_{45}	-	-	$\lambda/50$	$\lambda/60$	$\lambda/70$	$\lambda/80$	$\lambda/90$
h_{56}	-	-	-	$\lambda/60$	$\lambda/70$	$\lambda/80$	$\lambda/90$
h_{67}	-	-	-	-	$\lambda/70$	$\lambda/80$	$\lambda/90$
h_{78}	-	-	-	-	-	$\lambda/80$	$\lambda/90$
h_{89}	-	-	-	-	-	-	$\lambda/90$
h_{tot}	$\lambda/16$	$\lambda/13.4$	$\lambda/12.6$	$\lambda/12$	$\lambda/11,7$	$\lambda/11.5$	$\lambda/11.3$
BW (%)	4.1	6.4	6.6	8.3	10.9	12.5	14,2

Tableau III-3: Distance entre les anneaux et encombrement total du résonateur pour une bande passante maximale et pour 3 à 9 anneaux

Dans toutes les configurations retenues dans le Tableau III-3 les distances inter-anneaux sont toutes identiques. Ces distances sont de plus égales à la distance maximale donnée par l'équation (2). Devant ce constat sur les résonateurs à 4, 5 et 6 anneaux, seulement deux distances ont été prises pour tester les réponses des combinaisons pour des résonateurs à 7 anneaux et plus. Au-delà du cas à 9 anneaux l'uniformité des distances entre les anneaux ne se vérifient plus. Comme la configuration optimale n'est pas assurée d'être trouvée, l'étude de la bande passante est arrêtée à 9 anneaux.

Le Tableau III-3 montre que l'évolution de la bande passante est à peu près linéaire avec l'augmentation du nombre d'anneaux utilisé dans le résonateur. Plus ils augmentent, plus la hauteur totale du résonateur tend vers $\lambda/10$.

III.1.2.b) Détermination du nombre de motifs autour de l'anneau

Le calcul précédent permet de trouver la configuration des hauteurs qui maximise la bande passante du résonateur. Pour évaluer le nombre de motifs nécessaires à la conception du résonateur, le calcul est effectué de nouveau pour différentes impédances d'anneau. C'est-à-dire que l'utilisation de motifs dans l'impédance de l'anneau est prise en compte. La réponse du résonateur est centrée autour de la fréquence propre des anneaux.

La Figure III-16 compare le coefficient de réflexion de la spirale seule, d'une antenne chargée par 3 anneaux et celle d'un résonateur à 3 anneaux. Les anneaux sont constitués de 100 créneaux. La comparaison est faite pour trois configurations de résonateur différentes. Les distances entre tous les anneaux sont égales et respectivement égales à $\lambda/10$, $\lambda/50$ et $\lambda/100$. Pour les 3 cas présentés en Figure III-16 il est intéressant de remarquer que :

- La fréquence associée au point rouge sur les courbes du résonateur (courbes en bleu) est proche de la fréquence basse de fonctionnement de la spirale chargée par 3 anneaux (courbes en orange). En théorie l'écart entre ces fréquences devrait être voisin de 0. L'écart correspond à l'erreur qui est commise sur le calcul de la fréquence de résonance des anneaux ($\approx 5\%$).
- La fréquence associée au point en violet sur les courbes du résonateur est proche de la fréquence basse de la spirale sans anneaux (courbes en jaune).

Les fréquences associées au point rouge et violet de la Figure III-16 viennent définir la bande passante à -10dB du résonateur. La fréquence associée au point rouge sera donc la fréquence minimum de la bande passante notée f_{min} , celle associée au point en violet sera la fréquence maximum, notée f_{max} .

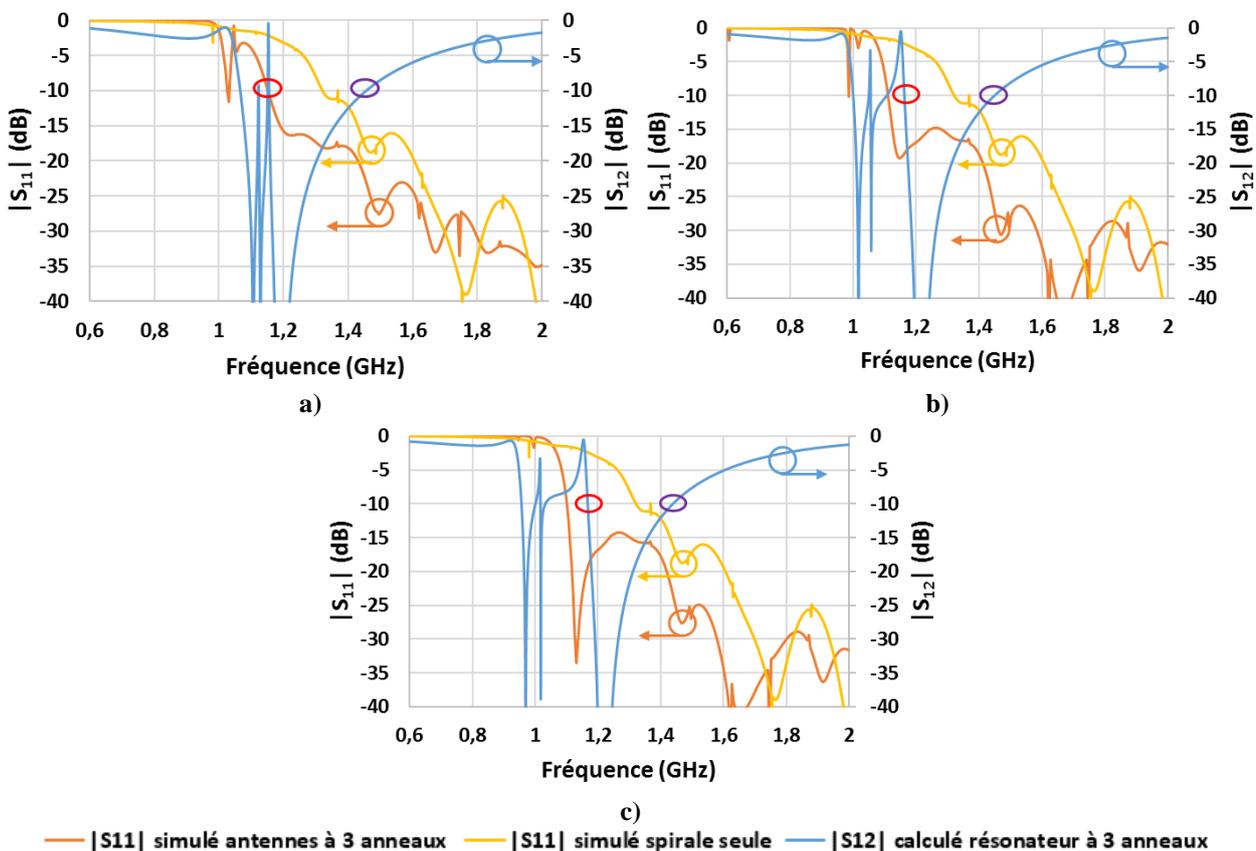


Figure III-16: Comparaison entre le $|S_{11}|$ simulé de la spirale seule, d'une spirale à 3 anneaux et du $|S_{12}|$ d'un résonateur à 3 anneaux pour les configurations suivantes:
a) 100 créneaux $h_{12}=h_{23}= \lambda/10$ b) 100 créneaux $h_{12}=h_{23}= \lambda/50$ c) 100 créneaux $h_{12}=h_{23}= \lambda/100$

Grâce à ces observations il va être possible de définir des règles pour le dimensionnement du résonateur (méthodologie de conception). Ces règles doivent être établies de manière à s'assurer que le résonateur vienne adapter l'antenne sous la fréquence basse de fonctionnement de la spirale. Il faut pour cela que f_{max} soit très proche de la fréquence basse de fonctionnement de la spirale, soit proche de 1.3GHz dans le cas de la Figure III-16. Pour connaître le nombre de motifs qu'il faut utiliser sur l'anneau, la bande passante relative du résonateur ainsi que ses fréquences basse f_{min} et haute f_{max} sont tracées en fonction du nombre de répétitions du motif autour de l'anneau. Le Tableau III-4 donne l'évolution de ces paramètres pour le motif crénelé et le motif de Von Koch Modifié (VKM) pour des résonateurs de 2 à 7 anneaux. Sur les figures présentées dans le Tableau III-4 des oscillations sont observables sur certaines courbes. Il s'agit d'un manque de stabilité numérique du code de calcul. L'extraction automatique de f_{min} à -10dB n'est pas évidente à programmer. En effet plusieurs points de la courbe passent par -10dB avant f_{min} . La lecture des valeurs des courbes du Tableau III-4 se fait en effectuant une moyenne sur les points de la courbe. Pour s'assurer que le résonateur va venir adapter la spirale d'Archimède en dessous de sa fréquence basse de fonctionnement il faut que f_{max} soit très proche de celle-ci, soit 1.3 GHz dans notre exemple. Pour cela il s'agit de regarder pour quel nombre de répétitions les courbes de f_{max} (en pointillé sur les figures à gauche du Tableau III-4) viennent couper la courbe $y=1.3\text{GHz}$. Par exemple pour un résonateur à 2 anneaux et à motif crénelé, le nombre de répétition qui permet de minimiser de la taille de l'antenne est $N=150$ tandis que pour un résonateur à 3 anneaux nous obtenons $N=200$. Dans le cas du créneau, pour les résonateurs à 4 anneaux ou plus, la fréquence maximale de la bande passante ne vient pas intercepter la courbe $y=1.3\text{GHz}$. Le meilleur cas pour la miniaturisation d'une spirale d'Archimède est donc un résonateur à 3 anneaux contenant 200 créneaux distant de $\lambda/30$. L'évaluation de la réduction se fait à l'aide de la figure traçant la bande passante en fonction du nombre de répétition. Dans le cas du résonateur à 3 anneaux et 200 créneaux, la figure permet de prévoir une réduction de 23%. Avec le motif de VKM il est possible d'espérer mieux. En effet pour un résonateur composé de 7 anneaux et de 200 motifs, il est possible d'espérer une réduction de 38%, soit une réduction supérieure au meilleur cas obtenu dans [III-5].

Les courbes du Tableau III-4 permettent également de mieux appréhender certaines observations faites précédemment dans [III-5] sur l'antenne. Ainsi il est possible de comprendre pourquoi lorsque la fréquence minimale du résonateur est très éloignée de la fréquence basse de fonctionnement de la spirale, l'antenne est désadaptée. En effet, si f_{max} sera trop éloignée de la fréquence basse de fonctionnement de la spirale, le couplage entre le résonateur et la spirale ne permet pas d'assurer une bonne adaptation d'impédance entre ces deux fréquences. Dans le cas où ces deux fréquences sont trop éloignées, l'ajout d'un anneau permet de diminuer f_{max} et d'assurer l'adaptation sur toute la bande de l'antenne. En effet les courbes à gauche du Tableau III-4 montrent que f_{min} est sensiblement la même quel que soit le nombre d'anneaux dans le résonateur alors que f_{max} augmente sensiblement avec le nombre d'anneaux. Cependant cette augmentation a tendance à se réduire à mesure que le nombre de répétitions des motifs autour de l'anneau augmente. Ceci est dû au fait que l'augmentation du nombre de motifs vient faire augmenter le coefficient de qualité du résonateur qu'est l'anneau. Par contre l'augmentation de f_{max} avec le nombre d'anneaux, pour $y=1.3\text{GHz}$, est linéaire. L'augmentation étant linéaire, les calculs doivent être menés pour plus d'anneaux pour éventuellement appréhender une éventuelle limite théorique.

Pour résumer, le dimensionnement du résonateur s'effectue de la manière suivante :

- 1) Calcul de la réponse du résonateur pour toutes les combinaisons possibles de distances inter-anneaux puis extraction des configurations maximisant la bande passante tout en minimisant la hauteur totale de l'antenne.

- 2) Calcul de la réponse du résonateur pour des anneaux avec un nombre croissant de motifs autour de l'anneau. Le choix du nombre de motif dépend de la fréquence basse de fonctionnement de la spirale d'Archimède. La fréquence maximale de la bande passante à -10dB doit être la plus proche possible de la fréquence basse de fonctionnement de la spirale.

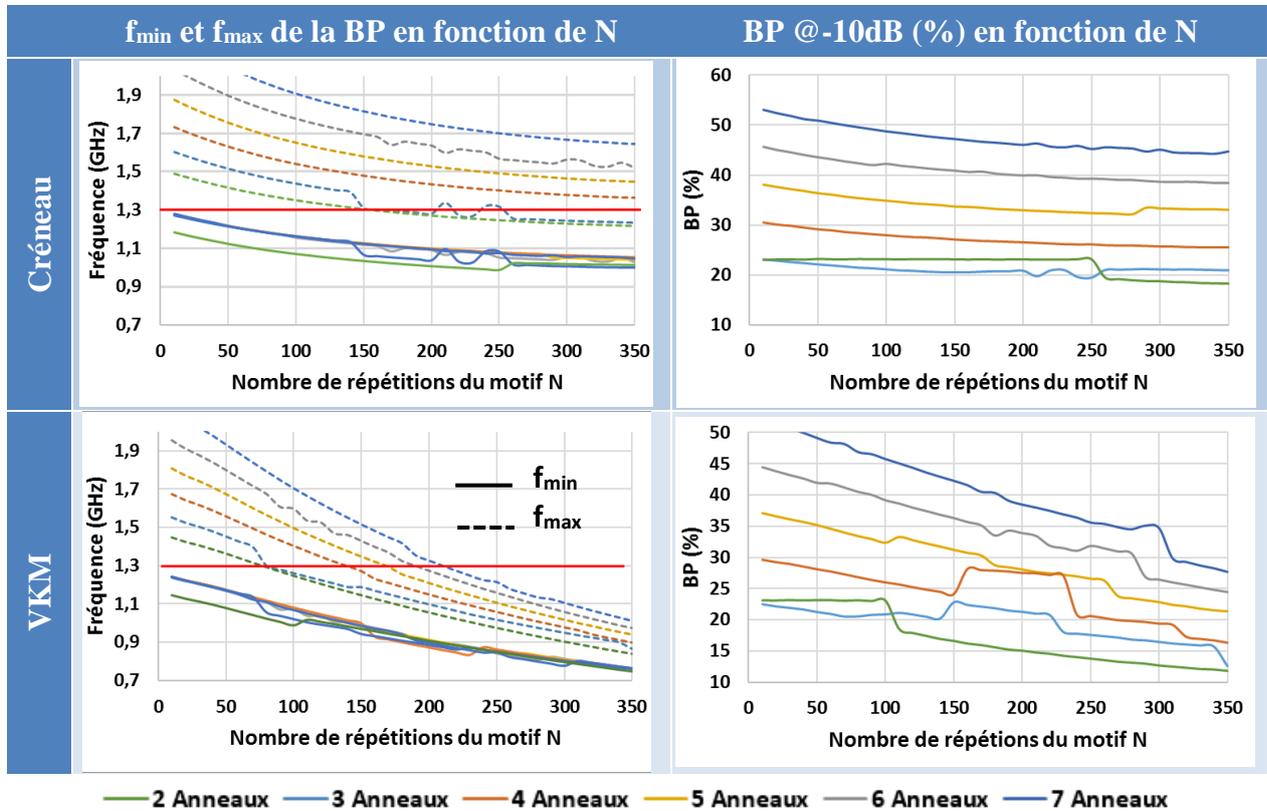


Tableau III-4 : Evolution de la bande passante relative à -10dB du résonateur, des fréquences minimales et maximales de la bande passante en fonction du nombre de répétitions N de motifs autour de l'anneau pour les motifs crénelé et VKM

III.2. Conception de l'antenne

III.2.1. Méthode de conception

A l'aide des résultats à notre disposition et des observations faites dans les parties précédentes, la conception de l'antenne peut s'effectuer de la manière suivante :

- 1) Définition des dimensions des anneaux du résonateur (rayon maximal et minimal)
- 2) Choix du substrat utilisé, afin de pouvoir définir l'ensemble des distances inter-anneaux possibles lors de l'optimisation.
- 3) Définition de la réduction de taille souhaitée.
- 4) Evaluation des fréquences de résonance des anneaux à motif et choix du motif le plus approprié pour atteindre l'objectif de miniaturisation en suivant les critères définis en II.4
- 5) Recherche de la configuration des distances inter-anneaux permettant de maximiser la bande passante du résonateur pour différents nombres d'anneaux
- 6) Calcul de la réponse des configurations retenues en 5) pour différentes répétitions du motif dans les anneaux.

- 7) Extraction de la bande passante à -10dB et des fréquences minimale et maximale définissant la bande passante.
- 8) Choix de la configuration permettant d'obtenir la miniaturisation la plus proche de celle souhaitée en suivant la méthodologie présentée en partie III.1.2
- 9) Simulation de l'antenne à l'aide d'un logiciel commercial et ajustement du nombre de répétitions autour des anneaux pour améliorer l'adaptation de l'antenne (si nécessaire).

La méthode de conception peut être résumée dans le synoptique présenté en Figure III-17.

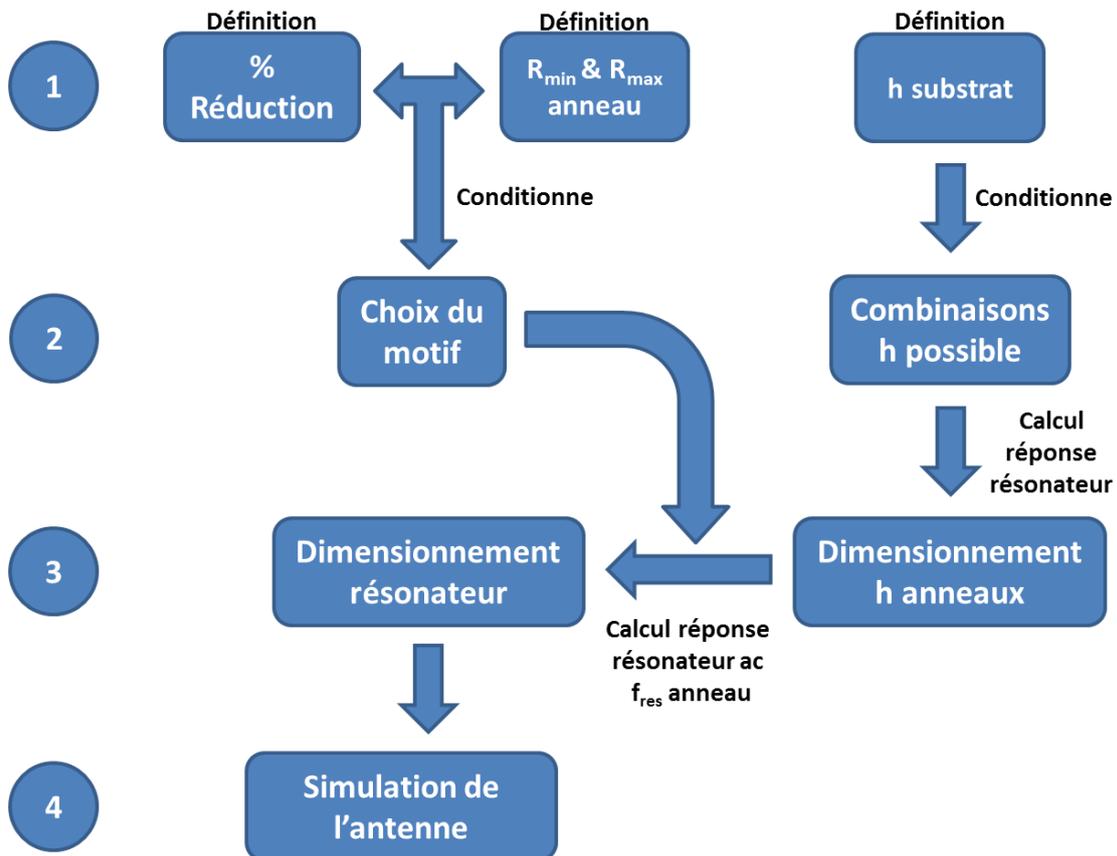


Figure III-17: Synoptique de conception de l'antenne spirale chargée par des anneaux résonnants et couplés

III.2.2. Exemple de conception

La procédure de conception décrite précédemment est testée pour minimiser la taille d'une antenne à 3 anneaux en utilisant le motif crénelé. Dans cet exemple, les antennes ont un rayon de 4cm. Le rayon minimal est égal au rayon maximal moins la largeur des brins de l'antenne (cf. VII.1 du Chapitre I). La validation de la procédure de conception est réalisée ici en espace libre. Le choix des combinaisons des distances inter-anneaux est donc libre. Les résultats présentés dans la partie III.1.2 sont utilisés pour le dimensionnement de ces distances. Donc pour maximiser une antenne à 3 anneaux à motif crénelé, la méthode présentée dans la partie III.1.2 est appliquée pour fixer le nombre de créneaux autour de l'anneau. Le résonateur sera composé de 3 anneaux à 200 créneaux espacés chacun d'une hauteur de $\lambda/30$. L'antenne simulée est présentée en Figure III-18. La simulation est effectuée sous FEKO 14.0. Le coefficient de réduction de l'antenne simulée est présenté en Figure III-19 et il est comparé à celui d'une spirale d'Archimède de 4cm de rayon.

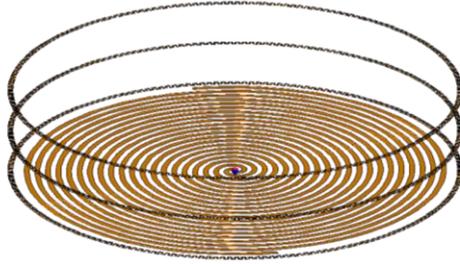


Figure III-18: Modèle de simulation de l'antenne à 3 anneaux et 200 créneaux identifié à l'aide de notre méthodologie de conception

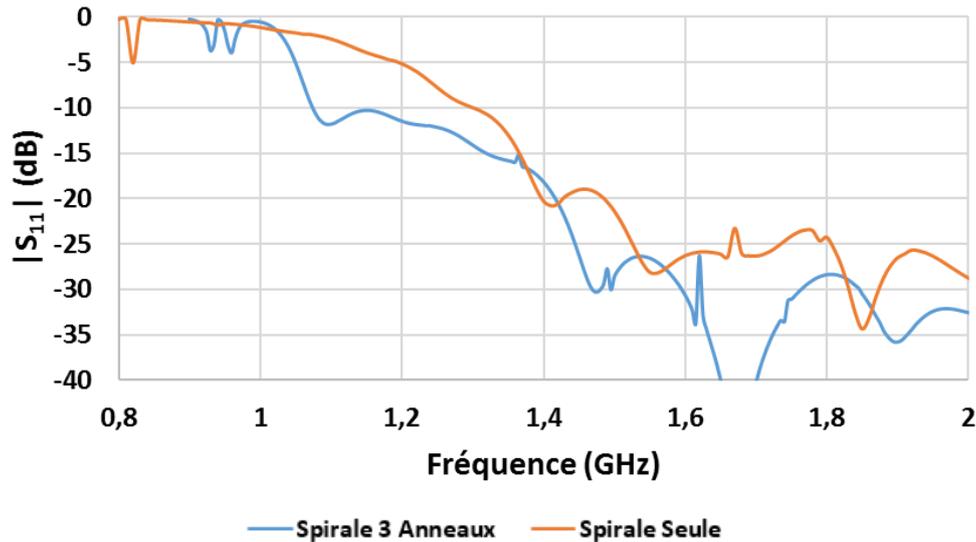


Figure III-19: $|S_{11}|$ simulé de l'antenne à 3 anneaux conçue à l'aide de la méthode décrite en partie III.2.1 et $|S_{11}|$ de la spirale d'Archimède seule

La Figure III-19 permet de déduire que le facteur de réduction de la fréquence basse de fonctionnement est de 17.8%. Cette méthode a donc permis de concevoir très rapidement une antenne avec un facteur de réduction équivalent à l'état de l'art.

IV. Discussion sur la nouvelle méthode de conception

Dans la précédente thèse [III-5] différentes configurations pour des résonateurs ayant de 2 à 5 anneaux ont été identifiées pour la miniaturisation d'une antenne spirale d'Archimède de 1m de diamètre. Ces configurations sont présentées dans le Tableau III-5 avec le nombre d'anneaux, le nombre de créneaux autour des anneaux, les distances inter-anneaux et la réduction de taille permise par chaque configuration. La conception des antennes présentées dans le Tableau III-5 a été réalisée en suivant une méthode de conception qui nécessite un grand nombre de simulations électromagnétiques. Pour concevoir ces antennes le temps nécessaire est de quelques semaines pour les antennes à 2 et 3 anneaux et de plusieurs mois pour les antennes à 4 et 5 anneaux. La méthode présentée dans ce chapitre permet de concevoir des résonateurs de 2 à 7 anneaux en moins d'une semaine. L'étape la plus chronophage est le test de toutes les configurations possibles de distances inter-anneaux. Une fois les distances déduites, le nombre de répétitions nécessaires du motif sur l'anneau est déterminé à l'aide des abaques du Tableau III-4. Toutefois si les réductions prédites par les courbes du Tableau III-4 sont du même ordre de grandeur que celles obtenues dans le Tableau III-5, le nombre de répétitions autour des anneaux et les distances entre les différents anneaux sont différentes.

	N Créneaux	Hauteurs des anneaux	Réduction
Spirale à 2 anneaux	56	$h_{12}=\lambda/40$	18.5%
Spirale à 3 anneaux	100	$h_{12}=\lambda/12$ $h_{23}=\lambda/30$ $h_{tot}=\lambda/23$	21.5%
Spirale à 4 anneaux	200	$h_{12}=h_{23}=\lambda/110$ $h_{34}=\lambda/20$ $h_{tot}=\lambda/15$	26.3%
Spirale à 5 anneaux	300	$h_{12}=h_{23}=h_{34}=\lambda/110$ $h_{45}=\lambda/7.6$ $h_{tot}=\lambda/6$	29.7%

Tableau III-5: Tableau récapitulatif des meilleures configurations trouvées dans [5]

Pour l'exemple de conception de la partie III.2.2, les courbes du Tableau III-4 prévoient une bande passante du résonateur de 21% et une réduction (simulée) de 17.8% est obtenue. Ce qui reste équivalent à celle trouvée dans le Tableau III-5 (21.5%). Toutefois les antennes présentées dans le Tableau III-5 sont plus compactes que celles proposées par notre méthodologie de conception. Les distances séparant les anneaux sont également différentes. La différence sur les distances peut être mise sur le compte de la taille des antennes qui n'est pas la même (1m pour les configurations du Tableau III-5 et 8cm pour les résultats présentés dans le Tableau III-4) mais cela ne justifie pas forcément les différences sur le nombre de créneaux. En effet avec notre méthode l'antenne à 3 anneaux nécessite deux fois plus de créneaux que celle donnée dans le Tableau III-5. De même une réduction de plus de 30% avec 5 anneaux crénelés n'est en théorie pas atteignable avec notre méthode, or une antenne de 8cm de diamètre avec une réduction de 34% est présentée dans le Chapitre I. Toutefois avec un résonateur à 7 anneaux et 210 répétitions du motif de VKM il est théoriquement possible de diminuer le diamètre d'environ 38%.

Une version du code venant coupler la réponse du résonateur avec celle de l'antenne d'Archimède viendrait garantir plus sûrement l'optimisation des paramètres pour la miniaturisation de l'antenne. Néanmoins la méthode proposée permet pour le moment de concevoir rapidement des antennes miniatures sans passer par un nombre important de simulations électromagnétiques et ainsi réduire considérablement le temps de conception de cette antenne.

Bibliographie

- [III-1] MANDELROT, Benoît. Les objets fractals. 1984.
- [III-2] H. Diez, H. Aubert, D. Bellot, A. Takacs, 'Antenne hélice compacte à profil sinusoïdal modulant un motif fractal', french patent pending CNES-CNRS n°04576-01/20.
- [III-3] TAKACS, Alexandru, IDDA, Tonio, AUBERT, Herve, *et al.* Compact VHF quadrifilar helix antenna. In: *Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European*. IEEE, 2012. p. 850-853.
- [III-4] TAKACS, Alexandru, IDDA, Tonio, AUBERT, Herve, *et al.* Miniaturisation technique for quadrifilar helix antenna. In: *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*. IEEE, 2012. p. 1-2.
- [III-5] RIPOCHE, Olivier. *Miniaturisation d'antennes en bande VHF pour applications spatiales*. 2013. Thèse de doctorat en Electromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence, sous la direction de Hervé AUBERT et Anthony BELLION, Toulouse, Institut National Polytechnique de Toulouse.

Chapitre IV: REALISATION ET MESURES D'ANTENNES MINIATURES

I. Introduction

Dans ce chapitre nous détaillons les différentes réalisations et mesures effectuées dans le cadre de cette thèse. Ces mesures sont venues valider les différentes notions mises en place au cours de cette thèse. Une partie des résultats de mesures a été présentée dans le chapitre II. Ces résultats portaient essentiellement sur l'étude du coefficient de réflexion en entrée des antennes. L'objectif de ce chapitre est de présenter et d'analyser les performances en rayonnement de ces antennes afin de les comparer à l'état de l'art.

Ce chapitre s'ouvre sur des généralités communes à toutes les réalisations puis nous détaillerons les résultats de réalisations utilisant 1, 2 ou 3 anneaux résonants et couplés. L'objectif principal de ces mesures est de valider la méthode de choix du motif et l'influence du motif sur les performances de l'antenne. Des dernières maquettes sont en cours de réalisation afin de venir valider la méthode de conception à l'aide du circuit électrique équivalent présentée dans le chapitre III.

II. Généralités et moyen de mesures

II.1. Conception d'une alimentation équilibrée de l'antenne

Comme nous l'avons vu dans le chapitre I, des baluns sont nécessaires pour alimenter les spirales afin d'assurer une transition et une alimentation équilibrée.

La conception des baluns utilisés pour alimenter les différentes antennes réalisées dans cette thèse s'inspire grandement des travaux réalisés dans le cadre de la thèse de Vinayamoorthy [IV-1] et du stage de fin d'étude d'Adrien Gossart [IV-2]. Les baluns sont à transition progressives. La transition progressive permet de passer d'une ligne microruban (alimentation *déséquilibrée*) à une ligne bifilaire plane (alimentation *équilibrée*). Elle permet également de faire une transformation d'impédance, afin de passer d'une alimentation avec une impédance 50Ω (Z_{in}) à l'impédance de l'antenne spirale d'Archimède (Z_{out}).

Le profil exponentiel de la ligne est celui qui permet d'obtenir la meilleure adaptation sur toute bande passante de l'antenne. La longueur L du balun est égale à $\lambda/4$, avec λ la longueur d'onde associée à la fréquence basse de fonctionnement souhaitée (équation (IV-1)) :

$$L = \frac{\lambda}{4} \quad (IV-1)$$

Afin de limiter les pertes d'insertion et d'assurer une adaptation sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne miniaturisée, la fréquence basse de fonctionnement du balun est ici 50% plus basse que celle de l'antenne. Cela permet au balun d'assurer l'adaptation de l'antenne miniature sur toute sa bande passante tout en limitant les pertes d'insertion en début de bande (inférieures à 0.5dB). Cela permet également d'avoir une longueur de balun qui permet à l'antenne de rester confinée dans un volume inférieur à $\lambda/10$.

Comme le profil de la ligne est exponentiel, l'impédance de la ligne dans un plan de coupe est donnée par :

$$Z_l(z) = Z_{in} e^{\alpha z} \text{ avec } 0 \leq z \leq L \quad (\text{IV-2})$$

Où $\alpha = \frac{1}{L} \ln \left(\frac{Z_{out}}{Z_{in}} \right)$. Sur toute la longueur du balun il est alors possible de calculer la largeur de la piste w associée à l'impédance Z_l à l'aide des équations (IV-3) et (IV-4) :

$$\frac{w}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \text{ si } \frac{w}{h} < 2 \quad (\text{IV-3})$$

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \left(B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\epsilon_r} \left(\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right) \text{ si } \frac{w}{h} > 2 \quad (\text{IV-4})$$

avec $A = \frac{Z_l}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right)$ et $B = \frac{377\pi}{2Z_l \sqrt{\epsilon_r}}$ où ϵ_r est la permittivité relative du substrat. Le même type de profil est adopté pour la ligne et son plan de masse. La largeur initiale du plan de masse est calculée en multipliant la largeur de la ligne par un facteur K. Ce facteur est optimal lorsqu'il est compris entre 3 et 4 [IV-2]. Le choix de ce facteur est fait tel que l'impédance de la ligne micro-ruban en entrée du balun soit égale à 50Ω et stable en fonction de la fréquence. La largeur du plan de masse suit également un profil exponentiel. Le profil des baluns réalisés est donné en Figure IV-1.

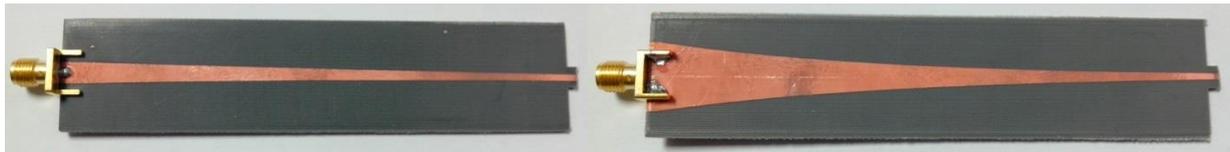


Figure IV-1: a) Profil de la ligne de transmission du balun et b) profil du plan de masse du balun

Afin de connecter le balun à la spirale l'origine des brins de la spirale est modifiée. Ces modifications ont fait l'objet d'une étude paramétrique dans [IV-2]. La modification qui permet de conserver le caractère auto-complémentaire de la spirale tout en minimisant les réflexions dues à la transition entre le balun et le début des brins est celle présentée en Figure IV-2.

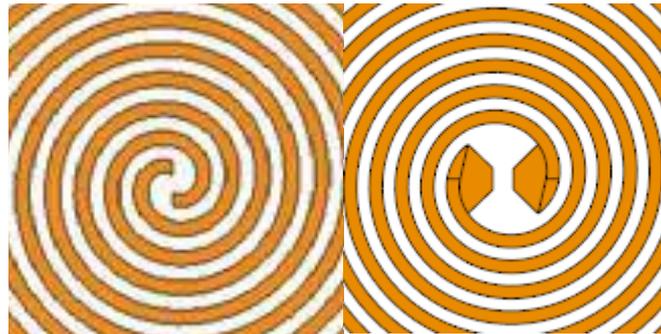


Figure IV-2 : a) Origine des brins d'une spirale classique et b) origine des brins modifiés pour une alimentation équilibrée

A l'aide de ces modifications, les différents éléments peuvent alors s'assembler facilement comme présenté en Figure IV-3.

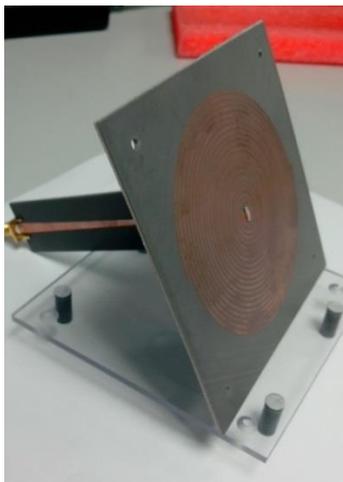


Figure IV-3 : Ensemble balun et spirale

Les plans de la spirale et du balun étant perpendiculaires, le balun est collé à la spirale par le dessous comme montré en Figure IV-4. Ces points de colle permettent de s'assurer de l'intégrité de l'antenne afin que le balun ne soit pas uniquement tenu par les soudures.

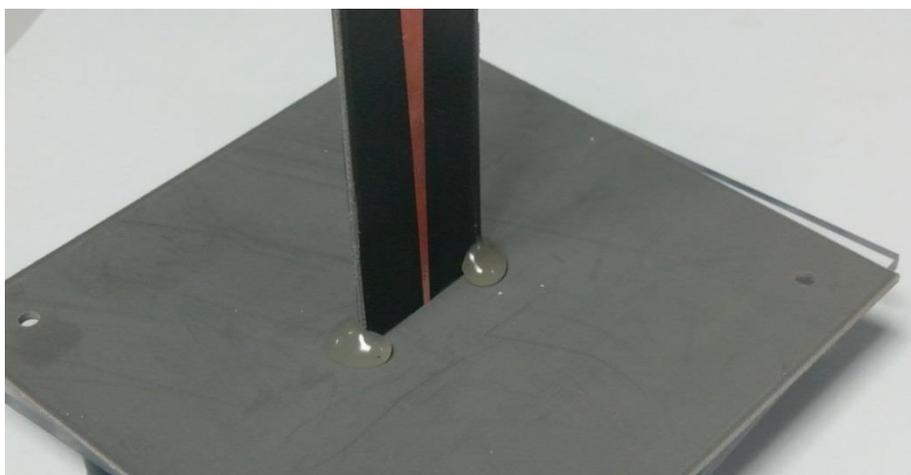


Figure IV-4: Points de colle entre le balun et la spirale

II.2. Moyen de mesure

Le moyen de mesure utilisé est la STARLAB du CNES de Toulouse. Il détermine le diagramme de rayonnement d'antennes à partir de la mesure du champ proche. La chambre de mesure fonctionne de 0.8GHz à 6 GHz et de 6 GHz à 18GHz. Elle permet de donner les diagrammes en gain et en directivité de l'antenne pour les polarisations rectiligne et circulaire. Il est possible d'obtenir les mesures d'angle d'ouverture, de polarisations croisées, les niveaux de lobes secondaires, le taux d'ellipticité (dans le cas d'une polarisation circulaire) et l'efficacité de l'antenne. Pour nos réalisations, nous avons mesuré les antennes sur la bande 0.8GHz-6GHz.



Figure IV-5: Illustration de la STARLAB de SATIMO (gauche) et photographie de l'antenne spirale lors de la mesure (droite)

III. Validation de la méthode de choix du motif

III.1. Contexte

Pour valider la méthodologie de choix du motif des anneaux présentée dans le chapitre III (partie II), des réalisations contenant un seul anneau ont été effectuées. Dans ces réalisations nous venons valider que lorsque les paramètres de l'anneau sont fixés (rayon de l'anneau, nombre de répétitions du motif etc.) la forme et la longueur du motif élémentaire viennent directement définir le périmètre déployé de l'anneau et sa fréquence de résonance. Dans le chapitre III nous avons identifié le motif de Von-Koch Modifié (VKM) comme le motif le plus adapté pour améliorer la miniaturisation de l'antenne. Dans cette partie nous venons vérifier que sa capacité à miniaturiser l'antenne est plus importante que celle offerte par un motif crénelé.

III.2. Antennes réalisées

Dans cette partie nous venons comparer les performances d'une antenne spirale seule (notre antenne référence) avec celles d'une antenne spirale chargée par un anneau crénelé (qui est le premier motif utilisé pour la miniaturisation de la spirale), et d'une antenne spirale chargée par un anneau avec le motif de VKM (issu des travaux du chapitre III).

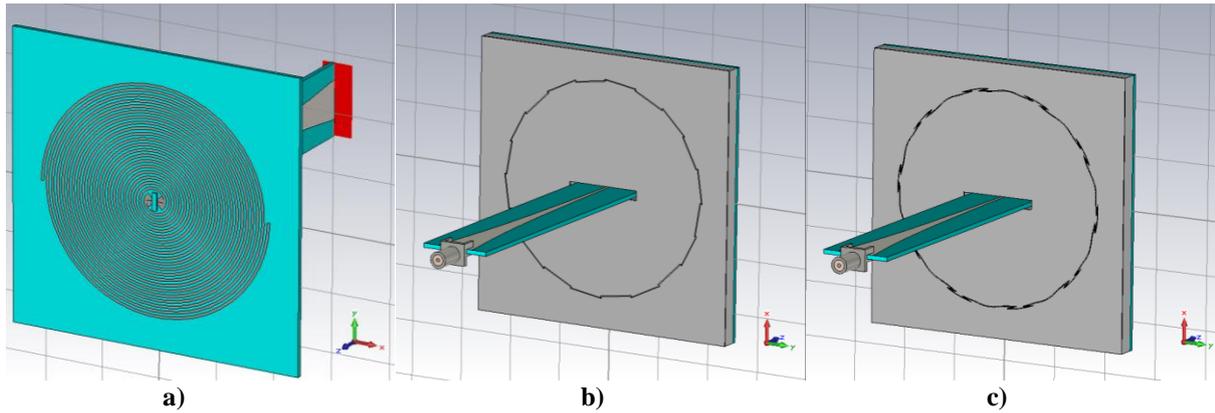


Figure IV-6: Modèle de simulation des antennes réalisées

a) antenne spirale seule b) antenne spirale chargée par un anneau crénelé c) antenne spirale chargée par un anneau avec le motif de VKM

Les mesures ont été réalisées sur des antennes spirales de 8cm de diamètre. Les spirales ont été gravées sur un substrat Neltec NX9240 de permittivité relative $\epsilon_r = 2,4$, d'épaisseur 1,5mm et d'angle de pertes de 0,0016 (Datasheet en Annexe 4).

Pour des raisons de coût et de rapidité de réalisation, les anneaux ont été gravés sur un substrat papier. Le substrat est du Melinex 339 de permittivité relative $\epsilon_r = 3,1$, de 0,254 mm d'épaisseur et dont l'angle de pertes est de 0,006 (Datasheet en Annexe 5).

Les baluns sont gravés sur le même substrat que celui utilisé pour réaliser les spirales. Le balun assure la transformation d'impédance de 50 Ohms à 150 Ohms. Les baluns font 11.2 cm de long.

En prenant en compte les choix technologiques donnés précédemment, nous avons effectué une rapide optimisation. Le cas retenu pour les mesures est une spirale avec un anneau contenant 10 répétitions d'un des motifs, créneau ou MVK. L'anneau est placé à 6mm au-dessous de la spirale. L'espace entre la spirale et les anneaux est assuré par 5 couches de Rohacell HF 51 de 1.27mm d'épaisseur, de permittivité relative $\epsilon_r = 1,05$ et dont l'angle de pertes est de 0,0006 (Datasheet en Annexe 6). Le schéma du montage est présenté en Figure IV-7. L'assemblage final des différentes antennes est présenté en Figure IV-8.

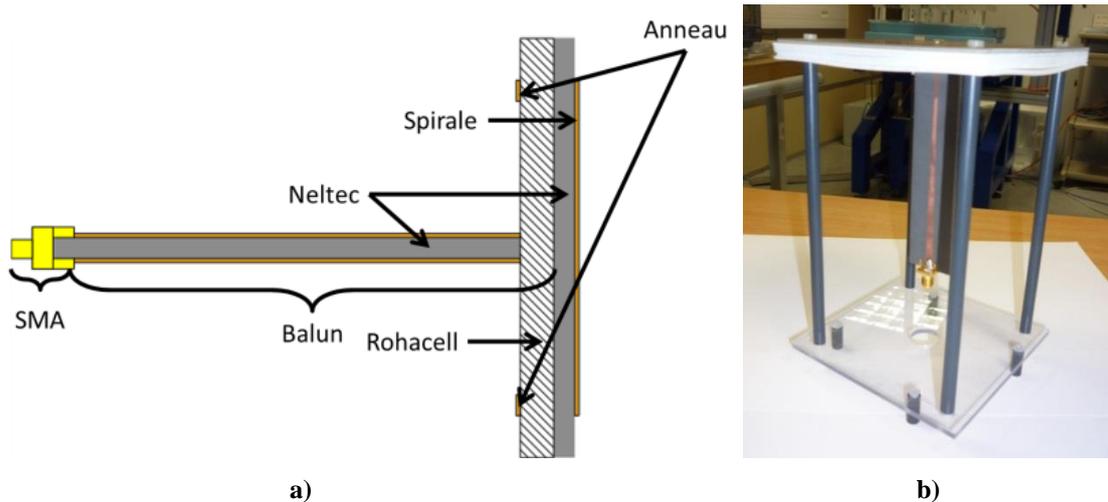


Figure IV-7: a) Schéma et b) réalisation des antennes avec anneau

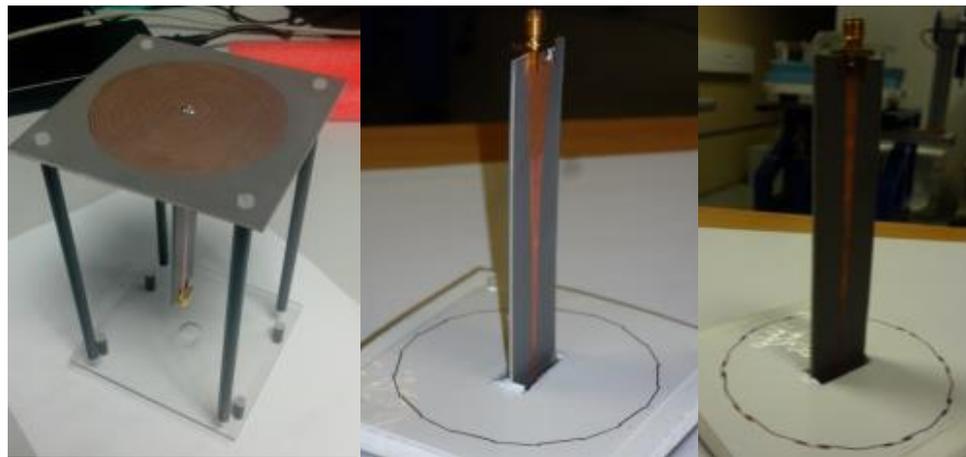


Figure IV-8: a) Antenne spirale, b) antenne spirale avec anneau à motif crénelé et c) antenne spirale avec anneau à motif VKM

III.3. Mesure du coefficient de réflexion

Les mesures du coefficient de réflexion des trois antennes sont présentées pour la bande [0.8 GHz 6 GHz] en Figure IV-9. Ces résultats sont comparés à ceux issus de la simulation CST.

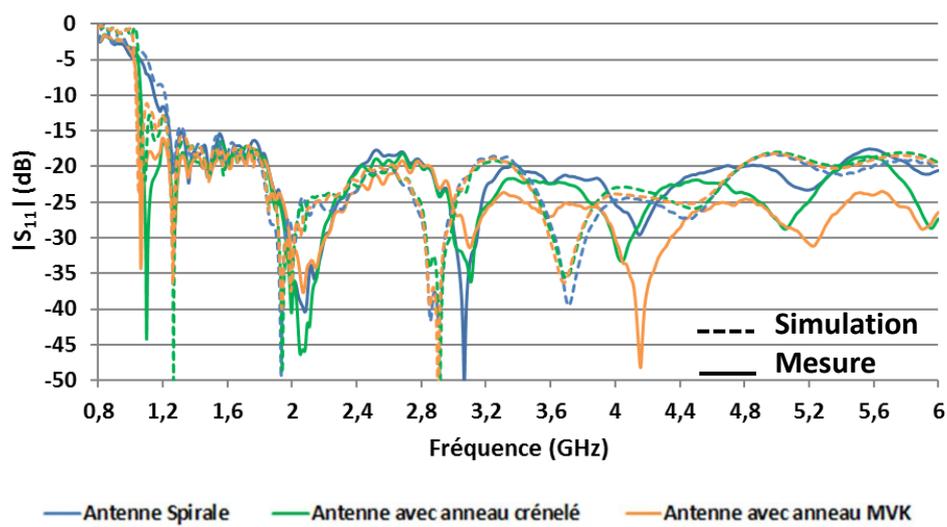


Figure IV-9 : Coefficient de réflexion des trois antennes mesurées (traits pleins) et simulées (traits pointillés) sur la bande 0.8GHz-6GHz

Sur la Figure IV-9, la variation du coefficient de réflexion est sensiblement identique en mesure et en simulation. Les différences entre les résultats simulés et mesurés sont minimales en basses fréquences. Des écarts plus importants sont observés en hautes fréquences. Ces écarts sont essentiellement dus à la qualité des contacts connectant d'une part le SMA au balun et d'autre part, le balun à la spirale. En effet les soudures ajoutent des effets capacitifs qui deviennent non négligeables en haute fréquence. Ces effets viennent ajouter une partie réactive à l'impédance d'entrée et perturbent le coefficient de réflexion. La forme des contacts n'étant pas modélisable avec précision ceci explique les différences observées en haute fréquence entre la simulation et la mesure.

Comme attendu le coefficient de réflexion mesuré a la même variation sur toute la bande, excepté en basse fréquence où les anneaux contribuent au rayonnement et à l'adaptation en entrée de l'antenne. Les différences observables en hautes fréquences sont dues à la qualité des soudures. Dans le cas de la mesure, les contacts sont réalisés manuellement et avec des formes

très différentes d'une antenne à l'autre. Ceci explique les différences obtenues sur le coefficient de réflexion d'une antenne à l'autre.

Afin de mieux observer l'influence des différents anneaux en basse fréquence l'échelle de la Figure IV-9 est resserrée en Figure IV-10 sur la bande basse entre 0.8GHz et 1.4 GHz.

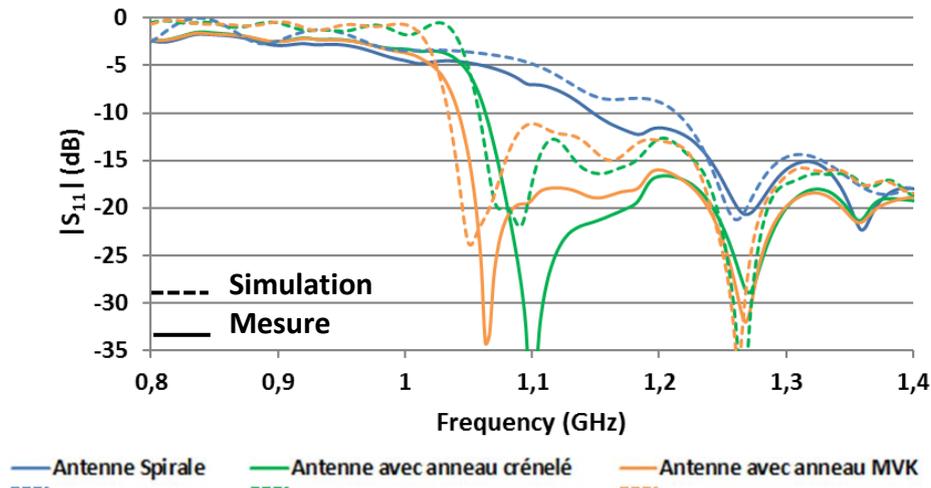


Figure IV-10: Coefficient de réflexion des trois antennes mesurées (trait plein) et simulées (trait pointillé) sur la bande 0.8GHz-1.4GHz

En Figure IV-10 nous pouvons constater des écarts entre simulation et mesure. Ces écarts se concentrent autour des fréquences basses de fonctionnement des antennes. Ils sont dus à une différence d'impédance ramenée par le balun et une impédance d'entrée de la spirale légèrement différente de celle simulée. Nous constatons également des différences en basse fréquence [0,8GHz ; 1GHz] sur le niveau du $|S_{11}|$. Ces différences sont dues à une sous-évaluation des pertes diélectriques et conductrice dans le modèle.

Par rapport à l'antenne spirale seule, la fréquence basse de fonctionnement est 9% plus basse pour la spirale avec un anneau à motif VKM et 7% plus basse pour celle avec un anneau à motif crénelé. Comme pour un même nombre de répétitions du motif autour de l'anneau le motif de VKM permet une plus grande réduction. Pour un très grand nombre de répétitions il permettra une réduction plus importante de l'antenne que le créneau. C'est ce que nous tenterons de démontrer avec la réalisation d'un dernier prototype.

III.4. Mesure en rayonnement

L'utilisation du motif de VKM permet d'adapter l'antenne sur une bande passante plus grande que le motif créneau. Afin de connaître l'influence de l'anneau sur les performances en rayonnement de l'antenne, les diagrammes de rayonnement doivent être analysés. Nous avons tracé les diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale qui est l'antenne de référence et de l'antenne avec anneau à motif de VKM, qui est la nouvelle antenne. Ils sont tracés pour différentes fréquences :

- à la fréquence basse de fonctionnement des antennes (1.2GHz pour la spirale seule, 1.05 GHz pour l'antenne avec anneau)
- à 1.8GHz qui correspond au début de la bande de mesure
- à 3GHz qui correspond au milieu de la bande de mesure
- à 5GHz qui correspond à la fin de la bande de mesure

Ils sont donnés dans les plans de coupe $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$. Les résultats sont regroupés en Figure IV-11.

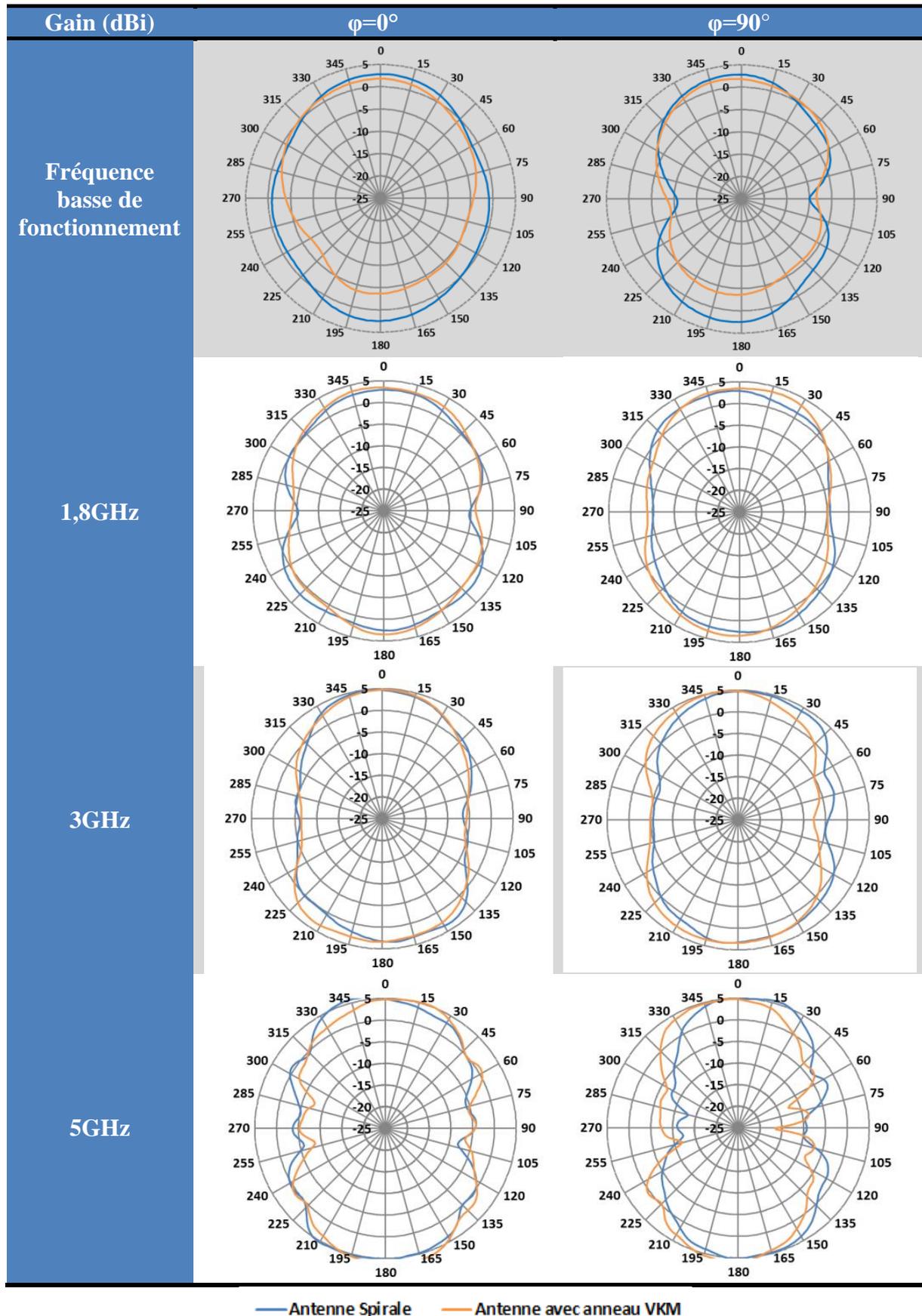


Figure IV-11: Diagramme de rayonnement de l'antenne spirale et l'antenne avec anneau à motif de VKM pour différentes fréquences

L'analyse des diagrammes permet de constater que leur forme est la même pour les deux antennes. Nous avons une très bonne correspondance des diagrammes des antennes pour toutes les fréquences, excepté pour la fréquence basse de fonctionnement. Pour la fréquence basse, les diagrammes ont la même forme dans l'intervalle $[270^\circ ; 90^\circ]$ (sens horaire). Le gain dans cet intervalle est approximativement le même pour les deux antennes (différence de 1dBi). Dans l'intervalle $[90^\circ ; 270^\circ]$ (sens horaire) les diagrammes ont la même variation mais avec une différence de gain de 5dBi. Ces différences sont dues à un effet réflecteur des anneaux qui a été constaté dans une thèse précédente [I-51]. Aux fréquences 1.8GHz, 3 GHz et 5GHz, l'élément rayonnant est la spirale pour les deux antennes, ce qui explique la bonne correspondance entre les diagrammes des deux antennes.

Afin d'avoir une meilleure vue d'ensemble de l'évolution des paramètres de rayonnement en fonction de la fréquence, nous avons tracé sur la Figure IV-12 le Taux d'Ellipticité (TE) et les gains des polarisations principales et croisées dans la direction $\theta=0^\circ$.

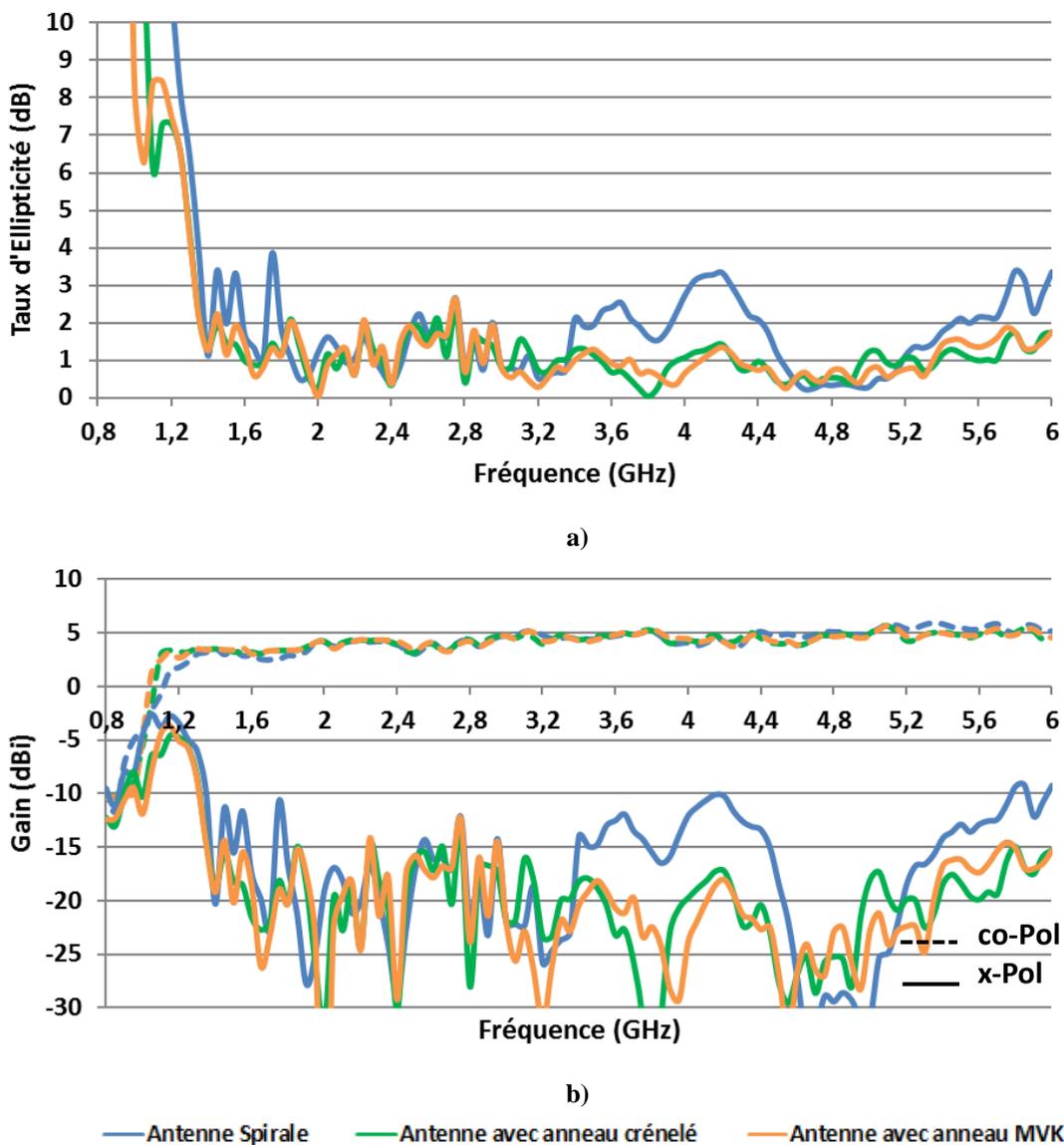


Figure IV-12: a) TE en dB et polarisations b) LHCP (trait plein) et RHCP (trait pointillé) (bas) des trois antennes en fonction de la fréquence dans la direction $\theta=0^\circ$

La Figure IV-12 montre que la variation du TE est sensiblement la même pour les trois antennes. Le niveau du TE est en dessous de 3dB sur la bande $[1.3 \text{ GHz} ; 6 \text{ GHz}]$ pour les

antennes avec anneau. Pour l'antenne spirale seule, nous avons des remontées du TE au-dessus de 3dB à certaines fréquences (1,4 GHz, 1,55GHz, 1,75GHz et autour de 4,2GHz). En fin de bande, le taux d'ellipticité de la spirale seule croit plus rapidement que celui des spirales chargées par un anneau. Les réalisations de la partie IV ont permis de montrer que la remontée du TE autour de 4,2GHz était due à une fragilisation des contacts entre le balun et la spirale. Les anneaux permettent donc une amélioration du taux d'ellipticité sur la bande passante de la spirale. Le gain de la polarisation principale des trois antennes est sensiblement le même pour les trois antennes, excepté en basse fréquence. En effet nous constatons que l'antenne avec l'anneau crénelé atteint un gain de 2dBi avec une fréquence 4% plus petite que celle de la spirale seule. Cette réduction est de 6% avec l'anneau à motif de VKM. Enfin nous avons un niveau d'isolation supérieur à 13 dB sur la bande [1.3 GHz ; 6 GHz]. Le niveau d'isolation est acceptable mais il reste perfectible. En effet il est souhaitable d'avoir un niveau d'isolation supérieur à 15dB sur l'ensemble de la bande passante.

IV. Antennes miniatures à 2 et à 3 anneaux

IV.1. Contexte

Dans le chapitre II nous avons réalisé 5 antennes qui ont servies à mener une étude paramétrique sur la distance séparant les anneaux couplés. Cette étude nous a permis d'identifier et de valider l'évolution des fréquences de résonance observées à l'aide du circuit électrique équivalent sur le coefficient de réflexion de l'antenne. Nous avons utilisé ces antennes pour concevoir 4 antennes miniatures. Pour cela nous avons identifié 4 architectures du résonateur qui permettaient de réduire au mieux la fréquence basse de fonctionnement. L'objectif premier de ces réalisations n'étant pas de maximiser la réduction, les 4 structures proposées ne sont pas optimisées pour la miniaturisation. Elles permettent tout de même de valider le procédé de miniaturisation avec plusieurs anneaux en utilisant un motif différent du créneau.

IV.2. Antennes réalisées

Pour rappel :

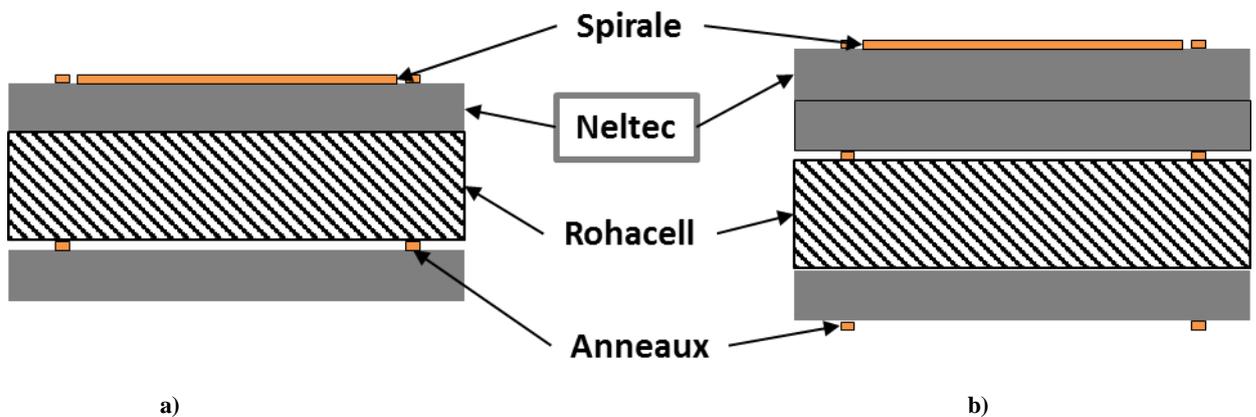
- Les mesures sont réalisées sur des antennes spirales de 8cm de diamètre.
- Les spirales sont gravées sur un substrat Neltec NX9240 de permittivité relative $\epsilon_r = 2,4$, d'épaisseur 1,5mm et d'angle de pertes de 0,0016 (cf. Annexe 4).
- Les spirales sont alimentées par des baluns à transition d'impédance exponentielle.
- Les baluns sont gravés sur le même substrat que celui utilisé pour réaliser les spirales. Le balun assure la transformation d'impédance de 50 Ohms à 135 Ohms.
- Les baluns font 9.6 cm de long.
- Le choix des répétitions des motifs autour des anneaux a été effectué à l'aide d'une rapide optimisation. Ce choix est fait tel que les fréquences de résonance propres des anneaux soient très proches.
- L'espace entre la spirale et les anneaux est assuré par des couches de Rohacell HF 51 (cf. Annexe 6) de 1.27mm d'épaisseur, de permittivité relative $\epsilon_r = 1,05$ et dont l'angle de pertes est de 0,0006.

Les 5 antennes réalisées sont :

- 6) Une spirale d'Archimède qui est l'antenne de référence pour ces mesures

- 7) Une spirale d'Archimède entourée par un anneau avec 50 créneaux et un anneau à 50 créneaux placé en dessous de la spirale avec deux couches de Rohacell
- 8) Même antenne que 2) mais avec des anneaux à 25 répétitions du motif de Von-Koch Modifié
- 9) Une spirale d'Archimède entourée par un anneau avec 50 créneaux et deux anneaux à 200 créneaux en dessous de la spirale, le deuxième anneau étant séparé du premier par l'épaisseur du substrat Neltec et le troisième étant distant du deuxième de 4 couches de Rohacell.
- 10) Même antenne que 4) mais avec des anneaux à 100 répétitions du motif de Von-Koch Modifié

La Figure IV-13 donne des schémas de principe sur l'empilement des différentes couches pour les antennes à 2 et à 3 anneaux. Des photos des réalisations sont présentées en Figure IV-14.



a) b)
Figure IV-13: Schéma de montage des antennes a) à 2 anneaux et b) à 3 anneaux

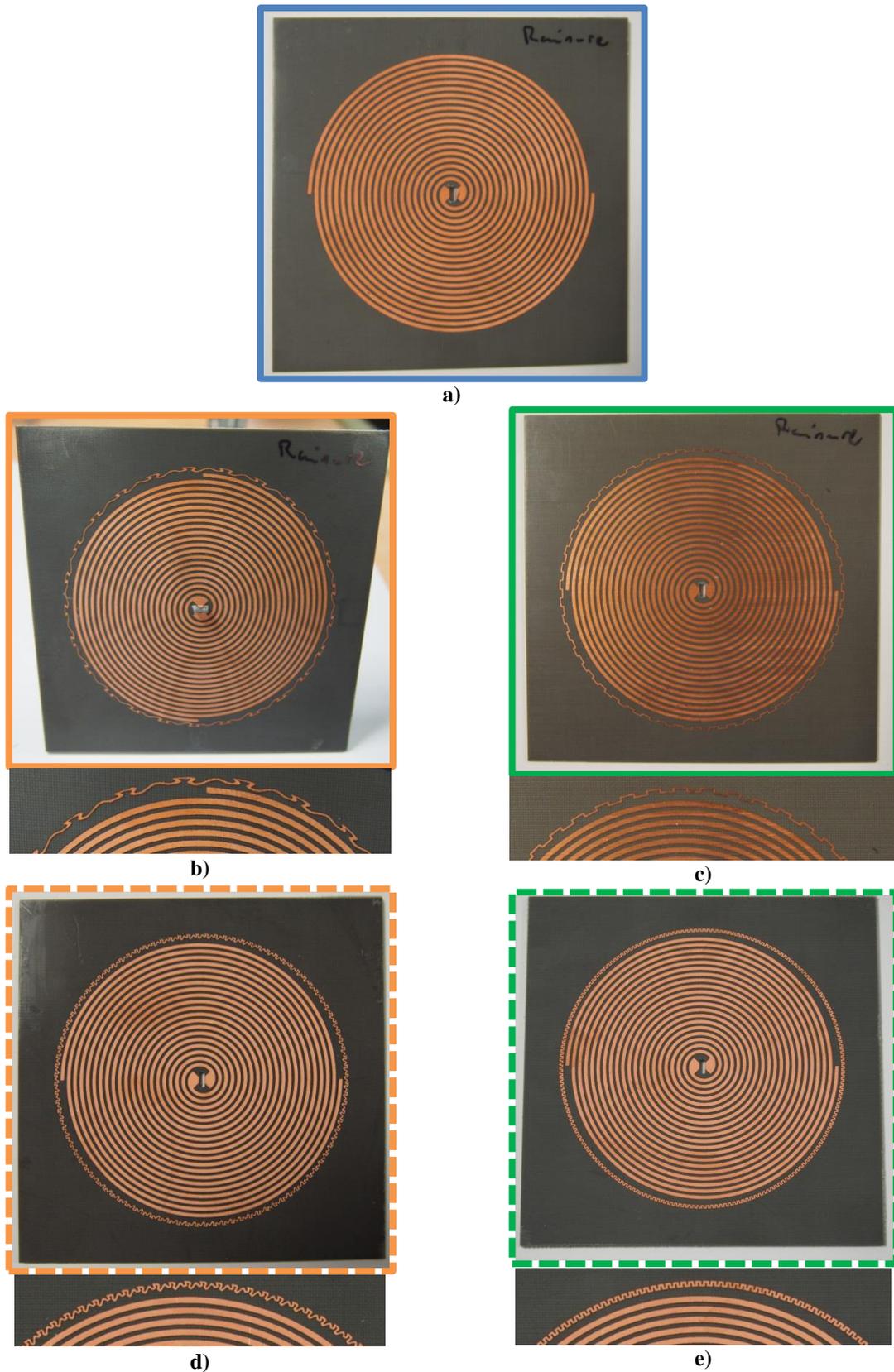


Figure IV-14: Photographie des antennes réalisées :
a) antenne spirale seule, b) antennes à 2 anneaux à motif crénelé (25 répétitions) c) antennes à 2 anneaux à motif crénelé (50 répétitions), d) antennes à 3 anneaux à motif crénelé (100 répétitions) et e) antennes à 3 anneaux à motif crénelé (200 répétitions)

IV.3. Mesure du coefficient de réflexion

IV.3.1. Antennes spirale chargée par 2 anneaux

La Figure IV-15 donne les coefficients de réflexion simulés et mesurés en entrée de l'antenne spirale et des antennes spirales à deux anneaux sur la bande [0.8GHz ; 6GHz] et la Figure IV-16 sur la bande [0.7GHz ; 1.4GHz]. Globalement les mêmes constatations observées en Figure IV-9 peuvent être faites sur la Figure IV-15. Nous avons une bonne correspondance entre la simulation et la mesure en basse fréquence et des écarts plus importants en haute fréquence. En haute fréquence, la variation globale du $|S_{11}|$ est sensiblement identique entre la simulation et la mesure. Le niveau du coefficient de réflexion est différent et les pics de résonance sont légèrement décalés. Comme pour les antennes à 1 anneau présentées partie III ces différences sont essentiellement dues à la qualité des contacts entre les différentes parties de l'antenne, ce qui entraîne des différences sur l'impédance d'entrée de la spirale. Les oscillations constatées en haute fréquence sur la mesure de l'antenne avec anneaux de MVK (orange) sont dues à la qualité de la calibration lors de cette série de mesures.

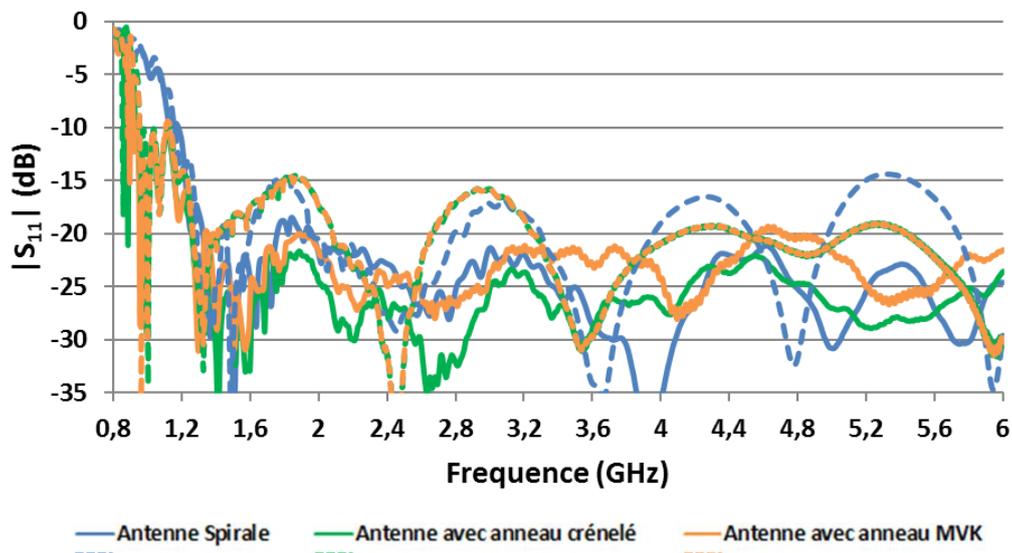


Figure IV-15: Coefficient de réflexion des trois antennes spirales chargées par 2 anneaux mesurées (traits pleins) et simulées (traits pointillés) sur la bande 0.8GHz-6GHz

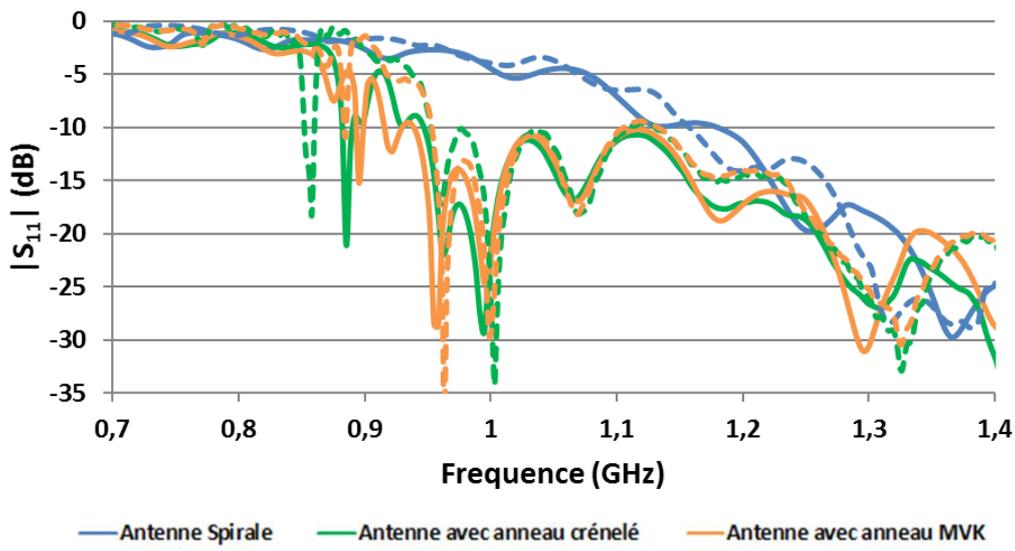


Figure IV-16: Coefficient de réflexion des trois antennes à 2 anneaux mesurées (traits pleins) et simulées (traits pointillés) sur la bande 0.7GHz-1,4GHz

Les résultats de simulation présentés en Figure IV-15 sont en bon accord avec ceux issus de la mesure pour les antennes à anneaux. Les écarts pour la spirale seule sont dus à un problème sur la longueur des brins de la spirale qui sont un peu plus long que celle qui a été simulée.

Nous constatons une diminution de la fréquence basse de fonctionnement mesurée de 20.5% pour la spirale avec 2 anneaux à motif VKM et de 19.7% pour celle avec un anneau à motif crénelé.

IV.3.2. Antennes à 3 anneaux

La Figure IV-17 donne les coefficients de réflexion simulés et mesurés en entrée de l'antenne spirale et des antennes à trois anneaux sur la bande [0.8GHz ; 6GHz] et la Figure IV-18 sur la bande [0.7GHz ; 1.4GHz]. Les mêmes constatations générales faites pour les antennes à 1 et 2 anneaux sont observables sur la Figure IV-17. La répétabilité des mesures et des réalisations est meilleure sur ces maquettes que sur celles à 2 anneaux. En effet la variation du $|S_{11}|$ des trois antennes en hautes fréquences est beaucoup plus proche de celle prévue en simulation.

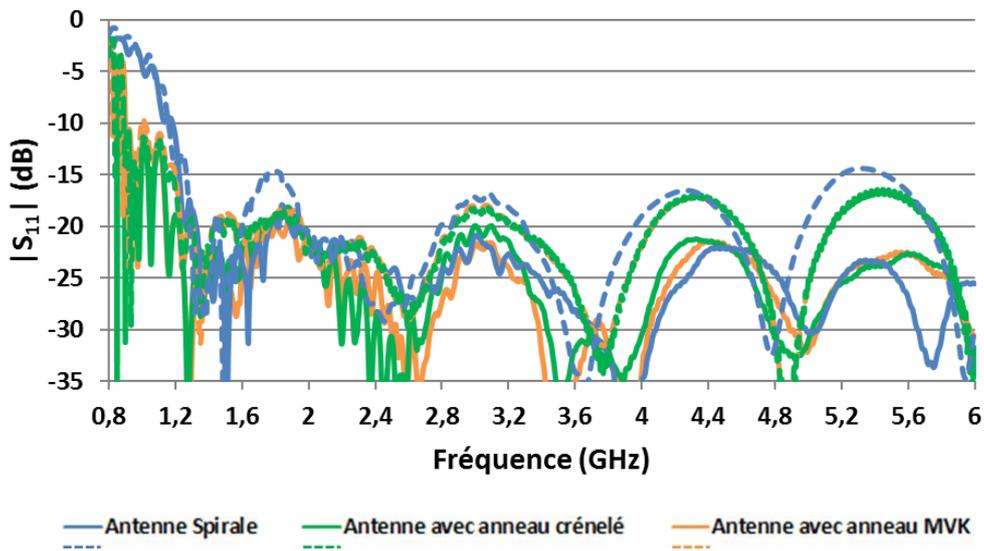


Figure IV-17: Coefficient de réflexion des trois antennes à 3 anneaux mesurées (traits pleins) et simulées (traits pointillés) sur la bande 0.8GHz-6GHz

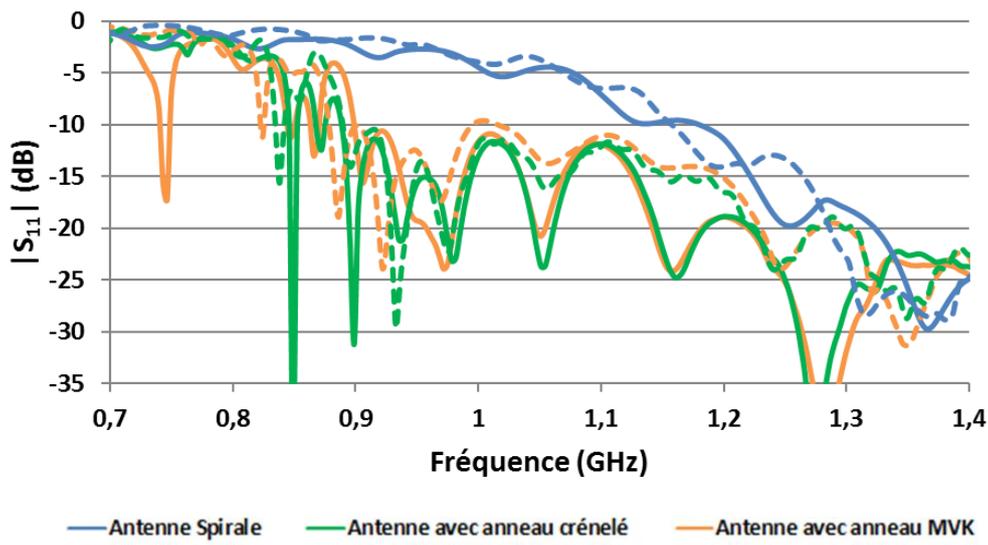


Figure IV-18: Coefficient de réflexion des trois antennes à 3 anneaux mesurées (traits pleins) et simulées (traits pointillés) sur la bande 0.7GHz-1,4GHz

Aux basses fréquences, les écarts entre les résultats de simulation et ceux issus de la mesure sont faibles, les modèles de simulation sont donc valides. Des écarts sont observables entre simulation et mesure pour l'antenne avec motif de MVK (courbes en orange). Ces écarts sont dus à un manque de répétabilité dans la réalisation des anneaux. En effet le procédé utilisé est la photolithographie et la précision admissible par cette technique a été presque atteinte. Obtenir trois anneaux avec une largeur de piste identique n'a pas été possible. Ces écarts de réalisation entraînent des écarts sur la fréquence de résonance des anneaux, ce qui explique l'écart sur la fréquence basse de fonctionnement entre les résultats de simulation et de mesure. La spirale utilisée est la même que celle utilisée dans la partie précédente. L'explication des écarts entre simulation et mesure est la même que précédemment.

Pour ces prototypes à 3 anneaux la diminution de la fréquence basse de fonctionnement mesurée est de 23.8% pour la spirale avec 3 anneaux à motif VKM et de 24.7% pour celle avec un anneau à motif crénelé.

IV.3.3. Conclusion

A configuration identique avec des anneaux ayant la même fréquence de résonance propre, nous obtenons une réduction du même ordre de grandeur pour des antennes à 2 et à 3 anneaux. Ce résultat était attendu. En effet, dans le chapitre II nous avons déjà constaté que les coefficients de réflexions des deux antennes se superposaient. Cette fréquence de résonance est obtenue pour le créneau avec un nombre de répétitions deux fois plus important que pour le motif de VKM. Le nombre de répétition permet de définir le périmètre déployé de l'anneau. Nous avons vu dans le chapitre III que le motif de VKM atteint des périmètres plus important que le créneau pour le même nombre de répétitions autour de l'anneau.

IV.4. Mesure en rayonnement

Comme pour les premières réalisations, les mesures en rayonnement présenteront les diagrammes de rayonnement à différentes fréquences. Pour une analyse plus globale des performances, le gain des polarisations et le taux d'ellipticité des antennes, dans la direction de propagation, seront exposés.

IV.4.1. Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale et des antennes à deux et à trois anneaux sont tracés respectivement en Figure IV-19 et Figure IV-20 pour différentes fréquences :

- à la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne spirale (1,2GHz)
- à 1.8GHz qui correspond au début de la bande de mesure
- à 3GHz qui correspond au milieu de la bande de mesure
- à 5GHz qui correspond à la fin de la bande de mesure

Ils sont donnés dans les plans de coupe $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$. L'analyse de la Figure IV-19 et de la Figure IV-20 permet de constater peu de différence entre les diagrammes de rayonnement des trois antennes. L'ajout du résonateur à anneaux ne vient donc pas perturber les diagrammes sur la bande passante de l'antenne.

Pour valider le modèle de simulation les diagrammes de rayonnement simulés de la spirale sont comparés à ceux mesurés en Annexe 1. La bonne concordance entre les diagrammes simulés et mesurés nous permet de valider le modèle de simulation utilisé aux fréquences concernées.

IV.4.1.a) Antennes à 2 anneaux

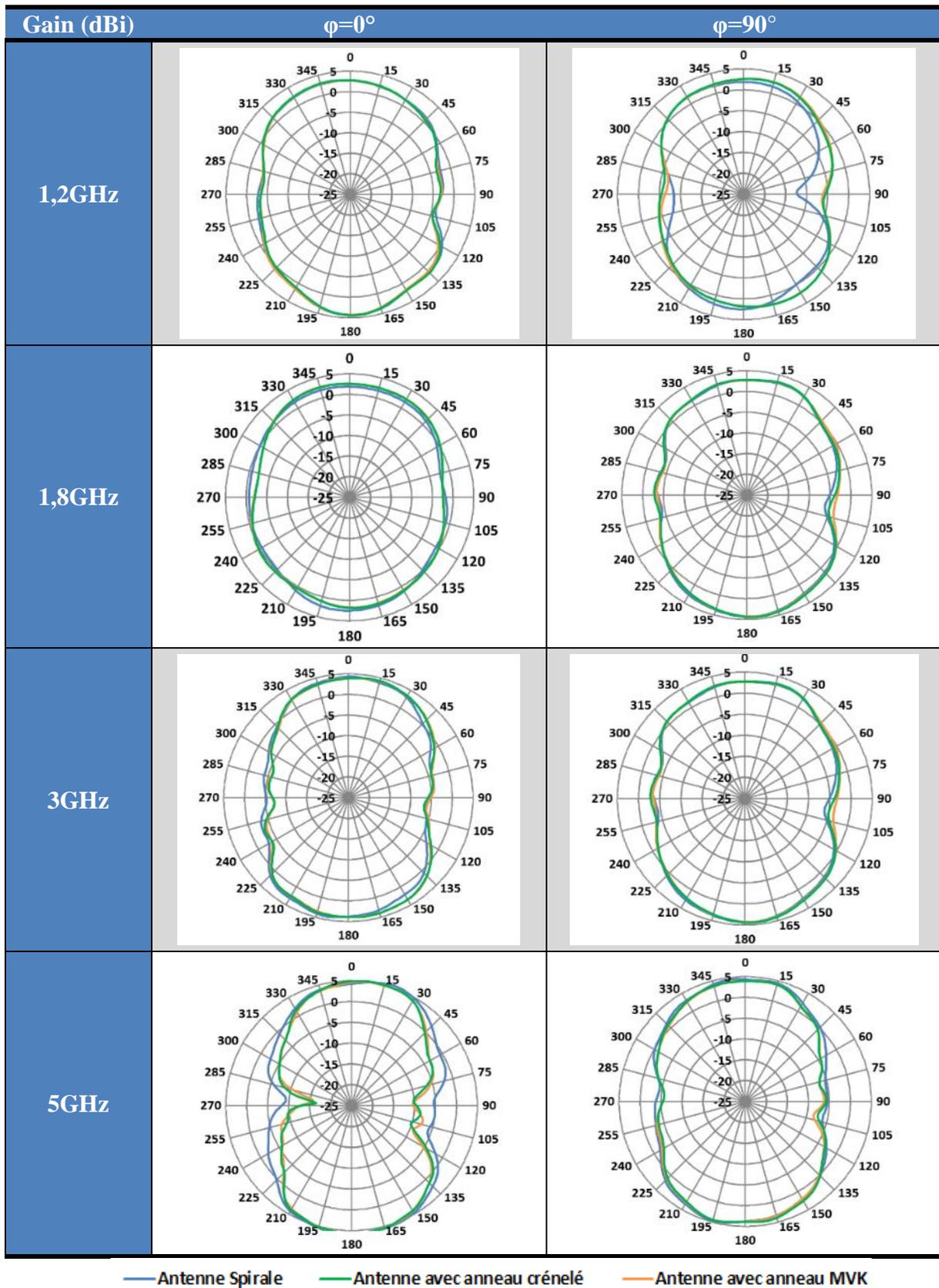


Figure IV-19: Diagramme de rayonnement de l'antenne spirale et des antennes à deux anneaux à motif de VKM et crénelé pour différentes fréquences

IV.4.1.b) Antennes à 3 anneaux

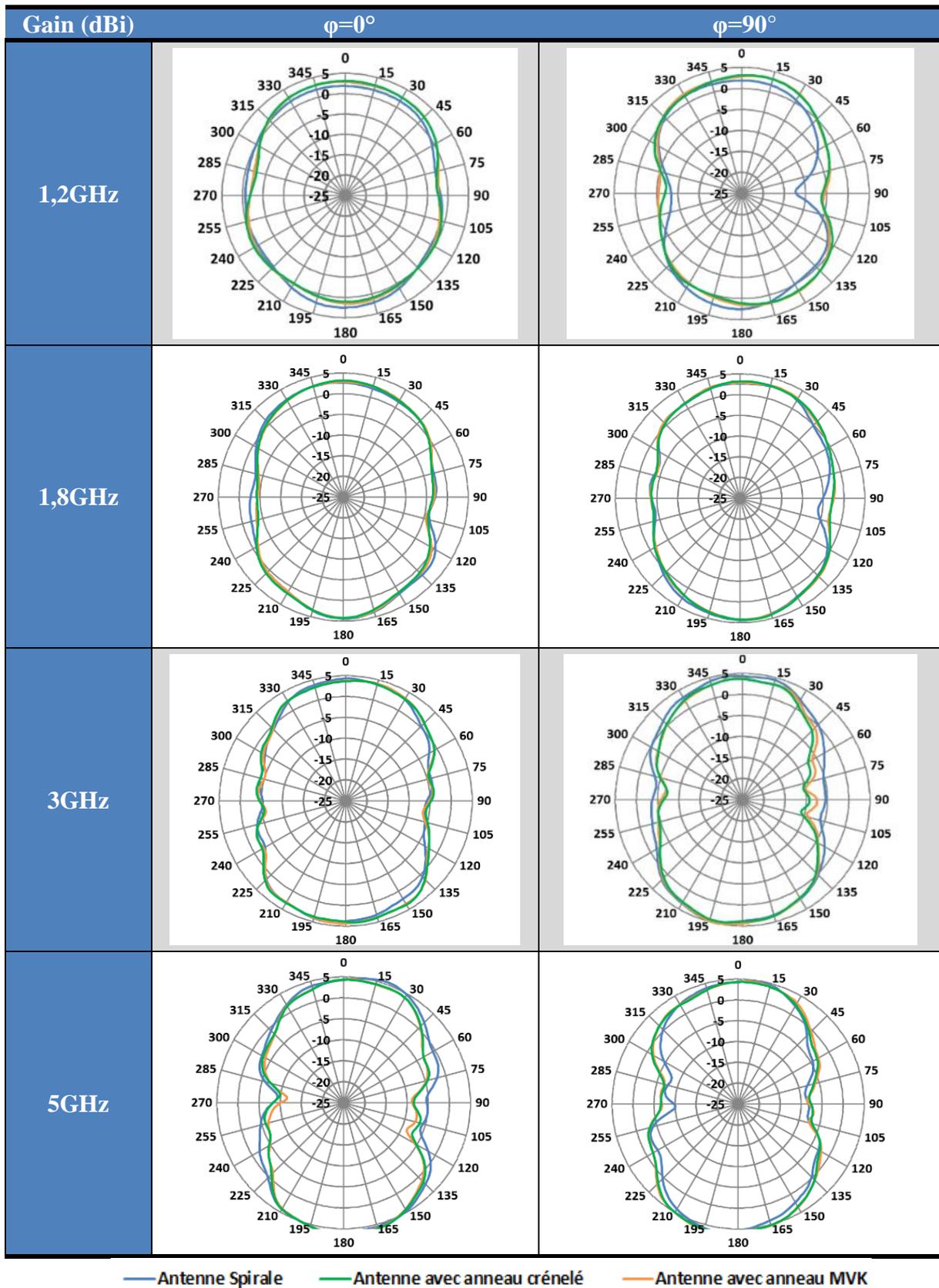


Figure IV-20: Diagramme de rayonnement de l'antenne spirale et des antennes à deux anneaux à motif de VKM et crénelé pour différentes fréquences

IV.4.2. Gain en Polarisation

Les gains en co-polarisation et en cross-polarisation en fonction de la fréquence dans la direction de propagation $\theta=0^\circ$ des antennes à deux et à trois anneaux sont donnés respectivement en Figure IV-21 et Figure IV-22. Ils sont comparés à celui de l'antenne spirale seule. Le niveau de gain de la co-polarisation des antennes à anneaux est sensiblement le même que celui de l'antenne spirale sur sa bande passante [1.2GHz ; 6GHz]. Sur la bande [0.9GHz ; 1,2GHz], le gain en co-polarisation des antennes à anneaux est plus élevé que celui de l'antenne spirale. Les antennes à deux anneaux à motif crénelé et de MVK atteignent un gain de 0dBi avec une fréquence 16% plus faible que celle de la spirale seule. Cette réduction est de 19% pour les antennes à 3 anneaux. Le niveau d'isolation est supérieur à 13 dB sur la bande [1.3 GHz ; 6 GHz]. La différence de niveau entre la co- et la cross-polarisation est plus importante sur la bande [0.9GHz ; 1.3GHz]. Toutefois elle est plus importante pour les antennes à 2 et à 3 anneaux (supérieur à 2dB) que pour l'antenne spirale seule. En moyenne sur la bande considérée cette différence est plus importante pour les antennes à 3 anneaux (Figure IV-22) que pour les antennes à 2 anneaux (Figure IV-21). L'ajout d'anneaux vient donc améliorer les performances de rayonnement de la spirale sur la nouvelle bande créée par le résonateur à anneaux.

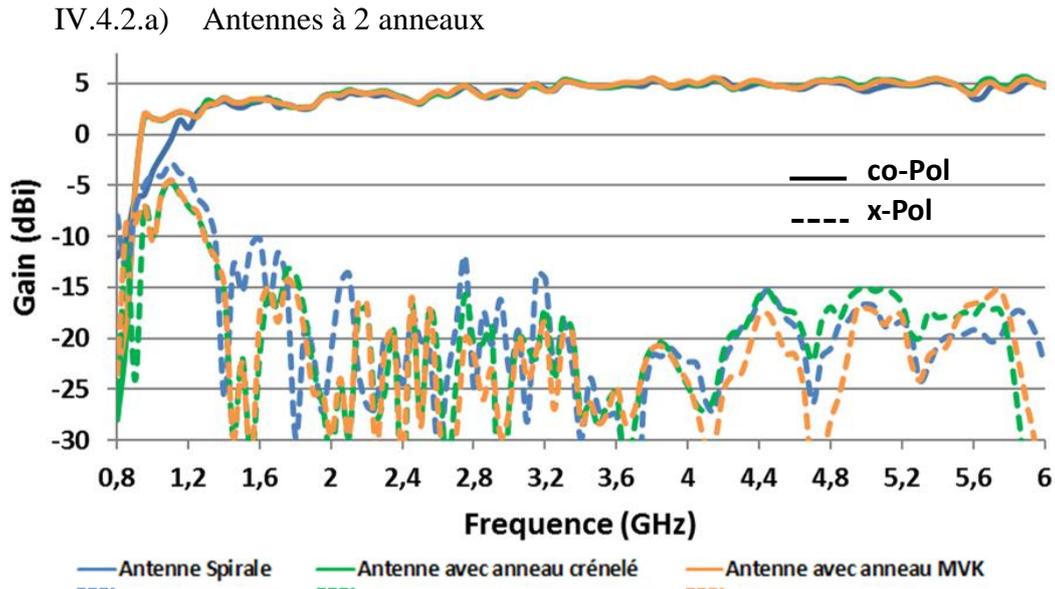


Figure IV-21: Polarisations LHCP (trait plein) et RHCP (trait pointillé) des antennes à 2 anneaux en fonction de la fréquence dans la direction $\theta=0^\circ$

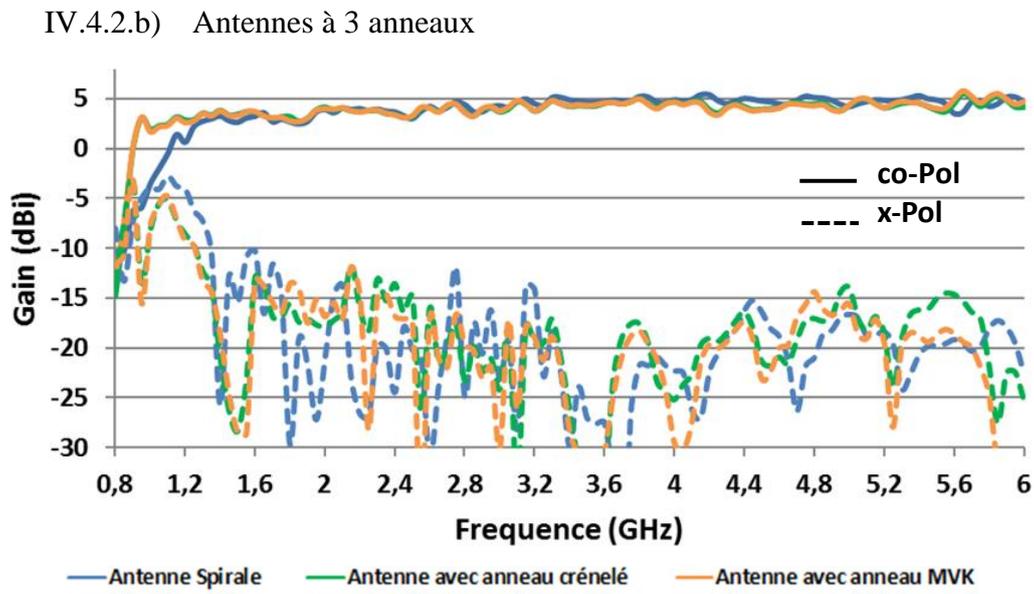


Figure IV-22: Polarisations LHCP (trait plein) et RHCP (trait pointillé) des antennes à 3 anneaux en fonction de la fréquence dans la direction $\theta=0^\circ$

IV.4.3. Taux d'Ellipticité (TE)

Le TE en fonction de la fréquence dans la direction de propagation $\theta=0^\circ$ des antennes à deux et trois anneaux est donné en Figure IV-23 et Figure IV-24. Il est comparé à celui de l'antenne spirale seule. La variation et les valeurs du TE sont sensiblement les mêmes pour toutes les antennes étudiées. Le niveau du TE est en dessous de 3dB sur la bande [1.3 GHz ; 6 GHz] pour toutes les antennes étudiées. Le TE de l'antenne spirale remonte au-dessus de 3dB à certaines fréquences (1,4 GHz, 1,6GHz et 1,7GHz). En moyenne, les anneaux permettent d'améliorer le taux d'ellipticité sur le début de la bande passante de la spirale (jusqu'à 3.2GHz). Cela permet aux antennes à anneaux d'avoir taux d'ellipticité en dessous de 3dB à une fréquence inférieure d'environ 23% à celle de la spirale seule. Entre la Figure IV-23 et la Figure IV-24, nous pouvons remarquer que la fréquence pour laquelle le TE passe en dessous de 3dB diminue légèrement (4.5%) et la valeur du TE sur la bande [0.8GHz ; 1.3GHz] a diminué.

IV.4.3.a) Antenne à 2 anneaux

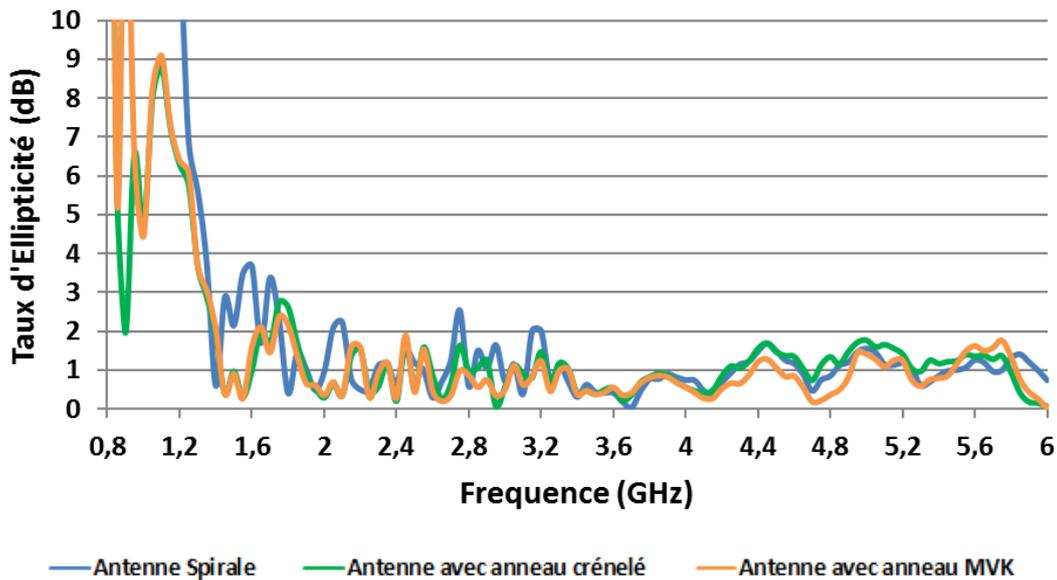


Figure IV-23: TE en dB des antennes à 2 anneaux en fonction de la fréquence dans la direction $\theta=0^\circ$

IV.4.3.b) Antenne à 3 anneaux

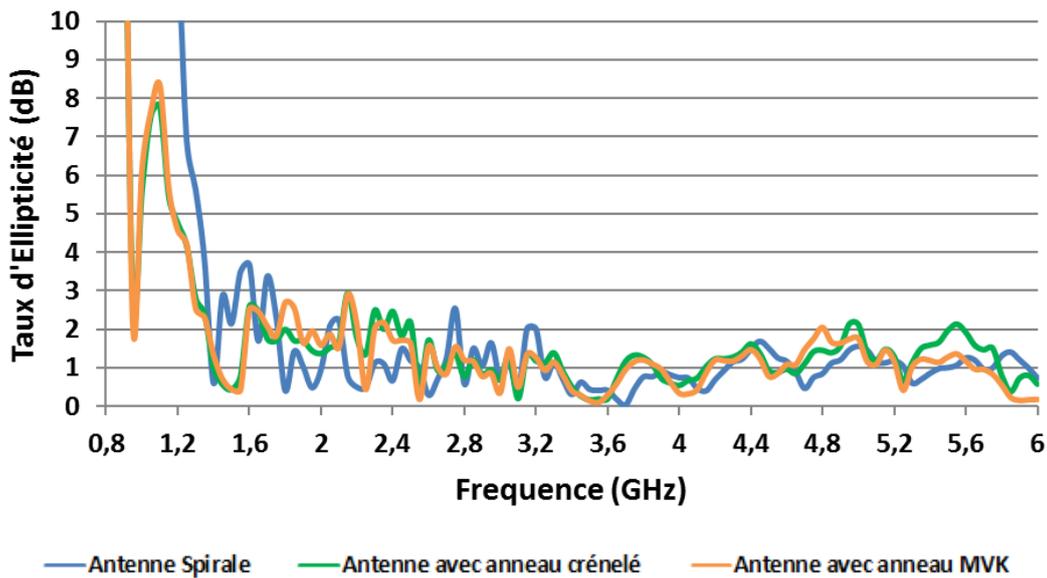


Figure IV-24: TE en dB des antennes à 3 anneaux en fonction de la fréquence dans la direction $\theta=0^\circ$

IV.5. Synthèse

Ces mesures nous permettent de confirmer plusieurs conclusions présentées dans [I-51] :

- Les anneaux ne viennent pas perturber les performances en rayonnement sur la bande passante de la spirale.
- L'augmentation du nombre d'anneaux permet une réduction de la fréquence basse de fonctionnement.
- L'utilisation des anneaux vient améliorer les performances de rayonnement de la spirale sur le début de sa bande passante.

Elles permettent également de confirmer que la forme du motif a peu d'impact sur le procédé de miniaturisation. Le choix du motif se fait uniquement dans le but d'atteindre la fréquence basse de fonctionnement souhaitée pour l'antenne. Pour maximiser la réduction d'une antenne il est donc important de choisir le motif réalisable qui permet à l'anneau d'atteindre la fréquence de résonance la plus basse possible. Trouver le résonateur à anneaux qui permet d'adapter la bande entre cette fréquence et la fréquence basse de fonctionnement de la spirale n'est qu'une question de temps à l'aide du circuit électrique équivalent.

V. Conclusion

L'utilisation d'un résonateur à anneaux permet d'augmenter significativement la bande passante de la spirale d'Archimède. Cette augmentation de la bande passante se fait sans dégradation notable des performances de rayonnement de la spirale. Une amélioration de la qualité de rayonnement est même constatée sur la nouvelle bande adaptée par les anneaux. En termes de performances de miniaturisation, le Tableau IV-1 résume les résultats des différentes antennes réalisées. Comme les antennes à 2 et à 3 anneaux ont des performances équivalentes uniquement celles possédant les meilleures performances sont présentées dans ce tableau. Dans ce tableau est également indiqué le coefficient de qualité de l'antenne et le coefficient de qualité associé à la limite de Chu.

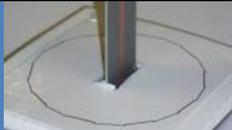
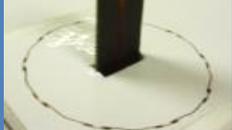
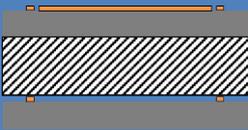
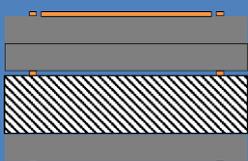
Antenne	Longueur électrique	Réduction f_{\min} Gain@-15dBi	Réduction $f_{\min} - S_{11} @-10dB$
	$\frac{\lambda}{3.5}$	4%	7%
	$\frac{\lambda}{3.6}$	6%	9%
	$\frac{\lambda}{3.9}$	16%	20%
	$\frac{\lambda}{4.2}$	19%	24%
	$\frac{\lambda}{5}$	26%	33.6%

Tableau IV-1 : Tableau récapitulatif des performances des antennes réalisées

Ce tableau montre bien que l'ajout d'anneaux dans le résonateur permet de réduire la taille de l'antenne. Les architectures d'antennes proposées sont celles qui permettent d'obtenir la plus forte réduction de taille de l'état de l'art tout en limitant leur impact sur le rayonnement de l'antenne.

Bibliographie

- [IV-1] VINAYAGAMOORTHY, Kalyany. Design and implementation of wideband baluns for Archimedean spiral antennas. 2011. Thesis submitted to the science and engineering faculty of Queensland University of Technology.
- [IV-2] GOSSART Adrien. *Miniaturisation de baluns très large bande par utilisation d'ondes lentes*, Projet de fin d'études CNES 2014.
- [IV-3] RIPOCHE, Olivier. *Miniaturisation d'antennes en bande VHF pour applications spatiales*. 2013. Thèse de doctorat en Electromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence, sous la direction de Hervé AUBERT et Anthony BELLION, Toulouse, Institut National Polytechnique de Toulouse.

CONCLUSION GENERALE

Conclusions

Dans ce document, nous avons étudié une technique de miniaturisation d'antenne originale. Cette technique repose sur le chargement d'une antenne spirale d'Archimède par des anneaux résonants couplés et empilés. Ces anneaux résonants permettent d'adapter l'antenne en dessous de la fréquence basse de fonctionnement de la spirale. Afin d'optimiser très rapidement le dimensionnement de ce résonateur à anneaux, nous avons, dans cette thèse, élaboré et validé un circuit électrique équivalent. Nous avons également étudié la possibilité d'utiliser des motifs plus originaux sur les anneaux afin d'atteindre des facteurs de réduction inégalés à ce jour.

L'extraction du circuit électrique équivalent s'est effectuée à l'aide d'une méthode numérique utilisant des fonctions d'essai étendues et le concept d'impédance de surface. Cette méthode nous permet de calculer la réponse du résonateur très rapidement, le gain en temps de calcul est d'un rapport 10 par rapport aux outils de simulation électromagnétique commerciaux à notre disposition. Cette rapidité n'est pas sacrifiée au prix de la précision. En effet les réponses prédites par le circuit sont en accord avec les réponses calculées par les outils de simulation. L'utilisation de la notion d'impédance de surface réactive nous permet de prédire avec une précision comprise entre 2% et 6% la fréquence de résonance propre des anneaux à motif.

Nous avons également mis en évidence qu'en fonction de l'application visée et de la miniaturisation souhaitée par le concepteur il est possible d'utiliser différents motifs sur les anneaux résonants chargeant l'antenne. Il s'agit de réaliser ensuite un compromis entre un motif réalisable technologiquement et la miniaturisation souhaitée. La mise en place des outils précédents avec les motifs identifiés nous a permis de calculer un nombre très important de configurations pour le résonateur. De ces configurations il est possible d'extraire les informations pertinentes pour la miniaturisation de l'antenne et ainsi conclure sur le dimensionnement du résonateur et donc de l'antenne. Il ne reste plus qu'à simuler sous un simulateur « full-wave » classique l'ensemble de l'antenne pour avoir son coefficient de réflexion et ses performances en rayonnement.

Les différentes étapes de recherche autour du circuit électrique équivalent ainsi que des motifs nous ont permis de réaliser différentes antennes avec un nombre variable d'anneaux résonants et couplés. Ces antennes n'étaient pas optimisées, mais elles présentaient des facteurs de réduction comparables à ceux de l'état de l'art (soit une réduction de 25% du diamètre). Cette réduction s'est faite sans dégradation notable des performances de rayonnement, ce qui n'est pas le cas des antennes rencontrées dans l'état de l'art.

Le code de calcul mis au point dans le cadre de cette thèse ne permet pas de simuler l'antenne compacte proposée. En effet le circuit électrique équivalent permettant de modéliser le couplage électromagnétique entre la spirale et les anneaux résonants n'a pas été déterminé dans le cadre des présents travaux. Cependant une méthodologie de conception de l'antenne basée sur le circuit équivalent d'anneaux résonants irréguliers a été proposée. Quelques simulations sont alors nécessaires pour obtenir une réponse d'antenne adaptée en impédance en dessous de -10dB sur toute la bande de fonctionnement.

Perspectives

Actuellement le code développé pour obtenir les résultats présentés dans cette thèse n'est pas encore totalement automatisé et robuste. En effet tous les motifs présentés n'ont pas été intégrés au calcul de la fréquence de résonance des anneaux. Certains cas particuliers nécessitent également l'habileté du concepteur pour obtenir les résultats adéquats. Il serait donc intéressant de le reprendre afin qu'un outil de conception propre soit mis en place. A cet outil de conception pourra également être ajouté :

- le calcul en rayonnement de l'antenne.
- la modélisation du couplage entre l'antenne spirale et les anneaux couplés

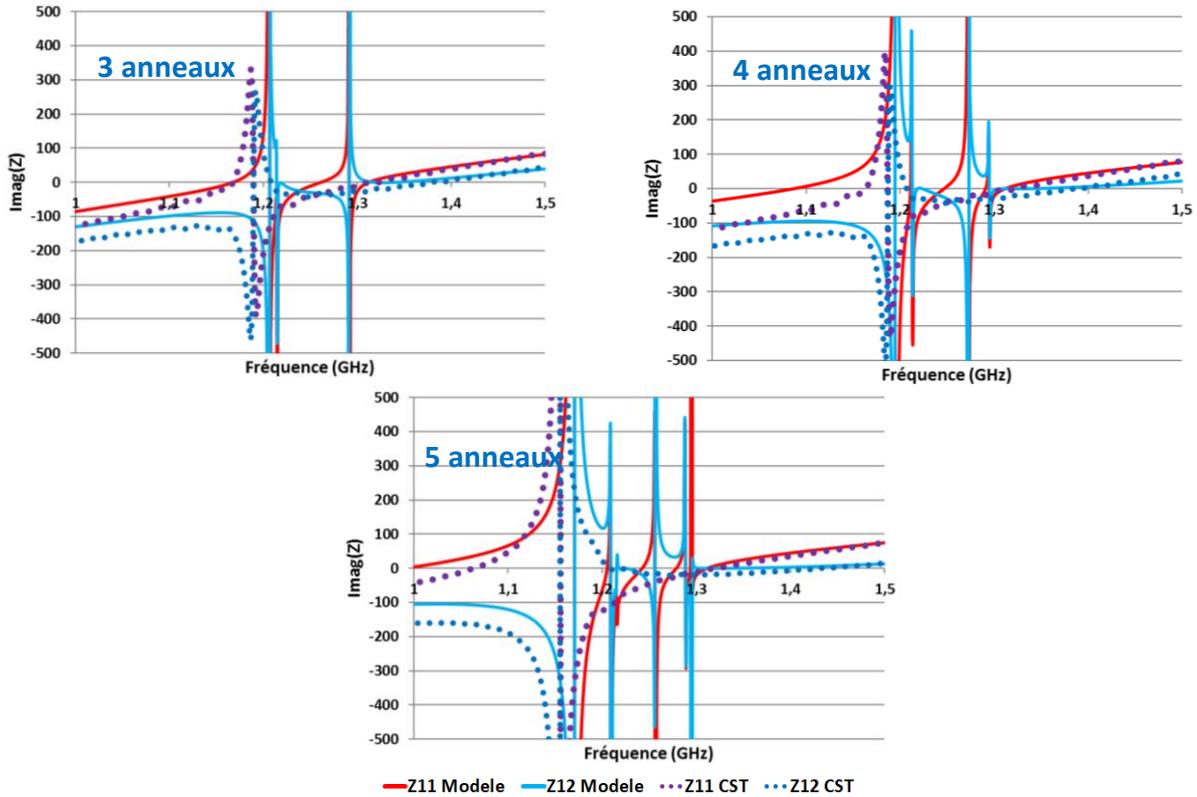
La méthode de conception permet de concevoir rapidement le résonateur à anneaux toutefois l'optimum en termes de compacité reste à trouver. Un outil d'optimisation reste à développer à partir des résultats donnés par le code actuel. Une fois cet outil de conception finalisé, la mise en place d'une cavité sous l'antenne pourra être étudiée. En effet, les anneaux jouent un rôle de réflecteur sur leur bande de fréquences mais sur le reste de la bande passante le rayonnement est bidirectionnel. La mise en place d'une cavité pour un rayonnement monodirectionnel sur le reste de la bande passante peut être étudiée. L'étude de l'interaction d'une antenne en bande VHF avec la structure du satellite pourra également être menée afin de déterminer si une telle antenne est embarquable.

A cela des variantes dans l'architecture de l'antenne sont envisageables (par exemple, l'utilisation d'un résonateur avec des anneaux de géométries différentes : rayon, type de motif et nombre de motifs différents d'un anneau à l'autre). Avec des modifications mineures sur le code développé cela est tout à fait envisageable. Il s'agirait de venir associer une impédance différente à chaque anneau et de tester toutes les combinaisons de hauteurs et d'impédances possibles. La méthode de conception ne changerait pas fondamentalement. Le calcul serait plus long (plus de combinaisons à tester) et il faudrait développer un nouvel outil pour déterminer le nombre de répétitions et le motif à imposer à chaque anneau. Comme nous l'avons vu dans l'état de l'art, l'utilisation d'un anneau résonant autour de l'antenne a été envisagée avec des éléments rayonnants de base différent d'une spirale d'Archimède. Miniaturiser l'antenne log-périodique ou deux antennes *bow-tie* perpendiculaires à l'aide de la structure présentée dans ce manuscrit pourra faire l'objet d'une étude. Une dernière possibilité est d'adapter cette architecture à des antennes bandes étroites pour miniaturiser l'antenne et/ou concevoir un réflecteur compact.

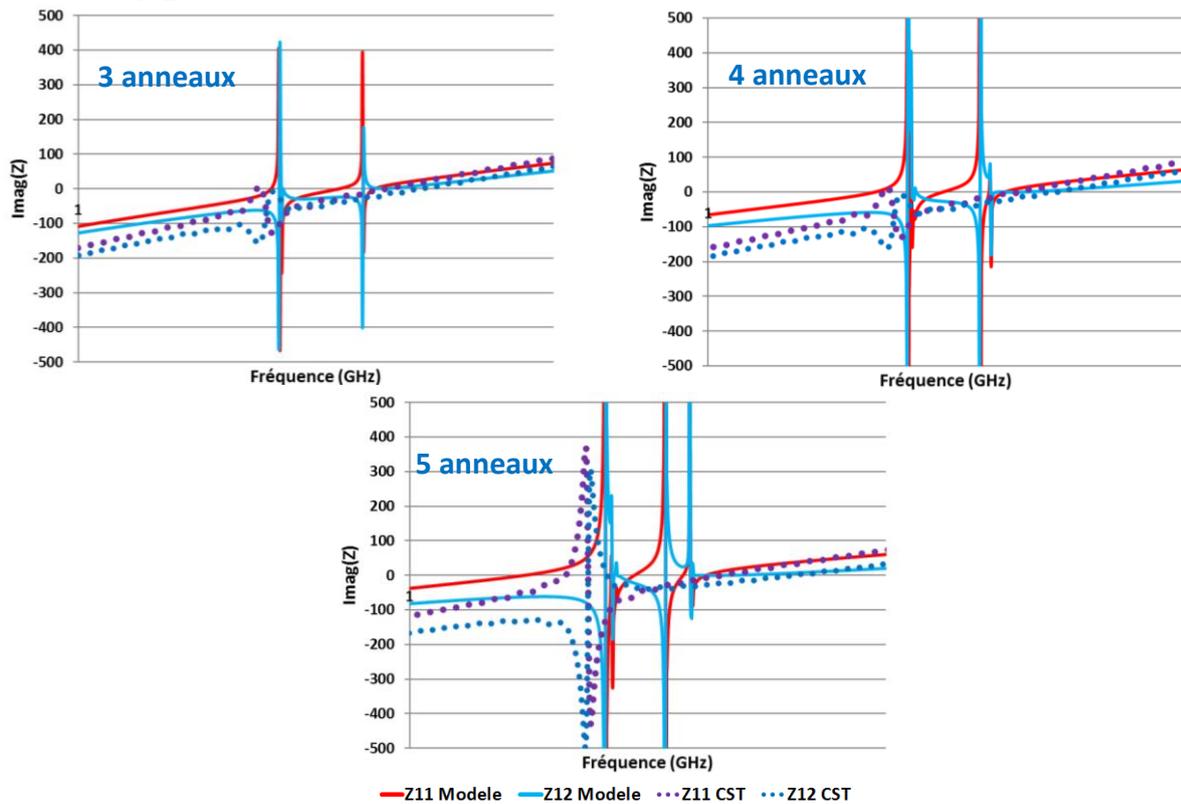
ANNEXES

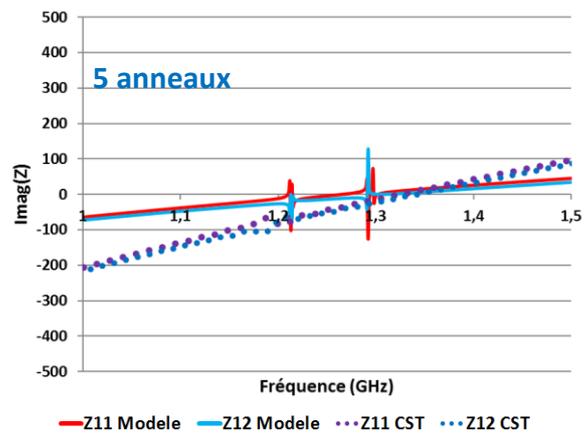
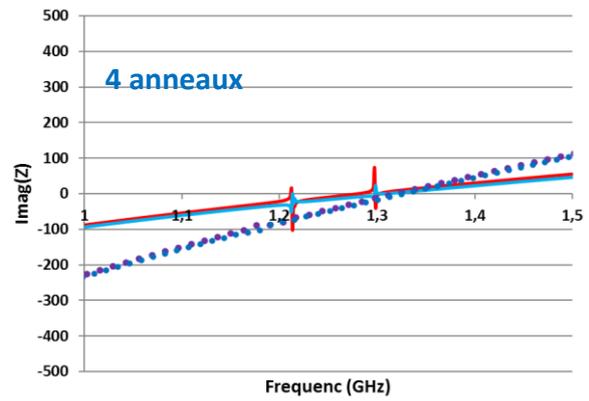
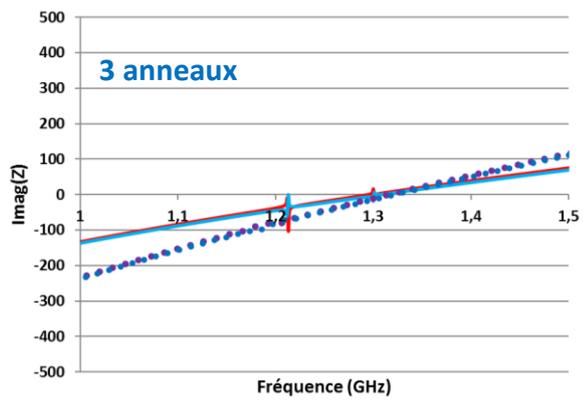
Annexe 1 : Comparaison circuit électrique équivalent à anneaux couplés avec les résultats de simulation HFSS

• $\lambda/50$



• $\lambda/100$



• $\lambda/500$ 

Annexe 2 : Caractérisation de la fréquence de résonance par Surface Equivalence RADAR (SER)

Devant le nombre important de cas à simuler (environ une centaine) il est vite apparu que le calcul du coefficient de réflexion en entrée d'une antenne spirale chargée par un anneau s'avérait chronophage. De plus celui-ci ne permet d'obtenir l'information que sur la fréquence de résonance de l'anneau. Nous avons constaté que la caractérisation par Surface Equivalente RADAR (SER) permet d'obtenir les paramètres souhaités 5 fois plus rapidement que par le calcul du coefficient de réflexion. La Figure 0-1 illustre comment à partir du calcul de la SER nous déduisons la fréquence de résonance et le facteur de qualité de l'anneau.

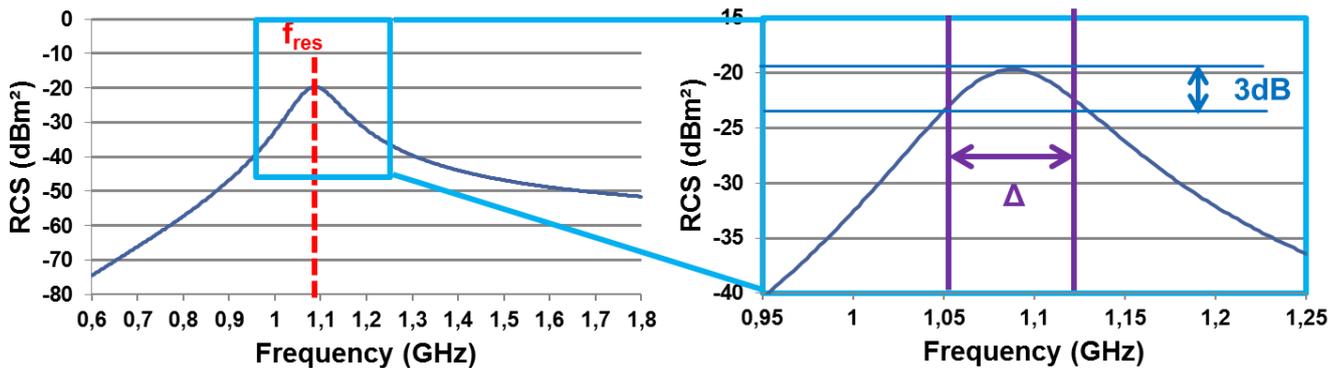


Figure 0-1: Extraction de la fréquence de résonance f_{res} et de la bande passante à -3dB Δ

La fréquence de résonance f_{res} correspond au maximum de SER. Le facteur de qualité Q du résonateur est déduit de la fréquence de résonance f_{res} et de la bande passante à -3dB Δ par l'équation (1) :

$$Q = \frac{f_{res}}{\Delta} \quad (1)$$

Afin de s'assurer de l'équivalence entre ces deux caractérisations, nous avons tracé en Figure 0-2 le coefficient de réflexion en entrée d'une spirale chargée par un anneau crénelé (bleue), celui d'une spirale seule (pointillée) ainsi que la SER de l'anneau crénelé utilisé pour tracer la courbe en bleu.

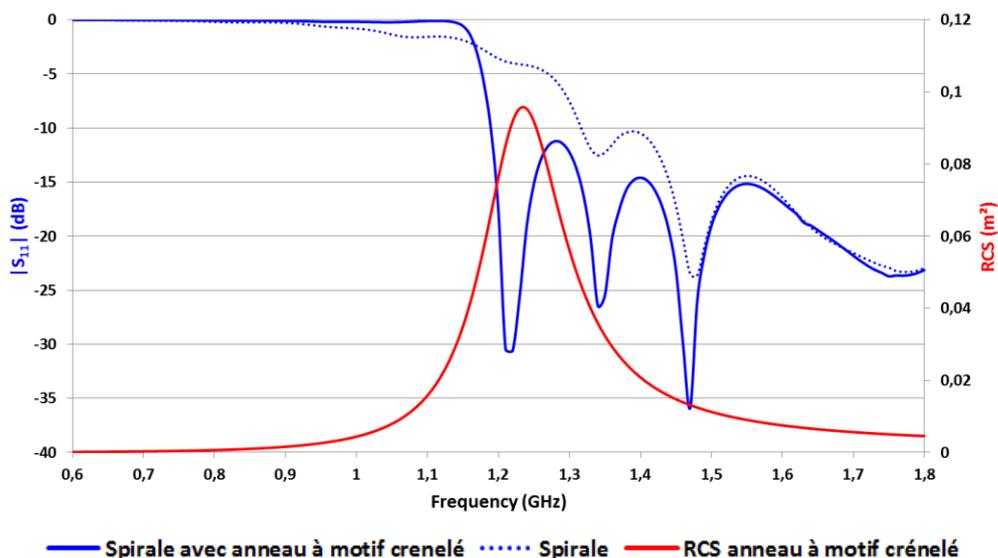


Figure 0-2: Coefficient de réflexion d'une antenne spirale chargée par un anneau à motif crénelé (bleue) et d'une spirale seule (pointillée), SER de l'anneau chargeant la spirale de la courbe en bleu

Sur cette figure, nous observons :

- Une nouvelle résonance entre la courbe en bleue et la courbe en pointillée. Cette résonance est celle de l'anneau ;
- Le maximum de la SER de l'anneau est très proche de la fréquence de résonance de l'anneau sur la courbe en bleu.

L'écart constaté entre la fréquence de résonance observée avec le coefficient de réflexion et celle observée avec la SER est due au couplage entre l'anneau et la spirale. Cette différence n'est pas gênante pour l'interprétation des résultats présentés dans ce manuscrit. En effet nous caractériserons et comparons relativement tous les motifs à l'aide de la SER.

A noter que le lien entre la bande passante observée sur la SER, et celle observée sur le coefficient de réflexion n'est pas établi. Il n'est pas évident de corrélérer et de chiffrer correctement l'influence du facteur de qualité sur le coefficient de réflexion et les performances de rayonnement lorsque l'anneau est placé au voisinage de la spirale. C'est pourquoi son étude n'est pas faite dans ce manuscrit.

Annexe 3 : Etude de l'évolution de la fréquence de résonance en fonction de la géométrie des anneaux

L'augmentation de l'ordre semble avoir une influence sur l'évolution de la décroissance. Pour mieux s'en rendre compte la Figure III-10 est tracée en échelle afin d'observer des segments de droite. La Figure 0-3 représente le tracé en échelle semi-logarithmique. Le Tableau 0-1 donne les différents coefficients directeurs des segments de droite présents sur la Figure 0-3.

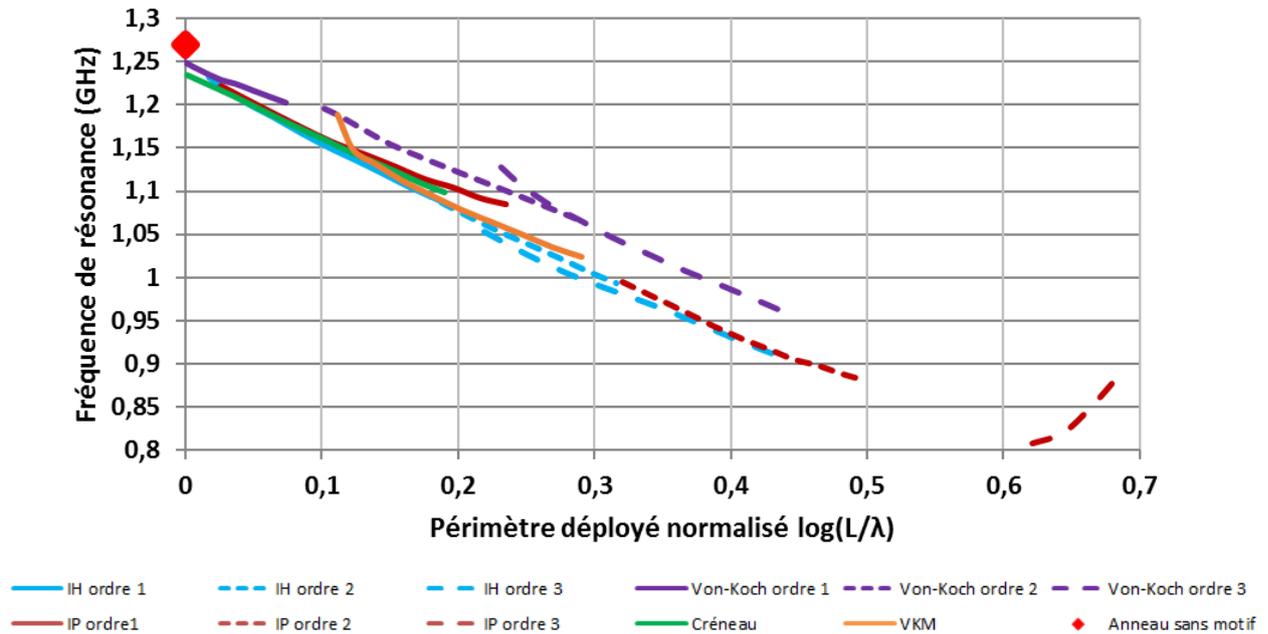


Figure 0-3: Abaque de la fréquence de résonance en fonction de la longueur déployée normalisée en échelle log-log

Motifs	Ordre	Coefficient directeur des segments de droite
Créneau	-	-0.268
Von-Koch	1	-0.232
	2	-0.262
	3	-0.326
IH	1	-0.308
	2	-0.316
	3	-0.289
IP	1	-0.247
	2	-0.309
	3	+0.638
VKM	1	-0.291

Tableau 0-1 : Valeurs des coefficients directeurs des segments de droite de la Figure 0-3

En analysant la Figure 0-3 et le Tableau 0-1, nous confirmons que l'augmentation de l'ordre influe sur l'évolution de la fréquence de résonance. Pour le Von-Koch et l'IP, ce constat est avéré pour, respectivement, les trois ordres étudiés et les deux premiers ordres. Le troisième

ordre d'IP ne suivant plus une évolution décroissante, il ne vérifie pas ce principe d'évolution. Dans notre étude le motif d'IH est construit tel qu'il ne respecte pas tout à fait la propriété d'autosimilarité des profils fractals. Ce qui peut justifier que, dans ce cas, la pente des droites n'est pas décroissante avec l'augmentation de l'ordre.

Annexe 4 : Datasheet Neltec NX9240

Park Advanced Circuitry Materials

N9000 - Standard Laminate Thicknesses												
Series	Product	0.005 0.127	0.010 0.254	0.015 0.381	0.020 0.508	0.030 0.762	0.031 0.787	0.045 1.143	0.060 1.524	0.062 1.575	0.125 3.175	inches mm
NY	9208				X	X			X		X	
NY	9217	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NY	9220	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NY	9233	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NX	9240	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NX	9245	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NX	9250	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NX	9255	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NX	9260	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NX	9270				X	X	X	X	X	X	X	
NX	9294				X	X	X	X	X	X	X	
NX	9300				X	X	X	X	X	X	X	
NX	9320					X	X	X	X	X	X	
NH	9294	X	X	X								
NH	9300	X	X	X								
NH	9320	X	X	X	X							
NH	9338	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NH	9348	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NH	9350		X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NL	9294	X	X		X	X	X					
NL	9300	X	X		X	X	X					
NL	9320				X	X	X					
NL	9350				X	X	X					

Constructions

NY Series: PTFE / woven-glass composite. Low glass:PTFE ratio for lowest loss applications.

NX Series: PTFE / woven-glass composite. Medium glass:PTFE ratio for increased mechanical strength.

NH Series: PTFE / woven-glass / ceramic composite. Medium glass:PTFE ratio with ceramic added for thermal stability and Dk uniformity at higher Dks.

NL Series: PTFE / woven glass / ceramic composite. Higher Dk, Low glass:PTFE ratio for low loss applications.

Additional Materials for RF/Microwave Applications

Mecurywave™9350	Controlled Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.50 / Df 0.004 at 10 GHz	N4350-13 RF	Controlled Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.50 / Df 0.0065 at 10 GHz
Meteorwave™1000	Low Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.70 / Df 0.0055 at 10 GHz	N4380-13 RF	Controlled Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.80 / Df 0.0070 at 10 GHz
Meteorwave™2000	Low Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.40 / Df 0.0040 at 10 GHz	N9000-13 RF	PTFE and Epoxy Composite Dk 3.00 / Df 0.0040 at 10 GHz Dk 3.20 / Df 0.0045 at 10 GHz Dk 3.38 / Df 0.0046 at 10 GHz Dk 3.50 / Df 0.0055 at 10 GHz
N4800-20	Low Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.80 / Df 0.0075 at 10 GHz		
N4800-20 SI*	Low Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.40 / Df 0.006 at 10 GHz		



All test data provided are typical values and not intended to be specification values. For review of critical specification tolerances, please contact a Park representative. Park reserves the right to change these typical values in the process of refining its testing equipment and techniques and to change any product. Park does not assume any liability arising out of the application or use of any product and does not convey any license under its patent or other rights or the rights of others. Park disclaims all warranties whether expressed, implied or statutory, including implied warranties of merchantability or fitness for a particular purpose.

Given the variety of factors that can affect the use and performance of Park's products, some of which are uniquely within the user's knowledge and control, it is essential that the user evaluate the product to determine whether it is fit for a particular purpose and/or suitable for the user's method of application. These factors may include, but are not limited to, the materials to be bonded with the product, the surface preparation of those materials, the product selected for use, the conditions in which the product is used, and the time and environmental conditions in which the product is expected to perform.

EP® , EP™ , LD®, Mecurywave®, Meteorwave™ , Nelco® and SIB are trademarks of Park Electrochemical Corp.

Rev 7-13

N9000 - Typical Engineering Values

Typical Parameter	Test Method	NY SERIES	NX SERIES	NX SERIES
Dielectric Constant at 10 GHz (Dk) (range)	IPC-TM-650, 2.5.5.5	2.68 - 2.33	2.60 - 2.60	2.70 - 3.20
Dispersion Factor at 10 GHz (Df) (range)	IPC-TM-650, 2.5.5.5	0.0006 - 0.0011	0.0016 - 0.0019	0.0020 - 0.0024
Passive Intermodulation Formulation Availability		Yes	Yes	Yes
Passive Intermodulation Performance		-1.55 dBc	-1.55 dBc	-1.55 dBc
Dielectric Breakdown	IPC-TM-650, 2.5.6	50kV	50kV	50kV
Volume Resistivity	IPC-TM-650, 2.5.17	10 ⁹ MΩ-cm	10 ⁹ MΩ-cm	10 ⁸ MΩ-cm
Surface Resistivity	IPC-TM-650, 2.5.17	10 ⁷ MΩ	10 ⁷ MΩ	10 ⁷ MΩ
Arc Resistance	ASTM D-495	180 sec.	180 sec.	180 sec.
Flexural Strength Lengthwise	IPC-TM-650, 2.4.4	82.7 MPa	82.7 MPa	158.6 MPa
Flexural Strength Crosswise	IPC-TM-650, 2.4.4	68.9 MPa	68.9 MPa	131.0 MPa
Copper Peel Strength	IPC-TM-650, 2.4.8	2.33 kN/m	2.33 kN/m	2.33 kN/m
18, 35, and 70µm copper (1/2 oz, 1 oz, and 2 oz copper)				
After Thermal Shock (30 sec. at 260°C)		2.31 kN/m	2.31 kN/m	2.31 kN/m
Moisture Absorption	IPC-TM-650, 2.6.2.1	0.02%	0.02%	0.05%
Specific Gravity	ASTM D-792, A	2.23 g/cm ³	2.23 g/cm ³	2.25 g/cm ³
Thermal Conductivity	ASTM E-1225	0.272 W/m/K	0.272 W/m/K	0.251 W/m/K
Coefficient of Thermal Expansion (CTE)				
X	IPC-TM-650, 2.4.41	25 ppm/°C	25 ppm/°C	12 ppm/°C
Y	IPC-TM-650, 2.4.41	35 ppm/°C	35 ppm/°C	18 ppm/°C
Z	IPC-TM-650, 2.4.24	260 ppm/°C	260 ppm/°C	150 ppm/°C
Flammability	IPC-TM-650, 2.3.10	V-0	V-0	V-0
		Product Dk Df	Product Dk Df	Product Dk Df
		N9208 2.08±.02 0.0006	NX9240 2.40±.04 0.0016	NX9270 2.70±.04 0.0020
		N9217 2.17±.02 0.0008	NX9245 2.45±.04 0.0016	NX9294 2.94±.04 0.0022
		N9220 2.20±.02 0.0009	NX9250 2.50±.04 0.0017	NX9300 3.00±.04 0.0023
		N9233 2.33±.02 0.0011	NX9255 2.55±.04 0.0018	NX9320 3.20±.04 0.0024
			NX9260 2.60±.04 0.0019	

Cladding - Copper Foil

Foil Weight	Foil Thickness		Copper Type
	Micros	inches	
.25 oz	9	0.00034	Electro-Deposited (ED)
.33 oz	12	0.00045	CQ
.50 oz	18	0.00067	CT
1 oz	35	0.00134	CH RH
2 oz	70	0.00268	CI R1
			C2 R2

For nonstandard dielectric or additional copper foil options, please contact the factory or your local sales representative.

Cladding - Heavy Backed Metal

Plate Thickness	Plate Thickness		Plate Thickness
	mm	inches	
0.800	0.032	2.362	0.093
1.000	0.039	2.500	0.098
1.200	0.047	3.000	0.118
1.500	0.059	3.175	0.125
1.575	0.062	4.000	0.157
2.000	0.079	4.750	0.187
		5.000	0.197
		6.000	0.236
		6.350	0.250
		7.000	0.276
		8.000	0.315

Heavy cladding plate material available in aluminum or brass for all NY and NX constructions.
Rolled, annealed available upon request.

N9000 - Typical Engineering Values	
Typical Parameter Dielectric Constant at 10 GHz (Dk) Dissipation Factor at 10 GHz (Df) PIM Formulation Availability Passive Intermodulation Performance Dielectric Breakdown Volume Resistivity Surface Resistivity Arc Resistance Flexural Strength Lengthwise Flexural Strength Crosswise Copper Peel Strength - 1.8, 3.5, 7.0 µm (1/2 oz, 1 oz, and 2 oz copper) After Thermal Shock @0 sec. at 260°C Moisture Absorption Specific Gravity Thermal Conductivity Coefficient of Thermal Expansion (CTE)	NH SERIES 2.94 - 4.50 0.0022 - 0.0030 Yes -1.55 dBc 45KV 10 ⁹ MΩ - cm 10 ⁷ MΩ 180 sec. 158.6 MPa 131.0 MPa 2.33 kN / m 2.31 kN / m 0.08 % 2.45 g / cm ³ 0.230 W / m / K 9 ppm / °C 12 ppm / °C 71 ppm / °C V-0 Product Dk Df NH9294 2.94±.07 0.0022 NH9300 3.00±.07 0.0023 NH9320 3.20±.07 0.0024 NH9338 3.38±.10 0.0025 NH9348 3.48±.10 0.0030 NH9350 3.50±.10 0.0030 NH9410 4.10±.10 0.0030 NH9450 4.50±.10 0.0030
Typical Parameter Dielectric Constant at 10 GHz (Dk) Dissipation Factor at 10 GHz (Df) PIM Formulation Availability Pressure Cooker-60 min then solder dip @288°C until failure (max 10 min) (modified) Dielectric Breakdown Volume Resistivity Surface Resistivity Arc Resistance Flexural Strength Lengthwise Tensile Strength (warp/fill) Copper Peel Strength - 35 µm (1 oz) Modulus (warp) Moisture Absorption Specific Gravity Thermal Conductivity Coefficient of Thermal Expansion (CTE)	NL SERIES 2.94 - 3.50 0.0017 Yes Pass >50KV 6.1x10 ⁷ MΩ - cm 4.4x10 ⁶ MΩ - cm 215 sec. 58.6 MPa 64.1 / 48.9 MPa 1.8 kN / m (10.3 lb/in) 1.1 x 10 ⁶ MPa <0.05% 2.25 g / cm ³ 0.381 W / m / K 25 ppm / °C 35 ppm / °C 32.0 ppm / °C V-0 0.180 / 0.221 Product Dk Df NL9294 2.94±.05 0.0017 NL9300 3.00±.05 0.0017 NL9320 3.20±.05 0.0017 NL9350 3.50±.05 0.0017
Typical Parameter X Y Z Flammability Poisson's Ratio (warp/Bill)	Test Method IPC-TM-650, 2.5.5.5 IPC-TM-650, 2.5.5.5 IPC-TM-650, 2.6.16 IPC-TM-650, 2.5.6 IPC-TM-650, 2.5.17.1 IPC-TM-650, 2.5.17.1 IPC-TM-650, 2.5.1 IPC-TM-650, 2.4.4.0 ASTM D3039 IPC-TM-650, 2.4.8 ASTM D3039 IPC-TM-650, 2.6.2.1 ASTM E1461 IPC-TM-650, 2.4.24 IPC-TM-650, 2.3.10 ASTM D3039

Ordering Information

Please specify the product and / or Dk, material thickness, copper thickness, copper type and panel size. Request Passive Intermodulation Formulation when necessary for antenna applications. Example: 9200, .010" thick, 1 oz copper two sides, ED copper, 12"x18", or Dk=2.20, .010" thick, 1 oz copper two sides, ED copper, 12"x18". For Passive Intermodulation Formulation material, add the IM suffix, i.e.: 9220IM.

Park Advanced Circuitry Materials

N9000 - Standard Laminate Thicknesses											inches mm	
Series	Product	0.005 0.127	0.010 0.254	0.015 0.381	0.020 0.508	0.030 0.762	0.031 0.787	0.045 1.143	0.060 1.524	0.062 1.575		0.125 3.175
NY	9208				X	X			X		X	
NY	9217	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NY	9220	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NY	9233	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NX	9240	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NX	9245	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NX	9250	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NX	9255	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NX	9260	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NX	9270				X	X	X	X	X	X	X	
NX	9294				X	X	X	X	X	X	X	
NX	9300				X	X	X	X	X	X	X	
NX	9320					X	X	X	X	X	X	
NH	9294	X	X	X								
NH	9300	X	X	X								
NH	9320	X	X	X	X							
NH	9338	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NH	9348	X	X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NH	9350		X	X	X	X	X	X	X	X	X	
NL	9294	X	X		X	X	X					
NL	9300	X	X		X	X	X					
NL	9320				X	X	X					
NL	9350				X	X	X					

Constructions

NY Series: PTFE / woven-glass composite. Low glass:PTFE ratio for lowest loss applications.

NX Series: PTFE / woven-glass composite. Medium glass:PTFE ratio for increased mechanical strength.

NH Series: PTFE / woven-glass / ceramic composite. Medium glass:PTFE ratio with ceramic added for thermal stability and Dk uniformity at higher Dks.

NL Series: PTFE / woven glass / ceramic composite. Higher Dk, Low glass:PTFE ratio for low loss applications.

Additional Materials for RF/Microwave Applications

Mercurywave™9350	Controlled Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.50 / Df 0.004 at 10 GHz	N4350-13 RF	Controlled Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.50 / Df 0.0065 at 10 GHz
Meteorwave™1000	Low Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.70 / Df 0.0055 at 10 GHz	N4380-13 RF	Controlled Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.80 / Df 0.0070 at 10 GHz
Meteorwave™2000	Low Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.40 / Df 0.0040 at 10 GHz	N9000-13 RF	PTFE and Epoxy Composite Dk 3.00 / Df 0.0040 at 10 GHz Dk 3.20 / Df 0.0045 at 10 GHz Dk 3.38 / Df 0.0046 at 10 GHz Dk 3.50 / Df 0.0055 at 10 GHz
N4800-20	Low Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.80 / Df 0.0075 at 10 GHz		
N4800-20 SI*	Low Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.40 / Df 0.006 at 10 GHz		



All test data provided are typical values and not intended to be specification values. For review of critical specification tolerances, please contact a Park representative. Park reserves the right to change these typical values in the process of refining its testing equipment and techniques and to change any product. Park does not assume any liability arising out of the application or use of any product and does not convey any license under its patent or other rights or the rights of others. Park disclaims all warranties whether expressed, implied or statutory, including implied warranties of merchantability or fitness for a particular purpose.

Given the variety of factors that can affect the use and performance of Park's products, some of which are uniquely within the user's knowledge and control, it is essential that the user evaluate the product to determine whether it is fit for a particular purpose and/or suitable for the user's method of application. These factors may include, but are not limited to, the materials to be bonded with the product, the surface preparation of those materials, the product selected for use, the conditions in which the product is used, and the time and environmental conditions in which the product is expected to perform.

EP® , EP™ , LDB, Mercurywave®, Meteorwave™, Nelco® and SI® are trademarks of Park Electrochemical Corp.

Rev 7-13

Annexe 5: DataSheet Melinex



Melinex®

polyester film

Melinex® 339

Melinex® 339 is an exceptionally white, opaque film pre treated on both sides to promote adhesion to most printing inks and industrial coatings. It is used as a base for pressure sensitive labels, photographic printing paper, in security and access cards, in multiple use tickets and in general printing and drawing office applications. It is available in thicknesses of 50, 75, 100, 125, 175 and 250 microns.

TYPICAL VALUES OF PROPERTIES

Property	Test Method	Unit	Value							
General			µm							
Area Yield		m ² /kg	50,	75,	100,	125,	175,	250		
			14.08	9.39	7.14	5.71	4.08	2.82		
Thermal			255 - 260							
Upper melt temperature	ASTM E794-85	°C								
Shrinkage (after 5 minutes at 190°C)	--	% MD TD	50,	75,	100,	125,	175,	250		
			2	2	2	2	2	2		
			1	1	1	1	1	1		
Mechanical			MD*			TD**				
Tensile strength at break	ASTM D 882-83 (23°C at 50% rh, Strain rate 50%) 50µm film	kgf/mm ²	14			17				
Stress at 5% strain (F5)	As above	kgf/mm ²	8			8				
Elongation at break	As above	%	120			120				
Slip (static coefficient of friction)	ASTM D 1894-78 (modified to Melinex test method) 50µm film	--	0.4							
Optical			50,	75,	100,	125,	175			
Total Luminous Transmission (TLT)	ASTM D1003-77 (Gardner Hazemeter)	%	17	13	8	6	4			
Gloss	ASTM D2457-90 (Gardner Hazemeter)		35							
Whiteness	ASTM E 313-79		100	100				95		
Electrical			All thickness							
Permittivity (Dielectric Constant)	ASTM D-150-81									
23 C, 100 Hz			2.6							
23 C, 1KHz			2.6							
23 C, 1MHz			2.4							

Annexe 6: DataSheet Rohacell HF51



Product Information

ROHACELL® HF

Polymethacrylimide Foam

ROHACELL® HF is a closed-cell rigid foam based on polymethacrylimide (PMI) chemistry, which does not contain any CFC's.

With its extremely low dielectric constants and particularly favorable transmission properties in the high frequency region, ROHACELL® HF has been specially designed for antenna applications.

Applications range from miniature antennas in cell phones to large fixed ship-based and stationary antenna structures. Other advantages of ROHACELL® HF in such applications are its extremely fine cell structure that ensures minimal resin uptake, and problem-free compatibility with metallic facing materials due to the absence of corrosive effects.

ROHACELL® HF is also used in radomes and mammography plates.

Fine-cell materials can be processed by hand lay-up, prepreg, or vacuum infusion techniques at pressures up to 0.3 MPa and temperatures up to 130°C.

The thermo-formability of ROHACELL® provides a tremendous manufacturing advantage.

ROHACELL® HF could also be shaped by machining.

For further information, please contact our experts by phone +49 6151 18 1005 or e-mail rohacell@evonik.com.

Properties of ROHACELL® HF

Properties	Unit	ROHACELL® 81 HF	ROHACELL® 51 HF	ROHACELL® 71 HF	Standard
Density	kg/m³	32	52	75	ISO 845
	lbs./cu.ft.	2.00	3.25	4.68	ASTM D 1622
Compressive strength	MPa	0.4	0.9	1.5	ISO 844
	psi	58	130	217	ASTM D 1621
Tensile strength	MPa	1.0	1.9	2.8	ISO 527-2
	psi	145	275	406	ASTM D 638
Shear strength	MPa	0.4	0.8	1.3	DIN 53294
	psi	58	116	188	ASTM C 273
Elastic modulus	MPa	36	70	92	ISO 527-2
	psi	5,220	10,150	13,340	ASTM D 638
Shear modulus	MPa	13	19	29	DIN 53294
	psi	1,885	2,755	4,205	ASTM C 273
Strain at break	%	3.5	4.0	4.5	ISO 527-2
					ASTM D 638

Technical data of our products are typical values for the nominal density.

Electrical properties of ROHACELL® HF

Properties	Frequency [GHz]	ROHACELL® 81 HF	ROHACELL® 51 HF	ROHACELL® 71 HF
Dielectric constants	2.5	1.050	1.057	1.075
	5.0	1.043	1.065	1.106
	10.0	1.046	1.067	1.093
	26.5	1.041	1.048	1.093
Loss tangent	2.5	<0.0002	<0.0002	<0.0002
	5.0	0.0016	0.0008	0.0016
	10.0	0.0017	0.0041	0.0038
	26.5	0.0106	0.0185	0.0155

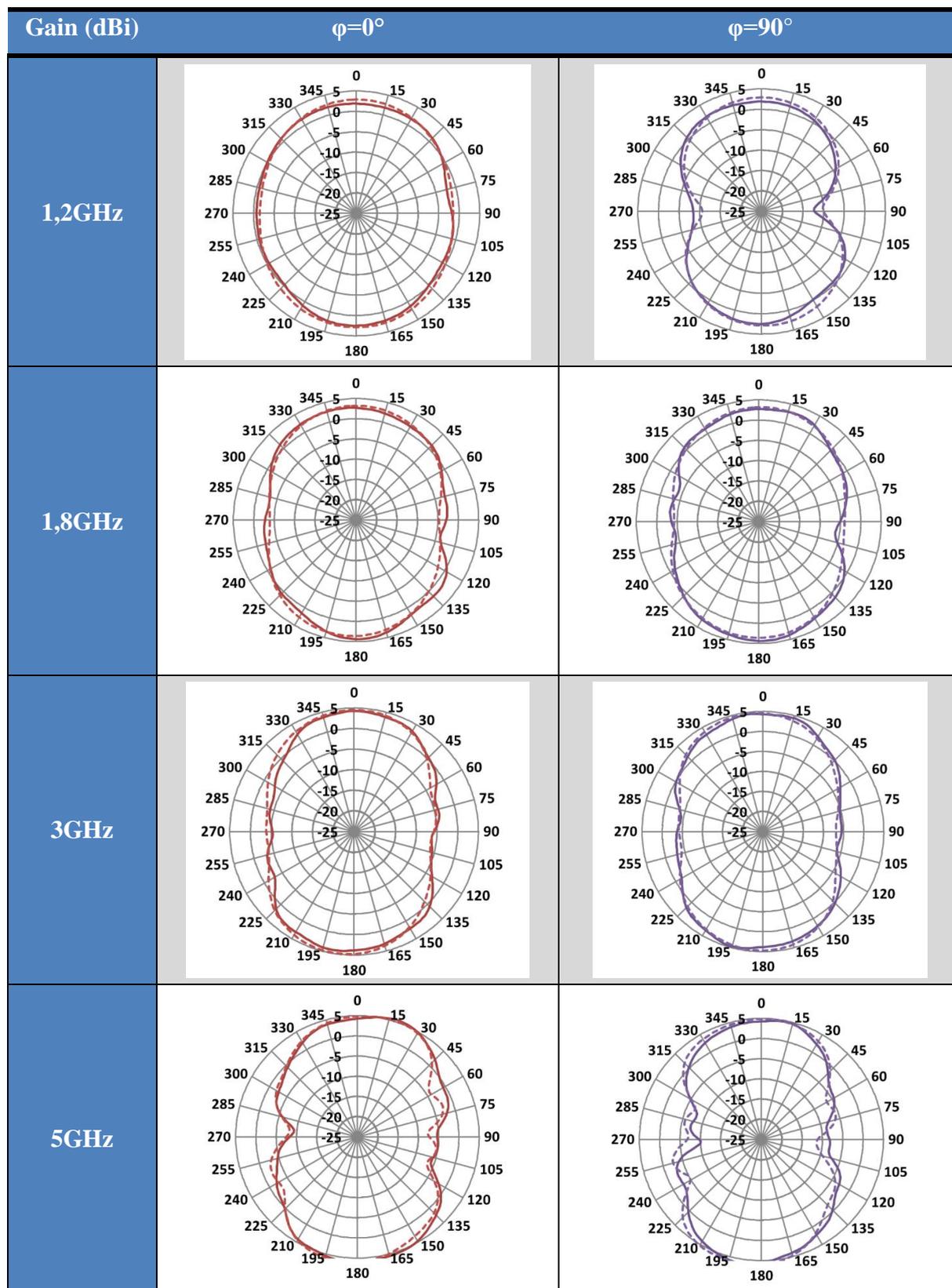
* = registered trademark

This information and all technical and other advice are based on Evonik's present knowledge and experience. However, Evonik assumes no liability for such information or advice, including the extent to which such information or advice may relate to third party intellectual property rights. Evonik reserves the right to make any changes to information or advice at any time, without prior or subsequent notice. Evonik disclaims all representations and warranties, whether express or implied, and shall have no liability for, merchantability of the product or its fitness for a particular purpose (even if Evonik is aware of such purpose), or otherwise. Evonik shall not be responsible for consequential, indirect or incidental damages (including loss of profits) of any kind. It is the customer's sole responsibility to arrange for inspection and testing of all products by qualified experts. Reference to trade names used by other companies is neither a recommendation, nor an endorsement of the corresponding product, and does not imply that similar products could not be used.

Evonik Industries AG Performance Polymers 64298 Darmstadt Germany
Phone +49 6151 18-1005 E-mail rohacell@evonik.com
www.rohacell.com



Annexe 7 : Comparaison des diagrammes mesurés (trait plein) et simulés (trait pointillé) de la spirale seule (Chapitre IV)



PUBLICATIONS

- *Article dans une revue internationale à comité de lecture*

J. VALLEAU, H. AUBERT, A. BELLION, P. POTIER, P. POULIGUEN, “Spiral Antenna Miniaturization Using Stacked Coupled Resonant Rings,” en cours de finalisation pour soumission à *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (septembre 2016).

- *Communication internationale avec comité de lecture et actes*

J. VALLEAU H. AUBERT, O. RIPOCHE, A. BELLION, P. POTIER, P. POULIGUEN, “Pre-Fractal resonant rings for compact spiral antennas,” *16th international symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, July 13–17, 2014, Victoria (Canada)

J. VALLEAU H. AUBERT, A. BELLION, P. POTIER, P. POULIGUEN, “Resonant metallic rings with irregular contours for spiral antennas miniaturization” *Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA)*, November 16–19, 2014, Antibes Juan-les-Pins (France)

- *Communication nationale avec comité de lecture*

J. VALLEAU H. AUBERT, A. BELLION, P. POTIER, P. POULIGUEN, “Utilisation d’un anneau résonnant pré-fractal pour la réduction du diamètre des antennes spirales” *19^{ème} Journées Nationales des Micro-ondes (JNM)*, 2–5 Juin, 2015, Bordeaux (France)

- *Communications diverses*

J. VALLEAU H. AUBERT A. BELLION, P. POULIGUEN, P. POTIER, « Utilisation de motifs pré-fractals pour la miniaturisation d’antennes spirales, » présentation effectuée lors de la journée « Récentes études dans le domaine des antennes très large bande » organisée par le CCT 2014 du CNES de Toulouse le 28 mars 2014

J. VALLEAU H. AUBERT A. BELLION, P. POULIGUEN, P. POTIER, « Pre-fractal resonant rings for compact spiral antennas, » présentation effectuée lors du troisième workshop « Spectrum Monitoring of Space Signals and Related Signal Processing » organisée par le CCT 2014 du CNES de Toulouse le 25-26 septembre 2014

J. VALLEAU H. AUBERT A. BELLION, P. POULIGUEN, P. POTIER, « Pre-fractal resonant rings for compact spiral antennas, » poster présenté lors du troisième workshop « COST WIPE (Wireless Power transmission for sustainable Electronics) » organisée par le LAAS-CNRS de Toulouse le 29-30 septembre 2014.

Ce poster a reçu le prix de la meilleure présentation étudiante.

J. VALLEAU H. AUBERT A. BELLION, P. POULIGUEN, P. POTIER, « Miniaturisation d’antenne très large bande pour application spatiale » présentation effectuée lors de la « Rencontre de Technologies Spatiales sur les Antennes » organisée par le CNES de Toulouse le 2 Juillet 2015.

J. VALLEAU H. AUBERT A. BELLION, P. POULIGUEN, P. POTIER, « Miniaturisation d’antenne très large bande pour application spatiale » poster présenté lors des « Journées CNES Jeunes Chercheurs (JC²) » organisée par le CNES de Toulouse le 14,15,16 Octobre 2015.

J. VALLEAU « Miniaturisation d'antenne très large bande pour application spatiale »
présentation effectuée lors du « congrès de l'école Doctorale GEET » organisée par la GEET à
Toulouse le 31 mars 2016.

**Cette présentation a reçu le prix de la meilleure présentation dans la session
*Electromagnétisme-HyperFréquences.***