



HAL
open science

Miniaturisation d'antennes en bande VHF pour applications spatiales

Olivier Ripoche

► **To cite this version:**

Olivier Ripoche. Miniaturisation d'antennes en bande VHF pour applications spatiales. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2013. Français. NNT : 2013INPT0110 . tel-04299272v2

HAL Id: tel-04299272

<https://theses.hal.science/tel-04299272v2>

Submitted on 22 Nov 2023

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.



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Micro-ondes, Électromagnétisme et Optoélectronique

Présentée et soutenue par :

M. OLIVIER RIPOCHE

le mercredi 6 novembre 2013

Titre :

MINIATURISATION D'ANTENNES EN BANDE VHF POUR
APPLICATIONS SPATIALES.

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (L.A.A.S.)

Directeur(s) de Thèse :

M. HERVE AUBERT

M. ANTHONY BELLION

Rapporteurs :

M. ALA SHARAIHA, UNIVERSITE RENNES 1

M. CHRISTOPHE DELAVEAUD, CEA GRENOBLE

Membre(s) du jury :

M. ALAIN REINEIX, UNIVERSITE DE LIMOGES, Président

M. ANTHONY BELLION, CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES CNES, Membre

M. HERVE AUBERT, INP TOULOUSE, Membre

M. PHILIPPE POULIGUEN, DGA, Membre

REMERCIEMENTS

En premier lieu, je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers mon directeur de thèse M. Hervé Aubert et mon co-directeur M. Anthony Bellion. Je leur suis particulièrement reconnaissant d'avoir su partager tout au long de ma thèse leurs bons conseils avec un sourire quotidien et une joie de vivre surprenante. L'entente partagée et l'étonnante disponibilité dont ils ont fait preuve, ainsi que le soutien qu'ils m'ont apporté, m'ont fortement aidé pendant mon travail.

Je remercie vivement M. Alain Reineix qui a accepté le rôle de Président du jury. Merci également à Ala Sharaiha et Christophe Delaveaud d'avoir accepté d'être rapporteurs. Merci pour vos corrections, remarques et suggestions constructives.

Ce travail n'aurait été possible sans le financement du CNES et de la DGA. Je les remercie pour la confiance qu'ils m'ont apportée.

M. Pouliguen et M. Potier ont fait montre d'un intérêt et d'une curiosité constants tout au long de mes travaux, qu'ils ont tenu à suivre de près du début à la fin. Je les en remercie sincèrement.

J'adresse par ailleurs ma profonde reconnaissance à l'ensemble des ingénieurs et techniciens du CNRS-LAAS et du CNES, qui ont répondu présent lorsque j'ai sollicité leur aide, et ont su partager leur expertise technique.

Au LAAS, je remercie en particulier M. Tonio Idda pour ses conseils techniques sur la réalisation et la mesure de maquettes UHF. Je remercie également Alexandru Takacs pour les solutions qu'il m'a souvent proposées. Je remercie enfin Xavier Dollat et Xavier Bouquet pour le temps qu'ils m'ont accordé pour la réalisation de mes maquettes.

Au CNES, je remercie grandement Daniel Belot, Lise Féat et Anne-Laure Durand, qui m'ont permis de caractériser mes antennes UHF et VHF. La pertinence de leurs conseils et le partage de leur expérience m'ont beaucoup appris, et je leur en suis très reconnaissant.

Je remercie pour finir mes collègues de bureau, doctorants, post-doctorants et stagiaires, qui ont été présents à la fois pour les cruciaux moments de détente et pour les bons conseils. Merci à Céline Leclerc, Dina Medhat, Patricia Hong Liu, Stanislas Ruiz, Mihai Alexandru, Rosa De Paolis, Giancarlo Vincenzi, Anya Traille, Dominique Henry, Matthieu Bertrand, Jérémy Valteau, et bien entendu Ayoub Rifai. Je leur souhaite réussite et bonne continuation dans leurs vies personnelles et professionnelles.

Merci enfin à vous, parents et amis, qui de près ou de loin avez toujours été à mes côtés.

TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS	III
TABLE DES MATIERES.....	I
TABLE DES ILLUSTRATIONS	IV
TABLE DES ANNEXES	VIII
INTRODUCTION GENERALE	1
1. CONTEXTE DE L'ETUDE	1
2. OBJECTIFS ET CONTRIBUTION	1
3. STRUCTURE DE LA THESE	2
CHAPITRE I : MINIATURISATION D'ANTENNES LARGE BANDE.....	5
1. INTRODUCTION	5
2. LES ANTENNES TRES LARGE BANDE.....	6
2.1. Les antennes large bande indépendantes de la fréquence	6
2.1.1. Les spirales.....	7
2.1.1.1. Principe de fonctionnement.....	7
2.1.1.2. Auto-complémentarité	8
2.1.1.3. Spirale d'Archimède	9
2.1.1.4. Spirale logarithmique.....	10
2.1.1.5. Spirale sinueuse	11
2.1.2. L'antenne Vivaldi.....	12
2.1.3. L'antenne log-périodique	13
2.2. Les antennes à section triangulaire.....	14
2.2.1. L'antenne biconique	14
2.2.2. L'antenne disque-cône	16
2.2.3. L'antenne bowtie (nœud papillon)	17
2.3. Les autres antennes.....	17
2.3.1. Le cornet nervuré	17
2.3.2. Les monopoles	18
2.3.3. L'antenne SHARK	19
2.3.4. L'antenne "Eleven"	19
2.4. Tableaux de synthèse et conclusion.....	20
2.4.1. Encombrement et polarisation des antennes large bande	20
2.4.2. Directivité des antennes large bande	21
2.4.3. Conclusion.....	22
3. LES METHODES DE MINIATURISATION.....	22
3.1. Méandres sur lignes planaires.....	22
3.2. Méandres sur lignes en structure 3D.....	24
3.3. Optimisation des surfaces métalliques radiatives	26
3.4. Spirale entourée par un anneau	27
3.5. Matériaux diélectriques et magnétodiélectriques	27
3.6. Tableau de synthèse et conclusion.....	28
4. CONCLUSION	29
CHAPITRE II : ANTENNE SPIRALE ET ANNEAUX RESONNANTS	31
1. INTRODUCTION	31
2. DESCRIPTION DES GEOMETRIES	31
2.1. Motifs d'anneaux	31

2.2. Empilement d'anneaux	33
2.3. Bilan des nouveaux paramètres caractérisant la géométrie	34
3. INFLUENCE DES PARAMETRES.....	34
3.1. Logiciel de simulation	35
3.2. Variation de la longueur de l'anneau.....	36
3.2.1. Influence de la résonance de l'anneau sur le $ S_{11} $ de l'antenne.	36
3.2.2. Notion de bande de fréquences intermédiaires.....	39
3.3. Variation de la hauteur d'un anneau.....	40
3.4. Variation du nombre d'anneaux	42
3.5. Connexion du premier anneau à la spirale.....	45
3.6. Variation de la hauteur H d'une antenne à plusieurs anneaux résonnants	48
4. ETUDE DU RESONATEUR D'ANNEAUX COUPLES SEUL	50
4.1. Fréquence de résonance du résonateur à anneaux	50
4.1.1. Schéma équivalent d'un anneau	50
4.1.2. Simulation de plusieurs anneaux	52
4.1.3. Résultats et conclusion	53
4.2. Largeur de bande du résonateur à anneaux.....	53
4.3. Conclusion.....	55
5. DISCUSSION DE LA METHODOLOGIE GENERALE DE MINIATURISATION.....	55
5.1. Démarche d'optimisation de la miniaturisation	55
5.2. Avantages et inconvénients de la méthode proposée.....	55
5.3. Limites de la nouvelle méthode de miniaturisation présentée	56
6. MEILLEURS CAS DE LA METHODE APPLIQUEE A UNE ANTENNE D'UN METRE DE DIAMETRE	58
6.1. Dimensions des meilleures configurations et coefficients de réflexion.....	59
6.2. Gain maximal, dans l'axe principal	60
6.3. Taux d'ellipticité dans l'axe principal	61
7. REMARQUE ANNEXES SUR LA SPIRALE ET LES ANNEAUX RESONNANTS.	63
7.1. Déphasage des courants des deux brins d'une antenne spirale à l'excitation.	63
7.2. Fonction réflecteur des anneaux couplés	65
8. CONCLUSION	69
CHAPITRE III : REALISATION D'ANTENNES COMPACTES EN BANDE UHF.....	71
1. INTRODUCTION	71
2. CONDITIONS DE REALISATION	71
2.1. Contraintes fréquentielles et dimensions choisies	71
2.2. Substrats choisis	72
3. RESULTATS DE SIMULATION DES ANTENNES REALISEES	72
3.1. Antennes 0 à 3 anneaux	73
3.1.1. Caractéristiques géométriques.....	73
3.1.2. Choix de l'impédance de référence pour la détermination du coefficient de réflexion en entrée.....	74
3.1.3. Résultats de simulation.....	74
3.2. Antennes 4 et 5 anneaux.....	76
3.2.1. Influence de l'épaisseur du substrat	76
3.2.2. Résultats de simulation.....	78
4. MESURES.....	81
4.1. Photographies des maquettes	81
4.2. Protocole de mesures	83
4.2.1. Système d'excitation de l'antenne.....	83
4.2.2. De-embedding pour la mesure de $ S_{11} $	83
4.2.3. Système de mesure du diagramme de gain et du taux d'ellipticité.....	87
4.3. Résultats de mesure	87
4.3.1. Coefficients de réflexion en entrée des antennes spirales	87
4.3.1.1. Réduction de la fréquence basse de fonctionnement.....	87
4.3.1.2. Pics de résonance multiples et ondes stationnaires	89

4.3.1.3. Impact de la hauteur des anneaux sur le coefficient de réflexion.....	94
4.3.2. Mesure de gain dans l'axe ($\theta=0^\circ$).....	95
4.3.3. Mesure de diagrammes de gain	97
4.3.4. Mesure du taux d'ellipticité.....	98
5. CONCLUSION	98
CHAPITRE IV : REALISATION D'UNE ANTENNE COMPACTE EN BANDE VHF	99
1. INTRODUCTION	99
2. DESCRIPTION DE L'ANTENNE VHF REALISEE	100
2.1. Optimisation de la structure à $\varnothing 1\text{m}$	100
2.2. Influence du substrat sur une antenne spirale en VHF	101
2.3. Caractéristiques mécaniques de l'antenne réalisée	102
2.4. Système de fixation sur le mât de mesure.....	104
3. MESURE DU COEFFICIENT DE REFLEXION.....	106
3.1. De-embedding	106
3.2. Configurations de mesure	109
3.3. Résultats de mesure	110
3.3.1. Impédance d'entrée de l'antenne spirale VHF	111
3.3.2. Coefficient de réflexion.....	112
3.3.2.1. Mesure de l'antenne VHF dans la configuration n°1	112
3.3.2.2. Comparaison des configurations n°1 à 4.....	114
3.3.2.3. Variation de la hauteur H sur les configurations n°3&4	116
4. MESURE DES DIAGRAMMES DE DIRECTIVITE.....	118
4.1. Protocole de mesure.....	118
4.2. Résultats de mesure et interprétations	119
4.3. Mesures VHF complémentaires afin de valider les hypothèses formulées.....	120
5. CONCLUSION	121
CONCLUSION GENERALE.....	123
ANNEXE 1 : DIAGRAMME DE GAIN SIMULE DES 6 ANTENNES VHF	126
ANNEXE 2 : FICHES TECHNIQUES DE MATERIAUX UTILISES POUR LA CONCEPTION DES ANTENNES.	128
ANNEXE 3 : COEFFICIENT DE REFLEXION EN ENTREE DES SIX ANTENNES SPIRALES DE DIAMETRE 8CM.	133
ANNEXE 4 : DIAGRAMMES DE GAIN SIMULE ET MESURE DES 6 ANTENNES UHF	134
ANNEXE 5 : TAUX D'ELLIPTICITE SIMULE ET MESURE DES 6 ANTENNES UHF.....	146
ANNEXE 6 : GAIN SIMULE ET MESURE DES 6 ANTENNES UHF POUR $\theta=0^\circ$	147
ANNEXE 7 : DIRECTIVITE SIMULEE ET MESUREE DE L'ANTENNE VHF.....	150
RÉFÉRENCES	154
PUBLICATIONS ET BREVETS.....	159

TABLE DES ILLUSTRATIONS

Figure 1 : Tableau récapitulatif du cahier des charges	2
Figure 2 : Exemple d'Antenne large bande. a) antenne log-périodique - Réseau de dipôles, b) Spirale logarithmique	7
Figure 3 : Spirale d'Archimède	8
Figure 4 : Antenne spirale d'Archimède à deux brins	9
Figure 5 : Antenne spirale logarithmique	10
Figure 6 : Antenne spirale sinueuse	11
Figure 7 : Légende des paramètres géométriques de l'antenne spirale sinueuse	12
Figure 8 : Antenne Vivaldi [34]	13
Figure 9 : Modèle d'antenne à dipôles log-périodique (a) et schéma équivalent (b) [37]	13
Figure 10 : Antenne biconique, a) schéma de l'antenne infinie théorique [43], b) schéma de l'antenne biconique sur pied	15
Figure 11 : Exemple 1 d'antenne disque-conique [2 ; 14MHz].	16
Figure 12 : Exemple 2 d'antenne disque-conique [100 ; 500MHz].	17
Figure 13 : Schémas de l'antenne bowtie a) imprimé et b) à tiges [47]	17
Figure 14 : Cornet nervuré [37]	18
Figure 15 : Directivité du cornet nervuré a) à 10 GHz, et b) à 15GHz	18
Figure 16 : Antenne monopole	19
Figure 17 : Antenne Shark [51]	19
Figure 18 : Photo de l'Antenne Eleven	20
Figure 19 : Tableau comparatif des antennes large bande ; dimensions, largeur de bande, polarisation.	21
Figure 20 : Schéma comparatif des antennes large bande, directivité et types résonateurs/impulsionnel.	22
Figure 21 : Antenne hélice quadrifilaire miniaturisée	23
Figure 22 : Antenne log-périodique et dipôle de Koch, itérations 0, 1 et 2	23
Figure 23 : Spirale d'Archimède et brins à 20 motifs sinusoïdaux par tour [59]	24
Figure 24 : Antennes sinueuse miniaturisée par des ondulations sur les brins	24
Figure 25 : Antenne log-périodique miniaturisée par pli des dipôles	25
Figure 26 : Antenne spirale logarithmique, miniaturisée par l'allongement des brins en forme de spires 3D, a) modèle théorique, b) modèle de fabrication	25
Figure 27 : Courbes de gain dans l'axe de l'antenne spirale à brins 3D	26
Figure 28 : antenne monopole patch miniaturisée	26
Figure 29 : antenne patch biface miniaturisée	26
Figure 30 : Spirale d'Archimède entourée par un anneau	27
Figure 31 : Cône métallique rempli de céramique	28
Figure 32 : Tableau comparatif des techniques de miniaturisation	28
Figure 33 : Motifs d'anneau a) triangulaires, b) sinusoïdaux, c) crénelés	32
Figure 34 : Tableau comparatif du nombre de mailles triangulaires des anneaux à motifs triangulaires et crénelés, en fonction de leurs longueurs déployées	32
Figure 35 : Spirale entourée d'un anneau aux motifs créneaux, vue d'ensemble et détail	32
Figure 36 : Anneau crénelé entourant la spirale	33
Figure 37 : Antenne spirale d'Archimède superposé d'un et deux anneaux crénelés	33
Figure 38 : Antenne spirale d'Archimède et anneau crénelé connecté dans son plan	33
Figure 39 : Simulation de Cornet	35
Figure 40 : CEM ; antennes sur un navire	35
Figure 41 : CEM ; l'homme et son environnement électromagnétique	35
Figure 42 : Coefficient de réflexion $ S_{11} $ en entrée d'une spirale d'Archimède entourée ou non par un anneau pour diverses longueurs déployées, de 50MHz à 1,4GHz	37
Figure 43 : Simulation du courant de surface de l'antenne spirale d'Archimède entourée par un anneau à 100 créneaux, a) à 130MHz et b) à 200MHz	38
Figure 44 : Coefficient de réflexion $ S_{11} $ en entrée d'une spirale d'Archimède entourée ou non par un anneau pour diverses longueurs déployées, de 50MHz à 130MHz	38
Figure 45 : Fréquences de résonance des anneaux en fonction de la longueur déployée	39
Figure 46 : Illustration de la Bande de Fréquences Intermédiaires (BFI)	40
Figure 47 : Antenne spirale d'Archimède superposé d'un anneau crénelé	41
Figure 48 : Coefficient de réflexion $ S_{11} $ en entrée d'une spirale d'Archimède ($\varnothing 1m$) surmontée par un anneau crénelé à diverses hauteurs H	41

Figure 49 : Courbe de $ S_{11} $ minimal à la fréquence de résonance des anneaux en fonction de la hauteur H de la spirale à un anneau	42
Figure 50 : Antenne spirale et deux anneaux crénelés placés au-dessus. a) vue oblique, b) vue en coupe	43
Figure 51 : Coefficient de réflexion $ S_{11} $ en entrée d'une spirale d'Archimède avec un à deux anneau(x) crénelé(s) ($N_c=20$)	43
Figure 52 : Coefficient de réflexion $ S_{11} $ en entrée d'une antenne spirale d'Archimède ($\varnothing 1m$) à deux anneaux crénelés de diverses longueurs ($N_c=20, 30, 46$ et 60).....	44
Figure 53 : Tableau comparatif des fréquences basses de fonctionnement des antennes à 2 anneaux crénelés en fonction du nombre de créneaux N_c , et facteurs de réduction par rapport à l'antenne spirale d'Archimède simple ($\varnothing 1m$)	45
Figure 54 : Tableau comparatif des fréquences basses de fonctionnement des antennes à 2 anneaux crénelés en fonction du nombre de créneaux N_c , et facteurs de réduction par rapport à l'antenne spirale d'Archimède simple ($\varnothing 1m$) calculés pour une adaptation considérée pour $ S_{11} < S_{11} _{\max, BFI}$	45
Figure 55 : Antenne VHF à 3 anneaux, $N_c=100$. Spirale et anneaux sur 4 niveaux différents.....	46
Figure 56 : Antenne VHF à 3 anneaux, $N_c=100$. Spirale et anneau n°1 sur un même plan, non-connectés.....	46
Figure 57 : Comparatif des paramètres $ S_{11} $ des antennes à 3 anneaux dont un dans le plan ou non (Figure 52 et Figure 53).....	46
Figure 58 : Antenne VHF à 3 anneaux, $N_c=100$. Spirale et anneau n°1 sur un même plan, connectés entre eux.	47
Figure 59 : Comparatif des paramètres $ S_{11} $ des antennes à 3 anneaux dont le premier au-dessus de la spirale ou connecté (Figure 52 et Figure 54)	48
Figure 60 : Tableau récapitulatif des caractéristiques des antennes à 3 anneaux simulées, pour un diamètre total de l'antenne de 1m, $h_2=3cm$ et $h_3=H=10cm$	48
Figure 61 : Schéma et légende de l'antenne spirale à 3 anneaux	49
Figure 62 : Simulation du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne spirale à 3 anneaux pour des hauteurs H différentes (Figure 58), pour $h_1=3cm$ et $N_c=100$ créneaux.....	49
Figure 63 : Tableau comparatif des fréquences basses de fonctionnement et des maxima locaux de $ S_{11} $ sur la BFI pour différentes valeurs de H de l'antenne spirale à 3 anneaux.	50
Figure 64 : a) Schéma d'un anneau métallique dans un guide avec deux murs électriques et deux murs magnétiques, b) Schéma équivalent de cet anneau	51
Figure 65 : a) Schéma d'un anneau métallique dans un guide court-circuité, avec deux murs électriques et deux murs magnétiques, b) Schéma équivalent de cet anneau.....	51
Figure 66 : Phase du S_{11} du guide court-circuité et chargé par un anneau - Configurations 1 et 7 anneau(x) – obtenue à partir des simulations électromagnétiques et du circuit électrique équivalent	52
Figure 67 : Tableau des valeurs de L et C du circuit équivalent dans les cas de 1 à 7 anneaux, et valeurs des fréquences de résonance pour chaque cas.	52
Figure 68 : Fréquences de résonance du résonateur en fonction du nombre d'anneaux	53
Figure 69 : Schéma des champs incident et réfléchi pour la simulation de la SER du résonateur à anneaux couplés, ici au nombre de 4.....	53
Figure 70 : Surface Equivalente Radar des anneaux résonnants de 1m de diamètre et 1,2cm de large.	54
Figure 71 : Tableau des fréquences minimales (f_{\min}) et maximales (f_{\max}) pour lesquelles la SER vaut $10m^2$, pour un nombre d'anneaux (N_a) allant de 1 à 10.....	54
Figure 72 : Hauteur d'une antenne $\varnothing 1m$ sans substrat en fonction du nombre d'anneaux	57
Figure 73 : Nombre de créneaux par anneau d'une antenne $\varnothing 1m$ sans substrat en fonction du nombre d'anneaux	57
Figure 74 : Durée de simulation d'une antenne $\varnothing 1m$ sans puis avec substrat en fonction du nombre d'anneaux*	57
Figure 75 : Mémoire RAM nécessaire pour la simulation d'une antenne $\varnothing 1m$ sans puis avec substrat en fonction du nombre d'anneaux*.....	58
Figure 76 : Nomenclature de la spirale $\varnothing 1m$ à 5 anneaux	58
Figure 77 : Tableau des caractéristiques des antennes spirales $\varnothing 1m + 0$ à 5 anneaux sans substrat.....	59
Figure 78 : Coefficient de réflexion en entrée des antennes spirales ($\varnothing 1m$) + 0 à 5 anneau(x) sans substrat	60
Figure 79 : Gain en polarisation principale (droite), en $\theta=0^\circ$, des antennes spirales ($\varnothing 1m$) + 0 à 5 anneau(x) sans substrat	61
Figure 80 : Tableau des fréquences au-delà desquelles, pour chaque antenne, le gain est supérieur au seuil choisi de 0dBi, et valeurs minimales du gain maximal sur la bande $[f_{BF} ; 110MHz]$	61
Figure 81 : Taux d'ellipticité en $\theta=0^\circ$ des antennes spirales ($\varnothing 1m$) + 0 à 5 anneau(x) sans substrat	62
Figure 82 : Tableau des fréquences au-delà desquelles, pour chaque antenne, le taux d'ellipticité en $\theta=0^\circ$ est inférieur au seuil choisi de 10dB, et valeurs maximales du TE en $\theta=0^\circ$ sur la bande $[f_{BF} ; 110MHz]$	63
Figure 83 : Légende du repère sphérique de l'antenne spirale	63
Figure 84 : Schéma de l'ouverture à 3dBi (G_{3dBi}) en fonction de la direction du gain maximal (G_{\max}).....	64

Figure 85 : Illustration de l'excitation de l'antenne avec déphasage différent de π et variable avec la fréquence	64
Figure 86 : Tableau des valeurs du déphasage induit par une ligne de 15mm.	65
Figure 87 : Diagramme de gain de l'antenne spirale avec déphasage à l'excitation différent de π , pour les fréquences 150MHz, 800MHz et 2GHz, dans les plans θ tels que le gain est maximal, puis pour $\varphi=15^\circ$.	65
Figure 88 : Phase du coefficient de réflexion des 5 anneaux sans spirale	66
Figure 89 : Module du coefficient de réflexion des cinq anneaux sans spirale	66
Figure 90 : Diagrammes 3D du gain total des antennes spirales a) sans réflecteur, b) avec réflecteur	67
Figure 91 : Gain de l'antenne spirale $\varnothing 1m$ à 5 anneaux dans l'axe $\theta=0^\circ$ et $\theta=180^\circ$	68
Figure 92 : Différence entre le gain dans l'axe (polarisation principale) pour $\theta=0^\circ$ et pour $\theta=180^\circ$, pour l'antenne spirale seule et l'antenne spirale à 5 anneaux, $\varnothing 1m$ sans substrat	68
Figure 93 : Maquette n°1/6 : Spirale d'Archimède, a) vue de dessus, b) vue en coupe	73
Figure 94 : Maquette n°2/6 : Spirale d'Archimède + 1 anneau lisse, a) vue de dessus, b) vue en coupe	73
Figure 95 : Maquette n°3/6 : Spirale d'Archimède + 2 anneaux crénelés (nombre de créneaux $N_c=20$), a) vue oblique, b) vue en coupe	73
Figure 96 : Maquette n°4/6 : Spirale d'Archimède + 3 anneaux crénelés (nombre de créneaux $N_c=100$), a) vue oblique, b) vue en coupe	74
Figure 97 : Coefficients de réflexion (simulation) en entrée des antennes spirales de 0 à 3 anneaux en fonction de la fréquence.	75
Figure 98 : Facteurs de réduction (issus de la simulation) et coefficients de réflexion maximaux dans la bande de fréquences intermédiaires (simulation) pour les quatre antennes étudiées dans le présent rapport	75
Figure 99 : Tableau récapitulatif des maquettes d'épaisseurs de substrat diverses	76
Figure 100 : Influence de l'épaisseur du substrat sur le coefficient de réflexion des antennes spirales	77
Figure 101 : Maquette n°5/6 : Spirale d'Archimède + 4 anneaux crénelés (nombre de créneaux $N_c=220$), a) vue oblique, b) vue en coupe	77
Figure 102 : Maquette n°6/6 : Spirale d'Archimède + 5 anneaux crénelés (nombre de créneaux $N_c=340$), a) vue oblique, b) vue en coupe	78
Figure 103 : Coefficients de réflexion (simulation) en entrée des antennes spirales d'Archimède sans anneau (courbe rouge), avec 4 anneaux (courbe violette) et 5 anneaux (courbe bleue).	79
Figure 104 : Facteurs de réduction (issus de la simulation) et coefficients de réflexion maximaux dans la bande de fréquences intermédiaires (simulation) pour les six antennes réalisées de diamètre $\varnothing 8cm$.	80
Figure 105 : Simulation des rapports de hauteur et masse des 5 antennes spirales modifiées vis-à-vis des antennes spirales d'Archimède sur substrat d'épaisseur comparable. Densité du substrat théorique : $2,25gr/cm^3$	81
Figure 106 : Photographies des maquettes 1&2 : spirale d'Archimède a) seule, b) entourée d'un anneau lisse	82
Figure 107 : Photographies de la maquette 3 : Spirale d'Archimède + 2 anneaux crénelés ($N=20$) ; a) empilement des deux couches, b) gros plan de la connexion spirale – anneau à 20 créneaux.	82
Figure 108 : Photographies de la maquette 4 : Spirale d'Archimède + 3 anneaux crénelés ($N=100$) ; a) empilement des trois couches, b) gros plan de la connexion spirale – anneau à 100 créneaux.	82
Figure 109 : Photographie de la maquette n°5 : Spirale d'Archimède + 4 anneaux crénelés ($N=220$)	82
Figure 110 : Photographie de la maquette n°6 : Spirale d'Archimède + 5 anneaux crénelés ($N=340$)	83
Figure 111 : Câble coaxial rigide permettant l'excitation des spirales ; a) câble coaxial soudé à l'antenne, b) câble coaxial seul, c) zoom sur l'extrémité du câble avec deux pointes pour les deux brins de l'antenne spirale.	83
Figure 112 : Photo de deux câbles coaxiaux rigides soudés pour la mesure des pertes de l'excitation, a) vue d'ensemble, b) zoom sur la connexion	84
Figure 113 : Paramètres S mesurés de deux câbles coaxiaux "back-to-back" cf. Figure 109 pour la mesure des antennes UHF de $\varnothing 8cm$	84
Figure 114 : Schéma équivalent de deux câbles coaxiaux en "back-to-back"	85
Figure 115 : Comparatifs Mesures-Schéma équivalent des paramètres $ S_{11} $ et $ S_{21} $ des deux câbles coaxiaux "back-to-back" pour la mesure des antennes UHF de $\varnothing 8cm$.	85
Figure 116 : Schéma du de-embedding	85
Figure 117 : a) Illustration de la STARLAB de Satimo, b) photographie de l'antenne spirale dans la STARLAB	87
Figure 118 : Tableau des fréquences basses de fonctionnement et facteurs de réduction des 6 maquettes, simulation VS mesure	88
Figure 119 : Tableau des fréquences de minima locaux de $ S_{11} $ mesurés des six antennes UHF. Les couleurs violet et vert repèrent les fréquences voisines, respectivement entre les antennes de 1 à 3 anneaux et de 4 et 5 anneaux.	90
Figure 120 : Graphique des fréquences de minima locaux de $ S_{11} $ mesurés des six antennes UHF.	90

Figure 121 : Antenne spirale d'Archimède et anneau crénelé connecté dans son plan.	91
Figure 122 : Courants de surface simulés de l'antenne spirale à 4 anneaux (Ø8cm) à 0,92GHz.	92
Figure 123 : Tableau de calcul du rapport de la longueur électrique d'un brin de la spirale sur les longueurs d'ondes pour lesquelles l'antenne spirale à 4 anneaux simulée présente des pics de forte adaptation.	92
Figure 124 : Dessin et légende d'un brin de spirale d'Archimède à deux brins.	93
Figure 125 : Tableau de calcul du rapport de la longueur électrique d'un brin de la spirale sur les longueurs d'ondes pour lesquelles l'antenne spirale à 4 anneaux mesurée présente des pics d'excellente adaptation.	93
Figure 126 : Mesure du coefficient de réflexion en entrée de la spirale d'Archimède à 4 anneaux, de 0,5GHz à 3,8GHz.	94
Figure 127 : Schéma et légende de l'antenne spirale à 2 anneaux.	94
Figure 128 : Mesure du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne spirale à 2 anneaux pour des hauteurs H différentes (Figure 124).	95
Figure 129 : Mesure de la fréquence basse de fonctionnement et du $ S_{11} _{\max, \text{BFI}}$ de l'antenne spirale à 2 anneaux en fonction de la hauteur H séparant la spirale du deuxième anneau.	95
Figure 130 : Dessin de la spirale d'Archimède dans son repère sphérique.	96
Figure 131 : Graphique des fréquences au-delà desquelles $ S_{11} < -13\text{dB}$ et $G_{\theta=0} > -5\text{dBi}$, en fonction de l'antenne concernée repérée par son nombre d'anneaux.	96
Figure 132 : Photographie de l'antenne VHF réalisée, dimensions 1m x 1m x 44cm.	99
Figure 133 : Nomenclature de la spirale Ø1m à 5 anneaux.	100
Figure 134 : Tableau des caractéristiques de l'antenne spirale Ø1m + 5 anneaux sans substrat.	100
Figure 135 : Coefficient de réflexion en entrée des antennes spirales (Ø1m) à 0 et 5 anneau(x) sans substrat.	101
Figure 136 : Influence du substrat sur le coefficient de réflexion en entrée d'une antenne spirale Ø1m à 5 anneaux.	102
Figure 137 : Antenne spirale miniaturisée par la méthode de réduction des anneaux résonnants. Substrat papier. Diamètre 28cm, 3 anneaux crénelés à 100 motifs. Travaux réalisés par Jérémy Valleau.	103
Figure 138 : Schéma de l'antenne à 5 anneaux (Ø1m), a) vue globale, b) détail.	104
Figure 139 : Photographie de l'antenne VHF fixée sur le mât de la BCMA, vue arrière.	105
Figure 140 : Vue photographique du support de l'antenne VHF pour le mât : le panneau en bois et l'assiette métallisée.	105
Figure 141 : Repère de l'antenne spirale VHF.	106
Figure 142 : Photographie de l'antenne VHF, a) vue latérale, b) zoom sur l'excitation.	107
Figure 143 : Schéma et légendes des éléments de de-embedding pour la mesure du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF.	107
Figure 144 : Valeurs des éléments de de-embedding pour la mesure du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF.	108
Figure 145 : Comparatifs Mesures-Schéma équivalent des paramètres $ S_{11} $ et $ S_{21} $ des deux câbles coaxiaux "back-to-back" pour la mesure des antennes VHF de Ø1m.	108
Figure 146 : Photographie de l'antenne VHF dans sa configuration de mesure du $ S_{11} $ n°1. Antenne surélevée et inclivée à 45° sur le mât de mesure de la BCMA.	109
Figure 147 : Photographie de l'antenne VHF dans sa configuration de mesure du $ S_{11} $ n°2. Antenne à l'horizontale sur le mât de mesure de la BCMA.	110
Figure 148 : Photographie de l'antenne VHF dans sa configuration de mesure du $ S_{11} $ n°3 (et n°4 sans le panneau en bois). Antenne à la verticale sur le sol de la BCMA.	110
Figure 149 : Partie réelle de l'impédance en entrée de l'antenne VHF, simulation VS mesure dans sa configuration n°1.	111
Figure 150 : Partie imaginaire de l'impédance en entrée de l'antenne VHF, simulation VS mesure dans sa configuration n°1.	112
Figure 151 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF sur [50MHz ; 1,5GHz], Simulation VS Mesure en configuration n°1, H=32cm.	113
Figure 152 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF sur [50MHz ; 130MHz], Simulation VS Mesure en configuration n°1, H=32cm.	113
Figure 153 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF sur [50MHz ; 1,5GHz], Mesures en configurations n°1,2,3&4, H=32cm.	114
Figure 154 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF sur [50MHz ; 130MHz], Mesures en configurations n°1,2,3&4, H=32cm.	115
Figure 155 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF sur [50MHz ; 1,5GHz], Mesures en configurations n°3&4, H=32cm et H=44cm.	116
Figure 156 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF sur [50MHz ; 130MHz], Mesures en configurations n°3&4, H=32cm et H=44cm.	117

Figure 157 : Photographie de l'antenne VHF dans la BCMA en configuration champ proche pour la mesure de diagrammes de directivité, la sonde de mesure à droite.	118
Figure 158 : Illustration de la mesure en champ proche : a) rotation du mât pour θ allant de -180° à 180° , b) rotation de l'axe de la spirale pour φ allant de 0° à 180°	119
Figure 159 : Schéma de l'antenne sur le mât avec panneau métallique réfléchissant (en orange).....	120

TABLE DES ANNEXES

Annexe 1 : Diagramme de gain simulé des 6 antennes VHF	126
Annexe 2 : Fiches Techniques de matériaux utilisés pour la conception des antennes.....	128
Annexe 3 : Coefficient de réflexion en entrée des six antennes spirales de diamètre 8cm.	133
Annexe 4 : Diagrammes de gain simulé et mesuré des 6 antennes UHF	134
Annexe 5 : Taux d'Ellipticité simulé et mesuré des 6 antennes UHF.....	146
Annexe 6 : Gain simulé et mesuré des 6 antennes UHF pour $\theta=0^\circ$	147
Annexe 7 : Directivité simulée et mesurée de l'antenne VHF	150

INTRODUCTION GENERALE

1. Contexte de l'étude

L'essor des télécommunications et des technologies sans fil est depuis plusieurs décennies déjà indéniable. En France, la conquête du spatial depuis la création du CNES en 1961 a marqué une étape importante dans la création du besoin de systèmes performants et fiables à bord des satellites. Plus récemment, après l'accueil du lanceur Soyouz au Centre Spatial de Guyane en 2011, le nouveau lanceur européen Vega connaît son premier vol le 13 février 2012. La même année, l'Agence Spatiale Européenne annonce l'étude du prochain lanceur Ariane 6, dont le premier vol serait prévu pour l'horizon 2020. L'espace n'a donc jamais été autant d'actualité qu'en cette période où les satellites sont nécessaires à la réalisation des missions dans les divers domaines que sont les télécommunications, la géo-localisation, l'analyse de l'environnement ou encore l'écoute, aussi bien du sol terrestre que de l'espace.

Afin de mener à bien leurs missions, les satellites arborent sur leurs flancs leurs seuls moyens de communication avec le monde qui les entourent : les antennes. Ces dernières sont de formes aussi variées que le sont leurs caractéristiques (bandes de fréquence, polarisation, directivité...). Néanmoins, aussi diversifiées que peuvent être ces antennes, elles ont toutes des caractéristiques d'encombrement et de masse dont il est souhaitable qu'elles soient réduites, pour être embarquées sur les satellites, ou sur tout autre système mobile d'ailleurs. L'étude de la miniaturisation des antennes est donc aujourd'hui centrale.

2. Objectifs et contribution

Nous allons donc nous intéresser dans ce travail de thèse à la miniaturisation d'antennes large bande. Un cahier des charges résumé dans le tableau ci-dessous (Figure 1) interviendra au cours des travaux dans certains choix cruciaux. Il permettra par exemple de centrer le travail sur un type d'antenne en particulier, ou encore de dimensionner les maquettes réalisées et caractérisées, en fonction des dimensions tolérées.

La bande de fréquences d'étude ciblée est la bande des Très Hautes Fréquences, ou Very High Frequencies (VHF). Cette bande passante s'étend de 30MHz à 300 MHz. La longueur d'onde associée à la fréquence 30MHz est dans le vide de 10 mètres. Les dimensions visées de 1 mètre de côté dans le plan correspondent donc à des longueurs de $\lambda/10$. Nous verrons au cours d'un état de l'art des antennes large bande que ces dimensions sont aujourd'hui très difficiles à atteindre pour des antennes adaptées sur plus d'une décade.

Le gain indiqué pour les fréquences 30MHz, 80MHz et 300MHz sont respectivement -15dBi , -5dBi , et $-2,8\text{dBi}$. Il s'agit du gain minimal sur l'ensemble de l'ouverture. Le gain que nous quantifierons plus facilement à la lecture des diagrammes de mesures est le gain maximal délivré par l'antenne. Or l'angle d'ouverture est limité par les directions dans lesquelles le gain a pour valeur le gain maximal moins 3dBi . Nous comparerons donc le gain maximal mesuré aux valeurs suivantes : -12dBi , -2dBi , et $0,2\text{dBi}$. Ces valeurs seront prises respectivement pour la fréquence basse de fonctionnement, et 2,7 et 10 fois cette fréquence.

Par ailleurs, nous nous focaliserons sur une antenne permettant d'obtenir une polarisation circulaire du signal. L'angle d'ouverture devra être le plus large possible sur toute la bande.

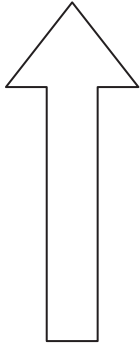
Caractéristiques prioritaires 	Bande passante	Bande VHF (Very High Frequencies)	[30MHz ; 300MHz]
	Taille	Surface	1m x 1m
		Hauteur	< 1m (limitée à la hauteur disponible sous la coiffe)
	Gain minimal sur l'ouverture	à 30MHz	-15dBi
		à 80MHz	-5dBi
		à 300MHz	-2,8dBi
	Rapport avant-arrière	15dB	
Taux d'Ellipticité	< 3dB sur la bande passante		
Caractéristiques facultatives	Polarisation	Circulaire	Eventuellement double
	Angle d'ouverture	70°	

Figure 1 : Tableau récapitulatif du cahier des charges

L'étude de la miniaturisation d'une antenne large bande a conduit à la mise au point d'une nouvelle géométrie, permettant une augmentation inédite de la bande passante. De nouveaux paramètres de conception ont été introduits, permettant l'optimisation de la bande passante et du niveau d'adaptation de l'antenne. L'étude paramétrique et l'optimisation de la géométrie a fait l'objet d'une présentation du travail lors de la conférence internationale Antem (15th International Symposium of ANtenna Technology and applied ElectroMagnetics, 2012) et d'un dépôt de brevet la même année. Un deuxième brevet déposé en octobre 2013 concerne l'effet réflecteur sans plan métallique de la structure aux fréquences basses.

Les procédés de miniaturisation ont ensuite été validés expérimentalement. Plusieurs antennes de diverses configurations ont été réalisées, en bande UHF (Ultra High Frequencies : [300MHz ; 3GHz]). Les mesures de ces antennes ont pu confirmer les résultats d'adaptation, de bande passante et de directivité annoncés. Une antenne de 1 mètre de côté a également été réalisée et caractérisée. Les problématiques de réalisation (taille, masse, encombrement,...) et les difficultés de mesure liées à la bande VHF ont été abordées. L'ensemble des recherches théoriques et des mesures d'antennes UHF et VHF est synthétisé dans une publication avec comité de lecture.

3. Structure de la thèse

Nous allons décomposer le travail présenté selon les quatre parties suivantes.

Chapitre I : Miniaturisation d'antennes large bande

Dans le premier chapitre, nous verrons un état de l'art des antennes large bande. Dans un premier temps, nous ferons un rapide état des systèmes nécessitant aujourd'hui des antennes large bande. Nous détaillerons ensuite les caractéristiques géométriques, les bandes passantes et les dimensions de ces antennes. Nous justifierons enfin le choix de l'intérêt porté pendant ces travaux pour les antennes spirales.

Dans un second temps, nous verrons les méthodes de miniaturisation utilisées dans le cadre des antennes large bande, et en particulier des méthodes compatibles avec les antennes spirales.

Chapitre II : Antenne spirale et anneaux résonnants

Dans un deuxième chapitre, nous verrons une méthode originale de miniaturisation des antennes spirales large bande. Les différents éléments innovants de la structure seront tout d'abord présentés. L'influence de chaque nouveau paramètre introduit par l'amélioration de la technique de miniaturisation sera ensuite précisée pas à pas. Puis nous tenterons d'interpréter certains phénomènes observés lors d'une étude d'une partie de l'antenne isolée. Une méthode générale d'optimisation de la miniaturisation sera alors proposée. Puis les limites de la méthode seront discutées. Enfin les meilleurs résultats de miniaturisation obtenus avec une antenne spirale d'Archimède de 1 mètre de diamètre seront présentés. Des remarques annexes sur le fonctionnement de l'antenne spirale concluront ce chapitre.

Chapitre III : Réalisation d'antennes compactes en bande UHF

Le troisième chapitre présentera les antennes UHF réalisées et caractérisées. Les caractéristiques des antennes fabriquées telles que les dimensions et les matériaux seront tout d'abord présentées. Dans un deuxième temps, les géométries seront précisément décrites. Puis les résultats de simulations seront montrés et commentés pour chacune des antennes. Dans un troisième temps, les maquettes seront illustrées par des photographies. Les moyens de mesures seront illustrés et commentés. Enfin les résultats de mesure seront montrés, comparés aux résultats de simulation et critiqués. Un bilan sur les réductions de fréquence sera dressé, et des phénomènes physiques seront interprétés à partir des résultats de mesure des coefficients de réflexion en entrée des antennes, des diagrammes de gain, et des taux d'ellipticité.

Chapitre IV : Réalisation d'une antenne compacte en bande VHF

Le quatrième et dernier chapitre présentera l'antenne VHF réalisée et caractérisée. Les dimensions géométriques et caractéristiques mécaniques de l'antenne seront tout d'abord détaillées. Les contraintes techniques de réalisation seront explicitées. Puis, les configurations de mesure du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne seront illustrées et justifiées. Les résultats de mesure seront ensuite annoncés, confrontés aux résultats de simulation, et critiqués. Enfin, les résultats de mesure des diagrammes de directivité seront présentés et critiqués.

CHAPITRE I : MINIATURISATION D'ANTENNES LARGE BANDE

1. Introduction

Les antennes très large bande, adaptées sur plus de deux octaves, sont utilisées dans de nombreux domaines.

Tout d'abord, elles présentent un avantage dans le domaine des télécommunications. J. Mitola présente par exemple le concept de radio cognitive en 1999 [1]. Ce concept est basé sur un système capable d'adapter automatiquement la fréquence de communication grâce à de nouveaux protocoles numériques. Cette adaptation dépend de la disponibilité ou saturation du réseau, du contenu de l'information de type communication orale ou données, de la priorité de la communication (appels d'urgence), etc. Le développement de ce concept a connu un essor important à la fin de la décennie 2000 et va se généraliser dans les télécommunications de demain. Or H. Arslan *et al* ont montré l'importance des antennes très large bande pour le développement et l'optimisation de ce nouveau type de réseau [2]-[3]. En effet, le concept de radio cognitive requiert un système complexe au coût limité permettant notamment une sécurité des données transmises, un spectre dynamique et un taux de transfert dynamique. Les antennes très large bande sont idéales pour cet usage d'après H. Arslan. L'utilisation d'antennes bowtie ou monopoles imprimés [4]-[6] a été rencontrée dans la littérature. Mais la miniaturisation nécessaire pour les antennes embarquées dans les appareils de télécommunication empêche souvent de combiner les caractères large bande et omnidirectionnel nécessaires. Le plus souvent, des antennes originales et spécifiques à l'usage sont mises au point [7]-[9].

Par ailleurs, les antennes très large bande sont également très utilisées pour la conception des radars. La haute résolution temporelle que la bande passante des antennes large bande confère aux radars leur permet de fournir une mesure de distance et une localisation de hautes précisions [10] à [12].

Une première catégorie de radars concerne le domaine de la médecine et l'observation du corps humain. En effet, les radars large bande peuvent fonctionner avec des puissances très faibles. C'est ainsi que M.Y.W. Chia [13] montre par exemple en 2005 un radar large bande permettant d'obtenir avec précision la mesure des rythmes respiratoire et cardiaque d'un corps humain sans que la mesure ne présente aucun danger pour la santé du patient ni que les murs de l'espace de mesure n'apportent aucune perturbation. De même, Go Shingu *et al* [14] ont mis au point en 2008 un modèle de radar de repérage et positionnement de corps humains utilisant une antenne large bande. Par ailleurs, la recherche d'antennes miniatures large bande est en plein essor, pour le développement d'émetteurs-récepteurs fonctionnant sur voire dans le corps humain. Ces antennes miniatures sont en général des patchs imprimés de formes diverses proches du monopole ou de la structure microstrip [15]-[18].

L'exemple précédent concernant le radar de repérage se classe également dans la catégorie des radars de détection et de positionnement. La précision atteinte par des radars large bande permettent une analyse précise de l'environnement, comme le revendique notamment Rahmi Salman et Ingolf Willms dans leurs travaux de 2012 [19]. Ces travaux ont permis au passage l'amélioration des connaissances acquises par un robot de sécurité sur son environnement proche en espaces clos. En espace ouvert, la précision des radars large bande assure une fiabilité utile dans les domaines à risque telle la médecine et la sécurité routière. W.C. Khor [20] présente par exemple en 2007 un système médical de détection de

pathologies basé sur un radar large bande. H.Takahara *et al* [21] présentent également en 2012 un système de sécurité inter-véhicules. Ces deux cas utilisent une antenne Vivaldi. Un autre radar à cornet large bande permet de suivre le déplacement de cible à travers un mur [22].

Enfin, les radars permettant l'observation du sol à quelques mètres de profondeur forment la catégorie des GPR (Ground-penetrating Radars). Ces radars ont pour but de détecter des éléments enfouis dans le sol à distance, sans intervention. Outre le Génie Civil [23], l'application principale concerne la Défense, avec la détection de mines anti-personnelles [24]-[26]. Les antennes les plus utilisées pour les GPR sont les antennes cornet, bowtie, et Vivaldi [23]-[30].

Télécommunication, médecine, robotique, sécurité routière, défense, ce sont les domaines de recherche de demain qui nécessitent le développement d'antennes très large bande de toute bande passante et de toute taille. Pour prendre du recul sur les technologies d'antennes qui permettent le développement de ces technologies, nous dressons dans ce chapitre un état de l'art des antennes large bande. Nous verrons dans un premier temps les géométries d'antennes très large bande, la plupart citées précédemment. Puis seront résumées les quelques méthodes de miniaturisation usuelles permettant de diminuer la taille des antennes large bande et non leurs bandes passantes. Notons que les grandeurs géométriques indiquées seront données en fonction de la longueur d'onde notée λ_{BF} , celle-ci se rapportera toujours à la fréquence basse de la bande de fréquence sur laquelle sera adaptée l'antenne en question, par la relation :

$$\lambda_{BF} = c/f_{\min} .$$

2. Les antennes très large bande

Nous allons voir dans cette première partie de l'état de l'art les différents types d'antennes large bande connus. Des antennes indépendantes de la fréquence (spirales, Vivaldi et log-périodiques) aux antennes à sections triangulaires (biconiques, bowtie), ainsi que quelques concepts originaux issus de publications récentes. Nous accorderons une attention particulière à la largeur de bande ainsi qu'à l'encombrement de ces antennes, encombrements rapportés à la longueur d'onde de la fréquence basse de fonctionnement, pour permettre un comparatif pertinent. Un tableau récapitulatif résume en conclusion ces données pour chacune des antennes présentées.

2.1. Les antennes large bande indépendantes de la fréquence

Les caractéristiques de rayonnement d'une antenne, comme l'impédance d'entrée, les diagrammes de rayonnement, et la polarisation de l'onde, sont déterminées par la forme et les dimensions de l'antenne rapportées à la longueur d'onde. Rumsey énonce dans les années 50 une théorie selon laquelle si, par une transformation continue, les dimensions relatives d'une antenne sont égales quelle que soit la longueur d'onde, alors les propriétés de cette antenne sont conservées et l'antenne est dite indépendante de la fréquence. Il obtient des bandes passantes allant jusqu'à 40:1 [1].

C'est de ce principe que s'inspirent par la suite Duhamel et Isbell en 1957, lorsqu'ils développent les antennes log-périodiques. L'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement de ces antennes restent inchangés en fonction de la fréquence. Pour obtenir cette propriété, les dimensions doivent être homothétiques le long de la direction de rayonnement principal. Le réseau de dipôles log-périodique (Figure 2.a) est l'exemple le plus courant

d'antenne indépendante de la fréquence. L'ensemble des spirales imprimées sur substrat (Figure 2.b) ont également l'avantage d'être indépendantes de la fréquence. Nous allons décrire ci-après ces antennes plus en détail.

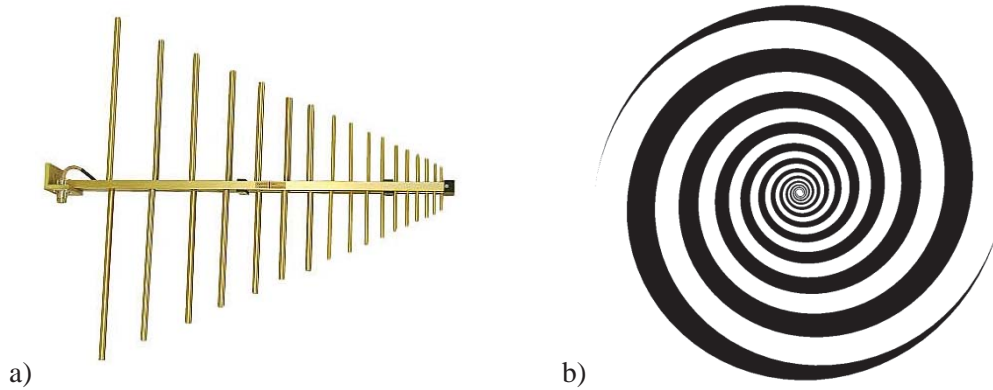


Figure 2 : Exemple d'Antenne large bande. a) antenne log-périodique - Réseau de dipôles, b) Spirale logarithmique

2.1.1. Les spirales

2.1.1.1. Principe de fonctionnement

Les antennes spirales sont des structures planaires à un ou plusieurs monopoles enroulés sur eux-mêmes. Elles peuvent être filaires ou imprimées. Les bandes de fréquences sur lesquelles les spirales sont adaptées dépendent principalement de leurs rayons minimal et maximal. Pour l'expliquer, nous allons prendre l'exemple de la spirale d'Archimède à deux brins (Figure 3). Si les monopoles (en A et B) sont excités en opposition de phase, alors pour tout point P et Q à égale distance du centre, le chemin parcouru par le signal est de même longueur. Donc le signal en P et Q est également en opposition de phase. Pour un rayon donné, il existe une fréquence de fonctionnement telle que l'arc (PP') d'angle π soit égal à $\lambda/2$. Dans ce cas, les signaux en P' et Q sont en phase. Pour ce rayon, à cette fréquence, les courants des spires sont donc colinéaires, et le rayonnement est optimisé car les interférences sont constructives. La fréquence de fonctionnement dépend donc du rayon de la spirale, selon la relation (1). Le dimensionnement d'une spirale en fonction de sa bande de fréquences de fonctionnement est donc donné d'après (2) et (3). En pratique, la fréquence basse de fonctionnement est de quelques pourcents plus élevée que la fréquence théorique, à cause de la variation d'impédance caractéristique des brins à leurs extrémités.

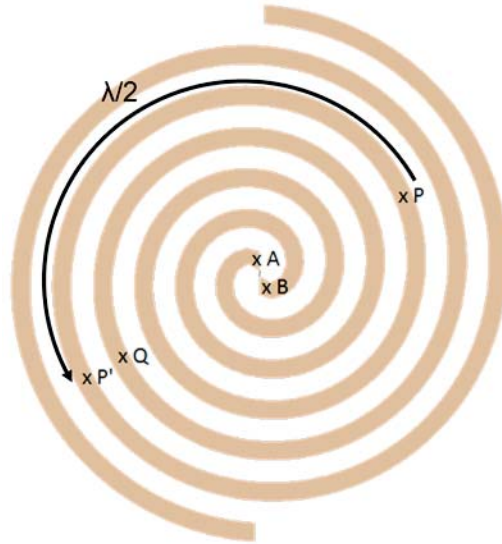


Figure 3 : Spirale d'Archimède

$$f = \frac{c}{\pi D} \quad (1)$$

$$R_{\min} = \frac{c}{2\pi f_{\max}} \quad (2)$$

$$R_{\max} = \frac{c}{2\pi f_{\min}} \quad (3)$$

2.1.1.2. Auto-complémentarité

Soit une forme fermée dans un plan, l'intérieur et l'extérieur de cette forme sont dits complémentaires. Dans le cas des antennes imprimées, la surface des brins de la spirale et la surface non-métallisée sont complémentaires. Les deux formes complémentaires peuvent être identiques, par exemple lorsque deux brins d'une spirale sont écartés de leur largeur. Dans ce cas, la spirale est dite auto-complémentaire.

D'après le principe de Babinet [32], nous avons pour deux antennes complémentaires la relation (4). Lorsque l'antenne est auto-complémentaire, son impédance est donc de 188Ω environ (5).

$$Z_1 Z_2 = \frac{(120\pi)^2}{4} \quad (4)$$

$$Z_1 = Z_2 = \sqrt{\frac{(120\pi)^2}{4}} = 60.\pi \cong 188\Omega \quad (5)$$

Une antenne auto-complémentaire a donc une impédance constante, quelle que soit la longueur d'onde. Une spirale auto-complémentaire serait donc adaptée en théorie jusqu'à 0Hz. Seulement en pratique, son rayon est fini. La fréquence basse de fonctionnement est donc limitée par le dimensionnement comme nous l'avons vu précédemment. Nous veillerons tout de même par la suite à appliquer aux spirales les conditions d'auto-complémentarité afin de rendre leur impédance d'entrée la plus constante possible.

2.1.1.3. Spirale d'Archimède

La spirale d'Archimède est une antenne composée de brins rayonnant dont la largeur est constante en tout point. Pour une antenne spirale à deux brins ($N_b=2$), le second est obtenu par symétrie centrale du premier autour du centre de la spirale. Le premier brin a pour contour deux courbes d'équations (6) et (7). Le paramètre Δ représente à la fois l'épaisseur du brin et la distance séparant les brins du fait de l'auto-complémentarité. "b" est le rayon minimum du brin inférieur de la spirale. Le paramètre "a" est le coefficient d'expansion de la spirale, d'équation (8). Il dépend de "b", Δ , le rayon maximal de la spirale R_{max} , et du nombre de tours N_t que décrivent les brins autour du centre de la spirale. Pour que l'antenne soit auto-complémentaire, il faut que pour tout angle θ , l'écart entre deux brins soit égal à la largeur du brin. On a donc les relations (9) et (10).

La spirale d'Archimède peut être adaptée sur une décade, et permet avec deux brins une polarisation circulaire. Son diamètre est environ $D = \lambda_{BF} / \pi$.

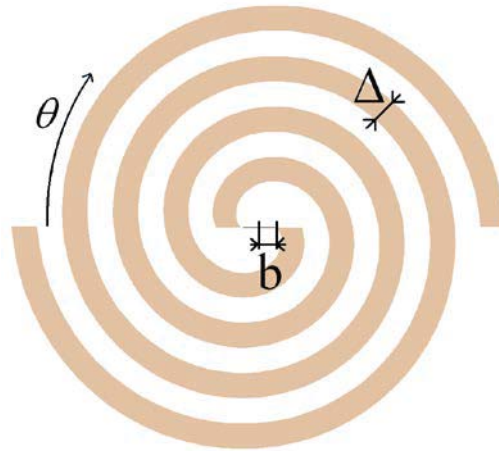


Figure 4 : Antenne spirale d'Archimède à deux brins

$$\rho_1(\theta) = a\theta + b \quad (6)$$

$$\rho_2(\theta) = a\theta + b + \Delta \quad (7)$$

$$a = \frac{R_{max} - b - \Delta}{2n\pi} \quad (8)$$

$$\Delta = \frac{a \pi}{2} \quad (9)$$

$$a = \frac{R_{\max} - b}{\frac{4n+1}{2} \pi} \quad (10)$$

2.1.1.4. Spirale logarithmique

L'antenne spirale logarithmique (Figure 5) à deux brins est similaire à l'antenne décrite précédemment. Seule l'équation décrivant les contours d'un brin sont différents. Des deux courbes délimitant un brin, la deuxième est obtenue par rotation de la première d'un angle " θ_0 ". Les courbes ont donc pour équations polaires $\rho_1(\theta)$ (11) et $\rho_2(\theta)$ (12). La première désigne l'équation de la courbe extérieure du brin, et la deuxième celle de la courbe intérieure. Ces équations dépendent de R_{\min} le rayon minimal de la courbe extérieur du brin ($\rho_1(0) = R_{\min}$) et de "a" le coefficient d'expansion, calculé d'après (13). Le nombre de tour des brins autour du centre de la spirale est noté N_t . "a" dépend de θ_{\max} où $\theta_{\max} = 2N_t \pi$. La condition d'auto-complémentarité d'une antenne spirale logarithmique est obtenue d'après la relation (14), avec N_b le nombre de brins.

La spirale logarithmique peut être adaptée sur une décade minimum, et permet également avec deux brins une polarisation circulaire. Son diamètre est environ $D = \lambda_{BF} / \pi$.

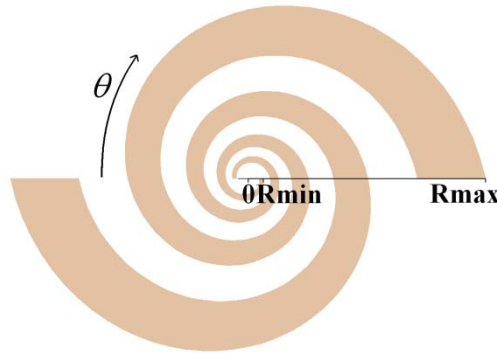


Figure 5 : Antenne spirale logarithmique

$$\rho_1(\theta) = R_{\min} e^{a\theta} \quad (11)$$

$$\rho_2(\theta) = R_{\min} e^{a(\theta-\theta_0)} \quad (12)$$

$$a = \frac{\ln\left(\frac{R_{\max}}{R_{\min}}\right)}{\theta_{\max}} \quad (13)$$

$$\theta_0 = \frac{\pi}{N_b} \quad (14)$$

2.1.1.5. Spirale sinueuse

Conçue par Duhamel dans les années 80, l'antenne sinueuse à 4 brins (Figure 6) permet de capter et émettre un signal à double polarisation circulaire. Les quatre brins étant identiques, il suffit, pour tracer cette antenne, de tracer un brin. Les autres sont ensuite obtenus par rotation de $\pi/2$ radians autour du centre de la spirale.

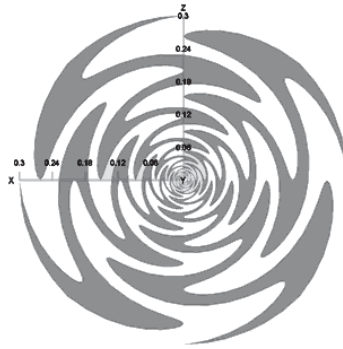


Figure 6 : Antenne spirale sinueuse

La courbe intérieure d'un brin est tracée de l'extérieur vers le centre de la spirale, de cellules en cellules (Figure 7). La première cellule correspond au rayon R_1 , et les autres sont identiques mais à échelle réduite. R_p désigne le rayon extérieur de la cellule p , α_p la largeur angulaire, et τ_p le rapport des rayons intérieurs et extérieurs pour chaque cellule. α_p et τ_p sont des constantes. Dans les équations de la cellule p (15) et (16), ρ et θ sont les coordonnées polaires de la courbe. Nous avons également par définition de τ_p la relation (17). La courbe extérieure du brin est obtenue par rotation de 2δ de la courbe intérieure autour du centre, afin de former un brin.

L'énergie est principalement rayonnée lorsque les courants circulant sur les brins atteignent une distance ρ vérifiant l'égalité (18) (α et δ en radians). Nous avons alors une fréquence de résonance minimale limitée par R_1 donnée en (19).

Lorsque la spirale est auto-complémentaire, son impédance d'entrée est indépendante de la fréquence et vaut $60\pi\Omega$. Ceci est obtenu pour $\delta = 90/N_b$ en degrés.

La bande d'adaptation de la spirale sinueuse est légèrement inférieure aux autres spirales (7:1) pour un même diamètre $D = \lambda_{BF}/\pi$, ce qui présente un désavantage par rapport aux deux spirales précédentes. Cependant, cette spirale permet de travailler avec les deux sens de polarisation possibles. Pour cela, il suffit de prendre $N_b = 4$, donc $\delta = 22,5^\circ$. Or pour assurer de bonnes performances, il faut vérifier la condition $\alpha + \delta < 70^\circ$. Donc on prend $\alpha = 45^\circ$.

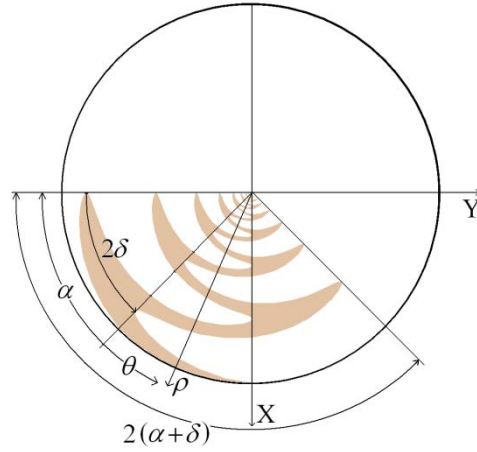


Figure 7 : Légende des paramètres géométriques de l'antenne spirale sinueuse

$$\theta = (-1)^p \alpha \sin \left(\frac{180 \ln \left(\frac{r}{R_p} \right)}{\ln(\tau)} \right) \quad (15)$$

$$\text{avec } R_{p+1} \leq \rho \leq R_p \quad (16)$$

$$R_p = \tau_{p-1} R_{p-1} \quad (17)$$

$$2\rho(\alpha + \delta) \approx \frac{\lambda}{2} \quad (18)$$

$$f_{\min} = \frac{c}{4R_1(\alpha + \delta)} \quad (19)$$

2.1.2. L'antenne Vivaldi

L'antenne Vivaldi [37] est une antenne de la famille des TSA (Tapered Slot Antenna : antenne à ouverture progressive) dont l'ouverture varie de manière exponentielle (Figure 8). Elle est adaptée comme toutes les antennes TSA sur une grande bande de fréquences. En théorie, la bande passante de l'antenne pourrait monter à 45 : 1, mais ceci est impossible en raison des dimensions finies et de l'alimentation (généralement un peu plus d'une décade maximum). Il faut donc veiller à la fois au dimensionnement et à l'adaptation, dont le coefficient de réflexion doit être minimalisé.

L'antenne Vivaldi est comparable à un cornet, mais dans un plan. Il offre le même avantage d'adaptation avec l'espace libre que le cornet, et son encombrement est celui d'une antenne imprimée : faible dans une dimension. En contrepartie, les puissances supportées sont plus faibles et la polarisation est rectiligne. Contrairement aux antennes imprimées classiques comme les spirales, le champ électromagnétique est émis dans le plan de l'antenne Vivaldi dans la direction de l'ouverture, et non orthogonalement au plan.

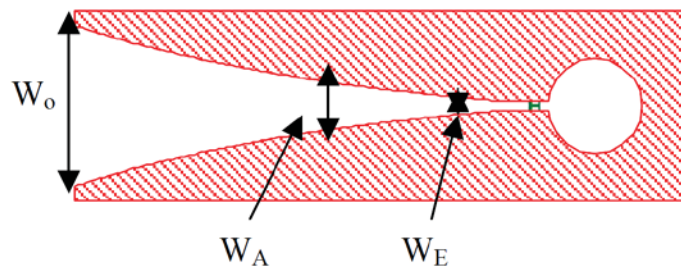


Figure 8 : Antenne Vivaldi [34]

W_E : largeur minimale de l'ouverture

W_A : largeur de l'ouverture au début de la zone de radiation

W_O : largeur maximale de l'ouverture

La première antenne Vivaldi proposée par Gibson [35] est telle que la fente s'ouvre très rapidement. Ainsi la largeur du lobe du faisceau est constante sur les deux octaves d'adaptation de l'antenne. Comme l'a prévu Zucker [36], plus l'ouverture est lente (longueur de plus en plus grande par rapport à la largeur de l'antenne), plus la largeur du lobe principal dépend de la fréquence. La taille de l'ouverture de l'antenne Vivaldi est de $\lambda_{BF}/2$ environ, et sa longueur varie de λ_{BF} à $1,5 \lambda_{BF}$.

2.1.3. L'antenne log-périodique

L'antenne log-périodique [37] est très utilisée en télécommunication, pour son bon comportement à la fois en émission et en réception. Elle peut être vue comme un réseau de dipôles rayonnant à $\lambda/4$, dont l'agencement et la taille sont ordonnés selon une loi logarithmique.

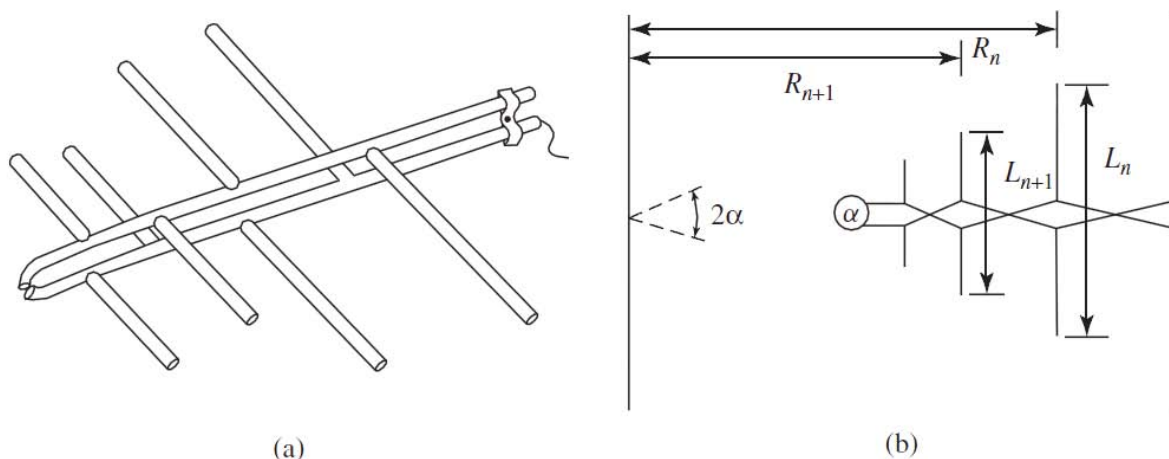


Figure 9 : Modèle d'antenne à dipôles log-périodique (a) et schéma équivalent (b) [37]

Les paramètres de conception sont τ et α définis en (27) et (28), avec en général $0,7 < \tau < 0,95$ et $10^\circ < \alpha < 45^\circ$. Soit f_n la fréquence de résonance du dipôle n et λ_n la longueur

d'onde associée. D'après l'égalité (22), nous avons donc la relation (23) entre le paramètre τ et les fréquences f_n et f_{n+1} . Pour procéder au dimensionnement de l'antenne, il faut tout d'abord fixer la fréquence de fonctionnement la plus basse souhaitée et d'en déduire L_1 . En théorie, nous avons $L_1 = 0,5 \cdot \lambda_1 = 0,5 \cdot c/f_1$. Mais en réalité, il vaut mieux prendre $L_1 = 0,6 \cdot \lambda_1 = 0,6 \cdot c/f_1$ pour adapter vraiment à la fréquence la plus basse [37]. Il faut ensuite choisir τ et α afin d'obtenir les dipôles suivants. Le nombre de dipôle dépend de la fréquence haute de fonctionnement souhaitée, dont dépend la longueur du dipôle le plus petit. Si l'antenne réalisée est assez grande, elle peut fonctionner sur une bande passante de l'ordre de la décade.

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} \quad (20)$$

$$\tan \alpha = \frac{L_n}{2R_n} \quad (21)$$

$$L_n = \frac{\lambda_n}{2} \quad (22)$$

$$\tau = \frac{f_n}{f_{n+1}} \quad (23)$$

La polarisation des antennes à dipôles log-périodiques est rectiligne. Leur directivité est forte dans l'axe de l'antenne, dans la direction des dipôles de plus en plus petits, ce qui permet un bon rapport avant/arrière. On donne une directivité de l'ordre de 5dBi à 11dBi. On peut augmenter cette valeur de directivité maximale en éloignant les dipôles entre eux (τ augmente) ou en resserrant l'antenne (α diminue).

La largeur de l'antenne est de $\lambda_{BF}/2$, et la longueur varie selon τ et α de $\lambda_{BF}/2$ à $3\lambda_{BF}$. Notons qu'un encombrement de $\lambda_{BF}/2$ dans la direction de propagation peut être un inconvénient, notamment si l'antenne doit être fixée sur un plan et émettre dans la direction orthogonale à celui-ci.

2.2. Les antennes à section triangulaire.

2.2.1. *L'antenne biconique*

L'antenne biconique est inventée en 1897 par Oliver Lodge [38], mais ce n'est qu'en 1939 que Philip Carter [39] l'étudie et l'utilise en particulier dans le cadre de la naissance de la télévision (Figure 10). Schelkunoff propose en 1943 le modèle théorique infini de l'antenne biconique (Figure 10.a) et l'étude de son fonctionnement d'après les équations de Maxwell [40].

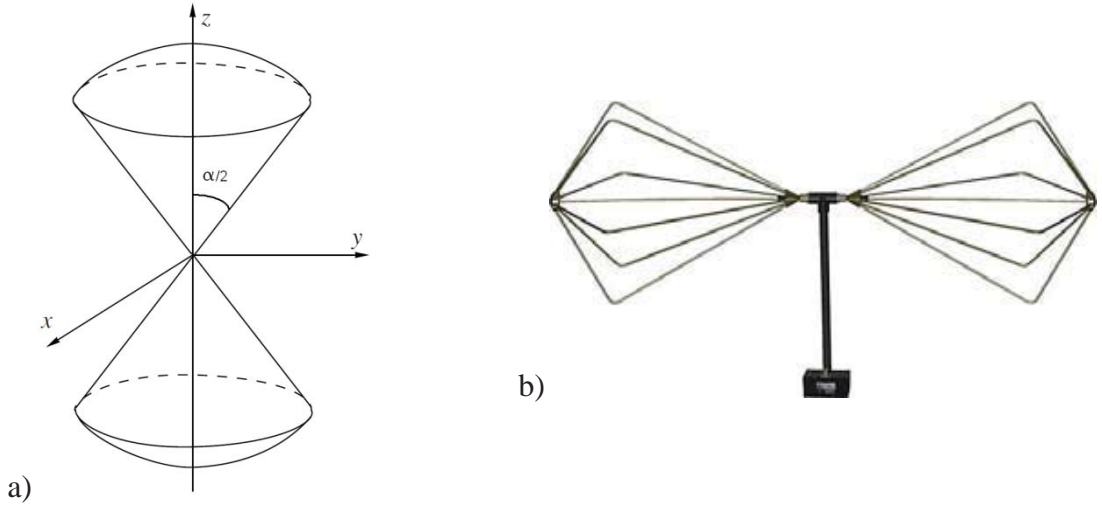


Figure 10 : Antenne biconique, a) schéma de l'antenne infinie théorique [43], b) schéma de l'antenne biconique sur pied

L'antenne biconique est constituée de deux cônes de même axe, aux sommets communs [37]. Théoriquement, pour une antenne à dimensions infinies, l'impédance caractéristique est donnée en (24). L'impédance est réelle, car l'antenne infinie n'émet que des ondes non évanescentes [42]. De plus, l'impédance est indépendante de la fréquence. En théorie donc, deux cônes infinis permettent une adaptation jusqu'à 0Hz.

Dans le cas d'une antenne finie, toute l'énergie n'est pas rayonnée. Dans ce cas, les cônes peuvent être vus comme des lignes d'impédance égale à Z_c définie précédemment, chargées à leurs extrémités. Cette charge implique une discontinuité d'impédance créant une impédance d'entrée complexe et des modes supérieurs. Les bandes passantes usuelles sont en général de l'ordre de trois octaves (8:1) et peuvent tout de même atteindre selon la taille des antennes des rapports allant jusqu'à 30:1.

Les antennes biconiques sont omnidirectionnelles dans le plan (x0y) (Figure 10.a) tandis que le rayonnement est nul selon l'axe (0z). Le gain maximum selon les modèles se situe entre 0 et 4dBi. Le dimensionnement de l'antenne biconique dépend de l'angle α , généralement tel que $30^\circ < \alpha/2 < 60^\circ$. La distance du grand périmètre au sommet du cône fait environ $\lambda_{BF}/4$. Donc la hauteur totale $H_{biconique}$ et le grand diamètre $D_{biconique}$ sont donnés en (25) et (26). Pour $\alpha = 60^\circ$, nous avons $H_{biconique} = \lambda_{BF}/2,3$ et $D_{biconique} = \lambda_{BF}/4$.

$$Z_c = Z_{in} = 120 \cdot \ln \left[\cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right] \quad (24)$$

$$H_{biconique} = \frac{\lambda_{BF}}{2} \cos \frac{\alpha}{2} \quad (25)$$

$$D_{biconique} = \frac{\lambda_{BF}}{2} \sin \frac{\alpha}{2} \quad (26)$$

2.2.2. L'antenne disque-cône

Egalement inventée par Oliver Lodge [38], l'antenne disque-cône est un monopôle de forme conique sur un plan de masse circulaire. Les caractéristiques de l'antenne disque-cône sont proches de celles d'une antenne biconique. Parmi les changements, on note une impédance d'entrée divisée par 2, et une largeur de bande variable en fonction de la proximité et de la taille du plan de masse. De plus, pour être fixé au plan de masse, le cône doit être tronqué au sommet, ce qui implique de diminuer la fréquence haute de bande passante.

Tout comme pour les antennes biconiques, le cône de l'antenne disque-cône peut être réalisé avec une surface métallique ou avec des tiges métalliques. Un exemple de ce type d'antenne avec tiges métalliques (Figure 11) est une antenne américaine [44] de bande passante [2MHz ; 14MHz] (7:1). 60 tiges forment le cône tandis que 120 sont nécessaires pour le plan de masse. Pour émettre dans cette bande de fréquence, les dimensions de cette antenne sont les suivantes :

- longueur des tiges : $l = 30,6\text{m}$ ($l = \lambda_{\text{BF}}/5$),
- angle à la verticale : 45° ,
- et rayon du réflecteur : $R = 37,5\text{m}$ ($R = \lambda_{\text{BF}}/4$).

L'impédance d'entrée Z_{in} varie de 44Ω à 64Ω , variation assez faible permettant à l'adaptation d'être convenablement assurée sur une bande de fréquence de 7:1 avec une ligne d'alimentation à 50Ω [45].

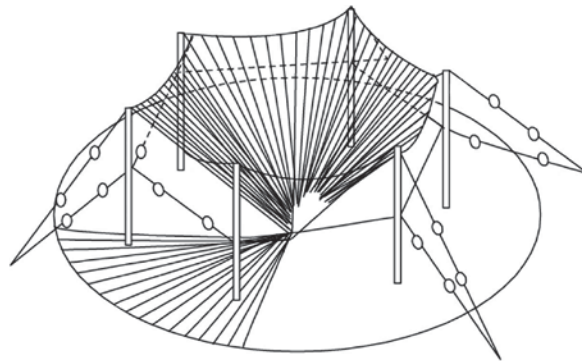


Figure 11 : Exemple 1 d'antenne disque-conique [2 ; 14MHz].

L'exemple ci-dessous (Figure 12) présente quant à lui un cône matérialisé par 18 tiges de 48cm de haut (hauteur = $\lambda_{\text{BF}}/6,25$) au dessus d'un plan métallique de 2m maximum de côté (longueur = $\lambda_{\text{BF}}/1,5$) [46].

L'adaptation est bonne ($|S_{11}| < -9\text{dB}$) sur la bande de fréquences [100MHz ; 860MHz] (8,6:1). Seulement les lobes de directivité au-delà de 500MHz sont moins réguliers, en particulier dans le plan du rectangle métallique, où la directivité baisse de plus de 5dBi. L'antenne n'est donc pas aussi omnidirectionnelle au-delà de 500MHz. Est mis en cause le plan de masse, trop grand devant la longueur d'onde.

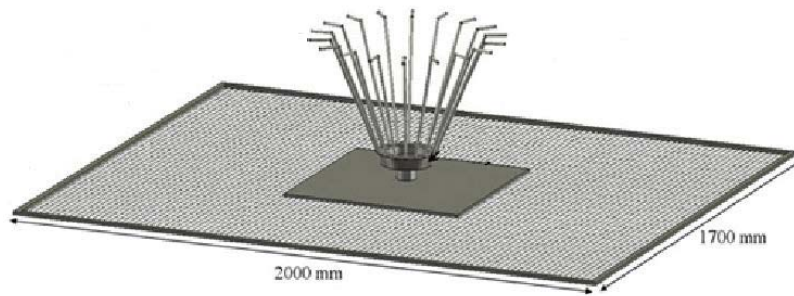


Figure 12 : Exemple 2 d'antenne disque-conique [100 ; 500MHz].

2.2.3. L'antenne bowtie (nœud papillon)

L'antenne bowtie [42] s'inspire également de l'antenne biconique. Elle peut être vue comme une version planaire de celle-ci, imprimée ou découpée dans un support métallique plan (Figure 13.a) ou imprimée sur un diélectrique (Figure 13.b). Elle conserve les avantages de l'antenne biconique, à savoir la simplicité de la géométrie, la légèreté, et la compacité. Elle a pour cela été utilisée de nombreuses années en réseau planaire pour des tests de vols d'avions, ainsi que pour des systèmes de mesure radio UHF [41].

La bande passante n'est pas aussi grande que celle de l'antenne biconique (8:1 cf. I.2.2.1 L'antenne biconique) en raison d'une impédance moins constante. Elle attend tout de même les 2 octaves.

La directivité de l'antenne est du même type qu'un dipôle ou que l'antenne biconique, à savoir omnidirectionnelle dans le plan orthogonal à la longueur de l'antenne. Le gain maximal dans la direction orthogonale au plan de l'antenne varie entre 0 et 3dBi.

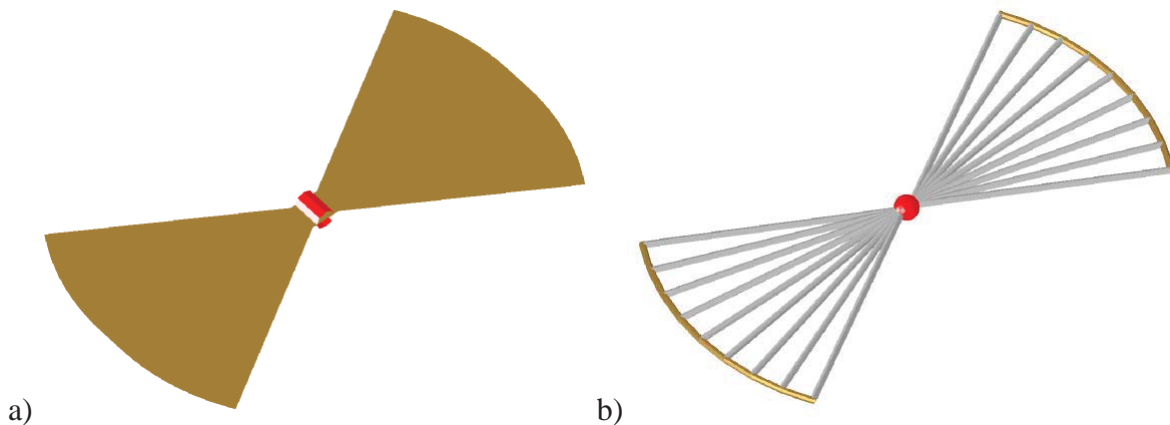


Figure 13 : Schémas de l'antenne bowtie a) imprimé et b) à tiges [47]

2.3. Les autres antennes

2.3.1. Le cornet nervuré

Les cornets nervurés ont une géométrie plus ou moins complexe selon le besoin, mais permettent une excellente adaptation entre la source du signal et le milieu propagatif de l'onde (Figure 14). Ils permettent une double polarisation rectiligne, ainsi donc qu'une polarisation circulaire. Des bandes passantes de l'ordre de 7:1 ne sont pas aberrantes. On peut en théorie

monter à 20:1. Vicente Rodriguez a étudié en premier en 2003 ces cornets nervurés, et a démontré que la bande passante de 18:1 était possible [48]. Ils diffèrent des cornets à ouverture pyramidale par la fente à ouverture progressive séparant le cornet en deux dans le sens de la largeur. La fente de l'intersection suit une courbe à variation exponentielle [49].

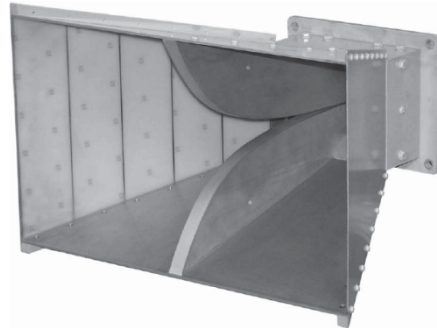


Figure 14 : Cornet nervuré [37]

Ce type de cornet présente cependant des limites. La première est la taille : l'ouverture présente des dimensions allant de λ_{BF} à $4\lambda_{BF}$. De plus, la directivité varie fortement en fonction de la fréquence. Il a été montré par simulation et mesure [50] que la directivité est régulière entre 1GHz et 12GHz, et qu'entre 12GHz et 18GHz, des lobes apparaissent, irrégulièrement en fonction de la fréquence (Figure 15). Les diagrammes sont néanmoins réguliers sur plus d'une décade.

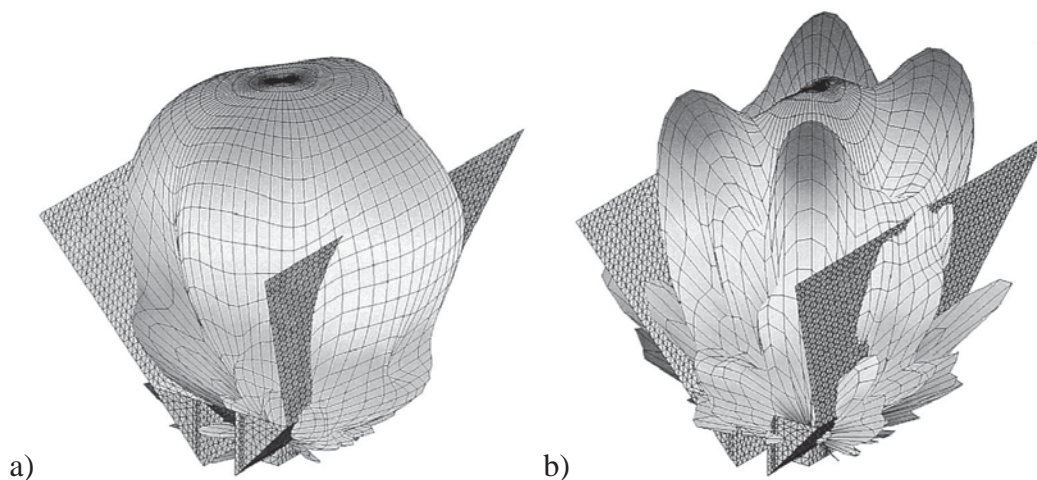


Figure 15 : Directivité du cornet nervuré a) à 10 GHz, et b) à 15GHz

2.3.2. Les monopoles

Les antennes monopoles sont adaptées au mieux sur deux octaves. Cependant elles peuvent être particulièrement compactes, comme cette antenne omnidirectionnelle (Figure 16) développée dans un cadre médical [51]. Ses dimensions sont de $\lambda_{BF}/8,3$ de côté.

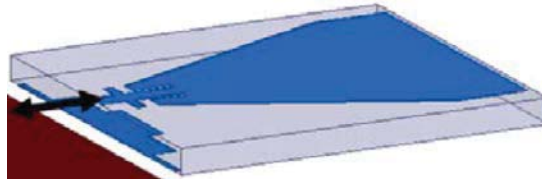


Figure 16 : Antenne monopole

2.3.3. L'antenne SHARK

Le concept original d'antenne large bande nommé Antenne Shark a été étudié par M. L. Desrumaux *et al* en 2010 [52]. L'étude de ce modèle a pour but d'obtenir une antenne large bande capable d'émettre un signal discret de fortes puissances dans une direction donnée. Le motif de base est une antenne biconique large. Le caractère omnidirectionnel du rayonnement de l'antenne biconique dans le plan orthogonal à son axe est un inconvénient pour l'utilisation de l'antenne en tant que radar. L'objet de l'étude est donc d'obtenir une antenne dont la directivité est forte essentiellement dans une direction. C'est pourquoi un plan réflecteur a été ajouté à l'arrière, afin de focaliser le champ dans une direction, et de permettre de mettre cette antenne en réseau. Les cônes ont également été tronqués afin d'augmenter la directivité dans la direction d'émission [53]. La bande passante de cette antenne reste néanmoins d'une décade ([800MHz ; 8GHz] : 10:1), malgré la proximité du plan métallique arrière à 75mm environ ($d = \lambda_{BF}/5$).

L'alimentation est assurée par un câble coaxial. Les dimensions assurant une adaptation sur une bande 10 :1 sont $\lambda_{BF}/4,7 \times \lambda_{BF}/4,5 \times \lambda_{BF}/2,5$. La plus grande dimension est donc la longueur de l'antenne dans la direction du lobe principal de directivité.

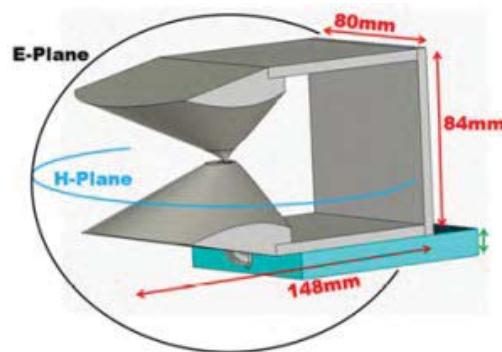


Figure 17 : Antenne Shark [52]

2.3.4. L'antenne "Eleven"

L'antenne Eleven [56], réalisée en Suède en 2006, est un nouveau type d'antenne large bande à double polarisation (Figure 18). Sa géométrie évoque à la fois l'antenne sinueuse à 4 brins et l'antenne réseaux de dipôles rayonnant à $\lambda/4$. A la manière de l'antenne sinueuse, la structure en quatre parties permet, via un déphasage de $\pi/2$ à l'excitation entre chaque brin consécutif, une double-polarisation croisée du signal. Les quatre antennes log-périodiques à 21 dipôles permettent quant à elles un rayonnement très large bande rayonnant principalement

dans la direction orthogonale au plan de masse de manière semblable aux antennes spirales. Le plan réflecteur métallisé permet de focaliser le rayonnement dans un seul demi-espace.

Le modèle illustré ci-dessous (Figure 18) est adaptée sur la bande [1GHz ; 13GHz] (13:1). Les dimensions sont donc :

- largeur des panneaux rayonnants $L = 13,8\text{cm}$ ($L = \lambda_{\text{BF}}/2,2$),
- largeur du panneau métallique $W = 26,3\text{cm}$ ($W = \lambda_{\text{BF}}/1,14$),
- hauteur $h = 4,8\text{cm}$ ($h = \lambda_{\text{BF}}/6,25$).

La bande passante peut dépasser la décade.

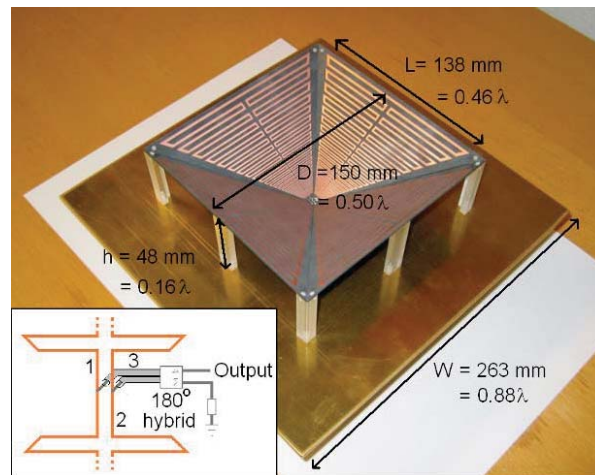


Figure 18 : Photo de l'Antenne Eleven

2.4. Tableaux de synthèse et conclusion

2.4.1. Encombrement et polarisation des antennes large bande

Le tableau ci-dessous (Figure 19) résume les dimensions, bande passante et polarisation de chaque type d'antennes large bande que nous venons de détailler.

Nous remarquons que la plupart des antennes large bande prises individuellement permettent seulement une polarisation rectiligne. C'est le cas de l'antenne Vivaldi et de l'antenne log-périodique. Cependant, dans le cas de ces deux antennes, une polarisation circulaire peut être obtenue par combinaison de plusieurs éléments. L'antenne Eleven est ainsi une combinaison de quatre antennes log-périodiques, et permet une double polarisation circulaire, pareillement aux antennes sinueuses à quatre brins.

De plus, la plupart des antennes sont adaptées sur une décade minimum, et les tailles des antennes sont relativement équivalentes. Notons néanmoins que les antennes spirales font partie des antennes les plus compactes, et permettent d'obtenir une polarisation circulaire. Les antennes Vivaldi, log-périodique, biconiques et bowtie sont d'autant moins compactes qu'il faut prévoir des dimensions plus élevées pour obtenir une polarisation circulaire par combinaison de plusieurs antennes. Les antennes Shark et cornet nervuré sont quant à elles relativement compactes, mais ne permettent pas de polarisation circulaire par combinaison.

Les antennes spirales apparaissent donc comme les antennes à polarisation circulaire les plus favorables à la miniaturisation.

1-Antennes indépendantes de la fréquence	<i>Dimensions</i>	<i>Bande passante</i>	<i>Polarisation</i>
Spirale d'Archimède	$D = \lambda_{BF}/\pi$	>10:1	circulaire
Spirale logarithmique	$D = \lambda_{BF}/\pi$	>10:1	circulaire
Spirale sinueuse	$D = \lambda_{BF}/\pi$	7:1	circulaire double
Vivaldi	$\lambda_{BF}/2 \times 1,5 \lambda_{BF}$	>10:1	rectiligne
Log-périodique	$\lambda_{BF}/2 < L < 3\lambda_{BF}$	>10:1	rectiligne
2-Antennes à sections triangulaires	<i>Dimensions</i>	<i>Bande passante</i>	<i>Polarisation</i>
Biconique	$H = \lambda_{BF}/2,3$ $D = \lambda_{BF}/4$	8:1	rectiligne
Disque-cône	$D = \lambda_{BF}/2$	7:1	rectiligne
Bow-tie	$D = \lambda_{BF}/2$	4:1	rectiligne
3-Autres antennes	<i>Dimensions</i>	<i>Bande passante</i>	<i>Polarisation</i>
Cornet nervuré	$\frac{\lambda_{BF}}{1,6} \times \frac{\lambda_{BF}}{2,4} \times \frac{\lambda_{BF}}{2,7}$	18:1	rectiligne
Monopoles	$\frac{\lambda_{BF}}{8,3} \times \frac{\lambda_{BF}}{8,3} \times \frac{\lambda_{BF}}{56}$	8:1	rectiligne
Shark	$\frac{\lambda_{BF}}{2,5} \times \frac{\lambda_{BF}}{4,5} \times \frac{\lambda_{BF}}{4,7}$	10:1	rectiligne
Eleven	$W = \lambda_{BF}/1,14$	13:1	circulaire double

Figure 19 : Tableau comparatif des antennes large bande ; dimensions, largeur de bande, polarisation.

2.4.2. Directivité des antennes large bande

G. Adamiuk *et al* proposent en juillet 2012 un comparatif des antennes large bande basé sur leur directivité et leurs performances en régime impulsionnel [57]. Les antennes décrites précédemment sont classées sur le schéma suivant (Figure 20). Pour la conception d'un radar, les antennes les plus adaptées d'après [57] sont sur la gauche, et les antennes déconseillées sont sur la droite. En haut figurent les antennes les plus directives, et en bas les antennes les plus omnidirectionnelles.

Les antennes multidirectionnelles telles que les spirales et les antennes à motifs fractals multi-bandes créent des résonances dans la structure de l'antenne pendant son fonctionnement. Cette énergie rend le fonctionnement de l'antenne en mode impulsionnel peut efficace. De même, la variation du centre de phase des antennes log-périodiques exclue ce type d'antenne d'un fonctionnement radar efficace. Les antennes à ouverture progressive (cornets et antennes Vivaldi) et à sections triangulaires (antennes biconiques et bowtie) sont donc privilégiées pour cet usage.

Ne souhaitant pas nécessairement miniaturiser l'antenne d'un radar, nous nous intéresserons plutôt à la comparaison des directivités des antennes large bande. Il est recommandé, d'après le cahier des charges (cf. *Introduction Générale* paragraphe 2 *Objectifs*

et contribution page 1), de chercher à conserver un angle d'ouverture le plus grand possible. C'est pourquoi nous retiendrons les antennes les plus omnidirectionnelles du comparatif, à savoir les antennes spirales et les antennes à sections triangulaires (antennes biconiques et bowtie).

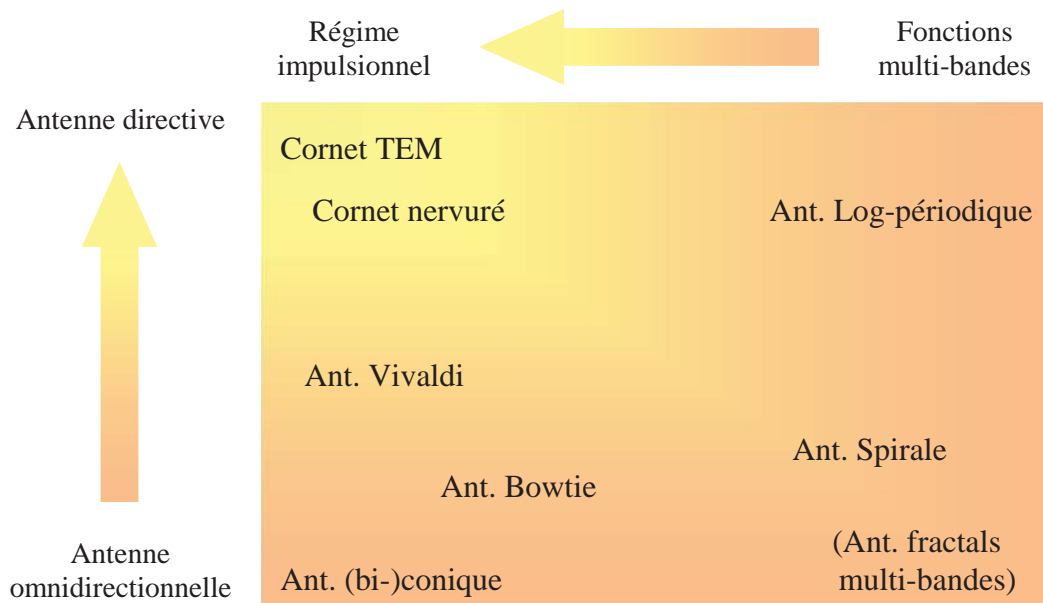


Figure 20 : Schéma comparatif des antennes large bande, directivité et types résonateurs/impulsionnel.

2.4.3. Conclusion

Les antennes spirales semblent être les antennes large bande correspondant le plus au cahier des charges. Ce sont les antennes large bande les plus compactes parmi les antennes à polarisation croisée. De plus, elles présentent un angle d'ouverture plus grand que les antennes cornets et log-périodiques plus directives. C'est pourquoi nous allons dans cette deuxième partie de l'état de l'art nous concentrer sur les méthodes de miniaturisation applicables en particulier aux antennes spirales.

3. Les méthodes de miniaturisation

3.1. Méandres sur lignes planaires

Une technique de miniaturisation d'antennes bien connue est l'utilisation de circonvolutions pour le tracé des pistes métalliques. Nous trouvons de nombreux exemples dans la littérature d'antennes dont l'encombrement est ainsi réduit. Cette technique repose sur le principe de contraindre sur une surface plus petite la même longueur électrique de la piste métallique parcourue par le courant. Comme nous allons le voir, elle peut être appliquée à différents types d'antennes avec différents types de motifs.

A. Takacs *et al* [58] proposent en 2010 d'utiliser des motifs sinueux sur les brins d'une antenne hélice quadrifilaire (Figure 21). La hauteur de l'antenne est réduite dans les meilleurs cas de plus de 70%. Une telle réduction est possible grâce à une tolérance sur la dégradation du gain maximal de 5dBi environ. Rappelons qu'il s'agit d'une antenne bande étroite.

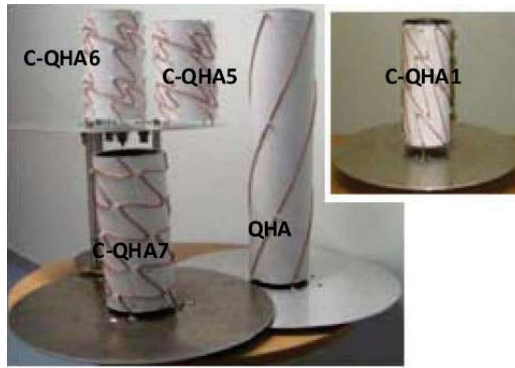


Figure 21 : Antenne hélice quadrifilaire miniaturisée

En 2008, D.E. Anagnostou *et al* proposent d'utiliser cette fois-ci sur une antenne large bande la même technique [59]. Ils appliquent des motifs fractals sur les dipôles d'une antenne log-périodique. Les motifs de Koch utilisés sont illustrés sur la Figure 22. Ils permettent de réduire, à bande de fréquences constante, la largeur de l'antenne. Les dimensions des antennes réalisées sont telles que la bande passante est [2GHz ; 3GHz], soit moins d'une octave. La réduction de la largeur est de 9,8% avec la première itération, de 15% avec la 2^{ème}, et 17,2% avec la 3^{ème} itération. Néanmoins, la deuxième itération montre déjà une réduction de la bande passante non-négligeable. Le rapport avant-arrière est également affecté. Ceci est justifié par l'apparition avec la deuxième itération de segments sur lesquels les courants sont de sens opposés.

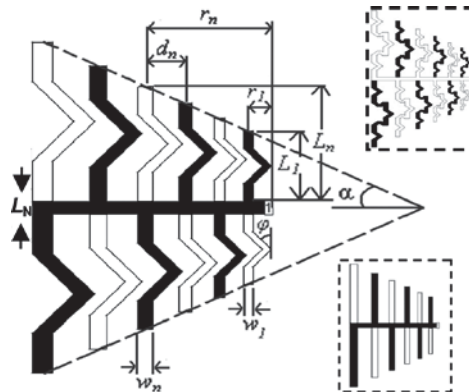


Figure 22 : Antenne log-périodique et dipôle de Koch, itérations 0, 1 et 2.

En ce qui concerne les antennes spirales, la méthode peut être appliquée avec des motifs sinusoïdaux sur les brins, comme nous pouvons voir sur la Figure 23. L'antenne représentée est auto-complémentaire et comporte deux brins à 20 motifs sinusoïdaux par tour. A. Bellion a présenté en 2013 [61] une antenne spirale d'Archimède à motifs triangulaires. Parmi les différentes configurations testées selon le nombre et l'amplitude des motifs, il en ressort que la réduction du diamètre peut aller jusqu'à 11% sans dénaturer les caractéristiques de rayonnement. Notons que la largeur minimale des lignes est inférieure à celle des lignes d'une antenne spirale classique de même diamètre et de même nombre de tour. En cas de réalisation d'une antenne à hautes fréquences de petite taille, l'impression de pistes particulièrement fines peut entraîner des surcoûts.

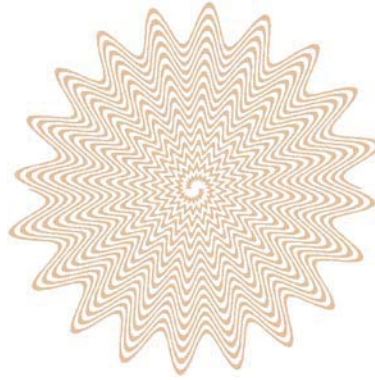


Figure 23 : Spirale d'Archimède et brins à 20 motifs sinusoïdaux par tour [60]

De même, O. Klemp et al présentent en 2004 [62] un travail similaire sur des antennes spirales sinueuses à 4 brins. Les fréquences basses de fonctionnement des antennes initiale et modifiée sont respectivement de 2,25GHz et 1,97GHz. Les ondulations permettent donc une réduction de 12,4% de la fréquence basse de fonctionnement. Le gain est dégradé de 0,5dBi environ pour les fréquences basses de 2GHz à 3GHz.

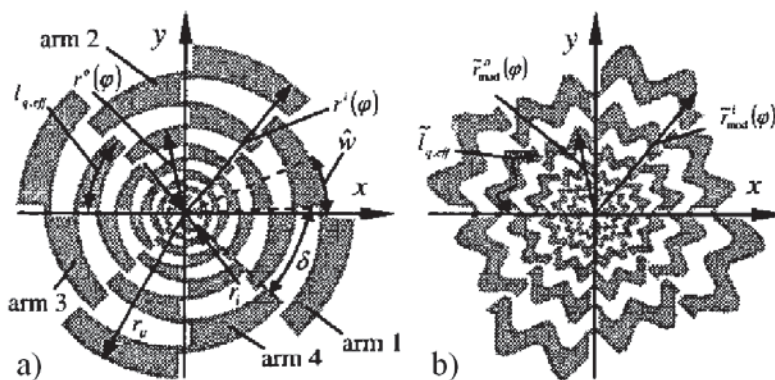


Figure 24 : Antennes sinueuse miniaturisée par des ondulations sur les brins.

3.2. Méandres sur lignes en structure 3D

En utilisant la troisième dimension, l'encombrement dans le plan de l'antenne peut être réduit. C'est le cas de l'antenne log-périodique ci-dessous, dont les dipôles sont repliés afin de diminuer la largeur de l'antenne [63]. Il s'agit d'une antenne proposée par Luan Shan *et al* en 2010. Cette nouvelle antenne est adaptée comme l'antenne planaire de base sur décade de 200MHz à 2GHz. Néanmoins, le gain aux basses fréquences est dégradé. La géométrie a été optimisée de manière à limiter cette dégradation en modifiant les longueurs de chacun des trois éléments formant les monopôles. Dans les meilleures configurations, la largeur de l'antenne miniaturisée descend à 46% de celle de l'antenne planaire initiale.

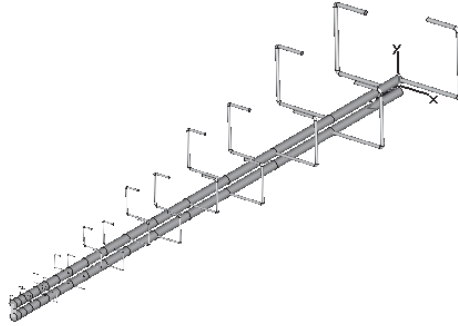


Figure 25 : Antenne log-périodique miniaturisée par pli des dipôles

B.A. Kramer *et al* ont travaillé en 2008 sur la miniaturisation d'une spirale logarithmique [64]. Les pistes ont été réalisées en forme de spire (Figure 26), permettant ainsi d'augmenter considérablement la longueur du fil métallique constitutif de chaque brin. Les éléments métalliques horizontaux sont créés sur deux circuits imprimés parallèles. Ils sont reliés pour former la spire par des vias verticaux. Avec un diamètre $D = 15,9\text{cm}$ et d'après l'équation $D = \lambda_{\text{BF}}/\pi$, une antenne spirale logarithmique devrait être adaptée à partir de 600MHz. Les courbes de coefficients de réflexion en entrée de l'antenne ne sont pas données. Néanmoins, la courbe du gain dans l'axe de la spirale est montrée Figure 27. Nous pouvons constater à la fois une nette amélioration du gain sur la plage [100MHz ; 500MHz], et dans le même temps une dégradation du gain sur la plage [500MHz ; 1GHz]. Le concept reste intéressant, car il est mécaniquement réalisable, et l'influence des spires sur le gain à basses fréquences est positive.

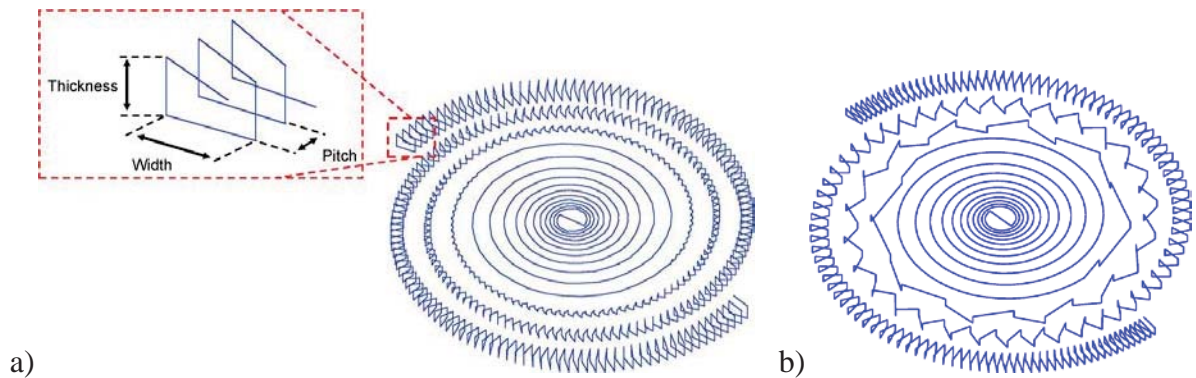


Figure 26 : Antenne spirale logarithmique, miniaturisée par l'allongement des brins en forme de spires 3D, a) modèle théorique, b) modèle de fabrication.

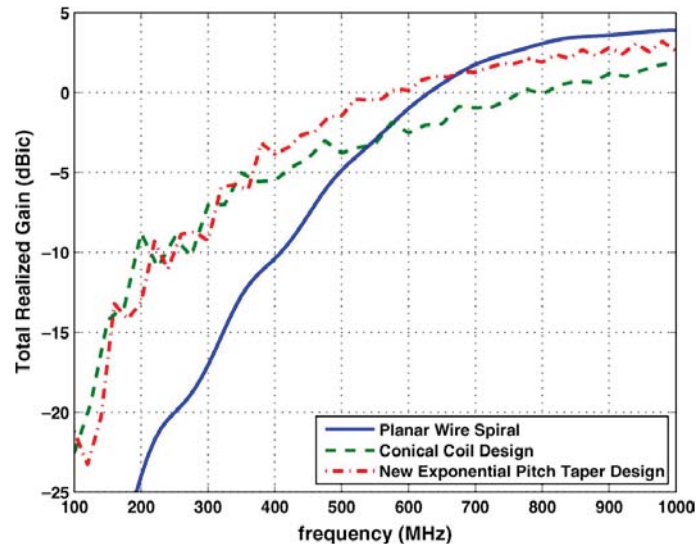


Figure 27 : Courbes de gain dans l'axe de l'antenne spirale à brins 3D

3.3. Optimisation des surfaces métalliques radiatives

L'observation des parties métalliques parcourues par des courants non-négligeables et contribuant à la radiation de l'énergie peut permettre de supprimer des surfaces métalliques inutiles et ainsi réduire l'encombrement de l'antenne. C'est ce qui a été notamment réalisé sur les antennes patch illustrées en Figure 28 [64], permettant de réduire de 50% leur surface.

Le même facteur de réduction a été obtenu sur des antennes patchs dont seule la moitié de la géométrie a été retenue. C'est le cas de l'antenne illustrée en Figure 29 [65].

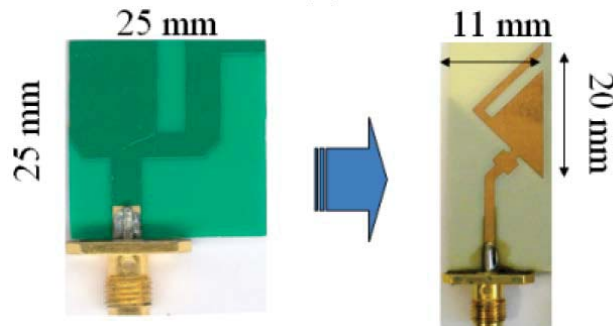


Figure 28 : antenne monopole patch miniaturisée

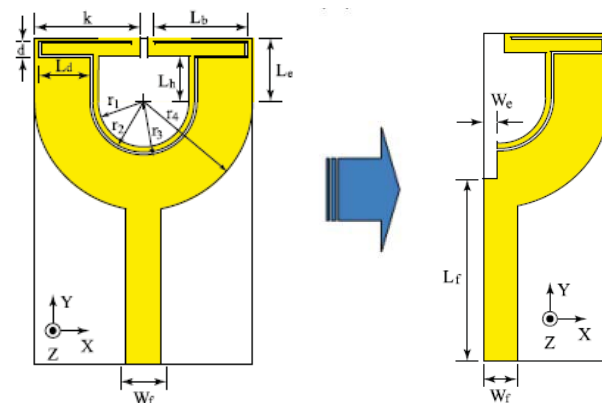


Figure 29 : antenne patch biface miniaturisée

3.4. Spirale entourée par un anneau.

Q.Liu *et al* ont présenté en 2008 [67] la géométrie d'une spirale d'Archimède imprimée, de 4,6cm de diamètre, entourée par un anneau imprimé dans le même plan (Figure 30). Les réductions de diamètre annoncées dans la publication sont de 15%. Néanmoins, après quelques simulations réalisées sur FEKO v.5.5, nous avons conclu que la présence de substrat de constante diélectrique 2.2 et d'épaisseur 0,5mm est indispensable pour obtenir ces résultats. Sans substrat, la seule structure métallique ne permet une réduction que de 6,3%. Une analyse paramétrique montre que le comportement électromagnétique de la spirale aux fréquences proches de la fréquence basse de fonctionnement varie très peu en fonction des paramètres géométriques de la structure tels que la largeur de l'anneau ou l'espace qui le sépare de la spirale (pour des petites variations).

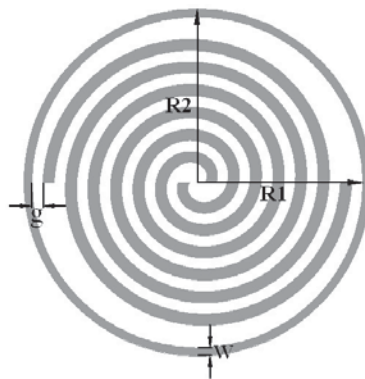


Figure 30 : Spirale d'Archimède entourée par un anneau

3.5. Matériaux diélectriques et magnétodiélectriques

Nous venons de voir dans l'exemple précédent que l'utilisation de matériaux diélectriques permet de miniaturiser une antenne spirale. Ceci est dû à la permittivité du matériau qui permet d'augmenter la longueur électrique des pistes de la spirale. En effet, la longueur électrique est le produit de la longueur géométrique par la racine carré de la permittivité diélectrique du milieu. En approchant un matériau diélectrique de la zone d'émission des champs, ceux-ci traversent un milieu dont la permittivité diélectrique globale est plus élevée. Ceci a ainsi pour effet d'augmenter la longueur électrique, et donc de faire diminuer la fréquence du champ émis.

C'est aussi sur ce principe que reposent les cornets de forte permittivité de U. Schwarz *et al* (2010) [68]. Un bloc de céramique agglomérée de permittivité 60 remplit le cône visible sur la Figure 31. Le cornet a une longueur de 30,5mm, et une ouverture de section 24mm par 24mm. La bande passante est de [2GHz ; 6GHz]. A 2GHz, les dimensions de ce cornet sont donc de $\lambda/6,3 \times \lambda/6,3 \times \lambda/4,9$. Par rapport aux dimensions du cornet nervuré vu dans la section précédente, ce cornet présente une section de taille inférieure de l'ordre de 2,5 environ, soit une réduction de 60%. La principale problématique développée par les auteurs est la réalisation de la céramique agglomérée. Par ailleurs, le coefficient de réflexion en entrée du cornet est supérieur à -10dB pour certaines fréquences de la bande [2GHz ; 6GHz].

Des matériaux à forte perméabilité μ_r sont également utilisés comme substrat pour la miniaturisation d'antenne. Contrairement à la permittivité cependant, la perméabilité varie plus en fonction de la fréquence et est rarement constante sur plus de deux octaves, ce qui limite son usage pour les antennes Ultra-Large-Bande.

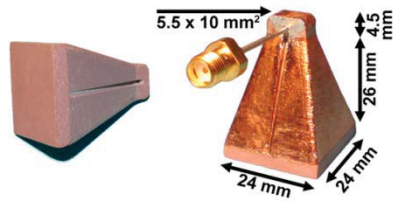


Figure 31 : Cône métallique rempli de céramique

3.6. Tableau de synthèse et conclusion

Le tableau ci-dessous résume pour chaque technique de miniaturisation vue dans cette partie les antennes auxquelles elles sont appliquées, les réductions qu'elles permettent et les inconvénients qu'elles causent à l'antenne miniaturisée par rapport à l'antenne initiale.

<u>Technique de miniaturisation</u>		<u>Antenne miniaturisée</u>	<u>Réduction géométrique</u>	<u>Inconvénient</u>
Méandres 2D	Motifs sinusoïdaux	Antenne quadrifilaire bande étroite	Hauteur : -70%	↘ Gain maximal de 5dBi
	Motifs fractals de Koch	Antenne log-périodique Bande 1,5:1 (ou 40%)	Largeur : -9,8% (1Ité.)	-
			Largeur : -15% (2Ité.) Largeur : -17,2% (3Ité.)	↘ Bande passante ↘ Taux d'ellipticité
	Motifs triangulaires	Spirale d'Archimède Bande 10:1	Diamètre : -11%	(↘ largeur des pistes)
Motifs sinusoïdaux	Spirale sinueuse	Diamètre : -12,4%	↘ Gain pour les fréquences basses	
Suppression des zones métalliques à faibles courants		Patch monopole	Surface : -50%	Modification des diagrammes de rayonnement
Méandres 3D	Antenne log-périodique Bande 10:1		Largeur : -54%	↘ Gain aux basses fréquences Fabrication complexe
	Spirale logarithmique		↗ Gain pour $f < f_{BF}$	↘ Gain pour $f > f_{BF}$
Anneau	Spirale d'Archimède	Diamètre : -6,3%	Pas de paramètre de réglage pertinent	
Matériaux à constante (magnéto-) diélectrique élevée		Diamètre : -8,7% de +		
	Cornet Bande 3:1		Taille : -60% minimum	$ S_{11} > -10\text{dB}$ pour certaines fréquences

Figure 32 : Tableau comparatif des techniques de miniaturisation

De manière générale, nous remarquons tout d'abord, parmi les techniques de miniaturisation recensées, que les réductions les plus fortes sont obtenues sur les antennes les moins large bande (antenne hélice bande étroite, antenne cornet 3:1). De plus, le gain de l'antenne miniaturisée est souvent dégradé par rapport à l'antenne de référence. Les basses fréquences sont le plus généralement très affectées par cette dégradation de gain.

Trois techniques de miniaturisation semblent particulièrement convenir aux antennes spirales : l'utilisation de méandres sur les pistes planaires ou 3D, l'utilisation de substrat diélectrique, ou bien celle plus originale d'un anneau entourant la spirale. Cette dernière technique présente néanmoins le défaut de ne pas proposer de degrés de liberté dont l'influence sur le niveau d'adaptation aurait laissé une marge de manœuvre pour augmenter la miniaturisation.

4. Conclusion

Au regard des spécifications du cahier des charges et de l'objectif de miniaturisation, l'état de l'art des antennes large bande tend à orienter les recherches vers les spirales d'Archimède et logarithmiques. Leur grand avantage est de présenter une certaine compacité vis-à-vis des autres antennes ou groupes d'antennes adaptés sur plus d'une décade et permettant une polarisation circulaire.

Les diverses méthodes de miniaturisation permettent de réduire le diamètre des antennes spirales de 15% au mieux. Retenons que la miniaturisation implique généralement une dégradation du gain, en particulier dans les basses fréquences.

L'objectif va être de développer une antenne dans la perspective de respecter le cahier des charges, tout en dépassant les performances des techniques de miniaturisation actuelles.

CHAPITRE II : ANTENNE SPIRALE ET ANNEAUX RESONNANTS

1. Introduction

Ce chapitre présente une nouvelle géométrie d'antenne développée ici à partir de l'antenne spirale d'Archimède. Cette technique a pour but de miniaturiser les antennes spirales. Nous verrons dans un premier temps une description des éléments constitutifs de cette géométrie originale. Les descriptifs géométriques déterminants seront détaillés. Leurs influences sur l'adaptation de l'antenne seront explicitées. De ces observations sera ensuite donnée une méthode générale d'optimisation de la géométrie. Les avantages et inconvénients de la méthode d'optimisation seront discutés. Les limites seront également abordées. Les meilleurs cas théoriques d'application de la méthode appliquée à l'antenne spirale d'Archimède seront décrits. Quelques précisions sur la spirale d'Archimède concluront cette partie.

2. Description des géométries

2.1. Motifs d'anneaux

La géométrie d'une spirale d'Archimède entourée par un anneau lisse telle qu'elle est présentée par Q.Liu *et al* dans [67] semble permettre la réduction de la fréquence basse de fonctionnement grâce à la résonance des courants parcourant l'anneau. Pour vérifier cela, nous pouvons observer le coefficient de réflexion de la spirale entourée par un anneau de longueur variable. Cette variation de longueur d'anneau sans modification de diamètre est obtenue en utilisant un motif sinueux permettant au courant de parcourir une longueur bien supérieure à la circonférence de l'anneau sans motif de même diamètre. Ces motifs peuvent être par exemple triangulaires, sinusoïdaux, crénelés ou fractals (Figure 33). Notons qu'une diminution de la largeur de la piste décrivant l'anneau est alors nécessaire pour le dessin des motifs. Elle doit être prise en compte pour la réalisation de l'antenne, car la largeur minimale des pistes de l'antenne imprimée conditionne sa faisabilité.

Le maillage utilisé par la Méthode des moments dans FEKO est surfacique. La complexité des motifs influe donc fortement sur le nombre de mailles total. Afin de limiter la durée de simulation, le motif nécessitant le moins de mailles pour décrire l'anneau, pour une longueur déployée donnée, est donc utilisé. Les motifs triangulaires et crénelés présentent des arrêtes, ce qui nécessite un maillage moins fin, et donc moins de triangles, que le motif sinusoïdal aux lignes courbes. Le tableau comparatif de la Figure 34 précise le nombre de mailles triangulaires nécessaires pour chacun des deux motifs, pour des anneaux de longueurs déployées diverses. Si le maillage triangulaire est plus avantageux pour de faibles longueurs déployées, le maillage crénelé devient plus intéressant à partir de longueur d'anneau de plus de quatre mètres environ. Le motif à créneaux a donc été retenu pour toutes les simulations et réalisations présentées dans ce manuscrit (Figure 35). La largeur globale de l'anneau choisie est égale à la largeur des pistes et à la distance entre les pistes notée Δ (Figure 36). La piste de l'anneau est de largeur d .

Modifier la longueur d'anneaux présente l'avantage de faire apparaître un nouveau degré de liberté sur cette structure. De plus, superposer plusieurs anneaux au premier permet l'ajout de nouveaux degrés de liberté.

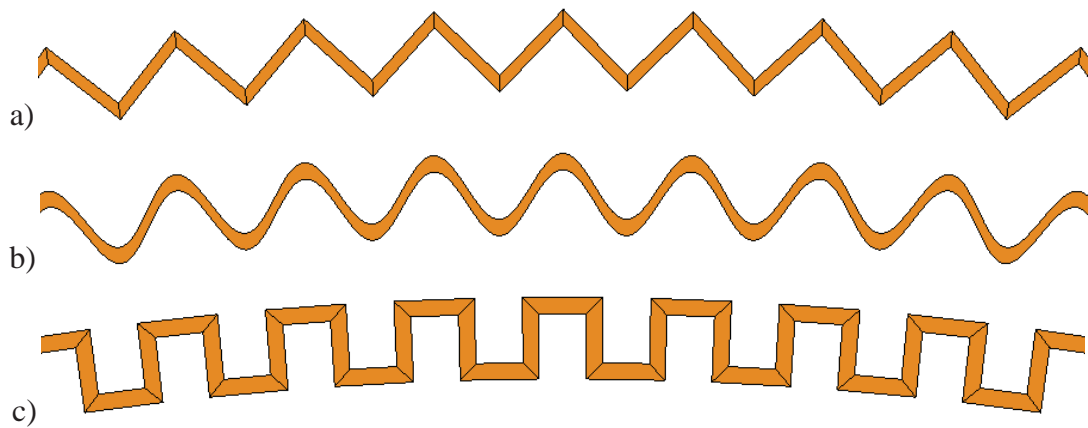


Figure 33 : Motifs d'anneau a) triangulaires, b) sinusoidaux, c) crénelés

Longueur déployée de l'anneau	Motifs triangulaires		Motifs crénelés	
	Nombre de motifs	Nombre de mailles	Nombre de motifs	Nombre de mailles
2m96	60	240	10	320
3m29	110	440	30	476
4m45	246	984	100	800
5m94	438	1752	190	1520
8m42	952	3808	340	2720

Figure 34 : Tableau comparatif du nombre de mailles triangulaires des anneaux à motifs triangulaires et crénelés, en fonction de leurs longueurs déployées.

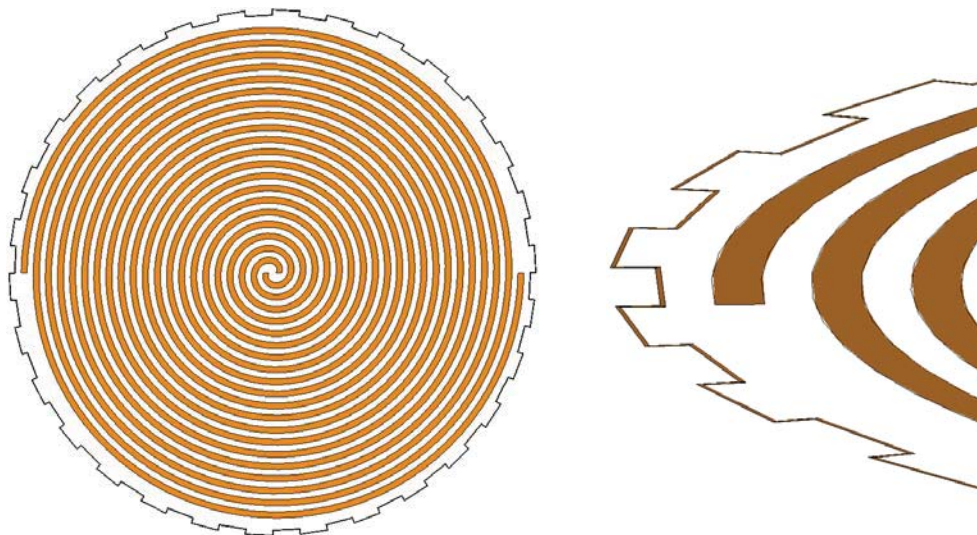


Figure 35 : Spirale entourée d'un anneau aux motifs créneaux, vue d'ensemble et détail.

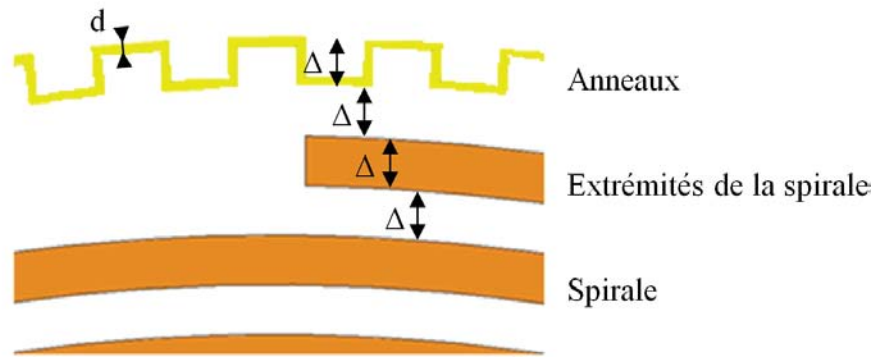


Figure 36 : Anneau crénelé entourant la spirale.

2.2. Empilement d'anneaux

La Figure 37 illustre la superposition de l'antenne spirale et avec un ou deux anneaux résonnants crénelés. Sur les figures, h_1 désigne la distance qui sépare un anneau de la spirale. La description des anneaux est identique à celle de la Figure 36. Nous verrons dans la suite de ce mémoire quelle est l'influence de la superposition d'un ou de plusieurs anneaux à la spirale d'Archimède sur son coefficient de réflexion, en fonction de la distance qui les sépare.

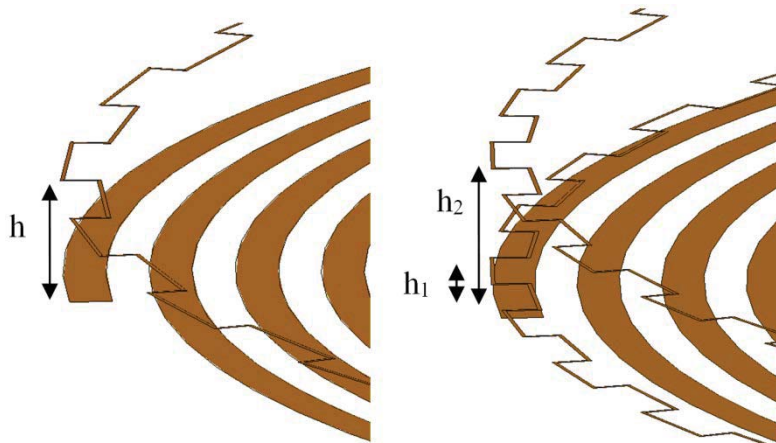


Figure 37 : Antenne spirale d'Archimède superposé d'un et deux anneaux crénelés

Nous verrons également l'intérêt de connecter le premier anneau à la spirale par prolongation des brins de celle-ci (Figure 38).



Figure 38 : Antenne spirale d'Archimède et anneau crénelé connecté dans son plan.

2.3. Bilan des nouveaux paramètres caractérisant la géométrie

Un certain nombre de paramètres décrivant la géométrie de la spirale d'Archimède ont été présentés (cf. I.2.1.1.3 *Spirale d'Archimède* page 9). Il s'agit au minimum du nombre de brin N_b , du nombre de tour de chaque brin N_t , et du rayon maximal de l'antenne R_{\max} . Dans le cas d'une antenne spirale d'Archimède auto-complémentaire à deux brins, à partir de (27), nous pouvons déduire la largeur des brins et l'écart entre les brins, notés $\Delta_{\text{spirale seule}}$. Le rayon minimal de l'antenne spirale R_{\min} est donné par (28).

Les nouveaux paramètres dus à l'ajout des anneaux sont :

- La largeur globale de l'anneau,
- La largeur de la piste métallique décrivant l'anneau,
- La distance minimale entre l'anneau et la spirale,
- Le nombre d'anneaux,
- La distance entre chaque anneau et la spirale,
- Le nombre de motifs par anneau,
- Le type de motif.

Lorsqu'un anneau entoure la spirale dans son plan, les paramètres sont modifiés. Le rayon maximal lié à l'encombrement devient le rayon extérieur de l'anneau $R_{\text{anneau,max}}$, afin que le même encombrement dans le plan de la spirale soit conservé. Le rayon minimal de l'anneau reste à déterminer. S'il est choisi comme ici égal à Δ_{anneau} , la spirale est alors décrite selon les paramètres Δ_{anneau} (29), R_{\min} (30), et R_{\max} (31).

$$\Delta_{\text{spirale seule}} = \frac{R_{\max}}{4N_t + 1,5} \quad (27)$$

$$R_{\min} = \frac{\Delta_{\text{spirale seule}}}{2} \quad (28)$$

$$\Delta_{\text{anneau}} = \frac{R_{\text{anneau,max}}}{4N_t + 3,5} \quad (29)$$

$$R_{\min} = \frac{\Delta_{\text{anneau}}}{2} \quad (30)$$

$$R_{\max} = R_{\text{anneau,max}} - 2\Delta_{\text{anneau}} \quad (31)$$

3. Influence des paramètres

Nous allons voir dans la suite de cette partie l'influence des paramètres de description de l'anneau sur le niveau d'adaptation de l'antenne spirale. Nous utiliserons pour cela une antenne spirale d'Archimède à deux brins auto-complémentaires. Les brins feront dix tours. L'anneau entourant la spirale aura un diamètre maximal de 1 mètre.

3.1. Logiciel de simulation

FEKO est un outil de simulation électromagnétique créé en 2005 par l'entreprise allemande EMSS (EM Software & Systems GmbH). La version utilisée au cours de la thèse est la v6.1. Les méthodes de calcul implémentées sont les suivantes :

- La méthode de base du logiciel est la *Méthode des Moments* (MOM), appliquées sur des surfaces, et également utilisable pour les corps diélectriques et les structures planaires multicouches homogènes. La méthode tient compte des effets de peau et des pertes ohmiques. La fonction de Green y est également implémentée, pour faciliter les calculs de milieux multicouches. La MOM est utilisée pour la conception d'antennes, de composants discrets et circuits en 3D (Figure 39).

- En complément vient la *Multilevel Fast Multipole Method* (MLFMM). Cette méthode est une approximation de la MOM, en cela qu'elle fait apparaître des zéros dans la matrice liant l'impacte d'une fonction élémentaire de calcul à une autre (segments ou triangles), lorsque cette influence est négligeable. Cette méthode donne donc des résultats proches de ceux de la MOM, mais moins précis. En contrepartie, elle allège considérablement les ressources matérielles nécessaires, et permet de simuler de grandes structures de plusieurs centaines de milliers de segments ou triangles.

- La FEM (*Finite Element Method*) est une méthode de calcul volumique (maillage volumique). Elle est particulièrement adaptée aux milieux hétérogènes. Elle est couplée dans FEKO à la MOM, ce qui permet d'optimiser le maillage en évitant à la FEM les calculs dans l'espace vide.

- L'*Optique Physique* (PO), l'*Optique Géométrique* (GO) et l'*Uniform Theory of Diffraction* (UTD) sont d'autres alternatives aux limites matérielles que pose la MOM car ces méthodes réduisent également les temps de calcul pour des résultats aussi juste dans les cas adaptés. L'UTD par exemple est une formulation asymptotique qui augmente les temps de calculs avec la complexité de la forme (nombre d'arrêtes et de surfaces) et non avec sa taille. Donc elle est adaptée pour des formes géométriques simples et grandes. L'optique géométrique est très utilisée pour la simulation de paraboles. Les méthodes asymptotiques servent à l'intégration des antennes dans leur milieu, à l'étude de compatibilité électromagnétique (CEM), et à la propagation des champs sur des objets complexes (Figure 40, Figure 41).

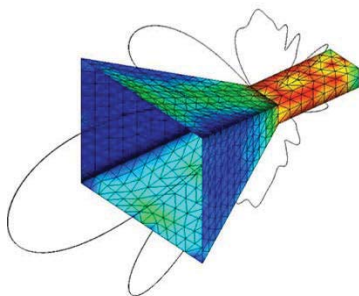


Figure 39 : Simulation de Cornet

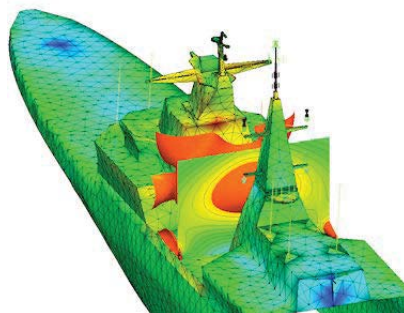


Figure 40 : CEM ; antennes sur un navire

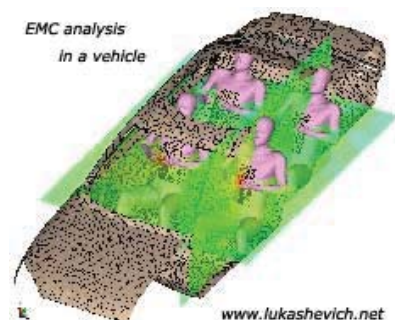


Figure 41 : CEM ; l'homme et son environnement électromagnétique

Nous utiliserons la méthode des moments car c'est la méthode la plus adaptée pour les petites structures avec la méthode des éléments finis. De plus, les temps de calculs sont inférieurs à la FEM pour des structures simples.

3.2. Variation de la longueur de l'anneau

3.2.1. *Influence de la résonance de l'anneau sur le $|S_{11}|$ de l'antenne.*

Les motifs d'anneau (cf. II.2.1 *Motifs d'anneaux* page 31) ont pour objectif de modifier la longueur déployée de l'anneau afin de voir quelle est l'impact de ce paramètre sur le coefficient de réflexion de la spirale d'Archimède à deux brins. Le diamètre extérieur de l'anneau sera fixé à 1 mètre conformément au cahier des charges, afin de conserver l'encombrement de la spirale quelles que soient les antennes simulées. La largeur de l'anneau et l'espacement minimal entre celui-ci et la spirale ont été arbitrairement fixés à $\Delta=1,2\text{cm}$. De plus, la largeur de piste de l'anneau a été choisie suffisamment faible afin que le calcul de sa longueur soit précis. Une piste d'anneau trop large permet en effet au courant la possibilité de se concentrer sur un bord ou l'autre, et ne garantie pas que la distance qu'il parcourt ne soit pas surévaluée par le calcul de la longueur moyenne de l'anneau déployé. Nous prenons donc $d = \Delta/10$. Ainsi, en faisant varier le nombre N_c de créneaux (pris entre 10 et 340), la longueur déployée L de l'anneau peut varier de 2m98 à 9m13.

Le coefficient de réflexion en entrée de la spirale $|S_{11}|$ est calculé à partir de l'impédance d'entrée de l'antenne, d'après (32). L'impédance de référence Z_{ref} utilisée est à déterminer. Pour permettre la meilleure adaptation de l'antenne, il faut utiliser comme impédance de référence la valeur de la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne Z_{in} . Cette valeur est en théorie de 188Ω pour une antenne spirale infinie. Dans le cas des antennes spirales d'un mètre de diamètre, les simulations sans substrat donnent une valeur moyenne de $\text{Re}\{Z_{\text{in}}\}$ plus proche de 200Ω . C'est donc cette valeur que nous utiliserons pour l'affichage des courbes de coefficient de réflexion simulé des antennes spirales ci-après.

$$S_{11}(Z_{\text{ref}}) = \frac{Z_{\text{in}} - Z_{\text{ref}}}{Z_{\text{in}} + Z_{\text{ref}}} \quad (32)$$

Les Figure 42 et Figure 44 présentent les coefficients de réflexion simulés en entrée de la spirale d'Archimède dans différentes configurations, sur les bandes de fréquences [50MHz ; 1,4GHz] et [50MHz ; 130MHz]. Les configurations des antennes de références sont : la spirale d'Archimède de 95,4cm de diamètre, la spirale d'Archimède d'un mètre de diamètre, et la spirale d'Archimède de 95,4cm de diamètre entourée par un anneau lisse d'un mètre de diamètre externe. Les antennes spirales entourées d'un anneau crénelé ont toutes un diamètre de 95,4cm, et les anneaux crénelés ont un diamètre externe de 1m et leurs longueurs déployées vont de 2m98 à 9m13. Nous pouvons donc observer d'une part l'influence qu'ont les anneaux sur l'adaptation de l'antenne spirale de 95,4cm de diamètre, et comparer d'autre part la bande passante des antennes spirales avec ou sans anneau, pour un encombrement identique d'un mètre de diamètre.

Considérons tout d'abord -10dB comme étant la valeur du module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en-dessous de laquelle l'antenne est considérée comme adaptée. Nous pouvons constater sur la Figure 42 que les antennes spirales d'un mètre de diamètre semblent adaptées de 100MHz à 1,4GHz minimum. Nous pouvons également remarquer que l'adaptation de toutes les antennes spirales de 95,5cm de diamètre est identique, indépendamment de l'anneau qui les entoure. En effet, la partie spirale de la géométrie est commune à toutes ces antennes. De plus, l'énergie parcourant les brins de la spirale depuis le centre est rayonnée à ces fréquences avant d'atteindre les anneaux, comme illustré sur la Figure 43. Les courants de surface simulés de l'antenne spirale entourée d'un anneau à 100 créneaux y sont représentés,

pour les fréquences 130MHz et 200MHz. Nous constatons qu'à ces fréquences, la plupart de l'énergie circulant sur les brins n'atteint pas les anneaux. Ces derniers n'influencent donc l'adaptation de la spirale qu'autour de la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne spirale seul, ici avoisinant les 110MHz. Au-delà, l'adaptation des antennes spirales seules ne dépend pas des anneaux.

Au passage, les courbes du coefficient de réflexion des deux antennes spirales seules diffèrent légèrement jusqu'à 800MHz, ce qui s'explique par la différence de la structure rayonnante de ces spirales. En effet, l'antenne spirale d'un mètre de diamètre a été obtenue par homothétie à partir de l'autre, et non par prolongation des brins. Les brins métallisés rayonnants ont donc une géométrie proche mais différente justifiant les différences d'adaptation des antennes.

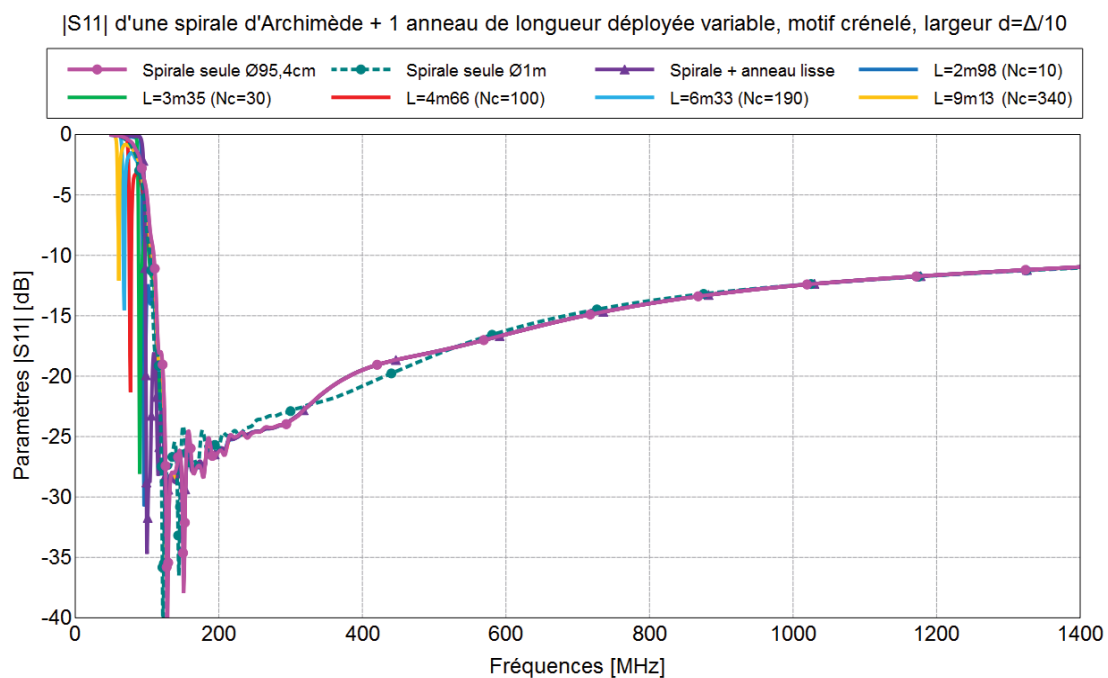


Figure 42 : Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en entrée d'une spirale d'Archimède entourée ou non par un anneau pour diverses longueurs déployées, de 50MHz à 1,4GHz

Nous avons vu que l'influence des anneaux sur l'adaptation de l'antenne spirale est uniquement visible autour de sa fréquence basse de fonctionnement. Les coefficients de réflexion en entrée des antennes spirales des diverses géométries simulées sont montrés sur la bande [50MHz ; 130MHz] sur la Figure 44. L'antenne spirale d'Archimède seule (Ø95,4cm) est adaptée à partir de 109MHz. Lorsque des anneaux sont ajoutés à cette antenne spirale, nous observons une chute du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ pour des fréquences inférieures à la 109MHz, et ces fréquences varient selon la longueur déployée de l'anneau. Le graphique de la Figure 45 reprend les fréquences de résonance des anneaux en fonction de leur longueur déployée (L). Nous pouvons constater que plus la longueur déployée est grande, plus la fréquence de résonance est basse. Dans le cas de l'anneau non-crénelé (anneau lisse), la longueur de l'anneau est de 3,1m et la fréquence de résonance est de 100MHz. La fréquence associée à une longueur d'onde de 3,1m est de 97,8MHz. L'énergie parcourant l'anneau est donc mieux rayonnée à la fréquence telle que la longueur d'onde associée est voisine de la longueur déployée de l'anneau.

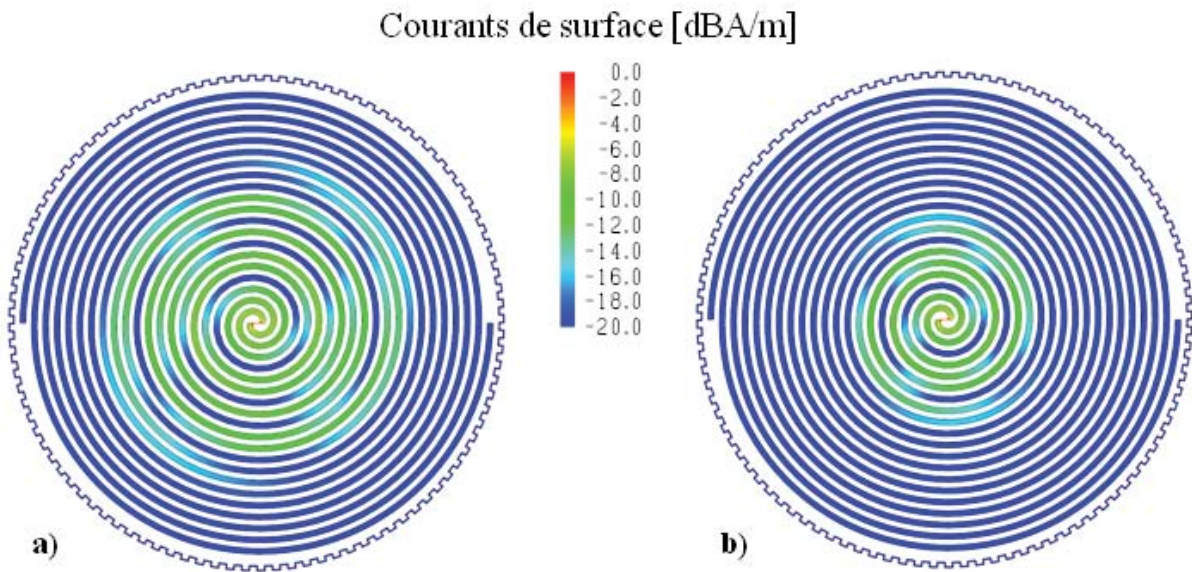


Figure 43 : Simulation du courant de surface de l'antenne spirale d'Archimède entourée par un anneau à 100 créneaux, a) à 130MHz et b) à 200MHz

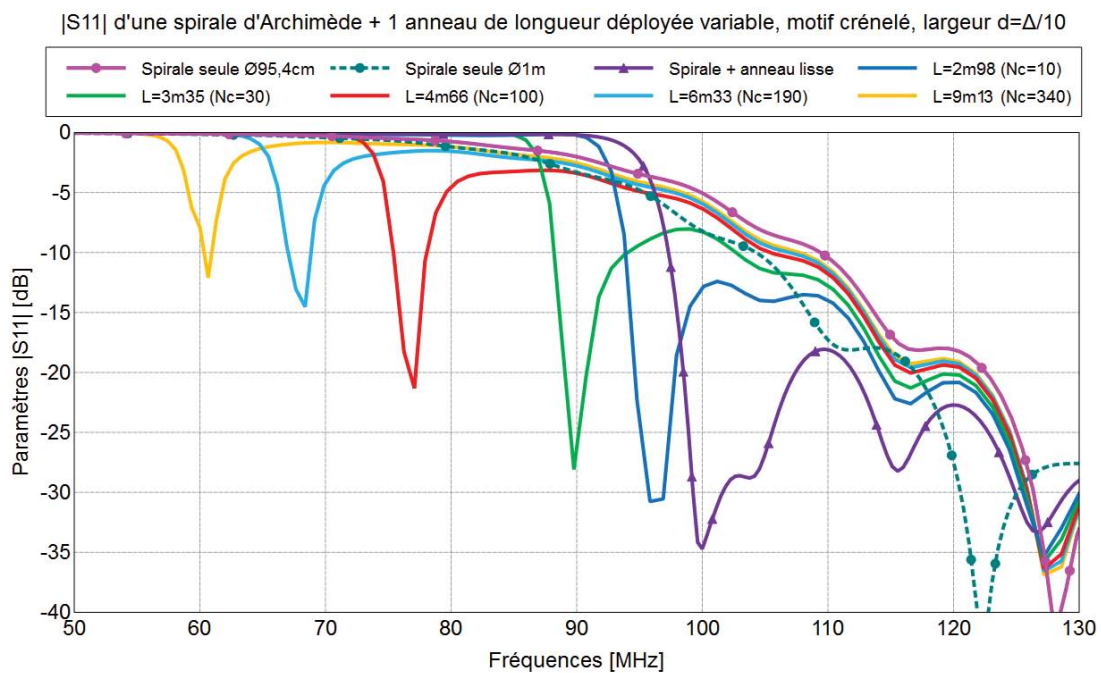


Figure 44 : Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en entrée d'une spirale d'Archimède entourée ou non par un anneau pour diverses longueurs déployées, de 50MHz à 130MHz

Pour vérifier s'il y a également corrélation entre la longueur d'onde à la résonance des anneaux crénelés et leur longueurs déployées, nous avons tracé la courbe des fréquences dont la longueur d'onde associée est égale à la longueur déployée de l'anneau (33) et l'avons comparée à la première courbe (Figure 45). Nous observons que plus la longueur déployée est importante, plus la longueur d'onde associée à la fréquence de résonance diffère de la longueur déployée de l'anneau. Une régression linéaire de la courbe de fréquences de

résonance simulées donne la loi affine (34). Le coefficient de détermination associée est $R^2=0,9602$, ce qui invalide la relation liant la longueur d'onde à la résonance de l'anneau à sa longueur déployée. La loi affine relative au logarithme népérien de la longueur déployée (35) présente un coefficient de détermination de $R^2=0,9980$. Cette relation nous informe que pour réduire la fréquence de résonance des anneaux avec les motifs crénelés, il faut augmenter exponentiellement la longueur des anneaux. D'autres motifs peuvent mieux convenir à cette augmentation exponentielle, notamment les motifs fractals.

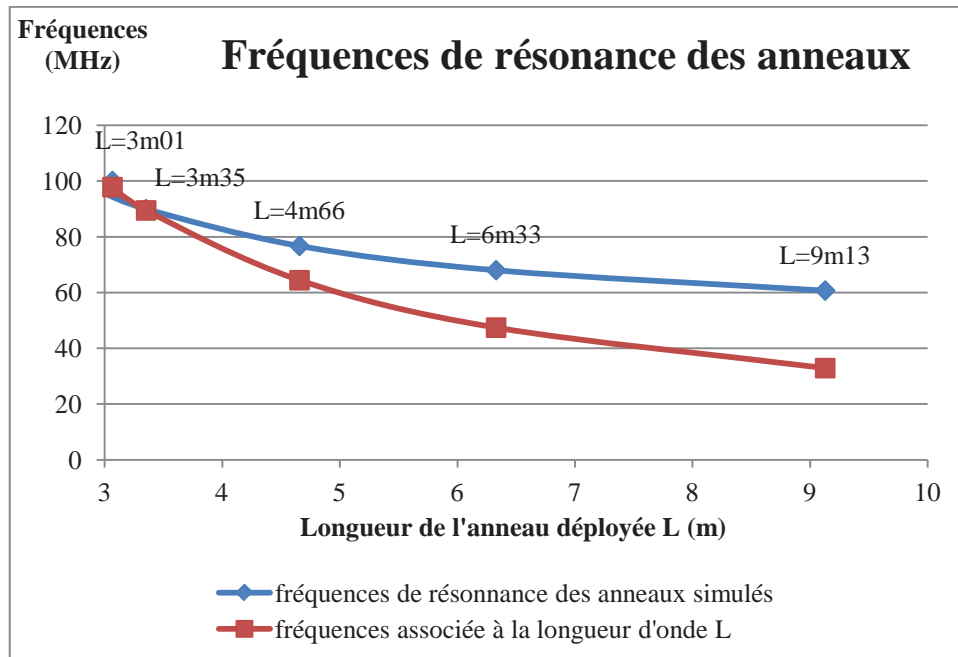


Figure 45 : Fréquences de résonance des anneaux en fonction de la longueur déployée.

$$f = \frac{c}{L} \quad (33)$$

$$\lambda = \alpha.L + \beta \quad (R^2=0.9602) \quad (34)$$

$$\lambda = \alpha.\ln(L) + \beta \quad (R^2=0.9980) \quad (35)$$

Pour finir, notons que l'antenne spirale d'Archimède seule ($\varnothing 1m$) est adaptée dès 103MHz (Figure 44), soit à partir de 6MHz plus bas que l'antenne spirale d'Archimède de $\varnothing 95,4cm$. Ce résultat attendu du fait que l'antenne est plus grande explique pourquoi nous comparerons toujours les antennes à anneaux crénelés à l'antenne de même encombrement, afin de ne pas surestimer le coefficient de réduction de la fréquence basse de fonctionnement.

3.2.2. Notion de bande de fréquences intermédiaires

Nous avons vu d'après (35) que nous pouvons choisir la fréquence de résonance à laquelle l'anneau entre en résonance. L'intérêt est de choisir une fréquence inférieure à la bande passante de l'antenne spirale seule, afin de diminuer la fréquence basse de

fonctionnement. Nous veillerons toutefois à ne pas choisir une fréquence trop faible. En effet, si la fréquence de résonance est à peine inférieure à la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne seule, l'antenne est adaptée à partir d'une fréquence voisine de celle-ci. C'est le cas des antennes à anneau lisse et à anneau crénelé pour $N_c=10$ sur la Figure 44. Dans les autres cas, la fréquence de résonance est trop basse, laissant le module du coefficient de réflexion remonter au-dessus de -10dB sur des fréquences comprises entre la fréquence de résonance et la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne spirale seule. Il faudra donc veiller, lors du choix de la longueur déployée de l'anneau, à l'adaptation de l'antenne sur les fréquences comprises entre la fréquence de résonance de l'anneau et la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne spirale seule (ici 109MHz). Nous appellerons ces fréquences la Bande de Fréquences Intermédiaires (BFI, Figure 46).

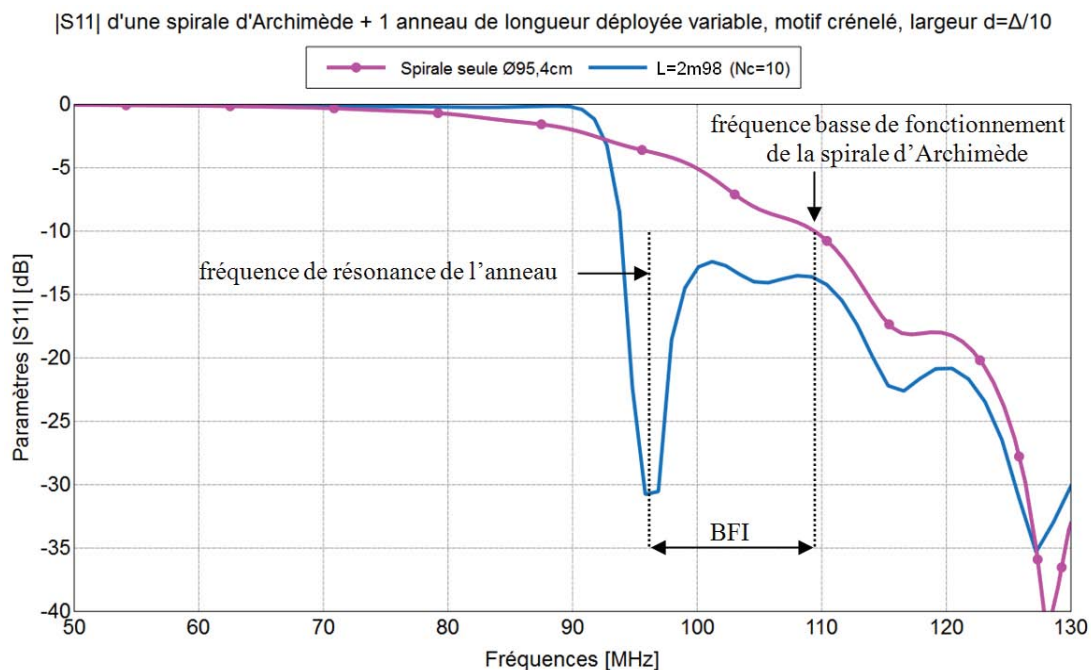


Figure 46 : Illustration de la Bande de Fréquences Intermédiaires (BFI)

3.3. Variation de la hauteur d'un anneau

Nous avons vu précédemment (cf. II.2.2 *Empilement d'anneaux* page 33) la possibilité d'empiler les anneaux au-dessus de la spirale, au niveau de son périmètre. La Figure 47 illustre la superposition de l'antenne spirale et d'un anneau résonnant crénelé. H désigne la distance qui sépare l'anneau de la spirale.

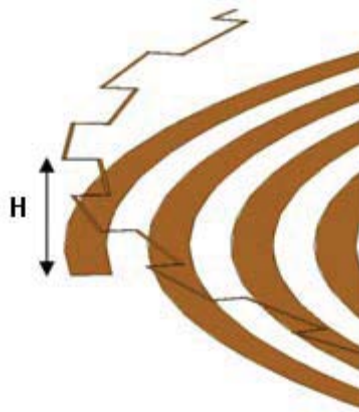


Figure 47 : Antenne spirale d'Archimède superposé d'un anneau crénelé

Sur la Figure 48 est représenté le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne représentée sur la Figure 47. Il s'agit d'une spirale d'Archimède ($\varnothing 1\text{m}$) surmontée d'un anneau crénelé de largeur de piste $\Delta/10 = 1,2\text{mm}$ à diverses hauteurs H.

Nous pouvons remarquer que la résonance semble plus marquée pour une hauteur voisine de 36mm que pour une hauteur inférieure. La précision de la lecture du $|S_{11}|$ minimum à un pic de résonance dépend fortement du nombre de points de fréquence utilisé dans la simulation. Aussi cette lecture n'est pertinente que si le nombre de points est suffisamment important. Ceci est le cas pour l'ensemble des simulations qui ont conduit au graphique de la Figure 49, sur lequel nous pouvons voir le $|S_{11}|$ minimum à la résonance pour diverses valeurs de hauteur H allant de 2,4mm à 12cm. Cette courbe met en évidence une valeur de hauteur de l'anneau optimale de 3,1cm pour laquelle le niveau d'adaptation est excellent. Par ailleurs, si l'anneau est plus proche de la spirale ($H=2,4\text{mm}$), l'adaptation de l'antenne se dégrade au voisinage de 92,5MHz, et elle est jusqu'à 2dB meilleure sur la Bande de Fréquences Intermédiaire. Le placement d'un anneau résonnant juste au-dessus de la spirale s'avère donc être une solution efficace pour améliorer l'adaptation d'impédance de l'antenne spirale sur la BFI.

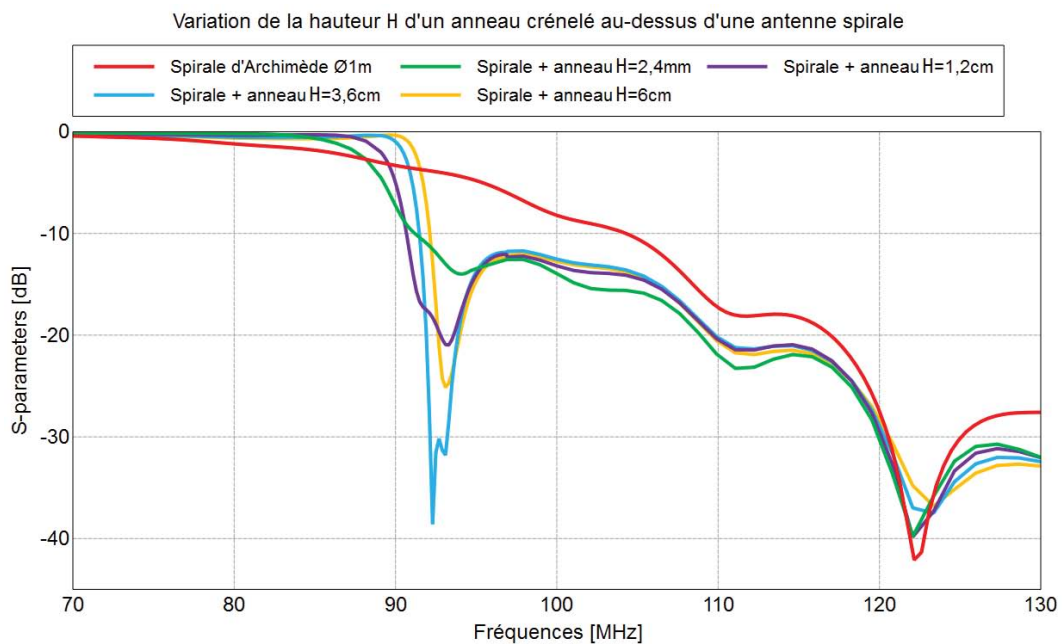


Figure 48 : Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en entrée d'une spirale d'Archimède ($\varnothing 1\text{m}$) surmontée par un anneau crénelé à diverses hauteurs H

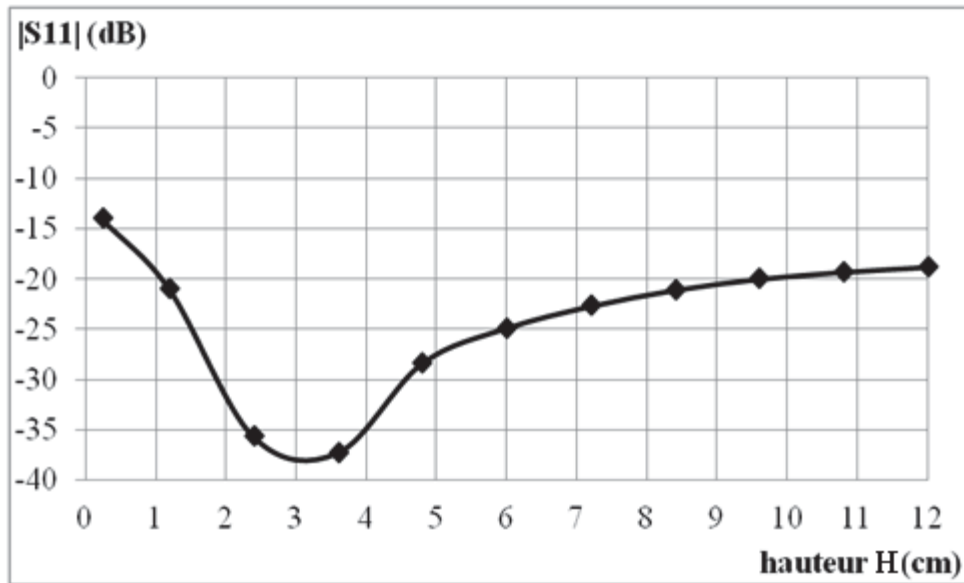


Figure 49 : Courbe de $|S_{11}|$ minimal à la fréquence de résonance des anneaux en fonction de la hauteur H de la spirale à un anneau

Nous retiendrons donc dans le cas d'une antenne à un anneau crénelé de 1 mètre de diamètre que le meilleur cas est obtenu pour une hauteur $H=2,4\text{mm}$, hauteur pour laquelle l'adaptation sur la BFI est la meilleure. Cependant, nous allons voir par la suite l'intérêt de combiner une bonne adaptation sur la BFI avec des anneaux proches et une forte adaptation proche de la fréquence basse de fonctionnement avec un anneau plus éloigné (idéalement ici $H=31\text{mm}$).

3.4. Variation du nombre d'anneaux

Nous avons vu précédemment qu'un anneau superposé et couplé à la spirale peut modifier de deux façons son adaptation selon la distance qui les sépare. Un anneau très proche de la spirale (cas $H=2,4\text{mm}$) améliore l'adaptation sur la BFI, tandis qu'un anneau plus éloigné va surtout améliorer l'adaptation à la fréquence de résonance de l'anneau. Nous allons essayer de combiner ces deux effets en superposant deux anneaux à la spirale d'Archimède. Un anneau plus éloigné devrait donc garantir un excellent niveau d'adaptation à la fréquence de résonance, tandis qu'un anneau très proche devrait améliorer l'adaptation sur la BFI (Figure 50).

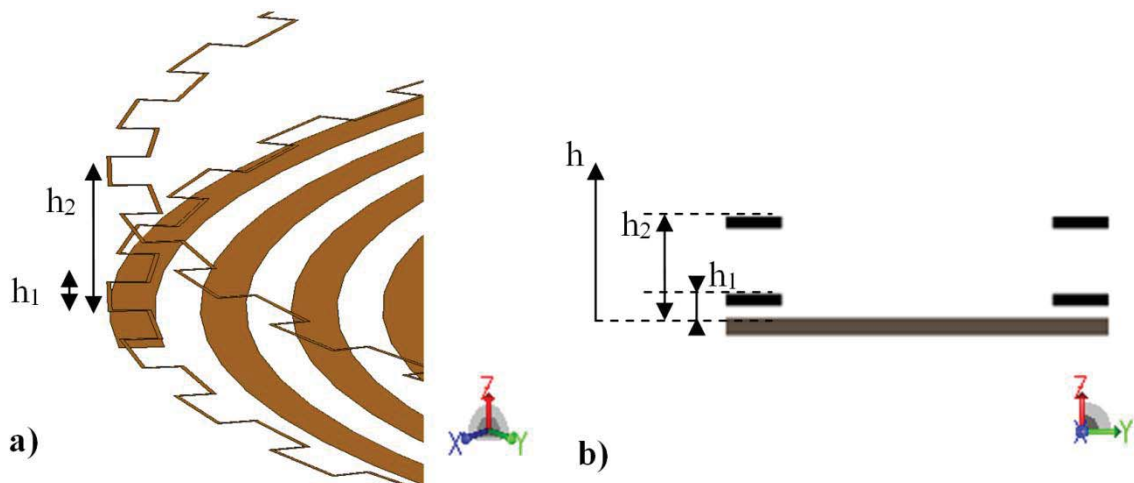


Figure 50 : Antenne spirale et deux anneaux crénelés placés au-dessus. a) vue oblique, b) vue en coupe

La Figure 51 présente les coefficients de réflexion en entrée des trois antennes spirales surmontées dans un cas d'un anneau à 2,4mm, puis d'un anneau à 31mm, et enfin de ces deux anneaux combinés. Nous remarquons que combiner deux anneaux permet d'augmenter grandement l'adaptation sur la BFI, faisant chuter le coefficient de réflexion $|S_{11}|_{\max, BFI}$ de -12dB pour un seul anneau à -18dB avec les deux anneaux. Par ailleurs, dans le cas à 2 anneaux, le minimum local de $|S_{11}|$ sur la BFI n'est plus à 93MHz mais est monté à 95MHz. Nous verrons dans le paragraphe II.4 *Etude du résonateur d'anneaux couplés seul* page 50 dans quelle mesure l'ajout d'un anneau peut entraîner l'augmentation de la fréquence de résonance des anneaux. La fréquence basse de fonctionnement reste néanmoins de 92MHz environ pour les trois cas.

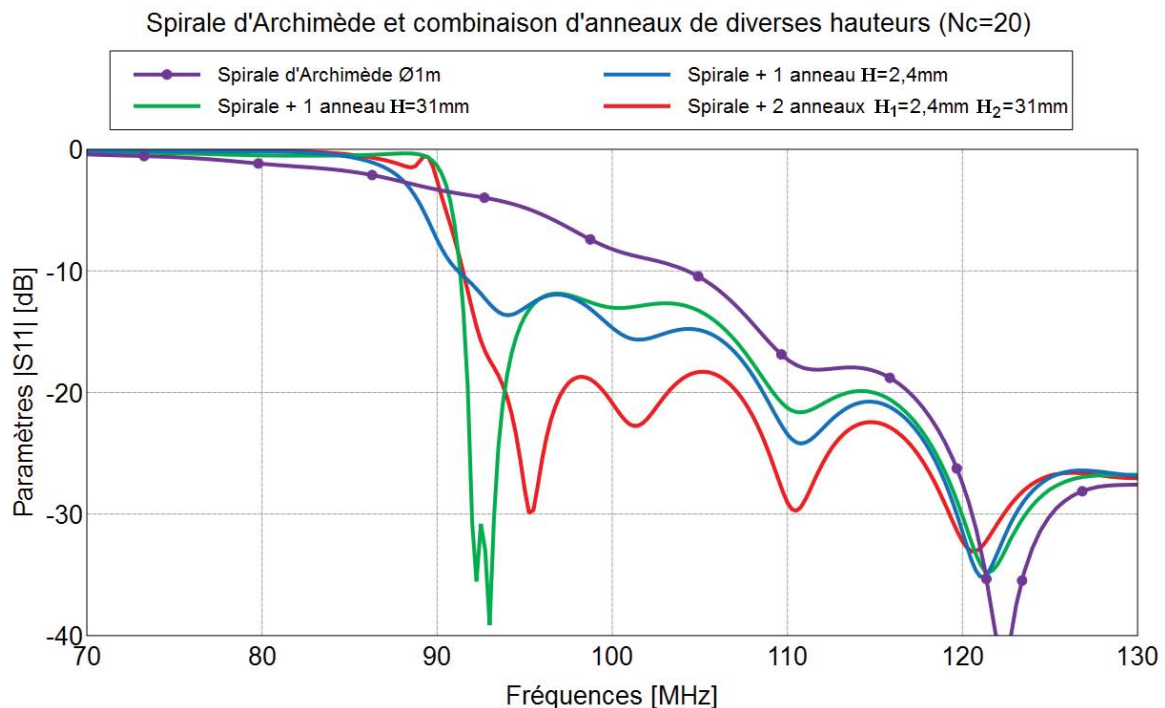


Figure 51 : Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en entrée d'une spirale d'Archimède avec un à deux anneaux crénelés (Nc=20)

Après avoir ajouté un anneau à l'antenne spirale, nous augmentons dans un deuxième temps la longueur des anneaux. La Figure 52 illustre le coefficient de réflexion simulé en entrée de la spirale pour deux anneaux de 20, 30, 46 et 60 motifs crénelés. Nous constatons tout d'abord que la fréquence basse de fonctionnement a baissé respectivement de 91,6MHz à 89,4MHz, 86,2MHz et 83,5MHz (Figure 53). La réduction obtenue sur la fréquence basse de fonctionnement considérée à -10dB par rapport à la spirale seule de même encombrement (Ø1m) est donc respectivement de 12%, 14,1%, 17,2% et 19,8%. Le minimum local de $|S_{11}|$ à proximité de la fréquence basse de fonctionnement montre le décalage de la fréquence de résonance des anneaux due à l'augmentation de leur longueur. Cette forte adaptation à la fréquence de résonance est due à l'anneau éloignée ($h_2=31mm$), comme nous venons de le voir dans le paragraphe précédent. C'est donc l'augmentation de sa longueur déployée qui permet de diminuer la fréquence basse de fonctionnement.

Par ailleurs, l'augmentation de la longueur des anneaux implique une dégradation du coefficient de réflexion sur la BFI. Nous avons déjà vu ce phénomène illustré sur la Figure 44 dans le cas des spirales entourée par un anneau crénelé. Avec deux anneaux, la remontée du $|S_{11}|$ est tout de même moins forte. Par exemple, dans le cas d'une antenne spirale à anneaux crénelés de 30 motifs, le maximum local de $|S_{11}|$ sur la BFI est avec un seul anneau de -8dB à $98,7\text{MHz}$ (Figure 44), tandis qu'il est avec deux anneaux de $-14,9\text{dB}$ à $97,5\text{MHz}$ (Figure 52). Cette adaptation sur la BFI est due à la présence d'anneau proche de la spirale, comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent.

Notons que la longueur optimale de l'anneau dépend directement de la valeur maximale choisie de $|S_{11}|$ sur la BFI. D'après le tableau Figure 54, si l'antenne est considérée adaptée pour un $|S_{11}| < -18\text{dB}$, il suffit de mettre 20 créneaux voire un ou deux de plus, et l'antenne fonctionnera alors à partir de $93,4\text{MHz}$ environ pour un facteur de réduction attendu de près de 19%. Si un coefficient de réflexion plus faible est toléré pour considérer l'antenne adaptée, comme -10dB , alors le nombre de créneaux peut monter jusqu'à 60. La fréquence basse de fonctionnement baisse alors de 10MHz environ, pour un facteur de réduction similaire.

Nous pouvons conclure que l'adaptation d'une antenne spirale peut être grandement améliorée en superposant deux anneaux au-dessus. Un anneau éloigné assure une forte résonance à la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne, et l'autre anneau très proche de la spirale permet d'améliorer l'adaptation de l'antenne sur la BFI.

Nous verrons dans le paragraphe II.6, *Meilleurs cas de la méthode appliquée à une antenne d'un mètre de diamètre* page 58, qu'il est possible d'améliorer le niveau d'adaptation de la spirale sur la BFI en augmentant le nombre d'anneaux, selon la méthode présentée ci-après en II.5, *Discussion de la méthodologie générale de miniaturisation* page 55.

Spirale d'Archimède et combinaison de 2 anneaux, variation de longueur (avec $h_1=2,4\text{mm}$ et $h_2=31\text{mm}$)

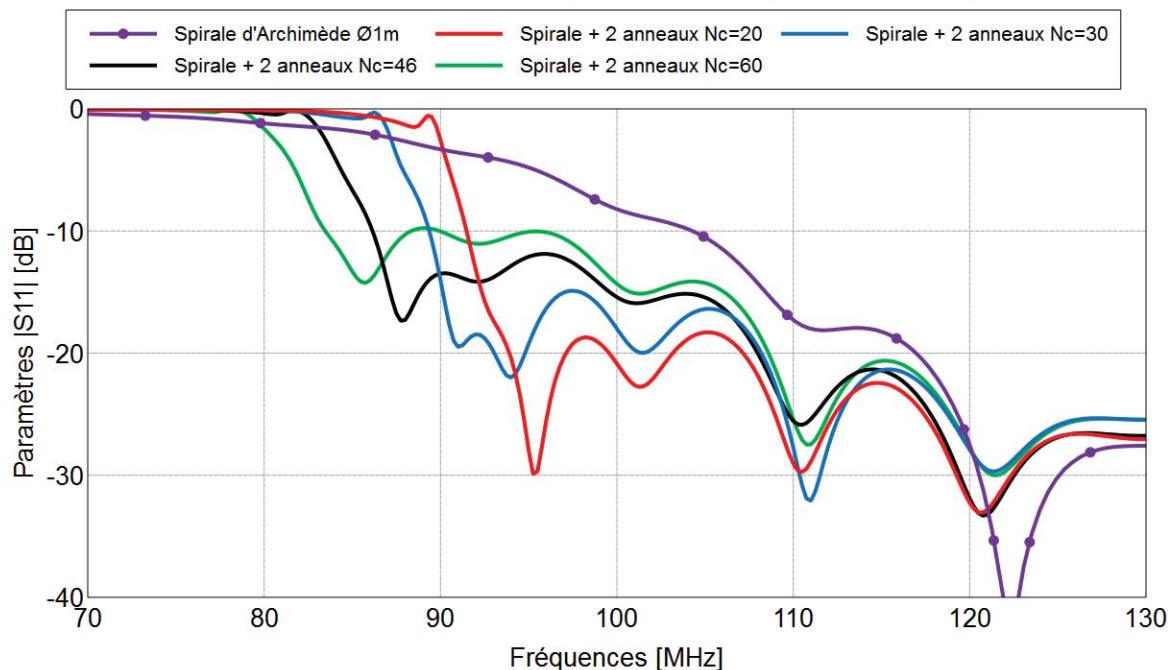


Figure 52 : Coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en entrée d'une antenne spirale d'Archimède ($\varnothing 1\text{m}$) à deux anneaux crénelés de diverses longueurs ($N_c=20, 30, 46$ et 60)

Nombre de créneaux N_c	Fréquence à -10dB	Réduction par rapport à l'antenne spirale ($\varnothing 1m$) ($f_{ S_{11} =-10dB} = 104,1MHz$)
20	91,6 MHz	12%
30	89,4 MHz	14.1%
46	86,2 MHz	17.2%
60	83,5 MHz	19.8%

Figure 53 : Tableau comparatif des fréquences basses de fonctionnement des antennes à 2 anneaux crénelés en fonction du nombre de créneaux N_c , et facteurs de réduction par rapport à l'antenne spirale d'Archimède simple ($\varnothing 1m$)

Nombre de créneaux N_c	$ S_{11} _{max,BFI}$	f_{min} antenne spirale + anneaux crénelés pour $ S_{11} = S_{11} _{max,BFI}$	f_{min} antenne spirale simple ($\varnothing 1m$) pour $ S_{11} = S_{11} _{max,BFI}$	Réduction par rapport à l'antenne spirale ($\varnothing 1m$) ($ S_{11} _{max,BFI}$ considéré)
20	-18,3dB	93,4 MHz	115,2 MHz	18,9%
30	-14,9dB	90,1 MHz	108,4 MHz	16,9%
46	-11,9dB	86,6 MHz	106,3 MHz	18,5%
60	-10dB	83,5 MHz	104,1 MHz	19,8%

Figure 54 : Tableau comparatif des fréquences basses de fonctionnement des antennes à 2 anneaux crénelés en fonction du nombre de créneaux N_c , et facteurs de réduction par rapport à l'antenne spirale d'Archimède simple ($\varnothing 1m$) calculés pour une adaptation considérée pour $|S_{11}| < |S_{11}|_{max,BFI}$

3.5. Connexion du premier anneau à la spirale

Nous savons maintenant qu'ajouter des anneaux par empilement successifs au-dessus d'une antenne spirale permet d'en diminuer la fréquence basse de fonctionnement. Mécaniquement, l'ajout de ces anneaux implique des surcoûts liés à l'impression de pistes cuivrées sur des couches de substrat supplémentaire, ainsi que l'équipement nécessaire pour les assembler. De plus, il faut savoir contrôler les hauteurs relatives entre chaque anneau. Nous avons par ailleurs vu qu'outre un anneau plus éloigné, il est nécessaire que les autres soient proches de la spirale afin d'assurer l'adaptation sur la BFI. Au vu des dimensions, il est intéressant de voir si l'anneau le plus proche ne pourrait pas être imprimé dans le plan de l'antenne spirale elle-même.

Comparons le coefficient en entrée de deux antennes spirales à 3 anneaux. Les deux modèles ont le même diamètre $\varnothing 1m$, la même hauteur $H = 10cm$, et les anneaux comptent 100 motifs crénelés chacun. La première antenne dispose d'une spirale d'un mètre de diamètre (Figure 55). Ses anneaux sont à des hauteurs $h_1 = 1cm$, $h_2 = 3cm$ et $H = 10cm$. La spirale de la deuxième antenne a un diamètre de 95,4cm, et est entourée d'un premier anneau (Figure 56). Le second anneau est à une hauteur $h_2 = 3cm$ et le troisième $H = 10cm$.

Nous pouvons observer les résultats de simulation des coefficients de réflexion en entrée des spirales sans substrat sur la Figure 57. Nous constatons que l'adaptation est fortement dégradée sur la BFI. La fréquence basse de fonctionnement remonte de 84,6MHz à 86,4MHz, et le coefficient de réflexion remonte de -14dB à -12dB. Ces données sont résumées dans le tableau Figure 60. Ces deux caractéristiques, fréquence et niveau d'adaptation, étant dégradées, il n'est pas possible d'améliorer l'adaptation sur la BFI en modifiant simplement la

longueur déployée des anneaux. En améliorant l'une des caractéristiques, l'autre serait encore plus dégradée, d'après les conclusions des paragraphes précédents. Ce phénomène résulte de la diminution du diamètre de la spirale de référence à 95,4cm, qui, comme nous l'avons vu (cf. II.3.2 *Variation de la longueur de l'anneau* page 36), n'est pas adaptée à si basse fréquence (109MHz) que la spirale d'un mètre de diamètre (104MHz).

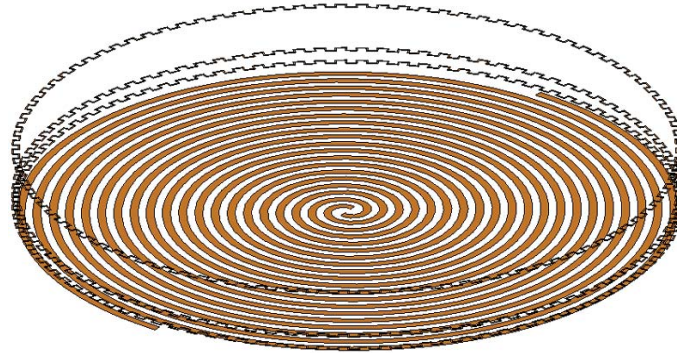


Figure 55 : Antenne VHF à 3 anneaux, $N_c=100$. Spirale et anneaux sur 4 niveaux différents.

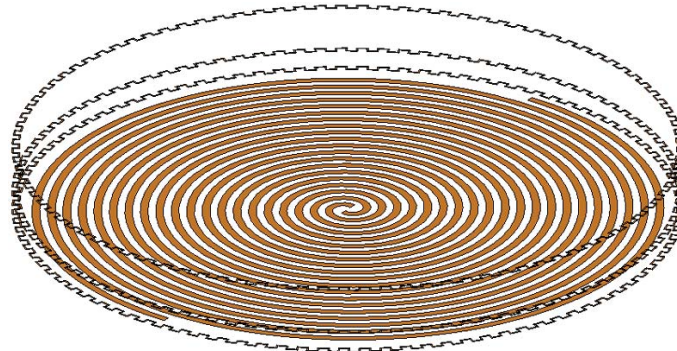


Figure 56 : Antenne VHF à 3 anneaux, $N_c=100$. Spirale et anneau n°1 sur un même plan, non-connectés.

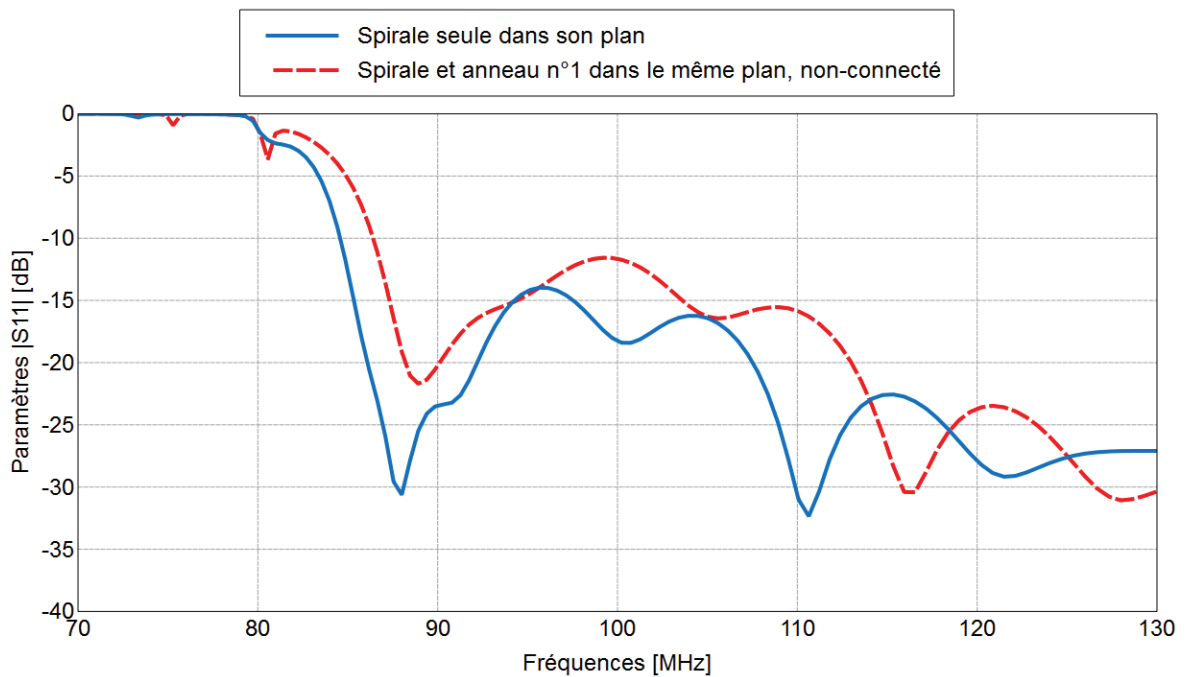


Figure 57 : Comparatif des paramètres $|S_{11}|$ des antennes à 3 anneaux dont un dans le plan ou non (Figure 55 et Figure 56)

Comparons maintenant la première antenne surmontée de trois anneaux à une antenne spirale à trois anneaux dont le premier, dans le plan de la spirale, est connecté à celle-ci par prolongation des brins (Figure 58). Les courbes de coefficients de réflexion, Figure 59, montrent que la connexion de l'anneau à la spirale modifie le comportement de l'antenne. L'antenne dont le premier anneau est connecté à la spirale présente cette fois une fréquence basse de fonctionnement inférieure à celle de l'antenne de la Figure 55 (83,6MHz au lieu de 84,6MHz, Figure 60). Cependant, son coefficient de réflexion maximal sur la BFI est de $-12,5\text{dB}$ au lieu de -14dB . Nous pouvons théoriquement diminuer la longueur déployée des anneaux afin de remonter la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne à anneau connecté de 83,6MHz à 84,6MHz. Il faut pour cela diminuer le nombre de motifs crénelés de 100 à 90 (Figure 59). Dans ce cas, l'antenne surmontée de trois anneaux à 100 motifs crénelés et l'antenne à trois anneaux de 90 créneaux, dont le premier anneau est connecté à la spirale, ont toutes deux une fréquence basse de fonctionnement identique de 84,6MHz. De plus, elles ont la même épaisseur $H=10\text{cm}$, et le même nombre d'anneaux.

L'avantage de l'antenne à 3 anneaux sur 4 niveaux est d'avoir une adaptation légèrement meilleure sur la BFI ($|S_{11}|_{\text{max,BFI}} = -14\text{dB}$). D'un point de vue mécanique, la spirale imprimée est alors indépendante des anneaux et peut être réutilisée pour différents ensembles d'anneaux, par exemple de longueurs différentes. Mais le modèle de l'antenne à plusieurs anneaux, dont un est connecté à la spirale, permet de s'affranchir d'une couche de substrat et éventuellement de mousse intercalaire, pour des performances techniques très proches. Considérant le coût et la masse d'un étage, cela devient un avantage non-négligeable. C'est pourquoi les antennes présentées dans la suite de ce mémoire auront désormais un premier anneau dans le plan de la spirale et connecté à celui-ci.

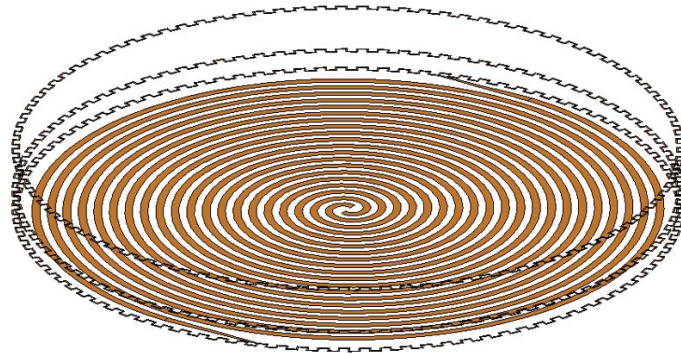


Figure 58 : Antenne VHF à 3 anneaux, $N_c=100$. Spirale et anneau n°1 sur un même plan, connectés entre eux.

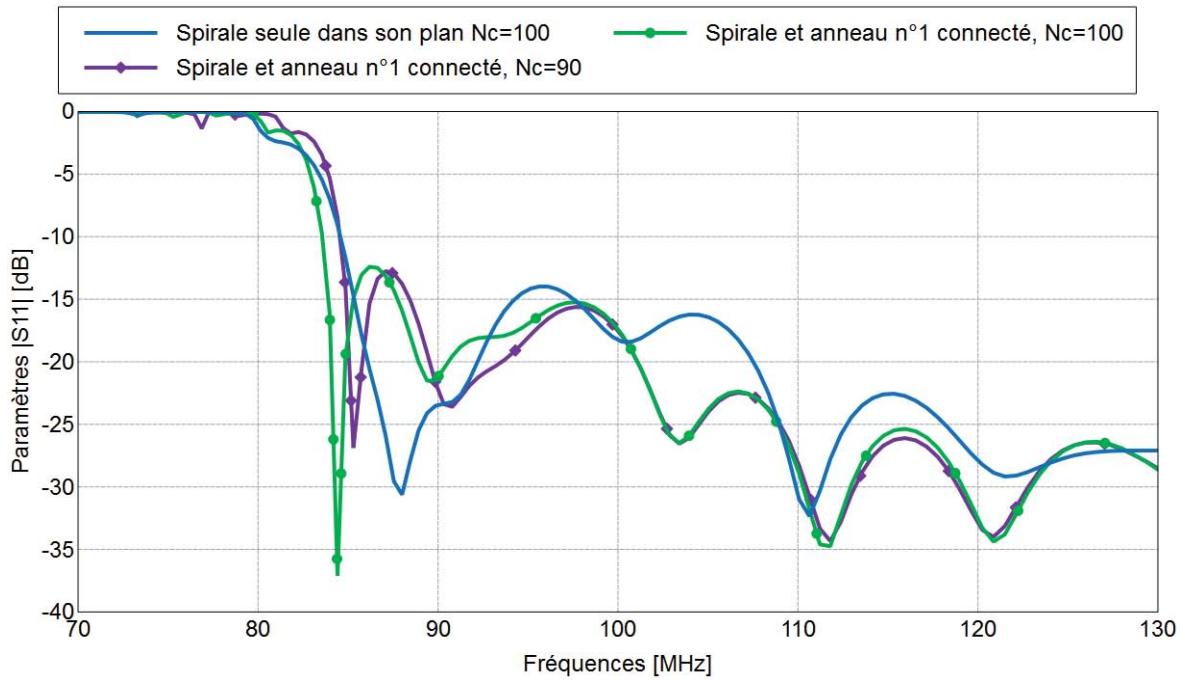


Figure 59 : Comparatif des paramètres $|S_{11}|$ des antennes à 3 anneaux dont le premier au-dessus de la spirale ou connecté (Figure 55 et Figure 57)

Type d'antenne spirale à 3 anneaux, $H=10\text{cm}$	Diamètre de la spirale	Nombre de créneaux	$ S_{11} _{\text{max,BFI}}$	$f_{ S_{11} =-10\text{dB}}$
Spirale seule dans son plan	1m	$N_c = 100$	-14dB	84,6MHz
Spirale + anneau crénelé non-connecté	95,4cm	$N_c = 100$	-12dB	86,4MHz
Spirale + anneau crénelé connecté	95,4cm	$N_c = 100$	-12,5dB	83,6MHz
Spirale + anneau crénelé connecté	95,4cm	$N_c = 90$	-12,8dB	84,6MHz

Figure 60 : Tableau récapitulatif des caractéristiques des antennes à 3 anneaux simulées, pour un diamètre total de l'antenne de 1m, $h_2=3\text{cm}$ et $h_3=H=10\text{cm}$.

3.6. Variation de la hauteur H d'une antenne à plusieurs anneaux résonnants

Il a été montré précédemment que nous pouvions diminuer la fréquence basse de fonctionnement d'une spirale en superposant des anneaux à la spirale. L'anneau le plus éloigné garantit un niveau d'adaptation élevé à la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne complète, tandis que les anneaux proches permettent une bonne adaptation sur la BFI.

Cette adaptation dépend essentiellement de la longueur des anneaux, dont dépend, comme nous l'avons vu, la fréquence de résonance des anneaux. Nous pouvons constater d'après la Figure 62 ci-dessous que la fréquence basse de résonance dépend également de distance H qui sépare la spirale de l'anneau le plus éloigné, et constitue la hauteur totale de l'antenne. En

effet, en diminuant la hauteur de l'antenne à 3 anneaux et 100 créneaux de $H=14\text{cm}$ à $H=8\text{cm}$ (avec $h_2=3\text{cm}$ et $N_c=100$, Figure 61), nous constatons les mêmes variations de niveaux d'adaptation que lorsque l'on augmente la longueur déployée des anneaux. La fréquence basse de fonctionnement diminue de $84,1\text{MHz}$ à $83,4\text{MHz}$ (Figure 63). En contrepartie, le coefficient de réflexion en entrée se dégrade sur la BFI et passe de $-13,9\text{dB}$ à $-11,3\text{dB}$.

Nous pouvons donc modifier l'adaptation sur la BFI en fonction du niveau d'adaptation requis, en modifiant à la fois la longueur des anneaux mais aussi la hauteur de l'antenne, ce dernier réglage ayant l'avantage d'être réalisable après fabrication des composants de l'antenne. Ce réglage rend donc compte de la souplesse de la géométrie proposée, et sera illustré en mesure, dans le paragraphe III.4.3.1.3 *Impact de la hauteur des anneaux sur le coefficient de réflexion*, page 94.

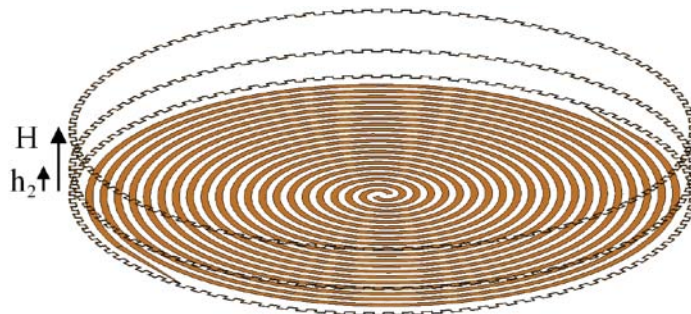


Figure 61 : Schéma et légende de l'antenne spirale à 3 anneaux

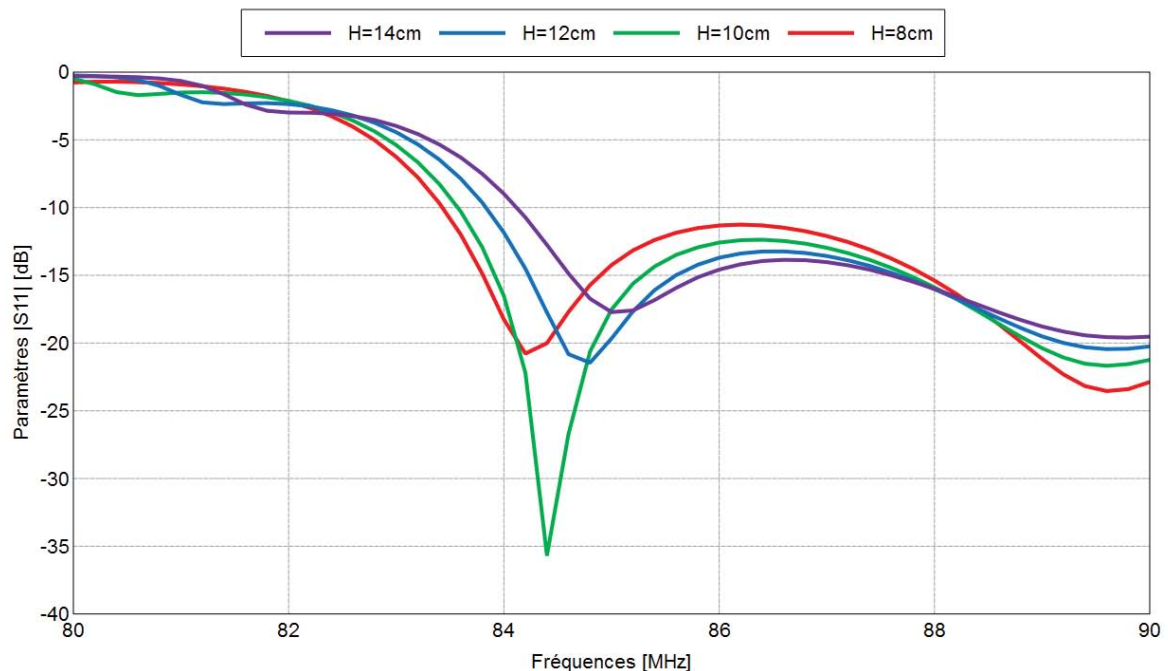


Figure 62 : Simulation du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne spirale à 3 anneaux pour des hauteurs H différentes (Figure 61), pour $h_1=3\text{cm}$ et $N_c=100$ créneaux.

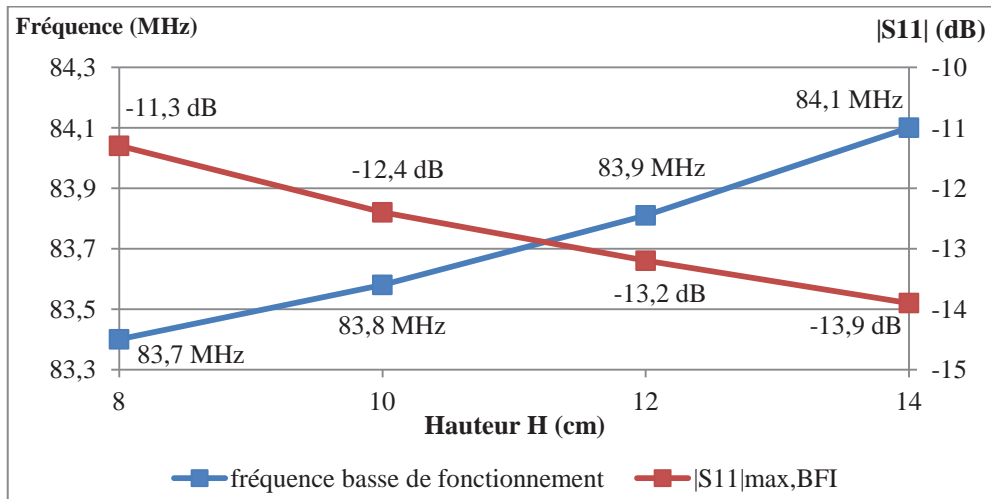


Figure 63 : Tableau comparatif des fréquences basses de fonctionnement et des maxima locaux de $|S_{11}|$ sur la BFI pour différentes valeurs de H de l'antenne spirale à 3 anneaux.

4. Etude du résonateur d'anneaux couplés seul

Cette section a pour but d'étudier le résonateur d'anneaux seul, c'est-à-dire sans spirale à proximité, afin d'interpréter certaines constatations faites dans la section précédente sur l'influence des paramètres des anneaux sur le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne spirale. Les anneaux simulés dans cette section ne sont pas crénelés, font 1 mètre de diamètre extérieur, et la largeur de la piste de chaque anneau est de 1,2cm. Les anneaux, dont les centres sont alignés sur un même axe, sont identiques et distants de 2,5cm.

4.1. Fréquence de résonance du résonateur à anneaux

Dans ce paragraphe, nous allons utiliser le circuit équivalent d'un anneau seul, et l'adapter à notre cas d'anneaux superposés. Nous en tirerons des conclusions au sujet de la fréquence de résonance des anneaux.

4.1.1. *Schéma équivalent d'un anneau*

Un anneau placé dans un guide d'onde TEM peut être modélisé comme un circuit série LC dans la bande monomode [69] (Figure 64). Nous allons utiliser ce circuit équivalent comme base de l'étude du résonateur d'anneaux.

Pour simplifier l'étude, nous allons nous placer dans la configuration 2 (Figure 65) en court-circuitant un des deux accès du guide à une certaine distance de l'anneau et en analysant le coefficient de réflexion S_{11} du dipôle résultant. Le module de ce coefficient est égal à 1 (les pertes sont négligées). L'étude consiste à extraire un circuit équivalent du dipôle rendant compte de la variation de la phase (simulée) du coefficient S_{11} en fonction de la fréquence. Les valeurs ainsi extraites de L et C seront celles que nous utiliserons dans le schéma équivalent de la Figure 64.b relative à la configuration (non court-circuitée) de la Figure 64.a.

Nous plaçons un anneau dans un guide de section carré de 2 mètres de côté. Le court-circuit est placé 30cm derrière l'anneau. Nous observons la phase du coefficient de réflexion en entrée du guide dans le plan de la spirale. La Figure 66 représente la phase simulée (courbe rouge) ainsi que la phase générée par le calcul du circuit équivalent LC (courbe bleue) dont

les éléments L et C ont été déterminés en utilisant le logiciel AWR Microwave Office. Nous pouvons constater que le modèle proposé est effectivement très représentatif du fonctionnement de l'anneau dans le guide TEM court-circuité. Ce résultat est obtenu avec les valeurs $L = 1,92\mu\text{H}$ et $C = 1,26\text{pF}$. A la fréquence de résonance f_0 de ce circuit LC, donnée par la formule (36), l'impédance du dipôle est nulle et la phase du coefficient de réflexion prend la valeur π ($S_{11} = -1$). Pour 1 anneau, cette fréquence vaut $102,2\text{MHz}$. Cela concorde avec la lecture sur le graphique de la fréquence à laquelle il y a un saut de phase $\pm\pi$. Remarquons que la longueur d'onde associée à cette fréquence est $\lambda_1 = 2,94\text{m}$, soit la circonférence d'un cercle de $93,4\text{cm}$ de diamètre. L'anneau étant décrit entre les courbes de diamètre $97,6\text{cm}$ et 1m , il faut donc, pour être exact, prendre pour longueur d'onde la quasi-totalité de la circonférence minimale du cercle, ici 97% .

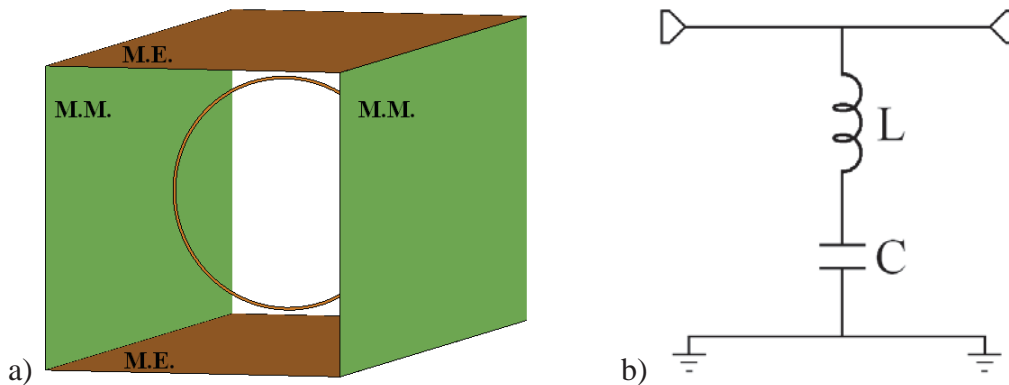


Figure 64 : a) Schéma d'un anneau métallique dans un guide avec deux murs électriques et deux murs magnétiques, b) Schéma équivalent de cet anneau

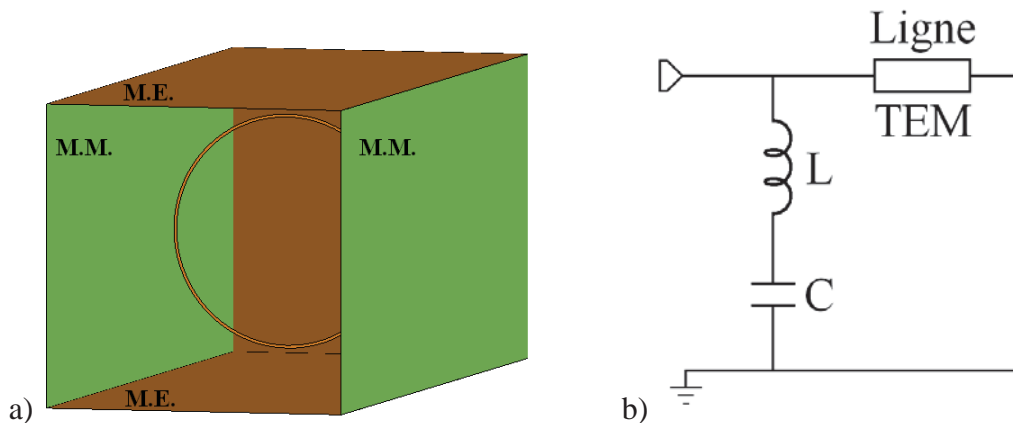


Figure 65 : a) Schéma d'un anneau métallique dans un guide court-circuité, avec deux murs électriques et deux murs magnétiques, b) Schéma équivalent de cet anneau

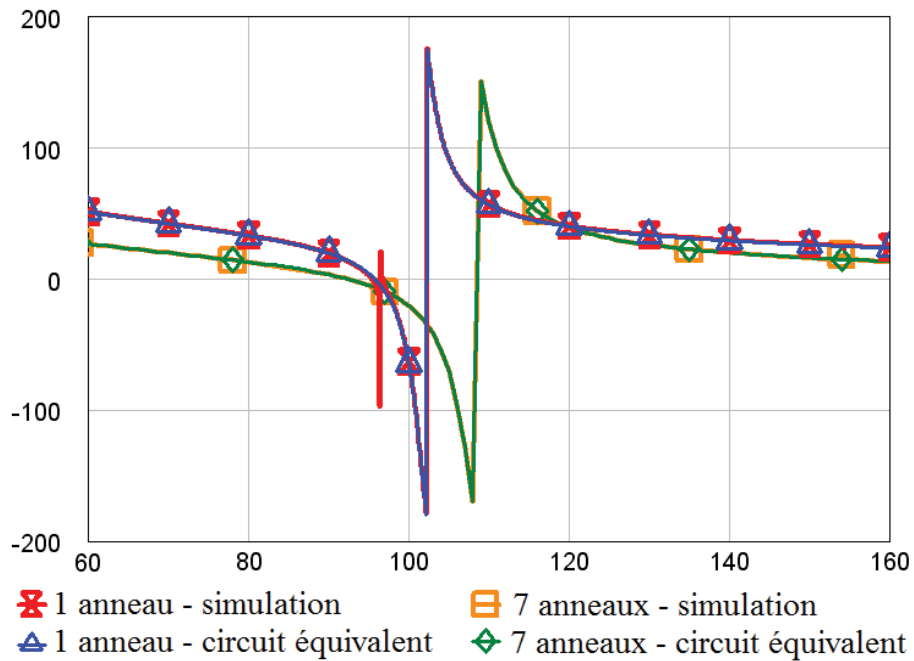


Figure 66 : Phase du S_{11} du guide court-circuité et chargé par un anneau - Configurations 1 et 7 anneau(x) – obtenue à partir des simulations électromagnétiques et du circuit électrique équivalent

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (36)$$

4.1.2. Simulation de plusieurs anneaux

Les simulations électromagnétiques d'un résonateur à plusieurs anneaux superposés (2 à 7) ont été réalisées. Le court-circuit a été maintenu à 30cm de l'anneau le plus proche. Le schéma équivalent vu précédemment (Figure 65.b) permet, avec de nouvelles valeurs de L et C, de retranscrire parfaitement comportement de l'anneau. L'exemple à 7 anneaux est illustré sur la Figure 66. Les valeurs d'inductance et de capacité des 7 cas simulés sont reportées sur la Figure 67. Les valeurs des fréquences de résonance du résonateur sont reportées sur le graphique de la Figure 68. Nous constatons d'une part que lorsque le nombre d'anneaux augmente, la fréquence de résonance du résonateur augmente également. Cela justifie donc le décalage du pic de résonance sur la courbe de coefficient de réflexion en entrée de l'antenne spirale associée à un et deux anneaux (cf. Figure 51 page 43).

N_a	1	2	3	4	5	6	7
L (nH)	1925	1726	1638	1577	1539	1484	1424
C (pF)	1,26	1,36	1,40	1,43	1,44	1,52	1,518
f_{Na} (MHz)	102,2	103,9	105,1	106,2	107,0	107,6	108,3

Figure 67 : Tableau des valeurs de L et C du circuit équivalent dans les cas de 1 à 7 anneaux, et valeurs des fréquences de résonance pour chaque cas.

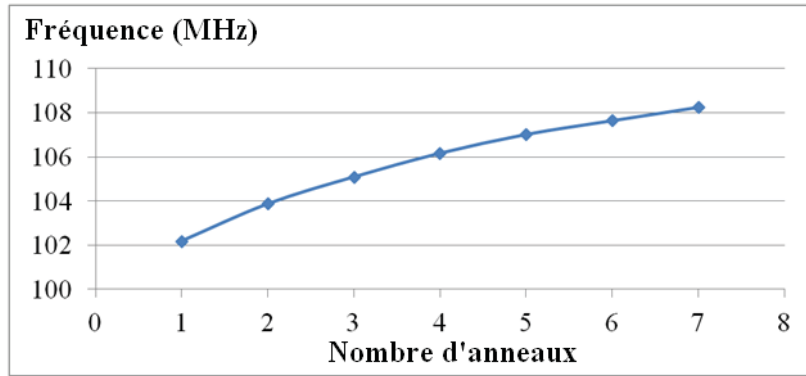


Figure 68 : Fréquences de résonance du résonateur en fonction du nombre d'anneaux

4.1.3. Résultats et conclusion

L'architecture du schéma équivalent LC de l'anneau dans un guide TEM est non seulement valide pour un anneau, mais aussi pour plusieurs : il suffit de déterminer au cas par cas les valeurs de L et de C appropriées. Les valeurs montrent une augmentation régulière de la fréquence de résonance à mesure que le nombre d'anneau augmente. Il faut donc, comme nous l'avons déjà constaté, augmenter la longueur d'un deuxième anneau pour compenser cette croissance non désirée de la fréquence de résonance.

4.2. Largeur de bande du résonateur à anneaux

Une autre approche proposée pour l'étude des anneaux seuls est l'observation de la Surface Equivalente Radar (SER). La SER d'une cible visée par un radar est le rapport entre l'énergie reflétée par la cible dans la direction du radar et celle d'une sphère théorique de 1m^2 dont la diffusion est isotrope. Nous proposons de regarder la SER du résonateur à anneaux placé en espace libre, pour une incidence normale au plan des anneaux (Figure 69).

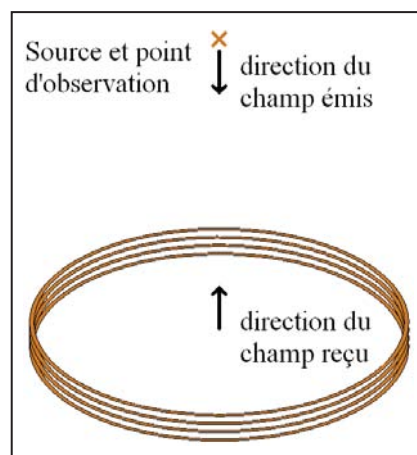


Figure 69 : Schéma des champs incident et réfléchi pour la simulation de la SER du résonateur à anneaux couplés, ici au nombre de 4.

Le graphique suivant illustre la SER simulée pour des résonateurs de 1 à 10 anneaux sur la bande de fréquences [60MHz ; 160MHz] (Figure 70).

Nous remarquons tout d'abord dans le cas d'un seul anneau que la SER est maximale à la fréquence 101,7MHz. La fréquence de résonance d'un anneau, obtenue dans le paragraphe précédent, est de 102,2MHz. Si nous arrondissons la fréquence à 102MHz dans les deux cas, nous constatons que la SER est bien maximale à la fréquence de résonance de l'anneau, comme attendu.

Nous observons ensuite trois phénomènes lorsque nous augmentons le nombre d'anneaux. Tout d'abord, la fréquence pour laquelle la SER est maximale augmente, conformément aux attentes d'après les conclusions du paragraphe précédent. Ensuite, pour tous les cas à plusieurs anneaux, la SER est très grande à la fréquence 97MHz. Plus le nombre d'anneaux est important, plus la SER à cette fréquence est élevée. Elle diminue progressivement lorsque la fréquence augmente, tandis qu'elle chute rapidement lorsque la fréquence diminue. Enfin, plus le nombre d'anneaux est important, plus la SER est élevée pour des fréquences supérieures à la fréquence de résonance. Comme nous pouvons le voir dans le tableau suivant (Figure 71), la bande de fréquences pour laquelle la SER est supérieure à 10m² est de plus en plus large lorsque le nombre d'anneaux augmente. Plus précisément, la fréquence basse de la bande passante du résonateur ne varie pas alors que la fréquence haute augmente avec le nombre d'anneaux. C'est la raison pour laquelle, lorsque nous ajoutons un anneau à la spirale et pour un coefficient de réflexion en entrée maximal sur la BFI donné, nous pouvons obtenir une plage de fréquences de la BFI plus grande (cf.II.3.4 *Variation du nombre d'anneaux* page 42). Néanmoins, la plage de fréquence ne s'étend que vers les fréquences plus élevées, il faut donc compenser cette augmentation de la bande vers les hautes fréquences en augmentant la longueur des anneaux.

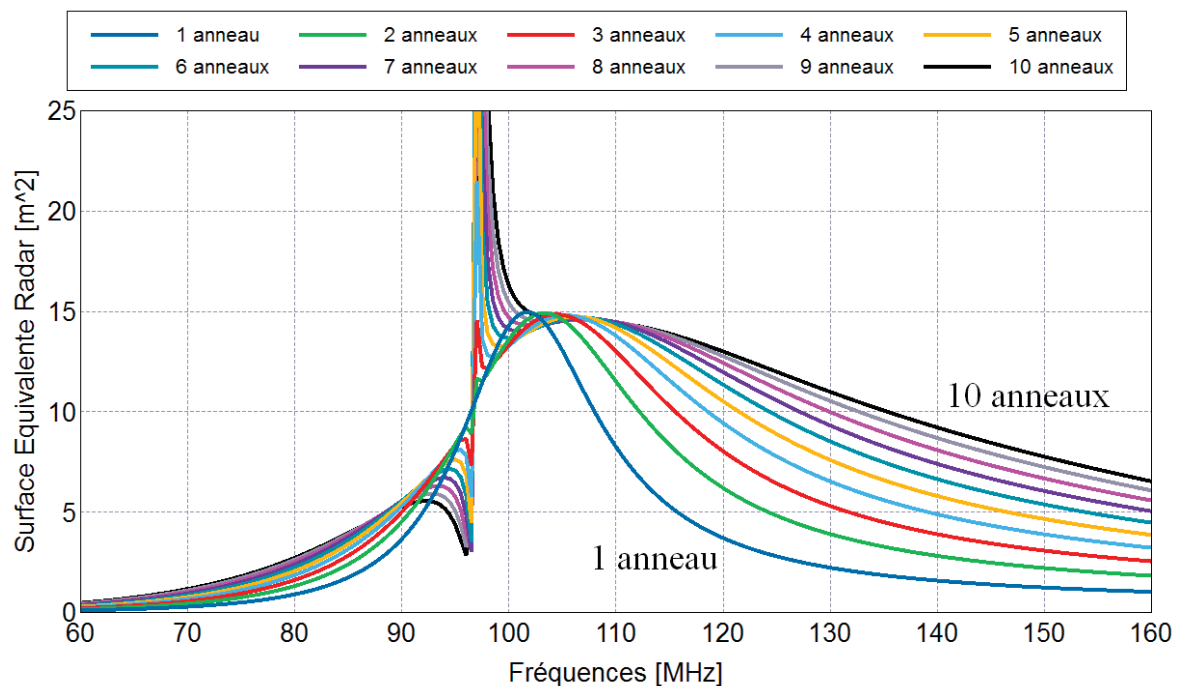


Figure 70 : Surface Equivalente Radar des anneaux résonnants de 1m de diamètre et 1,2cm de large.

N_a	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
f_{\min} (MHz)	96,5	96,7								
f_{\max} (MHz)	108,0	112,2	115,5	118,5	121,5	124,3	127,1	130,1	132,3	135,0

Figure 71 : Tableau des fréquences minimales (f_{\min}) et maximales (f_{\max}) pour lesquelles la SER vaut 10m², pour un nombre d'anneaux (N_a) allant de 1 à 10.

4.3. Conclusion

Le schéma équivalent et l'observation de la SER des anneaux superposés nous ont permis de constater que lorsqu'un anneau est ajouté au résonateur, sa fréquence basse ne varie pas, mais sa fréquence de résonance centrale et sa fréquence haute augmentent. Il est donc important de conserver à proximité de l'antenne spirale un résonateur qui capte et rayonne l'énergie sur une bande passante de plus en plus grande lorsque le nombre d'anneaux augmente. Cependant, la bande passante du résonateur n'augmentant pas vers les basses fréquences, nous comprenons donc qu'il faut, à chaque ajout d'un anneau, décaler la bande passante du résonateur vers les basses fréquences en augmentant la longueur déployée des anneaux.

5. Discussion de la méthodologie générale de miniaturisation

5.1. Démarche d'optimisation de la miniaturisation

La méthode générale de miniaturisation d'une spirale, d'après le procédé ci-dessus, consiste à superposer des anneaux de même diamètre au-dessus de la spirale. La longueur déployée de ces anneaux est ajustable grâce aux descripteurs du profil choisi (périodicité des motifs, hauteurs séparant les anneaux de la spirale, ...).

La première étape consiste à ajouter au résonateur un anneau supplémentaire, identique aux autres, afin d'augmenter la bande passante du résonateur, décaler la résonance des anneaux vers les hautes fréquences, et améliorer l'adaptation de l'antenne spirale sur la BFI. Le paramètre à régler lors de cette étape est la hauteur relative des anneaux par rapport à la spirale. Lorsque la première étape est appliquée pour la première fois, rappelons que le premier anneau dimensionné peut être placé autour de l'antenne. Il peut également y être connecté.

Dans la seconde étape, il suffit d'augmenter la longueur déployée des anneaux (et donc de dégrader le niveau d'adaptation jusqu'à une limite fixée) afin de diminuer la fréquence minimale de fonctionnement de l'antenne. La géométrie de l'anneau est ici constituée de créneaux, mais peut être optimisée dans une autre conception.

Cette méthode a fait l'objet d'un premier dépôt de brevet en 2012, *Antenne Large Bande et Procédé d'Augmentation de la Bande Passante d'une Antenne Spirale*.

5.2. Avantages et inconvénients de la méthode proposée

L'un des avantages de cette technique de miniaturisation est de permettre le contrôle du niveau d'adaptation à des fréquences comprises entre la fréquence de résonance des anneaux et la fréquence basse de fonctionnement de la spirale seule. L'anneau non crénelé de Liu *et al.* [67] ne permet pas un tel ajustement.

L'autre avantage, directement lié au premier, est de permettre la modification de la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne en jouant simplement sur la longueur déployée des anneaux. Ceci n'est pas possible avec la géométrie considérée dans [67].

Par ailleurs, la diminution de la fréquence basse de fonctionnement est réalisée ici sans augmentation du diamètre de la spirale (i.e. la plus grande dimension de l'antenne). Les géométries utilisées peuvent être diverses. Le motif périodique de l'anneau peut par exemple être carré, sinusoïdal ou fractal.

Cependant il n'a pas été possible de combiner l'effet de plusieurs anneaux de longueurs différentes pour réduire la fréquence basse de fonctionnement. Il semble que la résonance entre les anneaux ne s'établie bien que si leurs longueurs sont identiques. La hauteur de l'anneau le plus éloigné est par ailleurs limitée par l'épaisseur maximale tolérée de l'antenne, d'après le cahier des charges.

5.3. Limites de la nouvelle méthode de miniaturisation présentée

Le nombre d'anneaux utilisables au maximum n'a aujourd'hui pas été déterminé. Les limites électromagnétiques ne semblent pas atteintes, mais des facteurs augmentent toutefois de manière non-négligeable à chaque itération de l'ajout d'un anneau.

C'est par exemple le cas de la hauteur totale de l'antenne, c'est-à-dire la distance séparant la spirale de l'anneau le plus éloigné (Figure 72). Cette distance atteint dans le cas d'une spirale de Ø1m sans substrat 44cm, soit $\lambda/9$ par rapport à la fréquence basse de fonctionnement. Au vu de la courbe de l'augmentation de cette hauteur en fonction du nombre d'anneau (Figure 72), il faudrait compter minimum 80cm pour une antenne à 6 anneaux. L'encombrement en hauteur devient alors non-négligeable. Notons que l'ajout de substrat permet de diminuer cette hauteur. Mais pour avoir une diminution non négligeable, il faut un volume de substrat relativement important, cas plus adapté aux antennes UHF qu'aux antennes VHF dont les contraintes de masse tendent à éviter les substrats. La tendance reste dans tous les cas à l'augmentation forte de ce paramètre avec l'ajout d'anneau.

Un autre paramètre de design lié au précédent augmente également de manière non négligeable avec le nombre d'anneau : il s'agit de la longueur déployée de chaque anneau. Si nous observons le nombre de créneaux par anneau en fonction du nombre d'anneaux par antenne spirale (Figure 73), nous remarquons qu'il faut déjà 300 créneaux environ pour une antenne à 5 anneaux contre seulement 56 environ pour 2 anneaux. Le dessin des anneaux crénelés ne permet d'aller que jusqu'à 400 créneaux environ. Un design à 6 anneaux serait donc envisageable avec ces motifs, mais au-delà, la mise au point d'un motif différent ou d'un moyen différent d'augmentation de la longueur de l'anneau à diamètre constant est indispensable.

D'autres aspects de l'étude limitent également l'optimisation des structures, comme la puissance de calcul disponible. La durée de calcul augmente en effet significativement lorsque le nombre d'anneaux augmente. Sans substrat, la simulation d'une antenne spirale à maximum 3 anneaux sous FEKO v6.1 avec 160 points de fréquence en Méthode des Moments met moins d'une heure (Figure 74). Ce temps de calcul est donné pour un ordinateur muni de 2 processeurs et 8 threads au total, cadencés à 2.26GHz. Avec 5 anneaux, une simulation met plus de 8h, et probablement plus de 25h pour une antenne à 6 anneaux. Avec substrat fini, les mêmes cas mettraient jusqu'à 8 jours pour 3 anneaux et 110 jours pour 5 anneaux. Par ailleurs, la mémoire vive requise pour la simulation d'antennes augmente aussi fortement en fonction du nombre d'anneaux. Certes, les antennes sans substrat nécessitent peu de mémoire (1,6Go de RAM pour l'antenne à 5 anneaux Figure 75), mais la simulation d'antennes avec substrat est là encore plus exigeante, avec plus de 140Go de RAM nécessaires pour la simulation de l'antenne à 5 anneaux. C'est pourquoi les cas d'antennes à 4 et 5 anneaux avec substrat ont été simulés sur substrat infini. Ceci a permis d'obtenir des résultats de simulation plus difficiles à obtenir sur substrats finis dans des délais raisonnables, moyennant des résultats moins précis. Notons en particulier que les résultats obtenus avec substrats infinis (pour 4 et 5 anneaux) tiennent compte d'une quantité supérieure de substrat autour de l'antenne que le cas réel de l'antenne réalisée sur substrat fini. L'influence du substrat simulé est alors surévaluée, ce qui encadre avec la simulation sans substrat le cas

réel. Un exemple de l'influence du substrat est donné dans le paragraphe IV.2.2 *Influence du substrat sur une antenne spirale en VHF*, page 101.

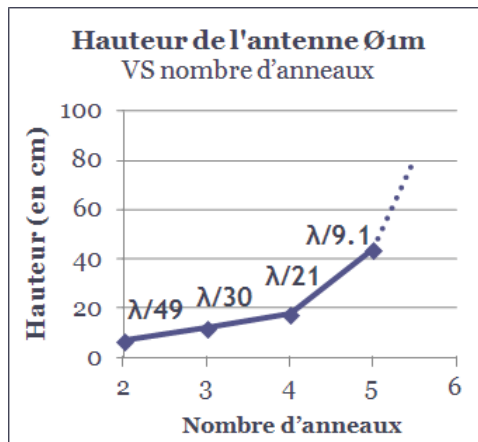


Figure 72 : Hauteur d'une antenne Ø1m sans substrat en fonction du nombre d'anneaux

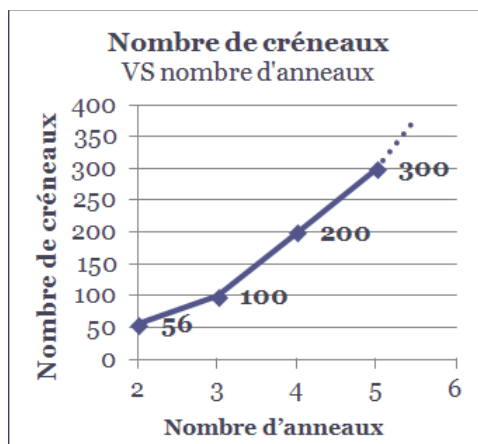


Figure 73 : Nombre de créneaux par anneau d'une antenne Ø1m sans substrat en fonction du nombre d'anneaux

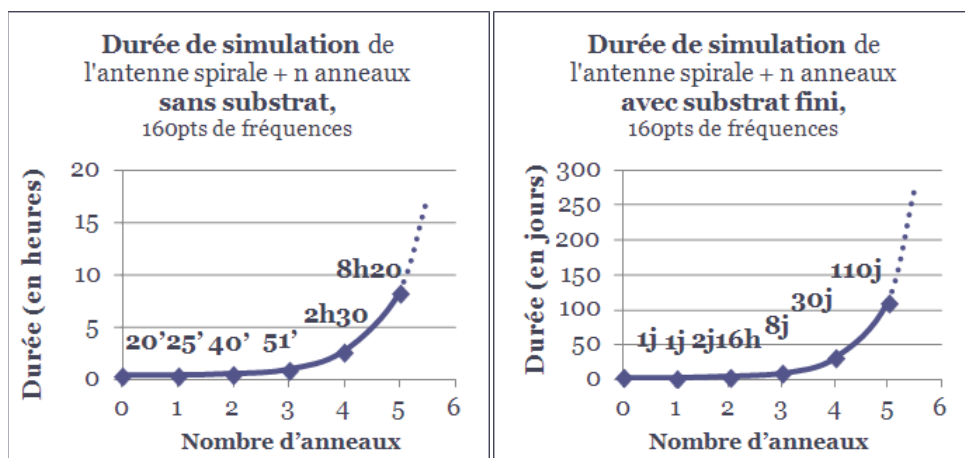


Figure 74 : Durée de simulation d'une antenne Ø1m sans puis avec substrat en fonction du nombre d'anneaux*

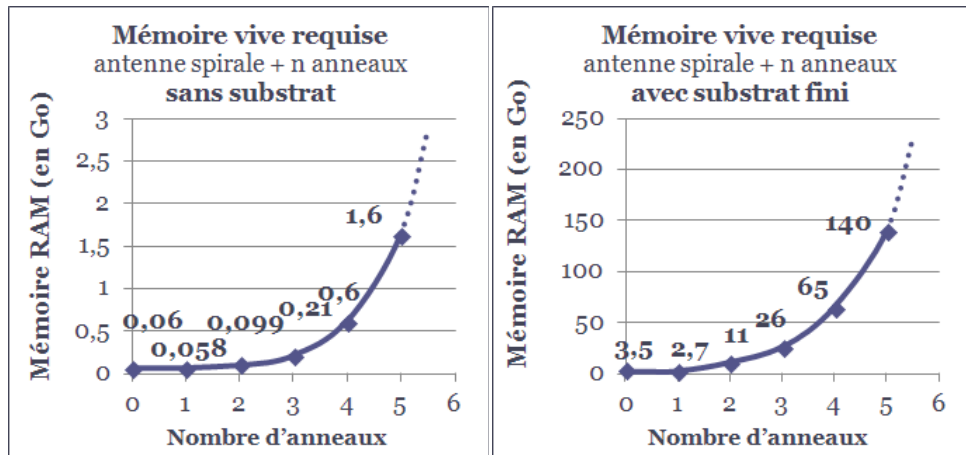


Figure 75 : Mémoire RAM nécessaire pour la simulation d'une antenne Ø1m sans puits avec substrat en fonction du nombre d'anneaux*

*Ces données ont été obtenues après simulation sur FEKO 6.1, sur un ordinateur muni de 2 processeurs et 8 threads au total, cadencés à 2.26GHz. La mémoire RAM de cet ordinateur s'élève à 32Go.

6. Meilleurs cas de la méthode appliquée à une antenne d'un mètre de diamètre

Pour la présentation des résultats dans ce paragraphe, la direction $\theta = 0^\circ$ indique l'axe de symétrie de la spirale du côté opposé aux anneaux (Figure 76), contrairement au reste de ce Chapitre II et au Chapitre III. Ce choix sera justifié par l'observation des diagrammes faite dans le paragraphe II.7.2 *Fonction réflecteur des anneaux couplés* page 65. Cette orientation sera de nouveau choisie pour le Chapitre IV concernant la réalisation de l'antenne VHF de 1 mètre de diamètre.

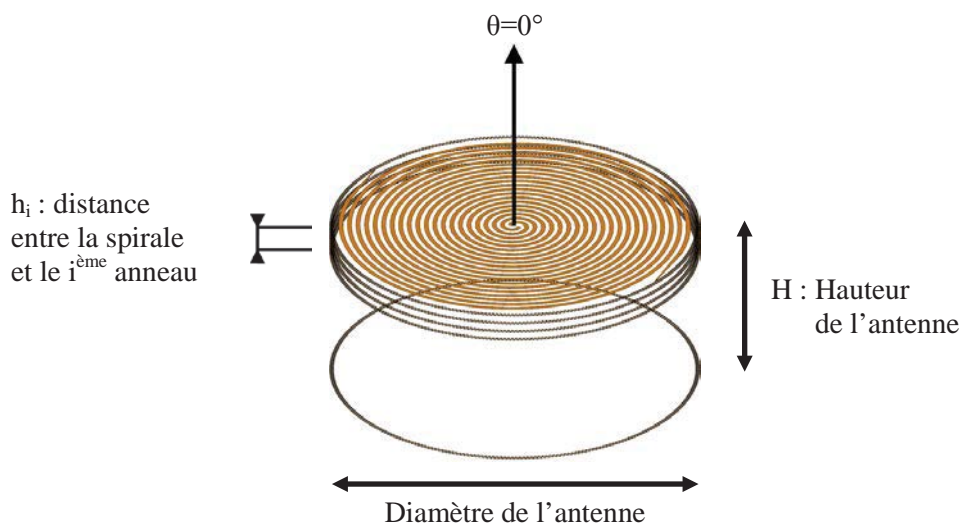


Figure 76 : Nomenclature de la spirale Ø1m à 5 anneaux

6.1. Dimensions des meilleures configurations et coefficients de réflexion

La méthode de réduction a été appliquée à l'antenne spirale de 1 mètre de diamètre, pour un nombre d'anneaux allant de 2 à 5. Pour chaque cas, la géométrie présentant la meilleure réduction de la fréquence basse de fonctionnement est décrite dans le tableau de la Figure 77. Le nombre de créneaux va de 56 (2 anneaux) à 300 (5 anneaux) pour des hauteurs totales de 7cm à 44cm. Les configurations à 4 et 5 anneaux présentent toutes les deux un résonateur respectivement de 3 et 4 anneaux, espacés les uns des autres d'un intervalle régulier. Ces résonateurs, proches de la spirale, garantissent l'adaptation de l'antenne sur la BFI, le nombre élevé d'anneau leur conférant une large bande.

La Figure 78 illustre les courbes de coefficients de réflexion en entrée des 6 antennes simulées sur la bande [70 ; 130MHz]. Les 6 antennes sont les deux antennes de référence, à savoir l'antenne spirale d'Archimède seule, et l'antenne spirale avec anneau lisse, ainsi que les quatre antennes avec anneaux. Le tableau de la Figure 77 reprend les fréquences basses de fonctionnement des six antennes, leurs dimensions à ces fréquences, et la réduction calculée par rapport à l'antenne spirale seule. La réduction possible de la fréquence basse de fonctionnement est de 18,5% avec 2 anneaux, 21,5% avec 3 anneaux, 26,3% avec 4 anneaux, et 29,7% avec 5 anneaux, avec une valeur de $|S_{11}|$ maximale sur la BFI choisie égale à -13dB. Le cas à 6 anneaux n'a pas été optimisé à cause des limites géométriques et informatiques explicitées dans le paragraphe précédent. L'antenne spirale d'Archimède à 5 anneaux est donc adaptée à partir de 75,3MHz, contre 107MHz pour la spirale seule de 1 mètre de diamètre, soit une réduction théorique de près de 30%.

Les hauteurs aux fréquences basses de fonctionnement vont de $\lambda/49$ pour 2 anneaux à $\lambda/9,1$ pour 5 anneaux. Le diamètre de 1 mètre correspond à une longueur de $\lambda/3,4$ pour 2 anneaux et de $\lambda/4,0$ pour 5 anneaux.

Les caractéristiques et les résultats de mesure de l'antenne spirale à 5 anneaux sont détaillés dans le paragraphe IV.2 *Description de l'antenne VHF réalisée* page 99.

Type d'antennes	Créneaux	Hauteurs des anneaux	$f_{ S_{11} =-13dB}$	Réduction	Dimensions relatives
Spirale Seule			107,1 MHz		$D = \lambda/2.8$
Spirale + anneau lisse	N = 0		97,7 MHz	- 8,7%	$D = \lambda/3.1$
Spirale + 2 anneaux	N = 56	H = 7cm	87,3 MHz	-18,5%	$H = \lambda/49$ $D = \lambda/3.4$
Spirale + 3 anneaux	N = 100	$h_2 = 3cm$ $H=h_3 = 12cm$	84,1 MHz	-21,5%	$H = \lambda/30$ $D = \lambda/3.6$
Spirale + 4 anneaux	N = 200	$h_2 = 2,5cm$ $h_3 = 5,0cm$ $H=h_4 = 18cm$	79,0 MHz	-26,3%	$H = \lambda/21$ $D = \lambda/3.8$
Spirale + 5 anneaux	N = 300	$h_2 = 2,5cm$ $h_3 = 5,0cm$ $h_4 = 7,5cm$ $H=h_5 = 44cm$	75,3 MHz	-29,7%	$H = \lambda/9.1$ $D = \lambda/4.0$

Figure 77 : Tableau des caractéristiques des antennes spirales Ø1m + 0 à 5 anneaux sans substrat

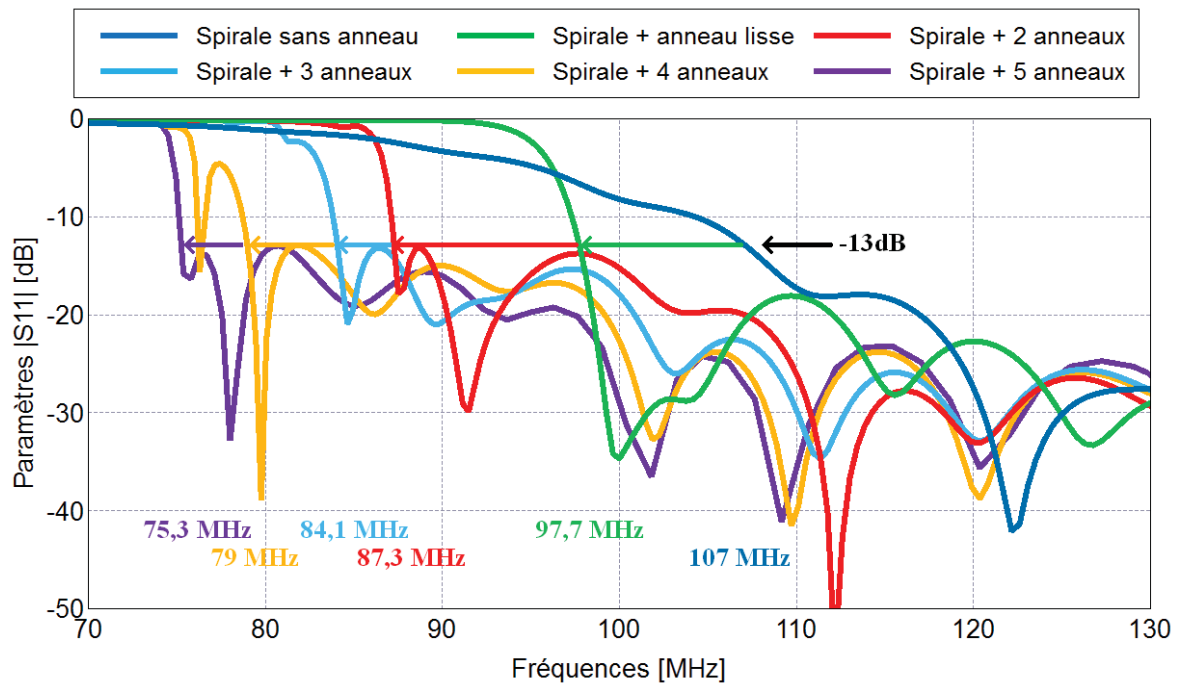


Figure 78 : Coefficient de réflexion en entrée des antennes spirales ($\varnothing 1m$) + 0 à 5 anneau(x) sans substrat

6.2. Gain maximal, dans l'axe principal

Les diagrammes de gain des 6 antennes sont donnés en fonction de θ en Annexe 1 page 126. Ils représentent le gain de chaque spirale dans les polarisations droite et gauche, aux fréquences basses de fonctionnement de chaque spirale. Ces diagrammes sont présentés et commentés dans le paragraphe II.7.2 *Fonction réflecteur des anneaux couplés* page 65. Néanmoins, nous pouvons y remarquer que le gain maximal dans chaque polarisation est dans l'axe $\theta = 0^\circ$. C'est pourquoi nous nous intéressons au gain dans l'axe pour observer le gain maximal des 6 antennes simulées en fonction de la fréquence.

Le gain maximal, sur l'axe $\theta = 0^\circ$ (Figure 76) est illustré sur la Figure 79 pour des fréquences de la bande [70MHz ; 130MHz]. Nous remarquons qu'au-delà de 110MHz, le gain maximal de toutes les antennes est compris entre 0,9dBi et 2,6dBi. L'antenne spirale seule adaptée à partir de 107,1MHz voit son gain maximal chuter lorsque la fréquence descend sous la bande passante.

Nous remarquons également que dans chacun des cas simulés, quelle que soit la fréquence basse de fonctionnement, le gain ne chute qu'en dessous de la bande passante. Pour un seuil de gain de 0dB, les valeurs de la fréquence pour chaque antenne au-delà desquelles le gain est supérieur à ce seuil sont résumées dans le tableau de la Figure 80. Nous remarquons que l'amélioration du gain suit bien celle du niveau d'adaptation, puisque la fréquence maximale à laquelle le gain a une valeur de 0dBi est, pour chaque antenne, de l'ordre de la fréquence basse de fonctionnement. Notons au passage que plus l'antenne comporte d'anneaux, plus le gain maximal chute abruptement pour des fréquences inférieures à la fréquence basse de fonctionnement. Ce phénomène est dû au résonateur d'anneaux proches de la spirale, dont la SER présente également une chute de plus en plus abrupte lorsque le nombre d'anneaux augmente.

Nous avons enfin dans le même tableau (Figure 80) la valeur minimale du gain maximal sur la bande $[f_{BF}; 110MHz]$ (avec f_{BF} la fréquence basse de fonctionnement de chaque

antenne. La valeur minimale du gain maximale est de $-0,3\text{dBi}$ sur la bande $[107\text{MHz}; 110\text{MHz}]$ pour l'antenne spirale d'Archimède seule. Cette valeur croît régulièrement pour atteindre $1,8\text{dBi}$ dans le cas de l'antenne à 5 anneaux sur la bande $[75,3\text{MHz}; 110\text{MHz}]$. Non-seulement, la méthode de réduction améliore le niveau d'adaptation de l'antenne spirale d'un mètre de diamètre sur la bande $[75\text{MHz}; 110\text{MHz}]$, mais elle améliore également le gain au point d'obtenir un gain maximal sur les premières fréquences de l'antenne à 5 anneaux supérieur à celui de l'antenne spirale seule. Les performances sur la BFI sont donc excellentes en coefficient de réflexion et en gain maximal.

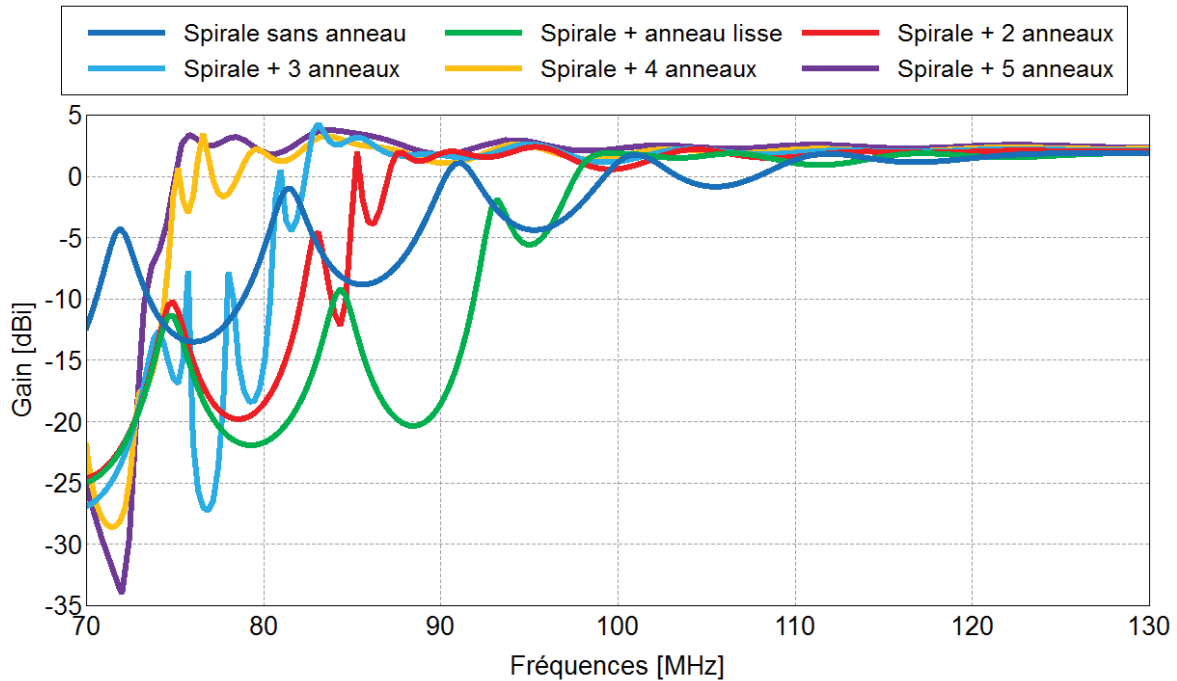


Figure 79 : Gain en polarisation principale (droite), en $\theta=0^\circ$, des antennes spirales ($\varnothing 1\text{m}$) + 0 à 5 anneau(x) sans substrat

Antenne	Fréquence basse de fonctionnement f_{BF}	Fréquence au-delà de laquelle le gain maximal est supérieur à 0dBi	Valeur minimale du gain maximal sur la bande basse $[f_{\text{BF}}; 110\text{MHz}]$
Spirale seule	107 MHz	107,7MHz	$-0,3\text{ dBi}$
Spirale + anneau lisse	97,7 MHz	97,5 MHz	$0,1\text{ dBi}$
Spirale + 2 anneaux	87,3 MHz	87,0 MHz	$0,8\text{ dBi}$
Spirale + 3 anneaux	84,1 MHz	82,3 MHz	$1,1\text{ dBi}$
Spirale + 4 anneaux	79,0 MHz	78,5 MHz	$1,0\text{ dBi}$
Spirale + 5 anneaux	75,3 MHz	75,0 MHz	$1,8\text{ dBi}$

Figure 80 : Tableau des fréquences au-delà desquelles, pour chaque antenne, le gain est supérieur au seuil choisi de 0dBi , et valeurs minimales du gain maximal sur la bande $[f_{\text{BF}}; 110\text{MHz}]$.

6.3. Taux d'ellipticité dans l'axe principal

Le taux d'ellipticité nous renseigne ici sur la qualité de la polarisation circulaire de l'antenne spirale. Le taux d'ellipticité sur la bande passante d'une antenne spirale est inférieur à 3dB , sauf dans la bande basse, pour des fréquences proches de la fréquence basse de

fonctionnement. La Figure 81 montre le taux d'ellipticité dans l'axe principal ($\theta = 0^\circ$, Figure 76) des 6 antennes simulées. Nous pouvons constater que le taux d'ellipticité de la spirale seule remonte effectivement régulièrement lorsque la fréquence diminue. A 107MHz, soit la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne spirale d'Archimède, le taux d'ellipticité a une valeur de 9,6dB. Remarquons que le taux d'ellipticité de la spirale avec anneau lisse est plus élevé, avec une valeur de 10dB à la fréquence basse de fonctionnement 97,7MHz.

A la manière du gain maximal, le taux d'ellipticité est également amélioré lorsque le nombre d'anneaux est décalé vers les basses fréquences. Nous pouvons voir sur le tableau de la Figure 82 que pour chaque antenne, la fréquence maximale à laquelle le taux d'ellipticité est égal à 10dB est proche de la fréquence basse de fonctionnement. A leurs fréquences basses de fonctionnement respectives, les antennes à 2 et 3 anneaux ont un taux d'ellipticité inférieur à celui des antennes de références (respectivement 7,4dB et 8,2dB). Le taux d'ellipticité de l'antenne à 4 anneaux est à 79MHz de 9,8dB, soit une valeur intermédiaire aux deux cas de référence. Seul le cas de l'antenne à 5 anneaux présente à sa fréquence basse de fonctionnement une valeur de taux d'ellipticité supérieur aux cas de référence, avec 11,7dB à 75,3MHz. Notons que le taux d'ellipticité remonte rapidement au-delà de 20dB voire 30dB, pour les fréquences à peine inférieures aux fréquences basses de fonctionnement, dans les cas de 2 anneaux et plus. Ce phénomène est cohérent avec la chute rapide du gain maximal et la remontée rapide du coefficient de réflexion en entrée des antennes, pour des fréquences inférieures aux fréquences basses de fonctionnement.

Globalement, nous retiendrons que tout comme le gain, le taux d'ellipticité est amélioré par le système de miniaturisation pour des fréquences inférieures à 107MHz (la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne spirale).

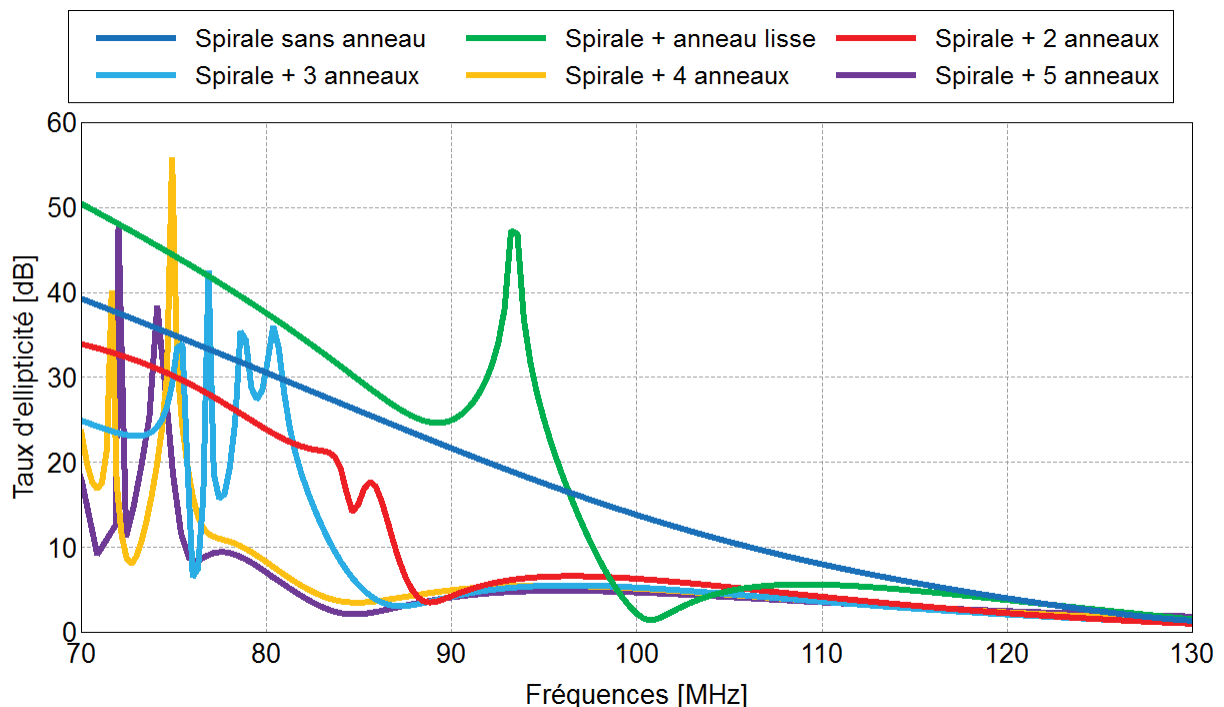


Figure 81 : Taux d'ellipticité en $\theta=0^\circ$ des antennes spirales ($\varnothing 1m$) + 0 à 5 anneau(x) sans substrat

Antenne	Fréquence basse de fonctionnement f_{BF}	Fréquence au-delà de laquelle le TE en $\theta=0^\circ$ est inférieur à 10dB.	Valeur maximale du TE en $\theta=0^\circ$ sur la bande basse [f_{BF} ; 110MHz]
Spirale seule	107 MHz	106,1MHz	9,6 dB
Spirale + anneau lisse	97,7 MHz	97,5 MHz	10,0 dB
Spirale + 2 anneaux	87,3 MHz	86,9 MHz	7,4 dB
Spirale + 3 anneaux	84,1 MHz	83,7 MHz	8,2 dB
Spirale + 4 anneaux	79,0 MHz	78,7 MHz	9,8 dB
Spirale + 5 anneaux	75,3 MHz	75,6 MHz	11,7 dB

Figure 82 : Tableau des fréquences au-delà desquelles, pour chaque antenne, le taux d'ellipticité en $\theta=0^\circ$ est inférieur au seuil choisi de 10dB, et valeurs maximales du TE en $\theta=0^\circ$ sur la bande [f_{BF} ; 110MHz].

7. Remarque annexes sur la spirale et les anneaux résonnants.

7.1. Déphasage des courants des deux brins d'une antenne spirale à l'excitation.

Nous allons voir dans ce paragraphe l'influence qu'a sur les diagrammes de gain le déphasage imposé par l'excitation sur les courants entrant dans les brins métalliques d'une antenne spirale.

L'angle d'ouverture d'une antenne spirale est déterminé par les directions dans lesquelles la valeur du gain est à 3dBi de celle du gain maximal. D'après le cahier des charges de cette étude, nous souhaitons un angle d'ouverture le plus grand possible. Mais pour profiter de la totalité de cet angle d'ouverture, il est préférable que le gain maximal de l'antenne spirale soit sur son axe de symétrie ($\theta = 0^\circ$ Figure 83). En effet, nous pouvons visualiser sur la Figure 84 que si le gain maximal n'est pas sur cet axe, le décentrage du diagramme implique une réduction de l'angle d'ouverture utile (flèche verte sur la Figure 84).

Afin d'éviter cet inconvénient et conserver le gain maximal dans l'axe principal de l'antenne spirale, il faut vérifier deux points :

- une symétrie de la géométrie des brins métalliques dans le plan de la spirale, par rapport à son centre (théorie de la spirale, [31]),
- une symétrie des courants dans chaque brin. C'est-à-dire qu'entre le courant d'un point $P(\varphi_p)$ de la spirale et celui du point symétrique $Q(\varphi_p+180^\circ)$ sur l'autre brin, le déphasage doit être de π (Figure 85). Nous allons voir ci-dessous en quoi cette condition est nécessaire.

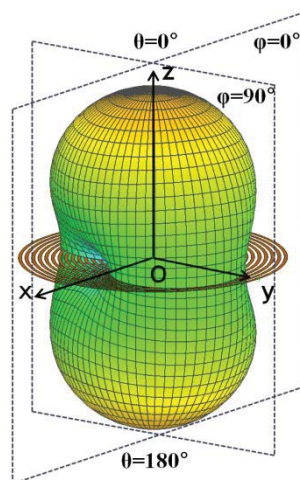


Figure 83 : Légende du repère sphérique de l'antenne spirale

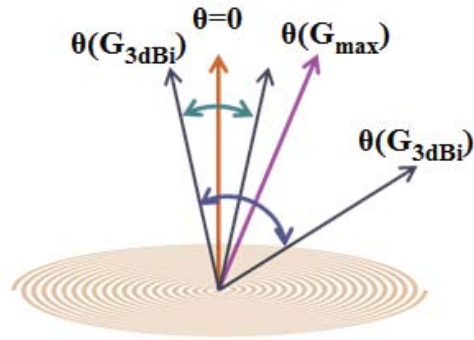


Figure 84 : Schéma de l'ouverture à 3dB (G_{3dB}) en fonction de la direction du gain maximal (G_{\max})

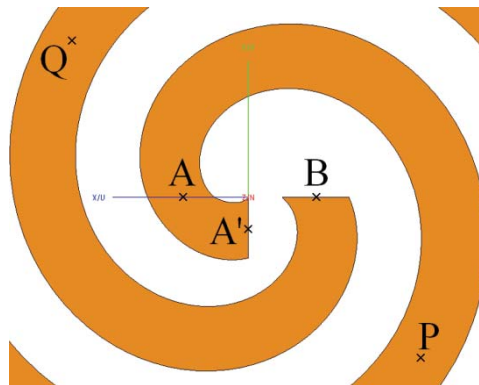


Figure 85 : Illustration de l'excitation de l'antenne avec déphasage différent de π et variable avec la fréquence

Voyons les diagrammes de gain d'une antenne spirale dont le déphasage entre les deux brins à l'excitation est différent de π . Cette variation de déphasage à l'excitation est assurée en simulation par la prolongation d'un des deux brins de la spirale vers le centre sur un angle de $\pi/2$ (Figure 85). Avec cette géométrie, le déphasage entre les points A et B est proche de π en basses fréquence, et varie lorsque la fréquence augmente. La ligne ajoutée ayant une longueur moyenne de 15mm, nous pouvons estimer le déphasage supplémentaire à $\pi/17$ (à 150MHz), à $\pi/3$ (à 800MHz), et à $4\pi/5$ (à 2GHz) (Figure 86).

Chacun des premiers diagrammes de la Figure 87 représente le gain de l'antenne spirale simulé dans les deux polarisations (droite en bleu, gauche en rouge), dans le plan φ auquel appartient la direction du gain maximal de l'antenne. Ces valeurs de φ sont lues sur les 3 diagrammes suivants, pour $\theta=15^\circ$. Nous constatons qu'à 150MHz, le gain maximal est en $\theta=0^\circ$ (ou $\theta=180^\circ$ pour la polarisation gauche). Pour des fréquences plus élevées, le gain maximal se trouve dans une direction différente de l'axe principal de l'antenne spirale. A 800MHz, nous avons le gain maximal pour $\theta=15^\circ$ (ou $\theta=165^\circ$) dans le plan $\varphi=210^\circ$. Et à 2GHz, nous avons le gain maximal pour $\theta=20^\circ$ (ou $\theta=160^\circ$) dans le plan $\varphi=180^\circ$.

Lorsque la fréquence augmente, nous avons donc à la fois une variation du déphasage à l'excitation de π environ à $4\pi/5$, et également un dépointage de la direction du gain maximal de $\theta=0^\circ$ à $\theta=20^\circ$. Nous pouvons donc en conclure qu'un déphasage de π est indispensable pour conserver le gain maximal dans l'axe principal de l'antenne ($\theta=0^\circ$) et ainsi profiter au maximum de l'angle d'ouverture. Une attention particulière doit donc être portée lors de la réalisation d'un balun pour l'alimentation de l'antenne. Le courant à l'entrée de chaque brin doit être déphasé de π par rapport à l'autre, et ce sur la plus grande bande passante.

Nous justifierons dans le paragraphe III.4.3.3 *Mesure de diagrammes de gain* page 97 cet effet de décentrage des diagrammes de gain observé sur les mesures des antennes UHF par un déphasage des courants à l'entrée des antennes concernées différent de π .

Fréquences	Déphasage
150MHz	$\pi/17$
800MHz	$\pi/3$
2GHz	$4\pi/5$

Figure 86 : Tableau des valeurs du déphasage induit par une ligne de 15mm.

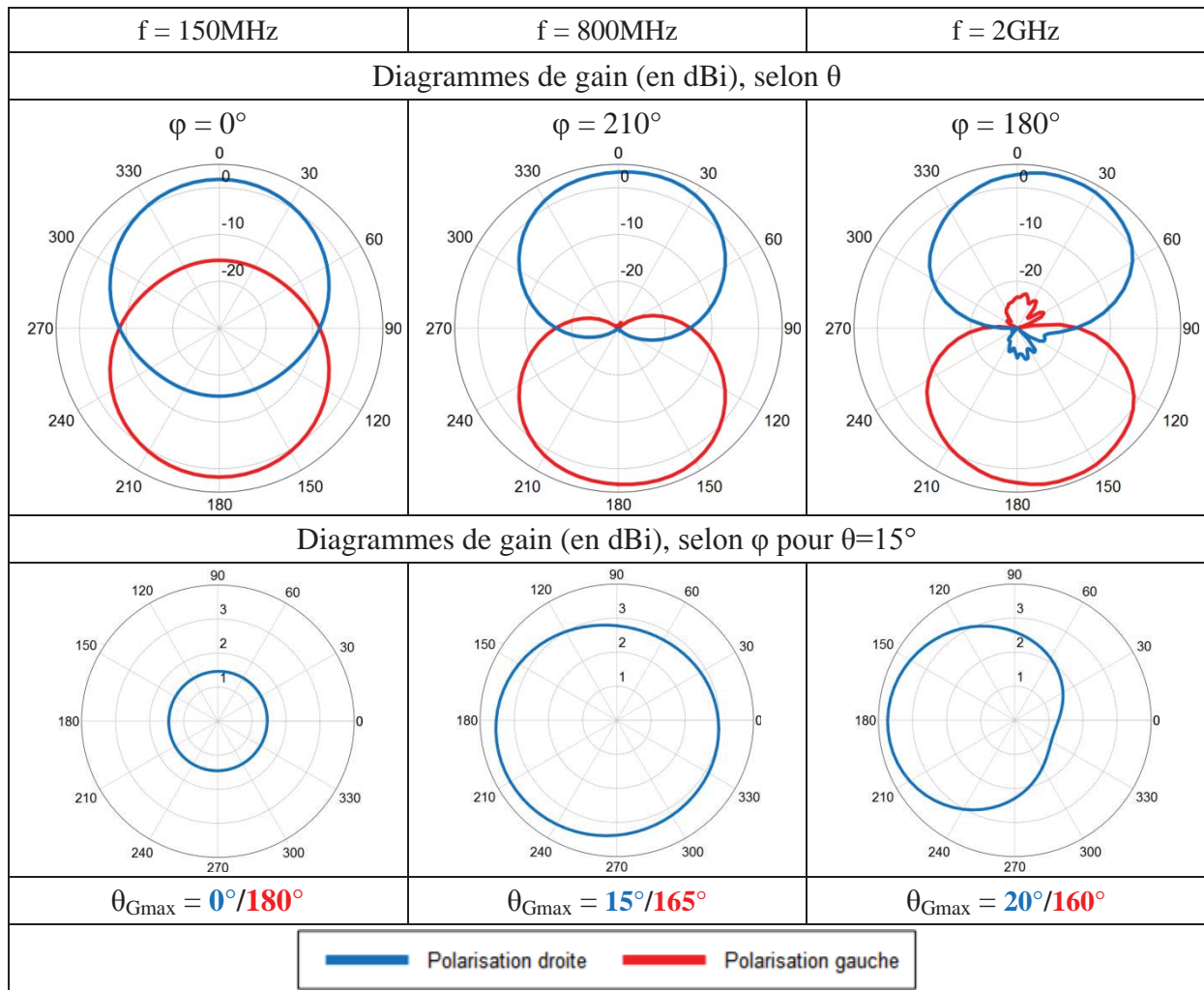


Figure 87 : Diagramme de gain de l'antenne spirale avec déphasage à l'excitation différent de π , pour les fréquences 150MHz, 800MHz et 2GHz, dans les plans θ tels que le gain est maximal, puis pour $\varphi=15^\circ$.

7.2. Fonction réflecteur des anneaux couplés

Nous avons défini la BFI (paragraphe II.3.2.2 page 39) comme la nouvelle plage de fréquences sur laquelle l'antenne est adaptée grâce aux anneaux, en-dessous de la bande passante de l'antenne spirale seule. Nous allons voir que sur la BFI, l'ensemble d'anneaux associés à l'antenne spirale a une double fonction. En plus de l'adaptation de la spirale, les anneaux permettent de refléter le rayonnement de la spirale, et d'atténuer le champ lointain à la manière d'un réflecteur.

Nous pouvons en effet observer sur la Figure 88 la phase du coefficient de réflexion de l'antenne à 5 anneaux décrit dans la partie précédente en l'absence de spirale. La phase du coefficient de réflexion est donnée dans le plan de la spirale, et calculée à partir du rapport

entre le champ de l'onde plane incidente émise par une source lointaine théorique, et celui de l'onde réfléchie vers la direction de la source. Elle s'annule à 78,0MHz et est comprise entre -90° et $+90^\circ$ sur la bande passante [75,9MHz ; 87,5MHz]. Le réflecteur présente donc une bande passante de 14,3%. Sur cette bande passante, le module du coefficient de réflexion (Figure 89) est compris entre -8dB et -12dB .

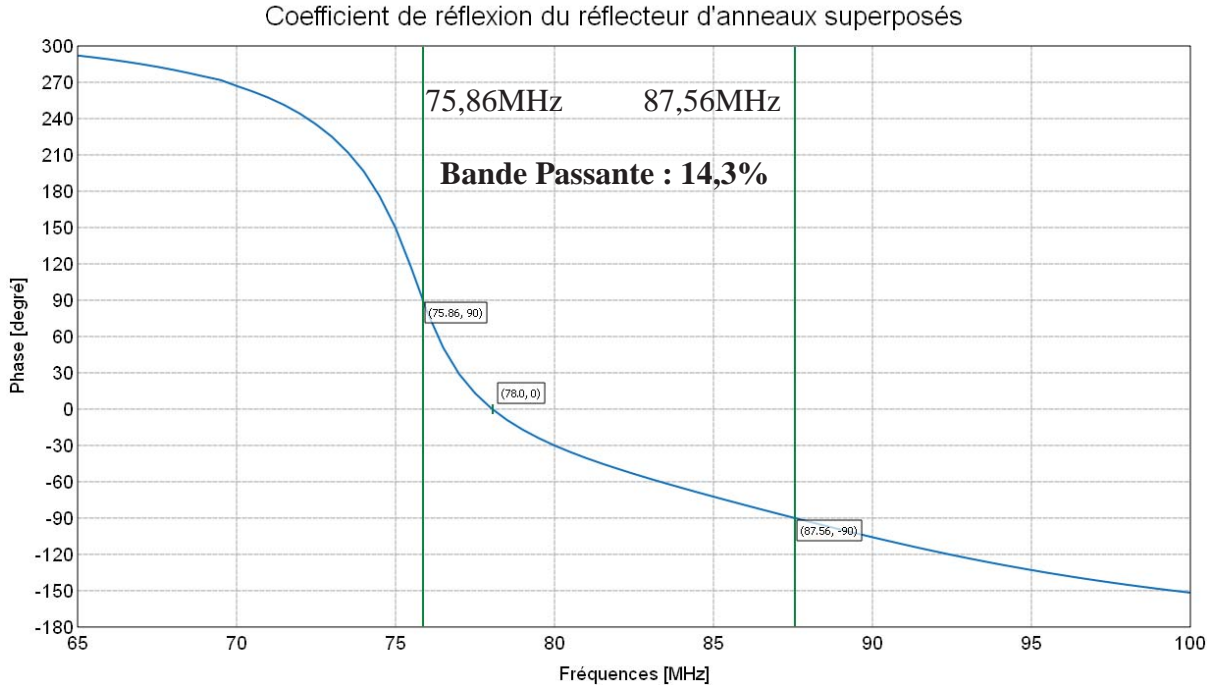


Figure 88 : Phase du coefficient de réflexion des 5 anneaux sans spirale

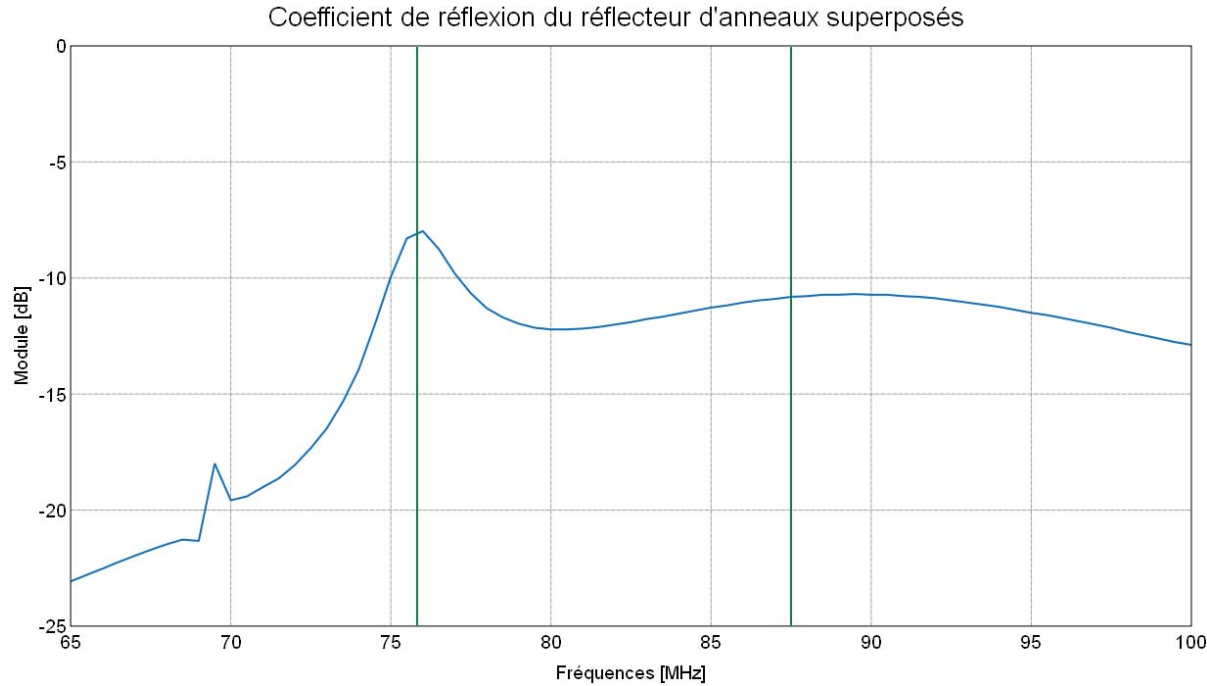


Figure 89 : Module du coefficient de réflexion des cinq anneaux sans spirale

Ainsi, la présence de ce réflecteur à anneaux modifie fortement le diagramme de rayonnement de l'antenne spirale. Nous constatons sur la Figure 90 que le diagramme de l'antenne spirale seule est symétrique par rapport au plan de la spirale. Après ajout des anneaux, le gain dans la direction du réflecteur (z croissant) est fortement atténué, alors que le gain dans la direction inverse (z décroissant) est fortement augmenté.

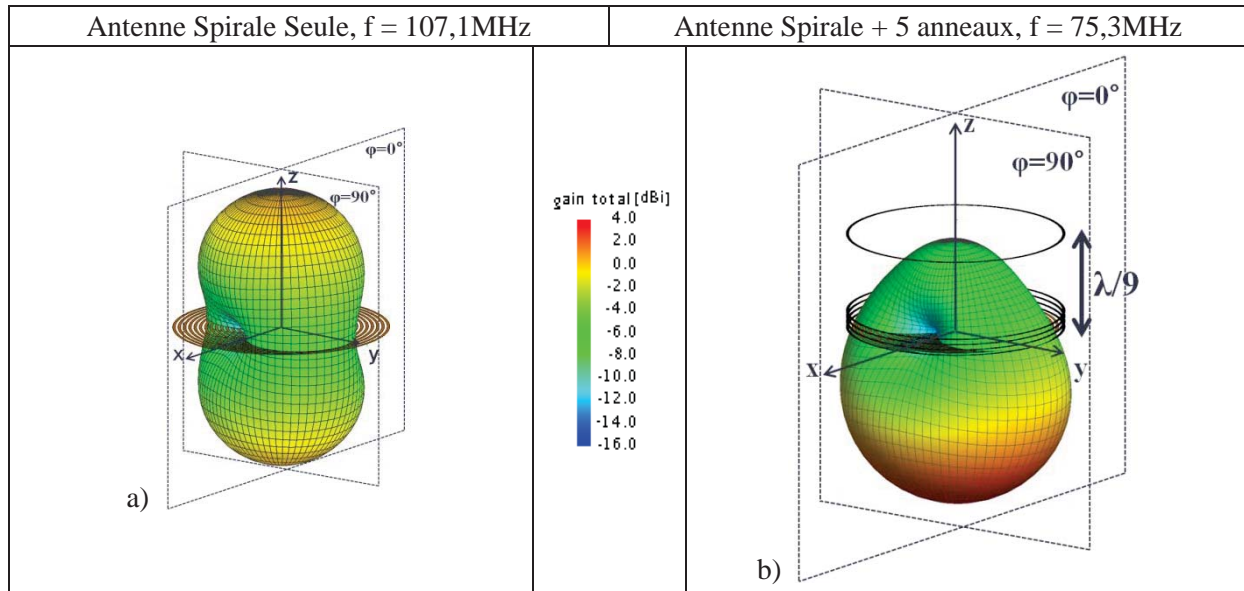


Figure 90 : Diagrammes 3D du gain total des antennes spirales a) sans réflecteur, b) avec réflecteur

Nous pouvons observer dans l'Annexe 1 le rayonnement de chaque antenne présentée précédemment (Figure 77) à leur fréquences basses de fonctionnement respectives, dans les plans de coupe $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$ (cf. repère Figure 90), en distinguant la polarisation droite de la polarisation gauche. Il apparaît que le gain maximal de chaque antenne est atteint dans l'axe de la spirale ($\theta=0^\circ$ pour la polarisation droite, et $\theta=180^\circ$ pour la polarisation gauche). Le gain maximal des spirales symétriques (spirale seule et spirale avec anneau lisse) est proche de 0dBi dans les deux directions ($\theta=0^\circ$ et $\theta=180^\circ$) en polarisation principale, et proche de -6dBi dans les deux directions en polarisation croisée. Avec le réflecteur à 5 anneaux, le gain de l'antenne en polarisation droite ($\theta=0^\circ$) diminue à -7dBi tandis que le gain en polarisation gauche ($\theta=180^\circ$) augmente à plus de 3dBi. Nous pouvons constater ce même écart de 10dBi en polarisation croisée, entre la polarisation gauche ($\theta=0^\circ$) et la polarisation droite ($\theta=180^\circ$). A sa fréquence basse de fonctionnement, l'ensemble constitué de l'antenne spirale et de son réflecteur présente donc un rapport avant-arrière de 10dBi.

En observant le gain en fonction de la fréquence de l'antenne avec réflecteur pour $\theta=0^\circ$ et $\theta=180^\circ$ (Figure 91), il apparaît que les gains pour $\theta=180^\circ$ sont supérieurs aux gains pour $\theta=0^\circ$ pour toute la bande d'observation [70MHz ; 170MHz], et ce à la fois en polarisation principale (courbes continues bleue et noire) et en polarisation croisée (courbes pointillées rouge et verte). Si l'on observe la différence des gains en polarisation principale (gauche pour $\theta=180^\circ$ et droite pour $\theta=0^\circ$) en fonction de la fréquence (Figure 92), il s'avère que le réflecteur assure un rapport avant-arrière supérieur à 5dB sur une bande passante de plus de 10% de 75,3MHz à 83,5MHz, là où le rapport avant-arrière de la spirale seule est nul quelle que soit la fréquence. Notons au passage que, d'après la Figure 92, l'augmentation du nombre d'anneaux constituant le réflecteur permet d'augmenter le rapport avant-arrière. Ainsi,

moyennant une augmentation de la hauteur du réflecteur, nous pouvons anticiper de meilleurs résultats de largeur de bande de fréquences pour laquelle le rapport avant-arrière est supérieur à 5dB en augmentant le nombre d'anneaux.

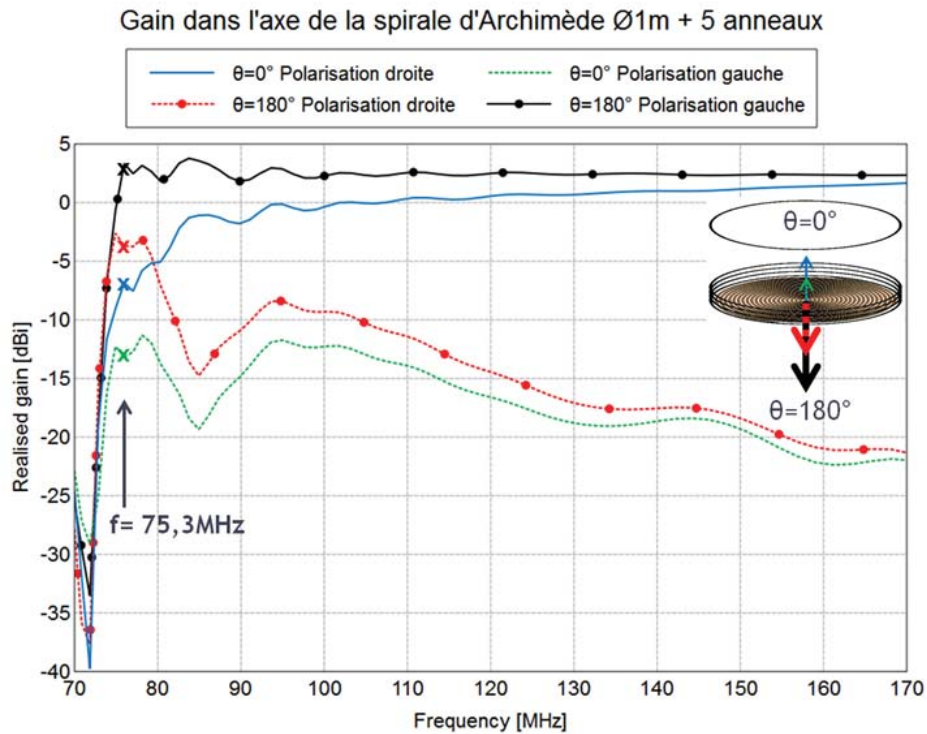


Figure 91 : Gain de l'antenne spirale Ø1m à 5 anneaux dans l'axe $\theta=0^\circ$ et $\theta=180^\circ$

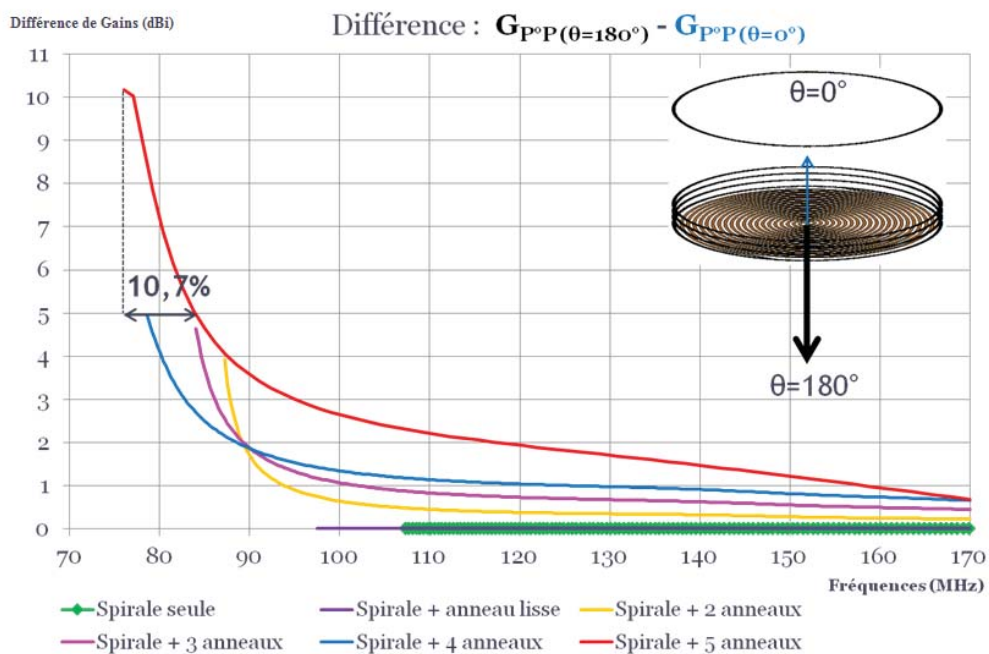


Figure 92 : Différence entre le gain dans l'axe (polarisation principale) pour $\theta=0^\circ$ et pour $\theta=180^\circ$, pour l'antenne spirale seule et l'antenne spirale à 5 anneaux, Ø1m sans substrat

Le réflecteur présente donc une bande passante de 14,3%. Le module du coefficient de réflexion est compris sur cette bande de fréquences entre -8dB et -12dB . Associé à une antenne spirale, il permet d'obtenir un rapport avant-arrière positif, supérieur à 5dB sur une bande de fréquence de 10% dans le cas d'un réflecteur à 5 anneaux. La hauteur totale de ce système ne dépasse pas $\lambda/9$ là où un plan de masse serait distant de $\lambda/4$ de l'antenne (λ se référant à la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne).

De plus, contrairement à d'autres technologies (cavités absorbantes par exemple), ce nouveau procédé permet de conserver les performances de l'antenne, notamment en termes de rendement. Un second brevet concernant ce procédé de réflexion sans plan métallique du champ arrière rayonné est déposé en 2013. Il s'intitule *Procédé de Réflexion du Champ Rayonné par une Antenne Spirale*.

8. Conclusion

Nous avons vu une méthode de réduction de la spirale d'Archimède par empilement d'anneaux. Cette méthode permet de réduire d'environ 30% la fréquence basse de fonctionnement d'une antenne spirale d'Archimède, et ce sans considérer l'influence d'aucun substrat diélectrique.

Les motifs créés pour décrire l'anneau permettent d'en contrôler la longueur déployée. Cette longueur déployée ajoutée à la hauteur relative de chaque anneau constituent les deux éléments centraux de l'optimisation de la géométrie. Les meilleurs cas pour un nombre d'anneaux donné sont toujours obtenus avec des anneaux selon la répartition suivante. Un anneau éloigné permet une forte adaptation à la fréquence de résonance des anneaux $f_{\text{résonance}} = c/L_{\text{anneau}}$. Et un ensemble d'anneaux, à égal distance les uns des autres, forme un résonateur qui, placé proche de la spirale, permet grâce à sa large bande passante, d'assurer un niveau d'adaptation correct sur la BFI. La modification majeure de cette géométrie est donc de donner une épaisseur à une antenne spirale à l'origine planaire. Cette épaisseur correspond à la distance qui sépare la spirale de l'anneau le plus éloigné. Si les contraintes de volume de l'antenne tolèrent l'épaisseur nécessaire, la géométrie d'une antenne spirale à 5 anneaux de 1 mètre de diamètre permet une diminution de la fréquence basse de fonctionnement de 30% environ. A bande passante égale, une antenne spirale miniaturisée par cette méthode verra donc son diamètre réduit de 30%, soit une réduction surfacique de 50% de l'antenne.

Sur la BFI, nous avons également vu que le système de miniaturisation permet d'obtenir un très bon gain maximal dans l'axe de symétrie de la spirale. Rappelons que d'après l'état de l'art, le gain est en général dégradé par la miniaturisation aux fréquences basses de fonctionnement. Ici, le gain est au contraire meilleur sur la BFI d'une antenne avec anneaux qu'il ne l'est juste au-dessus de la fréquence basse de fonctionnement d'une antenne spirale d'Archimède classique. Quant au taux d'ellipticité, le système de miniaturisation l'améliore également, permettant à la spirale de présenter une polarisation correcte sur la BFI.

Les fonctions de miniaturisation et de réflexion du champ arrière sont à l'origine de deux dépôts de brevet. Un article long déposé en octobre 2013 présentera l'ensemble de ces résultats théoriques et des résultats de mesure que nous allons voir dans les chapitres suivants.

CHAPITRE III : REALISATION D'ANTENNES COMPACTES EN BANDE UHF

1. Introduction

Les géométries originales d'antennes spirales présentées dans le chapitre précédent ont montré un procédé de miniaturisation des antennes spirales d'Archimède validé par la simulation du comportement électromagnétique sous FEKO. Nous proposons de vérifier par la mesure l'exactitude des facteurs de réduction annoncés. Ce chapitre traite tout d'abord du dimensionnement des maquettes réalisées et des contraintes associées. Les géométries sont ensuite détaillées. Les résultats de simulation des antennes sont montrés, justifiant l'utilisation de la méthode de miniaturisation vue dans le chapitre précédent. Dans un troisième temps, les mesures sont détaillées. Les maquettes fabriquées, les moyens de mesure du coefficient de réflexion en entrée des antennes et les moyens de mesure des diagrammes de gain sont présentés. Enfin, les résultats de mesure des maquettes sont comparés aux résultats de simulation.

2. Conditions de réalisation

2.1. Contraintes fréquentielles et dimensions choisies

Les fréquences privilégiées par le thème de l'étude sont les Très Hautes Fréquences, ou Very High Frequencies (VHF) [30MHz ; 300MHz]. Cependant, la réalisation d'une antenne spirale de 1 mètre de diamètre pour descendre sous les 300MHz n'a été envisagée qu'en fin de thèse pour les raisons suivantes :

- Tout d'abord, une antenne de 1 mètre de diamètre fonctionne à partir de 100MHz environ. Les moyens de mesures à de si basses fréquences existent au CNES, mais leur disponibilité est limitée. Nous souhaitons réaliser plusieurs antennes pour valider les géométries de spirale à plusieurs anneaux, au nombre variable. Six antennes seront réalisées au final. Un tel nombre d'antennes monopoliserait longtemps les moyens de mesure nécessaires.

- De plus, les coûts d'une seule antenne de 1 mètre de diamètre sont vingt fois supérieurs aux coûts des maquettes finalement réalisées à fréquences plus hautes.

La réalisation de maquettes à échelle réduite est donc préférable. Le choix du facteur de réduction à appliquer aux antennes étudiées est conditionné par deux éléments : le facteur de réduction d'échelle minimal à imposer, et le facteur maximal. Les calculs de facteur d'échelle sont appliqués à l'antenne la plus performante au moment de ces réalisations, à savoir l'antenne spirale d'Archimède à 3 anneaux. Plus tard ont été mises au point les géométries à quatre et cinq anneaux.

- D'une part, la fréquence minimale de la STARLAB disponible au CNES est de 800MHz. La spirale d'Archimède d'un mètre de diamètre est adaptée à partir de 107MHz, et la géométrie à 3 anneaux, la meilleure connue au moment du choix de l'échelle à appliquer pour les maquettes, fonctionne à partir de 84,1MHz. Pour observer la réduction de fréquence de ce dernier modèle, il faut donc mesurer cette antenne à partir de 70MHz. A partir de ces valeurs, le facteur de réduction d'échelle minimal à appliquer est de 11,4.

- D'autre part, le fabricant impose une largeur de piste minimale de 135 μ m pour la gravure d'une antenne sur substrat. La largeur de piste minimale des structures étudiées est la largeur

des anneaux crénelés (notée "d" sur la Figure 36 page 33), soit $d=2,4\text{mm}$ pour les antennes d'un mètre de diamètre. Cela donne un facteur de réduction d'échelle maximal de 17,7.

Nous avons donc choisi une antenne de 8cm de diamètre, soit une échelle de 2:25. Ainsi, d'après les simulations électromagnétiques, la bande de fréquences de fonctionnement débute au mieux à 1GHz (pour une réduction de 21,5% dans le cas de la spirale à 3 anneaux). De plus, la largeur des pistes les plus fines est à cette échelle de $184\mu\text{m}$ (ce qui laisse une marge de $49\mu\text{m}$, soit 5 fois l'erreur maximale annoncée par le constructeur).

2.2. Substrats choisis

La caractéristique principale orientant le choix du substrat à ce stade est sa faible permittivité relative ($\epsilon_r < 4$), limitant son impact sur le rayonnement des antennes. De plus, il est nécessaire de disposer de différentes épaisseurs de substrat. Le substrat de la spirale doit être plus épais (entre 1mm et 2mm) pour garantir la résistance mécanique suffisante du socle de l'antenne. Les anneaux superposés quant à eux nécessitent un substrat plus fin (moins de 1mm), afin de faciliter d'une part le réglage des écarts entre les différentes couches de substrat, dimensions critiques pour le niveau d'adaptation, et d'éviter au mieux l'influence du substrat sur les niveaux d'adaptation. En effet, le substrat altère le couplage entre les anneaux, et les résultats de simulation des niveaux d'adaptation de l'antenne sont meilleurs avec des substrats d'anneaux plus fins.

Le double avantage de la famille de substrat Nelco N9000 [70] en PTFE renforcé est d'offrir un choix parmi dix épaisseurs de $127\mu\text{m}$ à 3,18mm pour huit permittivités relatives allant de 2,17 à 2,60 (fiche technique en Annexe 2 page 128). Nous avons choisi au vu des disponibilités du fabricant un substrat de permittivité relative $\epsilon_r = 2,55$, pour des épaisseurs de 1,524mm et de 0,508mm.

3. Résultats de simulation des antennes réalisées

Les maquettes de huit centimètres de diamètre ont été réalisées en deux temps. Dans un premier temps sont présentées les premières maquettes, comprenant la spirale d'Archimède seule, la spirale d'Archimède entourée d'un anneau non-crénelé, ainsi que des géométries de spirales à deux et trois anneaux. Dans un second temps, et après justification de la modification du substrat, sont présentées les spirales à quatre et cinq anneaux.

3.1. Antennes 0 à 3 anneaux

3.1.1. Caractéristiques géométriques

Les quatre premiers types de maquettes réalisées et testées sont les suivants (Figure 93 à Figure 96) :

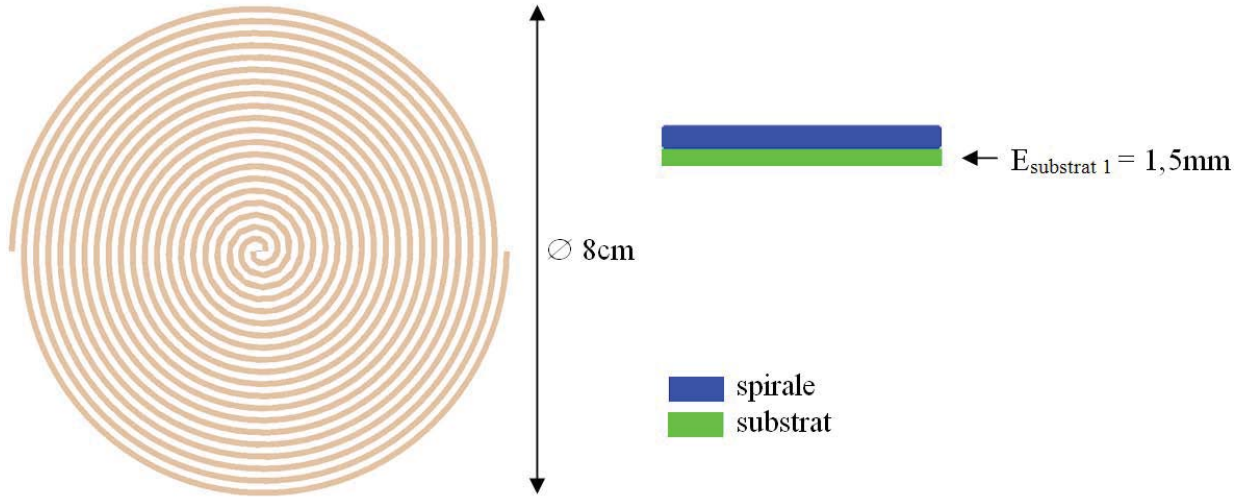


Figure 93 : Maquette n°1/6 : Spirale d'Archimède, a) vue de dessus, b) vue en coupe

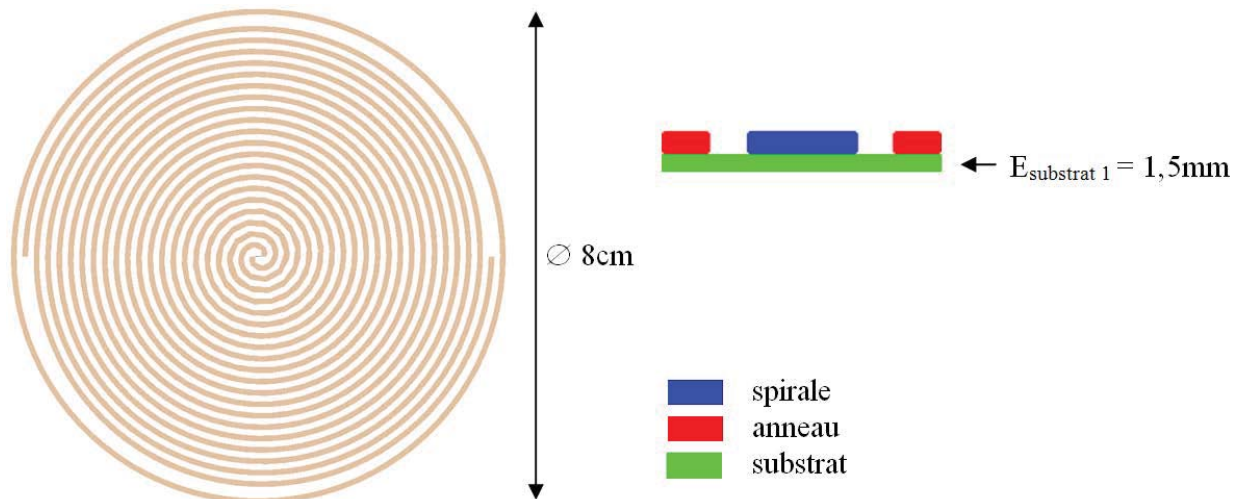


Figure 94 : Maquette n°2/6 : Spirale d'Archimède + 1 anneau lisse, a) vue de dessus, b) vue en coupe

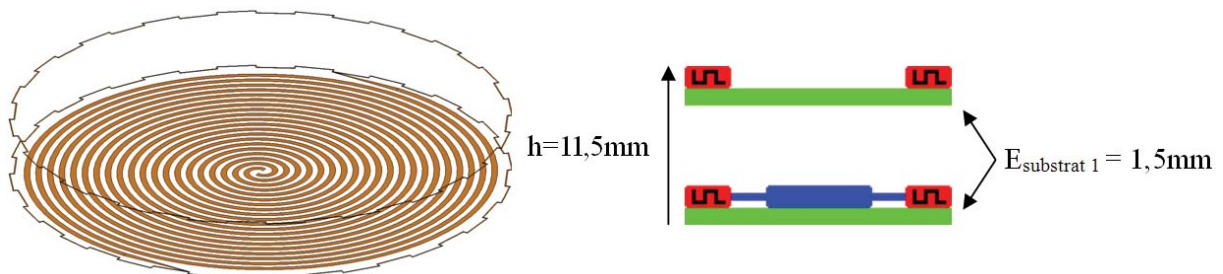


Figure 95 : Maquette n°3/6 : Spirale d'Archimède + 2 anneaux crénelés (nombre de créneaux $N_c=20$), a) vue oblique, b) vue en coupe

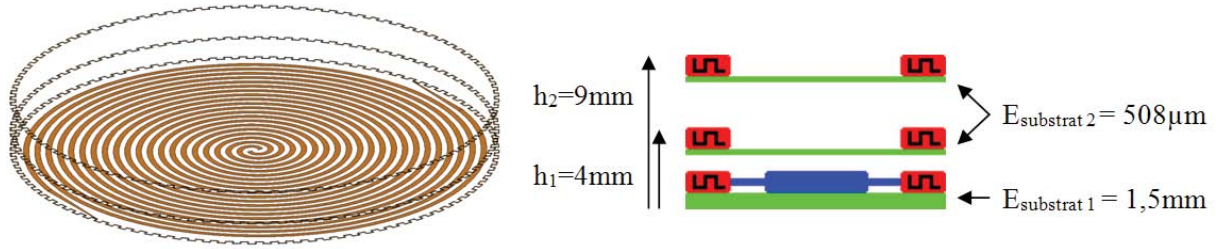


Figure 96 : Maquette n°4/6 : Spirale d'Archimède + 3 anneaux crénelés (nombre de créneaux $N_c=100$),
a) vue oblique, b) vue en coupe

3.1.2. Choix de l'impédance de référence pour la détermination du coefficient de réflexion en entrée

La variation du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en entrée des antennes réalisées en fonction de la fréquence permet de déduire, pour chaque géométrie d'antenne, la fréquence basse de fonctionnement. C'est à partir de la lecture de cette fréquence que sont déterminés les rapports de réduction des géométries d'antenne simulées et mesurées. Cette variation de $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence est donc primordiale. Cependant, les niveaux d'adaptation dépendent, en simulation comme en mesure, de l'impédance de référence choisie. En effet, pour les antennes spirales, l'impédance d'entrée n'est pas de 50Ω mais plutôt de l'ordre de 200Ω (pour une spirale infinie elle est théoriquement de 188Ω) et elle varie en pratique en fonction de la fréquence, notamment en présence de substrat (dont la permittivité fait diminuer cette impédance d'entrée).

Le coefficient de réflexion $|S_{11/Z_{in}}|$ en entrée d'une spirale dépend de l'impédance de référence Z_{in} choisie. Il est calculé à partir du coefficient de réflexion exprimé en fonction d'une autre impédance de référence Z_0 par la relation suivante (37).

$$|S_{11,Z_{in}}| = \left| \frac{Z_0 \left(\frac{1 + S_{11,Z_0}}{1 - S_{11,Z_0}} \right) - Z_{in}}{Z_0 \left(\frac{1 + S_{11,Z_0}}{1 - S_{11,Z_0}} \right) + Z_{in}} \right| \quad (37)$$

Les simulations électromagnétiques des antennes tenant compte de l'influence du substrat donnent une impédance de rayonnement constante sur la bande passante à partir de $1,5\text{GHz}$. Cette valeur est de 145Ω . Les courbes de coefficient de réflexion en entrée des antennes spirales simulées seront donc normalisées par rapport à l'impédance $Z_0=145\Omega$.

3.1.3. Résultats de simulation

La variation du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ en entrée des antennes réalisées en fonction de la fréquence est présentée sur la Figure 97. Les facteurs de réduction associés sont donnés sur la Figure 98. Nous observons tout d'abord une réduction de la fréquence basse de fonctionnement de $18,3\%$ de la spirale avec anneau lisse. Cependant, cette géométrie ne présente pas de paramètre géométrique permettant de modifier le niveau maximal du coefficient de réflexion sur la bande de fréquences intermédiaires. Nous avons donc un coefficient de réflexion $|S_{11}|_{\text{max,BFI}} = -11,4\text{dB}$. Les anneaux crénelés permettent aux antennes à 2 et 3 anneaux de présenter une réduction respectivement de 20% et $22,5\%$ de la fréquence

basse de fonctionnement. Les niveaux maximaux de $|S_{11}|$ sont respectivement de $-12,2\text{dB}$ et $-14,3\text{dB}$.

Le modèle à trois anneaux crénelés permet donc d'améliorer l'adaptation de l'antenne spirale à anneau lisse sur deux points. D'une part, la fréquence basse de fonctionnement est réduite de 4,2% de plus. Et d'autre part, le coefficient de réflexion maximal sur la BFI et plus bas de 3dB.

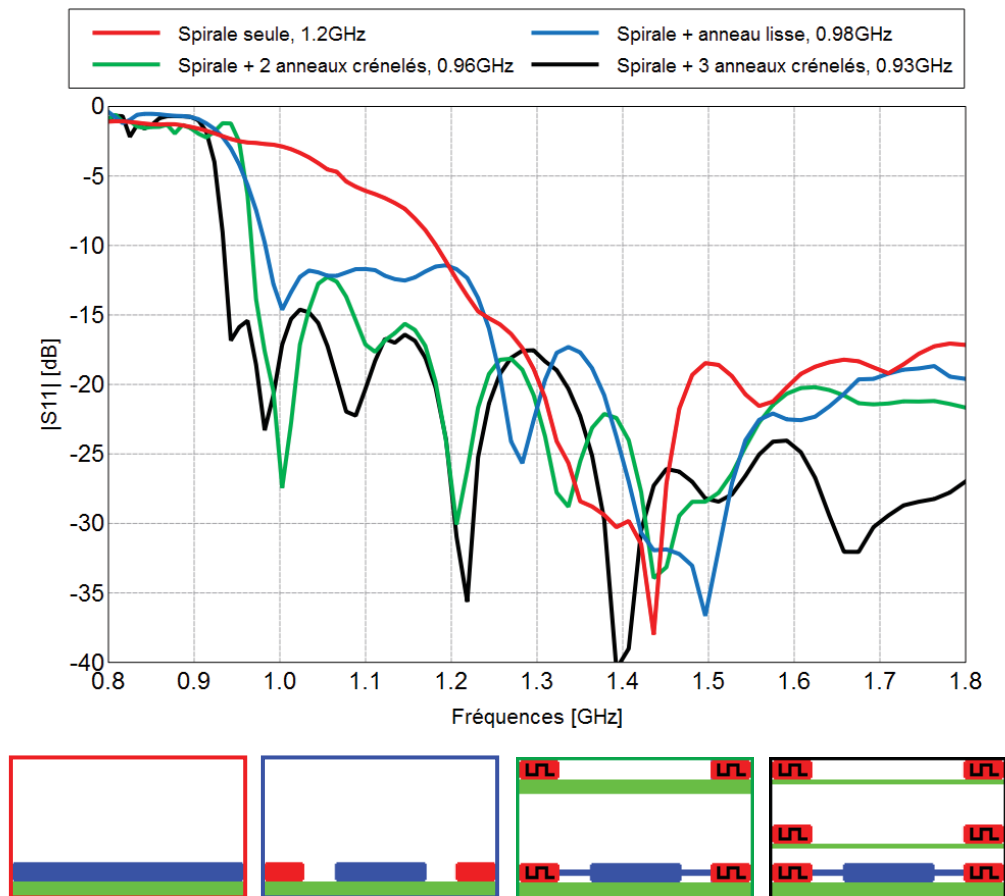


Figure 97 : Coefficients de réflexion (simulation) en entrée des antennes spirales de 0 à 3 anneaux en fonction de la fréquence.

	Fréquence basse de fonctionnement ($ S_{11} $ à cette fréquence)	Facteur de réduction par rapport à la spirale de référence	$ S_{11} $ max sur la Bande de Fréquences Intermédiaires
Spirale d'Archimède seule (de référence)	1,2 GHz	-	-
Spirale + 1 anneau lisse	0,98 GHz (-11,4dB)	-18,3%	-11,4 dB
Spirale + 2 anneaux crénelés	0,96 GHz (-12,2dB)	-20,0%	-12,2 dB
Spirale + 3 anneaux crénelés	0,93 GHz (-14,7dB)	-22,5%	-14,7 dB

Figure 98 : Facteurs de réduction (issus de la simulation) et coefficients de réflexion maximaux dans la bande de fréquences intermédiaires (simulation) pour les quatre antennes étudiées dans le présent rapport

3.2. Antennes 4 et 5 anneaux

3.2.1. Influence de l'épaisseur du substrat

Les quatre premières maquettes (antennes de références et à deux et trois anneaux crénelés) ont été réalisées avec des substrats d'épaisseur 1,524mm (0,508mm pour les anneaux du modèle à trois anneaux). Cette famille de substrat inclue d'autres substrats d'épaisseurs allant de 127 μ m à 3,175mm. Nous avons souhaité évaluer dans deux cas connus (Spirale d'Archimède seule et géométrie à trois anneaux, Figure 99) l'influence de l'épaisseur du substrat sur le coefficient de réflexion des antennes.

On remarque d'après les simulations de l'antenne spirale d'Archimède à trois anneaux (Figure 100) qu'augmenter l'épaisseur du substrat de manière significative (+284%) permet ici de diminuer la fréquence basse de fonctionnement de 11%. Ceci présente à la fois le désavantage d'augmenter l'épaisseur totale de l'antenne de 52% et l'avantage de déplacer vers les basses fréquences le coefficient de réflexion de l'antenne sans dégrader l'adaptation.

Cependant, cette réduction implique une augmentation de l'épaisseur de l'antenne et de sa masse. Déterminer l'épaisseur des substrats à utiliser revient donc à déterminer le meilleur compromis entre le diamètre de la spirale d'une part et l'épaisseur et le poids de l'antenne d'autre part.

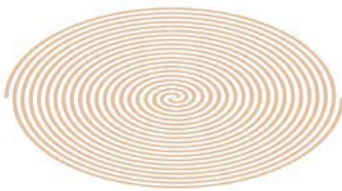
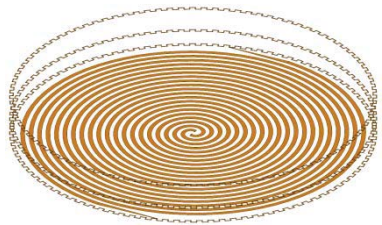


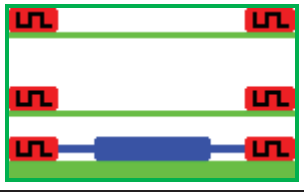
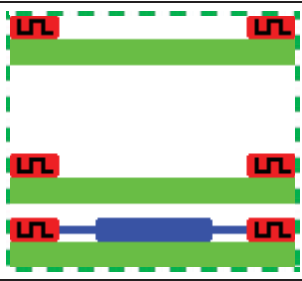
Spirale classique		Spirale à 3 anneaux	
		 $N_{\text{créneaux}}=100$	
$E_{\text{sub}}=1,5\text{mm}$	$E_{\text{sub}}=3,175\text{mm}$	$E_{\text{sub}2,3}=508\mu\text{m}$ $E_{\text{sub}1}=1,5\text{mm}$	$E_{\text{sub}}=3,175\text{mm}$
			
$D=8\text{cm}=\lambda/3,1$	$D=8\text{cm}=\lambda/3,3$	$D=8\text{cm}=\lambda/4$	$D=8\text{cm}=\lambda/4,5$
$h_{\text{totale}}=1,5\text{mm}=\lambda/167$	$h_{\text{totale}}=3,2\text{mm}=\lambda/82$	$h_{\text{totale}}=10,5\text{mm}=\lambda/31$	$h_{\text{totale}}=16\text{mm}=\lambda/23$
$f_{-10\text{dB}}=1,2\text{GHz}$	$f_{-10\text{dB}}=1,15\text{GHz}$	$f_{-10\text{dB}}=926\text{MHz}$	$f_{-10\text{dB}}=834\text{MHz}$
Réduction par rapport à la spirale classique ($E_{\text{sub}}=1,5\text{mm}$) :	-4,2%	-22,5%	-30,9%
Réduction par rapport à la spirale classique de même substrat :	-	-22,5%	-27,8%

Figure 99 : Tableau récapitulatif des maquettes d'épaisseurs de substrat diverses

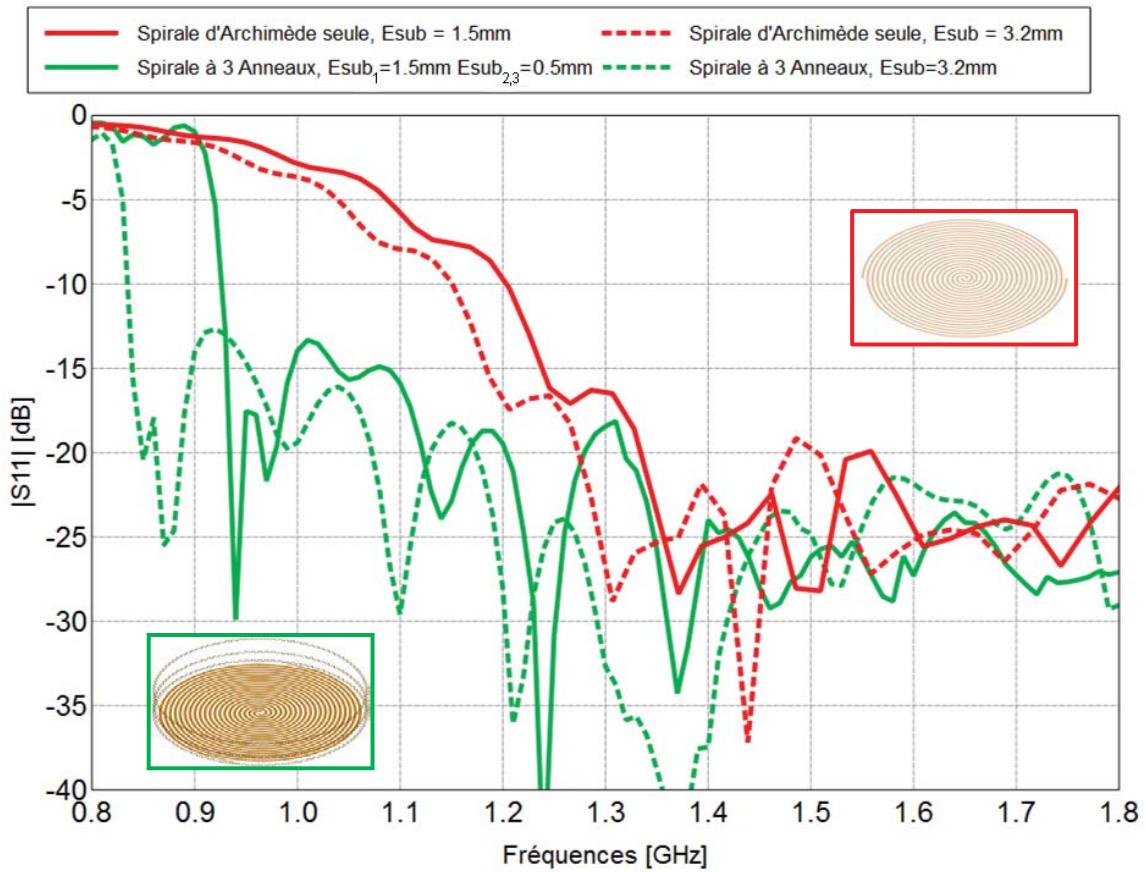


Figure 100 : Influence de l'épaisseur du substrat sur le coefficient de réflexion des antennes spirales

Les deux nouveaux modèles de maquettes à quatre et cinq anneaux ont donc été réalisés avec des substrats d'épaisseur 3,175mm. Leurs caractéristiques géométriques sont les suivantes (Figure 101 à Figure 102) :

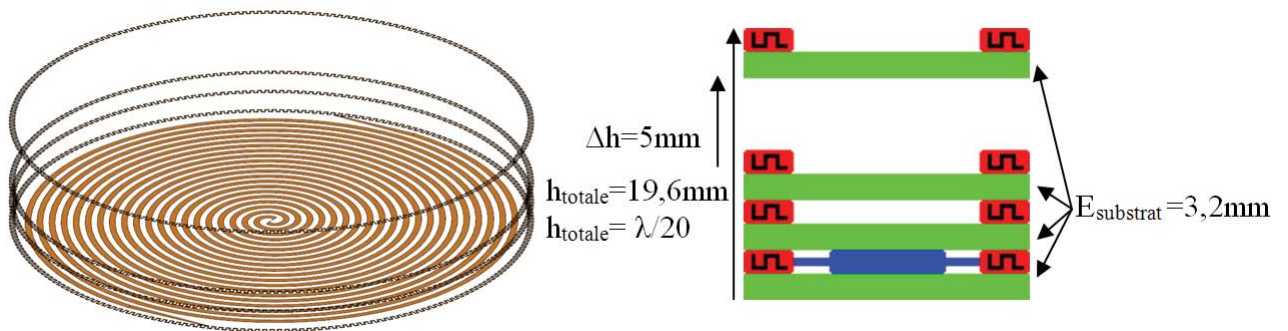


Figure 101 : Maquette n°5/6 : Spirale d'Archimède + 4 anneaux crénelés (nombre de créneaux $N_c=220$), a) vue oblique, b) vue en coupe

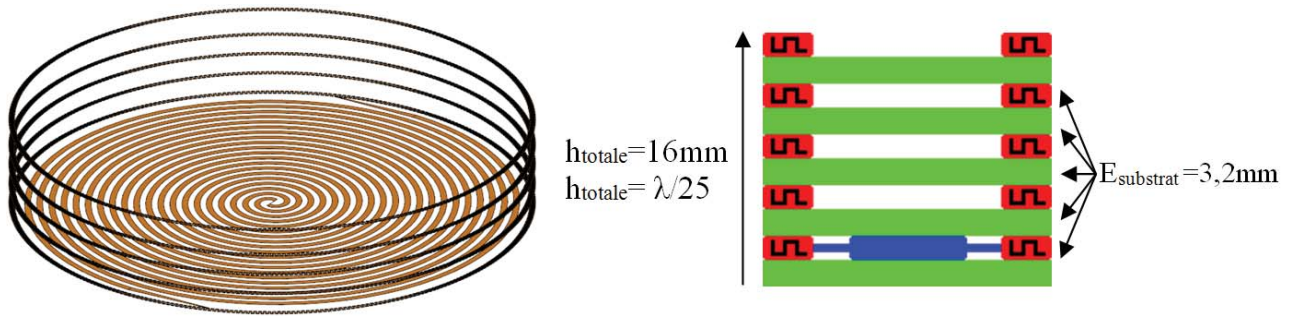


Figure 102 : Maquette n°6/6 : Spirale d'Archimède + 5 anneaux crénelés (nombre de créneaux $N_c=340$),
a) vue oblique, b) vue en coupe

Nous avons vu que pour un nombre d'anneaux donné, il faut corriger deux paramètres afin d'obtenir la réduction optimale : augmenter la longueur des anneaux et réduire leurs hauteurs relatives. Ces deux corrections entraînent les mêmes conséquences sur le coefficient de réflexion, à savoir la diminution de la fréquence basse de fonctionnement et la montée du $|S_{11}|_{\max}$ sur la BFI (c'est-à-dire la bande des fréquences comprises entre la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne modifiée et celle de l'antenne spirale de référence sans anneau). Si ces paramètres sont encore modifiables alors que la réduction optimale est atteinte, i.e. que le $|S_{11}|_{\max, \text{BFI}}$ atteint la limite imposée, alors il est possible d'ajouter un anneau supplémentaire. Par ailleurs, le substrat peut permettre d'améliorer la réduction de la fréquence basse de fonctionnement en augmentant sa permittivité et son épaisseur.

La maquette n°6 de la spirale à cinq anneaux atteint les limites de miniaturisation de la spirale dans le cadre de la fabrication des maquettes de diamètre 8cm avec motifs crénelés. En effet, la longueur limite des anneaux est atteinte vis-à-vis de la précision de fabrication permise pour les créneaux, et l'écart entre les anneaux est minimal, puisqu'ils sont tous collés les uns aux autres. Il faudrait éventuellement modifier la géométrie des anneaux pour rendre possible une miniaturisation plus grande. Quant au substrat, l'épaisseur utilisée est l'épaisseur maximale disponible. Des réductions supplémentaires seraient possibles en changeant de famille et choisissant des substrats plus épais et de permittivité plus grande.

Notons que si l'augmentation de l'épaisseur du substrat (permettant d'augmenter la réduction) conduit à supprimer l'espace séparant deux couches de substrat superposées, il n'est plus possible de rapprocher les anneaux (permettant également d'augmenter la réduction moyennant cette fois une dégradation de l'adaptation sur la BFI). Pour cette ordre d'épaisseur se pose donc la question du compromis épaisseur de substrat – hauteur relatives des anneaux.

3.2.2. Résultats de simulation

Les simulations des deux antennes (Figure 101 et Figure 102) sont présentés Figure 103. Les substrats ont été modélisés par des plans infinis afin de limiter la durée des calculs et la puissance informatique nécessaire. Nous pouvons constater que l'ajout d'un quatrième puis d'un cinquième anneau permet d'augmenter la réduction respectivement de 28% à 34% et 36% par rapport à la spirale d'Archimède seule, le modèle à cinq anneaux étant adapté à partir de 750MHz (Figure 104). A chaque nouvel anneau ajouté, la réduction est moins forte que la précédente et tend vers une limite inconnue à ce jour. Il serait donc intéressant de modifier les motifs afin de poursuivre la réduction de la spirale.

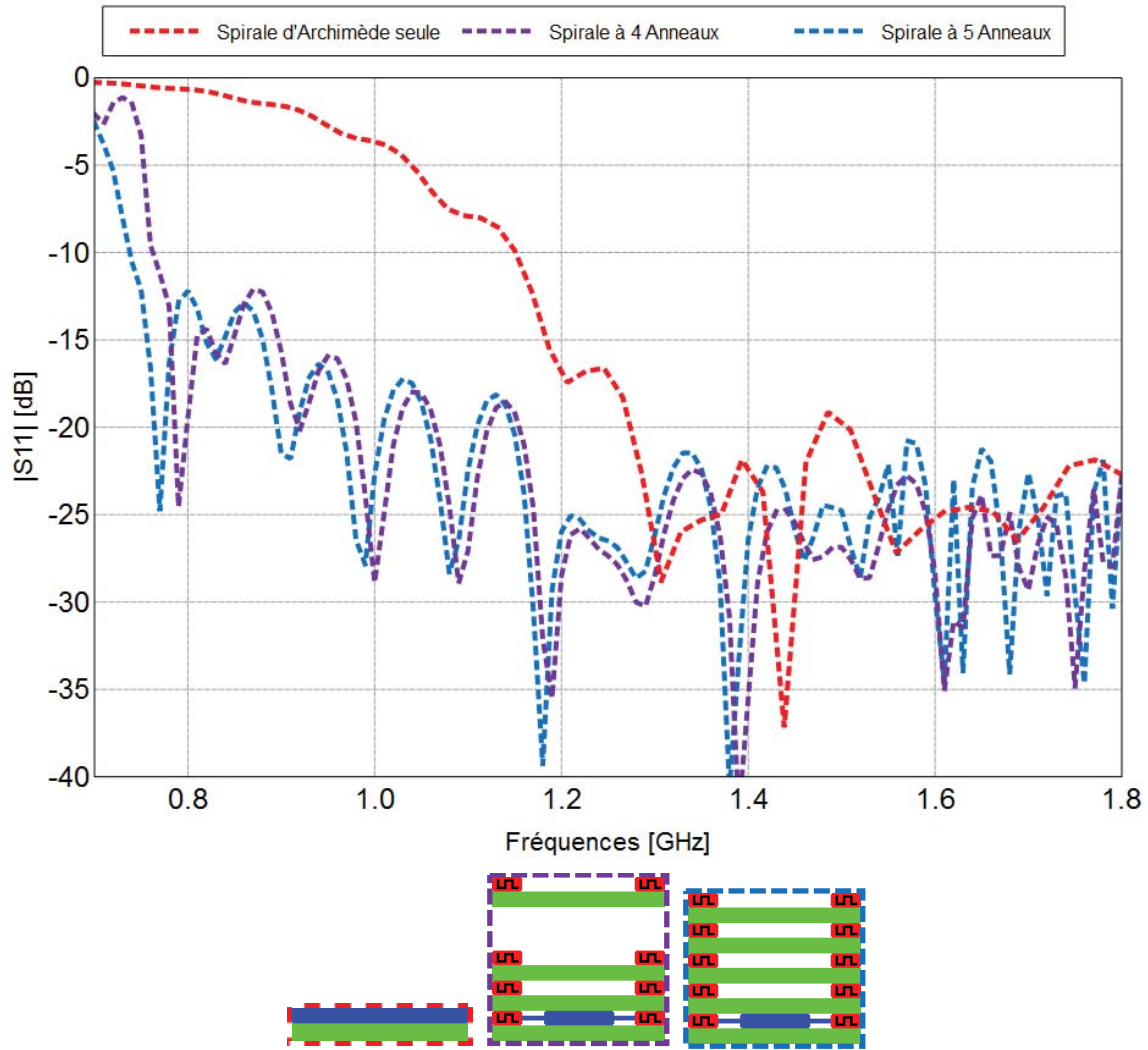


Figure 103 : Coefficients de réflexion (simulation) en entrée des antennes spirales d'Archimède sans anneau (courbe rouge), avec 4 anneaux (courbe violette) et 5 anneaux (courbe bleue).

Quant aux grandeurs géométriques des antennes simulées, la hauteur et la masse de chaque antenne sont présentées dans le tableau suivant (Figure 105). Nous pouvons remarquer pour une épaisseur de substrat donnée qu'augmenter le nombre d'anneaux de l'antenne implique de diminuer la hauteur totale de l'antenne. En effet, les antennes à 3 et 5 anneaux ont une hauteur plus faible que les antennes respectivement à 2 et 4 anneaux. Cette constatation est contradictoire avec les résultats d'optimisation de l'antenne VHF (Figure 77 partie II.6 *Meilleurs cas de la méthode appliquée à une antenne d'un mètre de diamètre* page 59).

La présence ici de substrat est un paramètre supplémentaire à prendre en compte. Contrairement aux géométries VHF de l'antenne spirale, l'épaisseur de substrat n'est pas négligeable vis-à-vis des dimensions de l'antenne spirale UHF. Or l'antenne à 3 anneaux présente une masse totale de substrat plus faible que l'antenne à 2 anneaux. Si les couches de substrat de l'antenne à trois anneaux avait été d'épaisseur identique 1,5mm, la résonance aurait été à une fréquence bien plus basse. D'après l'observation faite dans le paragraphe II.3.6 *Variation de la hauteur H d'une antenne à plusieurs anneaux résonnants* page 48, la hauteur totale de l'antenne aurait donc dû être plus élevée, afin d'obtenir une fréquence de résonance et un $|S_{11}|_{\max, \text{BFI}}$ similaires au cas présenté ici. L'antenne a donc une hauteur plus faible avec 3 anneaux qu'avec deux car, pour les dimensions d'anneaux choisies, l'antenne à

3 anneaux a moins de substrat. Nous pouvons au passage en conclure que si la réduction de l'antenne est meilleure avec des substrats plus épais d'après le paragraphe précédent, nous remarquons ici qu'affiner les substrats utilisés pour les anneaux permet de diminuer la hauteur totale de l'antenne. Le meilleur compromis serait dans ce cas un substrat épais pour la spirale, et des anneaux sur substrats plus fins afin d'en diminuer la hauteur.

	Fréquence basse de fonctionnement	Facteur de réduction par rapport à la spirale de référence	$ S_{11} $ max sur la Bande de Fréquences Intermédiaires
Spirales sur substrats d'épaisseur 1,5mm (simulation substrat fini)			
Spirale d'Archimède seule	1,2 GHz	-	-
Spirale + 1 anneau lisse	0,98 GHz	-18,3%	-11,4 dB
Spirale + 2 anneaux crénelés	0,96 GHz	-20,0%	-12,2 dB
Spirale + 3 anneaux crénelés	0,93 GHz	-22,5%	-14,7 dB
Spirales sur substrats d'épaisseur 3,2mm (simulation substrat infini)			
Spirale d'Archimède seule	1,15 GHz	-	-
Spirale + 4 anneaux crénelés	0,76 GHz	-33,9%	-12,1 dB
Spirale + 5 anneaux crénelés	0,74 GHz	-35,7%	-12,2 dB

Figure 104 : Facteurs de réduction (issus de la simulation) et coefficients de réflexion maximaux dans la bande de fréquences intermédiaires (simulation) pour les six antennes réalisées de diamètre Ø8cm.

Quant au cas à 5 anneaux, la longueur déployée des anneaux a été augmentée au maximum ($N_c = 300$), sans pour autant atteindre la limite de $|S_{11}|_{\max, \text{BFI}}$ tolérée de -12dB . La hauteur a donc été diminuée au minimum, passant en-dessous du cas à 4 anneaux. Cela conduit à faire l'hypothèse qu'un cas à 4 anneaux avec une hauteur inférieure et une longueur d'anneau plus faible aurait pu donner le même facteur de réduction. Mais la marge de hauteur avait été conservée pour être utilisée comme réglage de l'antenne pendant les mesures, au cas où la réduction de la fréquence basse de fonctionnement mesurée aurait été inférieure à la réduction attendue.

	Facteur de réduction par rapport à la spirale de référence	Hauteur totale (mm)	Rapport $\frac{H_{totale}}{H_{ref}}$	Masse totale (gramme)	Rapport $\frac{M_{totale}}{M_{ref}}$
Spirales sur substrats d'épaisseur 1,5mm (simulation substrat fini)					
Spirale d'Archimède seule	-	1,5	$H_{ref,1}$	33,8	$M_{ref,1}$
Spirale + 1 anneau lisse	-18,3%	1,5	$1 H_{ref,1}$	33,8	$1 M_{ref,1}$
Spirale + 2 anneaux crénelés	-20,0%	11,5	$7,7H_{ref,1}$	67,5	$2 M_{ref,1}$
Spirale + 3 anneaux crénelés	-22,5%	9	$6 H_{ref,1}$	56,6	$1,7M_{ref,1}$
Spirales sur substrats d'épaisseur 3,2mm (simulation substrat infini)					
Spirale d'Archimède seule	-	3,2	$H_{ref,2}$	71,4	$M_{ref,2}$
Spirale + 4 anneaux crénelés	-33,9%	19,6	$6,1H_{ref,2}$	286	$4 M_{ref,2}$
Spirale + 5 anneaux crénelés	-35,7%	16	$5 H_{ref,2}$	357	$5 M_{ref,2}$

Figure 105 : Simulation des rapports de hauteur et masse des 5 antennes spirales modifiées vis-à-vis des antennes spirales d'Archimède sur substrat d'épaisseur comparable. Densité du substrat théorique : 2,25gr/cm³

4. Mesures

4.1. Photographies des maquettes

Les six antennes réalisées, présentées dans la partie précédente, sont illustrées en photographie ci-dessous. Les deux antennes de référence sont présentées Figure 106 : la spirale d'Archimède seule (Figure 106.a), et la spirale entourée d'un anneau (Figure 106.b). Puis est montré de la Figure 107 à la Figure 110 le montage des spirales de deux à cinq anneaux crénelés. Les différentes couches ont été assemblées à l'aide de boulons en nylon transparents au rayonnement dans la bande UHF. Sur la couche de base est imprimée la spirale, dont un aperçu est donné sur les Figure 107 b) et Figure 108 b). Seuls les anneaux crénelés sont imprimés sur les couches de substrat superposées.

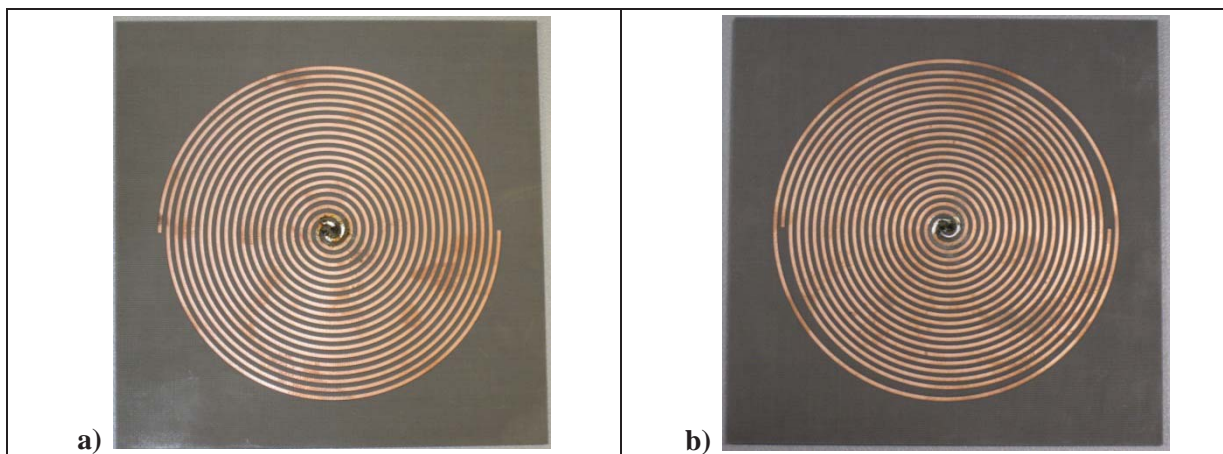


Figure 106 : Photographies des maquettes 1&2 : spirale d'Archimède a) seule, b) entourée d'un anneau lisse.

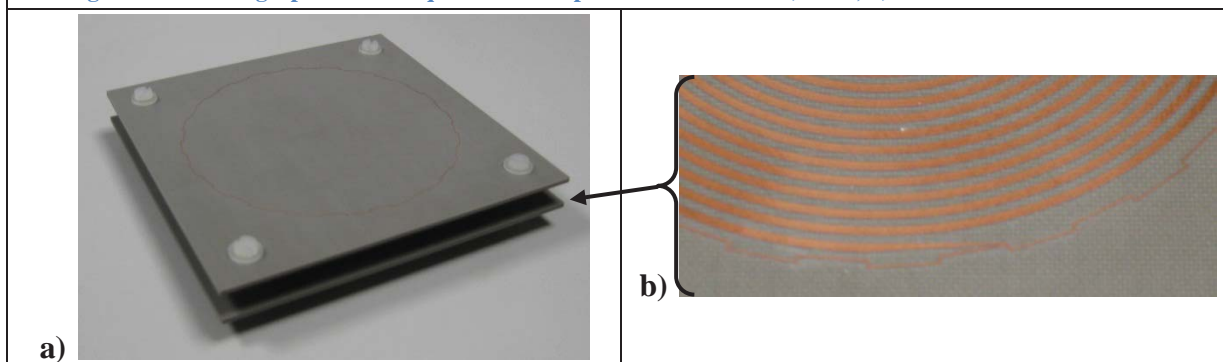


Figure 107 : Photographies de la maquette 3 : Spirale d'Archimède + 2 anneaux crénelés (N=20) ; a) empilement des deux couches, b) gros plan de la connexion spirale – anneau à 20 créneaux.

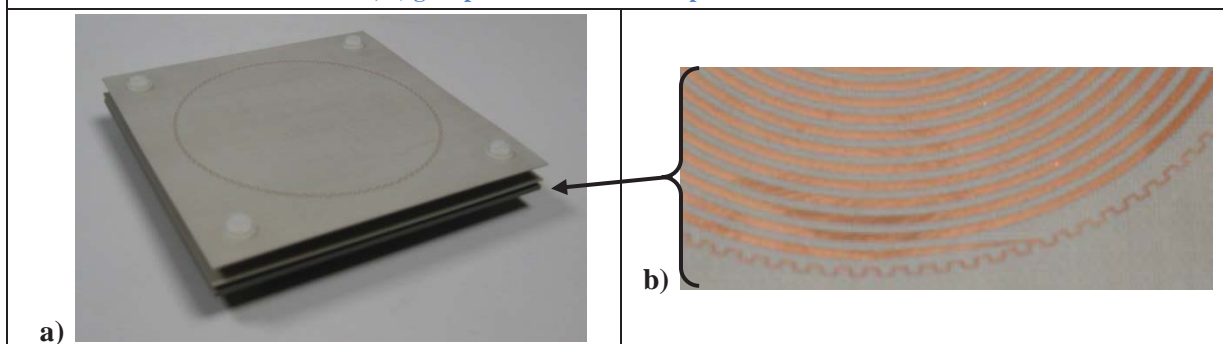


Figure 108 : Photographies de la maquette 4 : Spirale d'Archimède + 3 anneaux crénelés (N=100) ; a) empilement des trois couches, b) gros plan de la connexion spirale – anneau à 100 créneaux.



Figure 109 : Photographie de la maquette n°5 : Spirale d'Archimède + 4 anneaux crénelés (N=220)



Figure 110 : Photographie de la maquette n°6 : Spirale d'Archimède + 5 anneaux crénelés (N=340)

4.2. Protocole de mesures

4.2.1. Système d'excitation de l'antenne

L'ensemble des mesures des coefficients de réflexion en entrée des six maquettes a été réalisé sur un analyseur de réseau Anritsu en salle de mesure du CNRS-LAAS à Toulouse. Les antennes ont été raccordées à l'analyseur via deux câbles coaxiaux consécutifs : un câble souple côté analyseur, et câble un rigide de 10cm (Figure 111.b) côté antenne, permettant la soudure via deux pointes métalliques parallèles (Figure 111.c), excitant chacun un brin de la spirale. Un balun doit être utilisé pour alimenter l'antenne. Ce balun a deux rôles : assurer un déphasage de π à l'excitation entre les deux brins de la spirale, et adapter l'impédance d'entrée de l'antenne de 188Ω (en théorie pour une spirale infinie sans substrat) à l'impédance caractéristique 50Ω du câble coaxial. L'étude du balun n'a pas été intégrée à la fabrication de ces antennes, c'est pourquoi le câble en photographie ci-dessous a été utilisé pour l'alimentation des antennes.

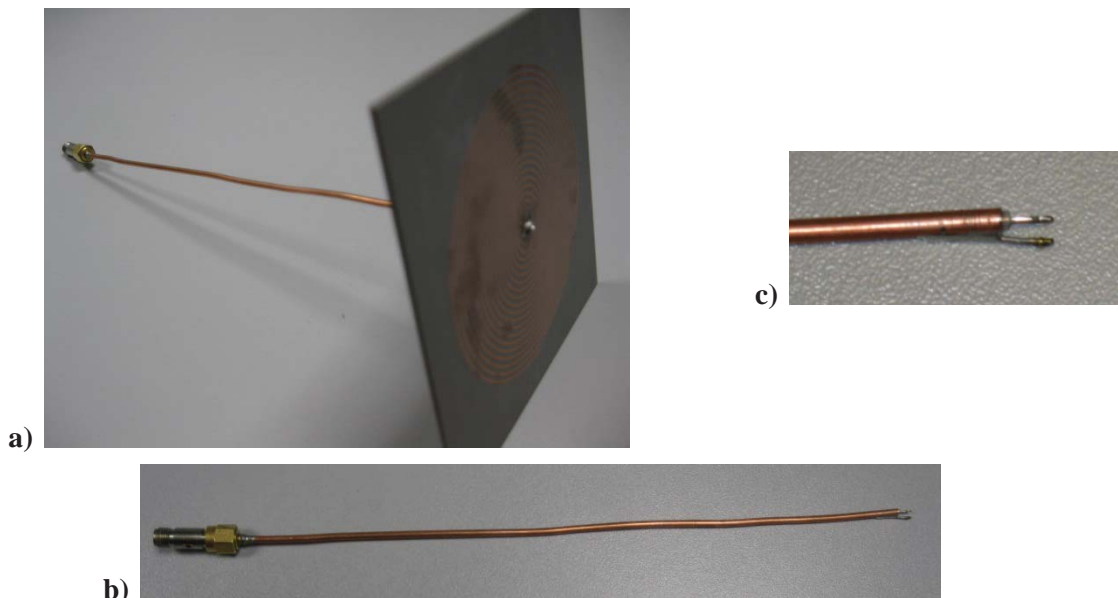


Figure 111 : Câble coaxial rigide permettant l'excitation des spirales ; a) câble coaxial soudé à l'antenne, b) câble coaxial seul, c) zoom sur l'extrémité du câble avec deux pointes pour les deux brins de l'antenne spirale.

4.2.2. De-embedding pour la mesure de $|S_{11}|$

La mesure du coefficient de réflexion en entrée des antennes spirales a été réalisée avec un analyseur de réseau. La calibration nécessaire permettant de s'affranchir des pertes dues au

Le système a été effectué avec un kit de calibration pour câbles SMA adapté à la bande de fréquence des mesures. Cependant, l'interface de ce kit ne lui permet d'être connecté qu'à l'extrémité du câble souple. Le système mesuré comprend donc l'antenne et le câble rigide (Figure 111.a). Les pertes potentiellement induites par ce câble de transition sont estimées via la mesure de deux câbles identiques montés en "back-to-back" (Figure 112). Les paramètres S de cette connexion (Figure 113) montrent des pertes dues aux câbles de plus d'1dB sur la bande [0,8GHz ; 1,8GHz]. Le schéma équivalent de la ligne coaxiale proposé est illustré Figure 114. La ligne coaxiale et la ligne bifilaire sont modélisées par des lignes de transmission, tandis que l'interface des deux lignes est modélisée par un circuit RLC. L'impédance R représente les pertes par rayonnement à l'interface. La conductance C représente l'effet capacitif entre les lignes bifilaires. Le circuit RLC présente les pôles correspondant aux fréquences de résonance des ondes stationnaires dans la ligne bifilaire. La simulation du circuit équivalent est comparée aux résultats de mesure (Figure 115) pour les valeurs indiquées ci-après. Les pôles et les niveaux de coefficients de réflexion et de transmission du circuit équivalent concordent aux mesures.

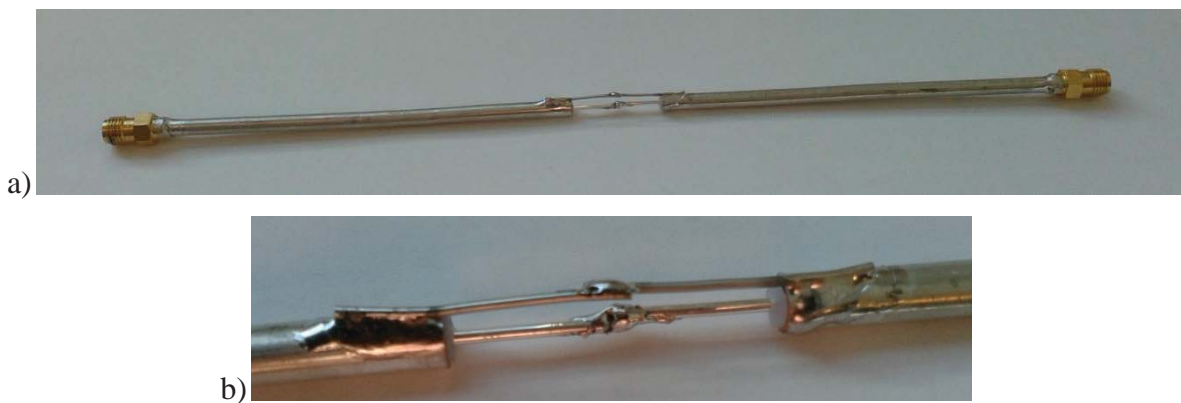


Figure 112 : Photo de deux câbles coaxiaux rigides soudés pour la mesure des pertes de l'excitation, a) vue d'ensemble, b) zoom sur la connexion

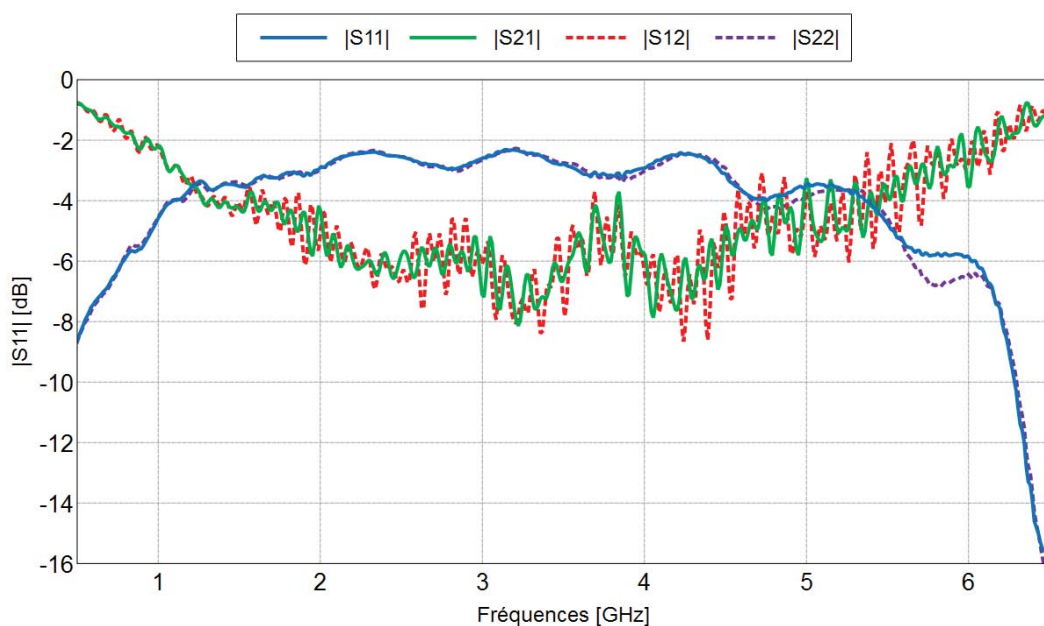


Figure 113 : Paramètres S mesurés de deux câbles coaxiaux "back-to-back" cf. Figure 112 pour la mesure des antennes UHF de Ø8cm

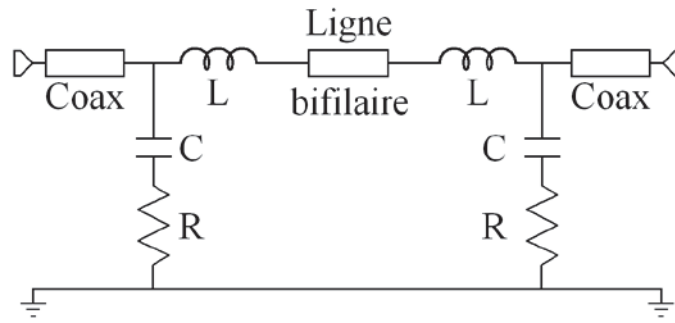


Figure 114 : Schéma équivalent de deux câbles coaxiaux en "back-to-back"

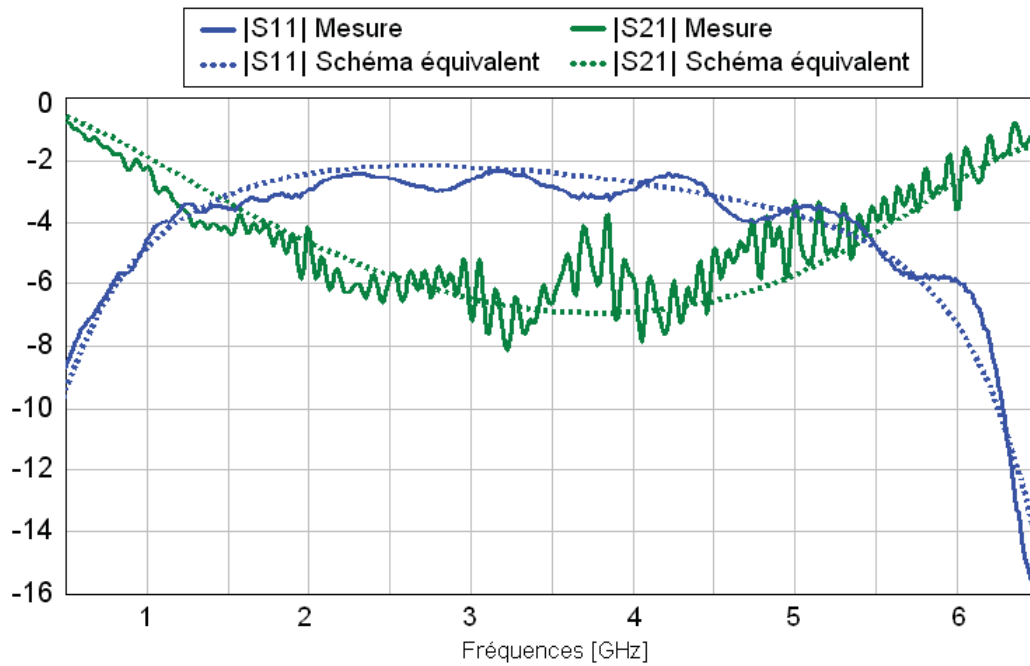


Figure 115 : Comparatifs Mesures-Schéma équivalent des paramètres $|S_{11}|$ et $|S_{21}|$ des deux câbles coaxiaux "back-to-back" pour la mesure des antennes UHF de Ø8cm.

Les résultats de mesure du coefficient de réflexion en entrée des six antennes réalisées (Annexe 3) sont donc calculés à partir de ce schéma équivalent. Le de-embedding se fait en cinq étapes (Figure 116).

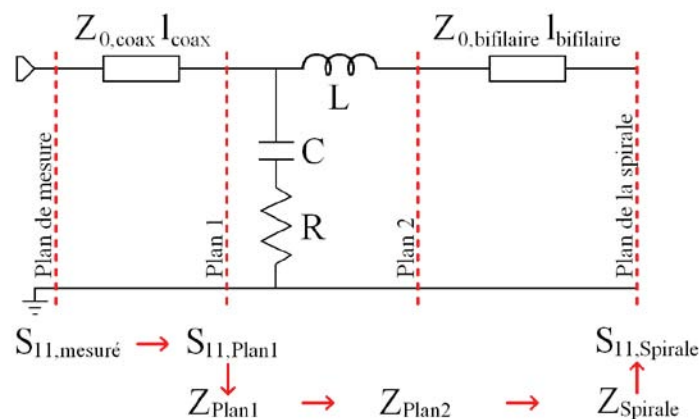


Figure 116 : Schéma du de-embedding

- Dans le plan 1, le coefficient de réflexion $S_{11,Plan1}$ est calculé à partir du coefficient de réflexion mesuré $S_{11,mesuré}$ et d'une loi de déphasage (38). Cette loi tient compte de la longueur électrique du câble coaxial rigide $\beta_{coax} l_{coax}$, avec β_{coax} (39) dépendant de la constante diélectrique du câble en téflon ($\epsilon_{r,coax} = 2,08$), et l_{coax} la longueur du câble coaxial. Cette longueur est de 23cm pour les quatre premières maquettes de 0 à 3 anneaux, et de 9,8cm pour les deux dernières à 4 et 5 anneaux.
- L'impédance Z_{Plan1} associée au coefficient de réflexion $S_{11,Plan1}$ est ensuite exprimée (40) avec l'impédance du câble coaxial $Z_{0,Coax} = 50\Omega$.
- Puis l'impédance Z_{Plan2} est calculée à partir de Z_{Plan1} (41), après passage par les éléments localisés du circuit équivalent. Les valeurs retenues sont $R = 160\Omega$, $L = 1nH$ et $C = 180fF$.
- Après traversée de la ligne de transmission représentant la ligne bifilaire, l'impédance $Z_{Spirale}$ est alors calculée dans le plan de la spirale (43) à partir des éléments suivant : L'impédance Z_{Plan2} calculée précédemment, l'impédance caractéristique de la ligne bifilaire $Z_{0,bifilaire} = 180\Omega$, la constante diélectrique du substrat ($\epsilon_{r,substrat} = 2,55$), et la longueur électrique de la ligne bifilaire $\beta_{bifilaire} l_{bifilaire}$. Nous avons $\beta_{bifilaire}$ exprimée en (44) tandis que $l_{bifilaire}$ prend la valeur 1,5mm pour les quatre premières maquettes de 0 à 3 anneaux, et est égale à 3,2mm pour les deux dernières maquettes à 4 et 5 anneaux.
- Enfin, le coefficient de réflexion $S_{11,Spirale}$ est déduit de l'impédance $Z_{Spirale}$ et de l'impédance caractéristique $Z_{0,Spirale} = 145\Omega$. Les résultats sont présentés dans la partie III.4.3 *Résultats de mesure*, III.4.3.1. *Coefficients de réflexion* page 87.

$$\text{Plan 1 :} \quad S_{11,Plan1} = S_{11,mesuré} \cdot e^{j2\beta_{coax} l_{coax}} \quad (38)$$

$$\text{avec } \beta_{coax} = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{r,coax}} \quad (39)$$

$$\text{Plan 1 :} \quad Z_{Plan1} = Z_{0,Coax} \frac{1 + S_{11,Plan1}}{1 - S_{11,Plan1}} \quad (40)$$

$$\text{Plan 2 :} \quad Z_{Plan2} = jL\omega + \frac{\left(R + \frac{1}{jC\omega}\right) \cdot Z_{Plan1}}{R + \frac{1}{jC\omega} + Z_{Plan1}} \quad (41)$$

$$\text{avec } \omega = 2\pi f \quad (42)$$

$$\text{Plan spirale :} \quad Z_{Spirale} = \frac{Z_{0,bifilaire}}{\sqrt{\epsilon_{r,substrat}}} \cdot \frac{Z_{Plan2} + jZ_{0,bifilaire} \tan(\beta_{bifilaire} l_{bifilaire})}{Z_{0,bifilaire} + jZ_{Plan2} \tan(\beta_{bifilaire} l_{bifilaire})} \quad (43)$$

$$\text{avec } \beta_{bifilaire} = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{r,substrat}} \quad (44)$$

Plan spirale :

$$S_{11, \text{Spirale}} = \frac{Z_{\text{Spirale}} - Z_{0, \text{Spirale}}}{Z_{\text{Spirale}} + Z_{0, \text{Spirale}}} \quad (45)$$

4.2.3. Système de mesure du diagramme de gain et du taux d'ellipticité

La STARLAB est un moyen de mesure disponible au CNES, permettant la mesure de diagramme d'antennes en champ proche, sphérique ou cylindrique. Il fonctionne de 800MHz à 6GHz et de 6GHz à 18GHz. Il permet d'obtenir les diagrammes de gain et de directivité en polarisation rectiligne et circulaire, les mesures d'angles d'ouverture, de polarisations croisées, des niveaux de lobes secondaires et d'efficacité de l'antenne. L'avantage de la STARLAB est de réaliser rapidement une mesure d'antennes avec une seule calibration pour les bandes 0,8GHz-6GHz et 6GHz-18GHz. Les résultats de simulation et mesure des diagrammes de gain et des courbes de taux d'ellipticité dans l'axe des six antennes réalisées sont donnés en Annexe 4 et Annexe 5 et commentés ci-après.

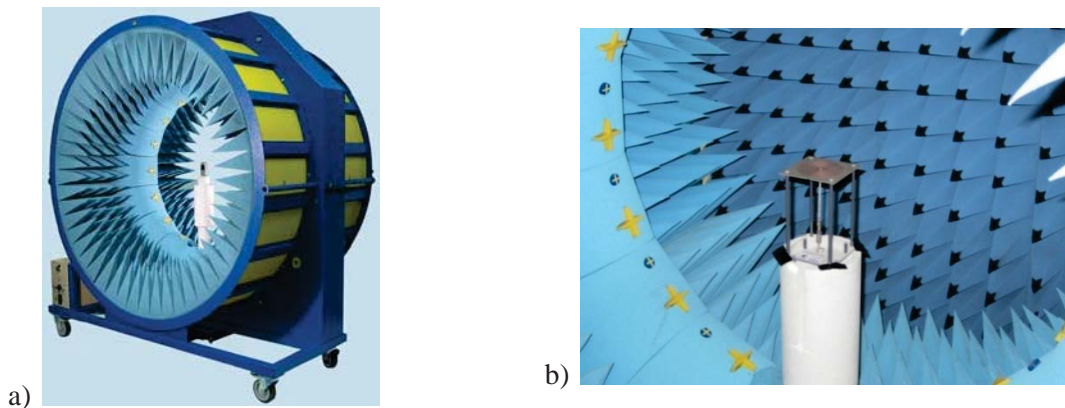


Figure 117 : a) Illustration de la STARLAB de Satimo, b) photographie de l'antenne spirale dans la STARLAB

4.3. Résultats de mesure

4.3.1. Coefficients de réflexion en entrée des antennes spirales

4.3.1.1. Réduction de la fréquence basse de fonctionnement

Le coefficient de réflexion (mesuré et simulé) en entrée des 6 antennes UHF en fonction de la fréquence est présenté en Annexe 3. Nous observons pour les cinq maquettes avec anneaux une chute significative du coefficient de réflexion en dessous de -10dB autour de 1GHz, soit aux fréquences basses de fonctionnement données par les simulations. Les valeurs remarquables sont présentées dans le tableau Figure 118.

Nous pouvons tout d'abord remarquer que les facteurs de réduction mesurés sont inférieurs aux facteurs de réduction simulés. Cela est dû à la différence de fréquence basse de fonctionnement de la spirale seule servant de référence, mesurée à 1,16GHz, donc inférieure à 1,2GHz en simulation. Les fréquences basses de fonctionnement des antennes à anneaux simulées et mesurées sont quant à elles très proches.

La spirale avec anneau lisse a une fréquence basse de fonctionnement identique en simulation et en mesure de 0,98GHz. Seulement nous avons vu que la simplicité de cette géométrie présente le défaut de ne pouvoir choisir le niveau maximal de $|S_{11}|$ sur la BFI. Et nous avons effectivement un $|S_{11}|$ de -9,9dB seulement à 1,27GHz tel que l'antenne ne sera

pas considérée adaptée à cette fréquence. L'ajout de degrés de liberté sur les géométries plus complexe à plus d'un anneau crénelé permettront d'éviter ce cas de désadaptation en des points de fréquences isolés.

Type de spirale	Simulations			Mesures		
	Fréquence basse de fonctionnement	Facteur de réduction par rapport à la spirale seule	$ S_{11} $ max sur la Bande de Fréquences Intermédiaires	Fréquence basse de fonctionnement	Facteur de réduction par rapport à la spirale seule	$ S_{11} $ max sur la Bande de Fréquences Intermédiaires
Spirales sur substrats d'épaisseur 1,5mm (simulation substrat fini)						
Spirale d'Archimède seule	1,2 GHz	-	-	1,16 GHz	-	-
Spirale d'Archimède + 1 anneau lisse	0,98 GHz	-18,3%	-11,4 dB	0,98 GHz	-15,5%	-9,9 dB à 1,3GHz
Spirale d'Archimède + 2 anneaux crénelés	0,96 GHz	-20,0%	-12,2 dB	0,98 GHz	-15,5%	-14,3 dB
Spirale d'Archimède + 3 anneaux crénelés	0,93 GHz	-22,5%	-14,7 dB	0,93 GHz	-19,8%	-14,4 dB
Spirales sur substrats d'épaisseur 3,2mm (simulation substrat infini)						
Spirale d'Archimède seule	1,15 GHz	-	-	-	-	-
Spirale d'Archimède + 4 anneaux crénelés	0,76 GHz	-33,9%	-12,1 dB	0,78 GHz	-32,8%	-11,5 dB
Spirale d'Archimède + 5 anneaux crénelés	0,74 GHz	-35,7%	-12,2 dB	0,77 GHz	-33,6%	-11,6 dB

Figure 118 : Tableau des fréquences basses de fonctionnement et facteurs de réduction des 6 maquettes, simulation VS mesure

L'antenne spirale à deux anneaux présente le même facteur de réduction que l'antenne à un anneau lisse, soit 15,5% pour une fréquence basse de 0,98GHz. Malgré tout, cette antenne présente l'avantage d'avoir en mesure un coefficient de réflexion en entrée de l'antenne inférieur à -14,3dB sur toute la BFI, là où le $|S_{11}|$ de l'antenne à anneau lisse remonte en trois points de fréquence au-dessus de -11dB. Avec un niveau de $|S_{11}|_{\max, BFI}$ de -14,4dB proche de

l'antenne à 2 anneaux, l'antenne spirale à 3 anneaux présente une fréquence basse de fonctionnement de -19,8% à 0,93GHz, conformément aux simulations.

Conformément aux simulations, la mesure des facteurs de réductions de la fréquence basse de fonctionnement des antennes à 4 et 5 anneaux montre l'intérêt de l'ajout d'un à deux anneaux et l'augmentation de substrat pour la miniaturisation. L'antenne à 4 anneaux est adaptée à partir de 0,78GHz pour une réduction de 32,8%, et l'antenne à 5 anneaux est adaptée à 0,77GHz pour une réduction de 33,6%. Notons que dans le cas de ces antennes à substrat plus épais, ces facteurs de réduction sont calculés par rapport à la valeur théorique de la fréquence basse de fonctionnement de la spirale seule sur substrat de 3,175mm d'épaisseur. En effet, cette version de la spirale d'Archimède sans anneau n'a pas été réalisée. Si l'on fait l'hypothèse que la fréquence basse de fonctionnement mesurée de la spirale seule est inférieure à la valeur simulée de la même manière que pour le cas de la maquette n°1, alors cette fréquence serait de 1,11GHz. Les facteurs de réduction des antennes à 4 et 5 anneaux seraient alors respectivement de 30% et 30,6%.

4.3.1.2. Pics de résonance multiples et ondes stationnaires

Les mesures de coefficients de réflexion en entrée des antennes en Annexe 3 nous permettent également d'identifier un phénomène de pics de $|S_{11}|$ inférieurs à -20dB. Ces pics sont bien plus visibles en mesure qu'en simulation principalement du fait d'un nombre de points de mesure plus élevé pour un même intervalle de fréquences. Nous pouvons donc relever pour chaque antenne les fréquences pour lesquelles nous avons un minimum local sur la courbe de $|S_{11}|$ dans le tableau Figure 119 et sur le graphique Figure 120.

Nous pouvons tout d'abord remarquer que, pour chaque antenne, l'écart Δf entre les fréquences est assez constant. Cela donne sur le graphique Figure 120 des courbes quasi-linéaires. Deux groupes d'antennes se distinguent : les antennes de 0 à 3 anneaux, et les antennes à 4 et 5 anneaux. Dans ce dernier groupe, le Δf_{moyen} calculé et indiqué dans le tableau Figure 119 est voisin de 85MHz. De plus, les fréquences de chaque pic de $|S_{11}|$ sont voisines (colorées en violet dans le tableau). Les antennes à 2 et 3 anneaux ont également des Δf_{moyen} calculés proches, voisins de 104MHz. De nombreuses fréquences sont également identiques (colorées en vert dans le tableau). L'antenne à un anneau lisse a des fréquences identiques à partir de 1,22GHz, mais les trois fréquences inférieures sont plus élevées, ce qui diminue le Δf_{moyen} à 94MHz. Quant à la spirale d'Archimède seule, les fréquences sont décalées par rapport aux autres antennes, et le Δf_{moyen} calculé est de 110MHz, soit le plus élevé des six antennes.

Nous pouvons constater que ces pics de forte adaptation apparaissent en fait aux fréquences telles que la longueur électrique des brins de la spirales soit multiple de $\lambda/2$. Pour le justifier, regardons les courants de surface simulés sur l'antenne spirale à 4 anneaux (Figure 122). Regardons dans un premier temps ces courants à la fréquence 0,92GHz, fréquence à laquelle le niveau d'adaptation est très bas d'après la courbe de $|S_{11}|$ simulé de cette antenne (Annexe 3). Les nœuds de courant du brin n°1 sont encerclés afin de mieux relever le nombre de longueurs d'onde que décrit le courant sur ce brin. A 0,92GHz, ce nombre de longueur d'ondes est précisément de 5,5. En répétant l'opération pour les autres fréquences auxquelles l'antenne simulée présente une excellente adaptation, nous obtenons les données présentées dans le tableau Figure 123. Aux fréquences des pics de $|S_{11}|$ allant de 0,92GHz à 1,19GHz, les courants simulés décrivent bien de 5,5 à 7 périodes de $\lambda/2$.

Type d'antenne : Spirale d'Archimède + n anneaux	Spirale classique sans anneau	1 ann. lisse	2 ann. crénelés	3 ann. crénelés	4 ann. crénelés	5 ann. crénelés
Fréquences (GHz) des minima de $ S_{11} $		0,99	0,85	0,85	0,84	
		1,03	0,94	0,96	0,92	0,92
		1,12	1,09	1,08	1,00	1,00
		1,22	1,23	1,17	1,08	1,08
	1,29	1,33	1,32	1,30	1,16	1,17
	1,44		1,40	1,40		1,23
	1,55	1,50	1,50	1,49	1,32	1,35
	1,64	1,60	1,60	1,57		
	1,73	1,69	1,69		1,50	
Ecart de fréquence Δf moyen (MHz)	110	94	105	103	83	86

Figure 119 : Tableau des fréquences de minima locaux de $|S_{11}|$ mesurés des six antennes UHF. Les couleurs violet et vert repèrent les fréquences voisines, respectivement entre les antennes de 1 à 3 anneaux et de 4 et 5 anneaux.

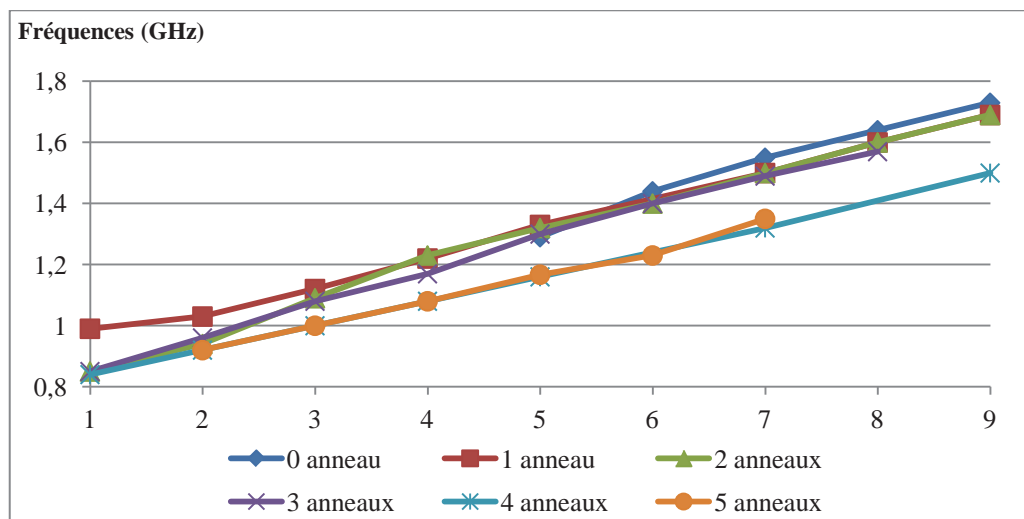


Figure 120 : Graphique des fréquences de minima locaux de $|S_{11}|$ mesurés des six antennes UHF

Pour comparer ce phénomène de déphasage à la longueur électrique des brins, il faut revenir un instant à la théorie de l'antenne spirale. Les formules (46) à (48) associée au schéma de la Figure 124 donnent l'expression de la longueur géométrique totale des brins de la spirale auto-complémentaire à deux brins en fonction du nombre de tour et de la largeur des brins de la spirale. La longueur électrique est déduite en multipliant la longueur géométrique des brins par la racine carrée de la constante diélectrique du milieu (49). Les brins métalliques de l'antenne spirale sont imprimés sur un substrat de constante diélectrique $\epsilon_{r,substrat} = 2,55$. Mais le calcul de la longueur électrique via cette valeur ne permet pas de retrouver une bonne corrélation entre longueur électrique et nombre de longueur d'onde décrites par les courants sur les brins. Le rapport de ces deux dimensions est donné (Figure 122) pour une valeur empirique $\epsilon_{r,milieu} = 2,2$. La longueur électrique des brins est alors $1m80$. Les valeurs montrent

que pour une valeur $\epsilon_{r,\text{milieu}} = 2,2$, le courant dans les brins décrit bien une longueur multiple de $\lambda/2$ exactement aux fréquences telles que l'adaptation est excellente. Dans le cas à 0,79GHz, le courant ne décrit pas un multiple de demi-longueur d'onde. Ce phénomène ne contribue donc pas à la bonne adaptation de l'antenne. Seule la résonance de l'anneau éloigné en est la cause, à une fréquence proche de la fréquence basse de fonctionnement de 0,76GHz.

La mesure de l'antenne à 4 anneaux confirme l'observation faite précédemment, selon laquelle l'adaptation est excellente lorsqu'un maximum de courant est présent à l'extrémité des brins. Nous pouvons le voir à travers le calcul sur la Figure 126 du rapport de la longueur électrique des brins sur la longueur d'onde pour chaque fréquence à laquelle le niveau de $|S_{11}|$ mesuré est très bas. Pour une permittivité relative du milieu vu par les brins de la spirale de $\epsilon_{r,\text{milieu}} = 2,2$, la longueur électrique des brins est multiple de la demi-longueur d'onde pour chaque fréquence de 0,84GHz à 1,5GHz à laquelle le niveau d'adaptation est particulièrement élevé.

Les pics de très bonne adaptation sont donc présents dans la plupart des cas à l'existence d'un maximum de courant à l'extrémité des brins. L'installation d'une onde stationnaire dans les brins de la spirale contribue donc à la baisse du coefficient de réflexion en entrée.

Ce phénomène dépend de la longueur des brins, ce qui explique que le cas des antennes spirales de référence soit légèrement différent. En effet, l'antenne spirale à anneau lisse est légèrement plus courte du fait d'aucune connexion de l'antenne à l'anneau, ce qui décale légèrement les pics vers des fréquences plus hautes. Et l'antenne spirale seule étant plus grande ($\varnothing 1\text{m}$) que les spirales incluses dans les antennes avec anneaux ($\varnothing 95,4\text{cm}$), les fréquences remarquables sont décalées. L'écart des fréquences est donc plus faible dans le premier cas (94MHz) et plus élevé dans le deuxième (110MHz) (Figure 119). Quant à la différence entre les antennes à 2 et 3 anneaux d'une part, et les antennes à 4 et 5 anneaux d'autre part, nous avons vu le rôle du substrat dans le calcul de la longueur électrique des brins. Sachant que le substrat est deux fois plus épais dans les deux dernières antennes citées (3,175mm au lieu de 1,5mm), nous comprenons la différence d'écart entre les fréquences auxquelles nous observons ces pics de $|S_{11}|$.

Notons au passage que ce phénomène de pics sur les courbes de $|S_{11}|$ est propre à la bande basse de fonctionnement de l'antenne spirale. Il disparaît au-delà de 1,6GHz environ (exemple Figure 126), car l'énergie circulant dans les brins depuis le centre de la spirale est rayonnée avant d'atteindre leurs extrémités. Ce phénomène est donc particulièrement mis en évidence sur la BFI des antennes spirales associées aux anneaux résonnants.



Figure 121 : Antenne spirale d'Archimède et anneau crénelé connecté dans son plan.

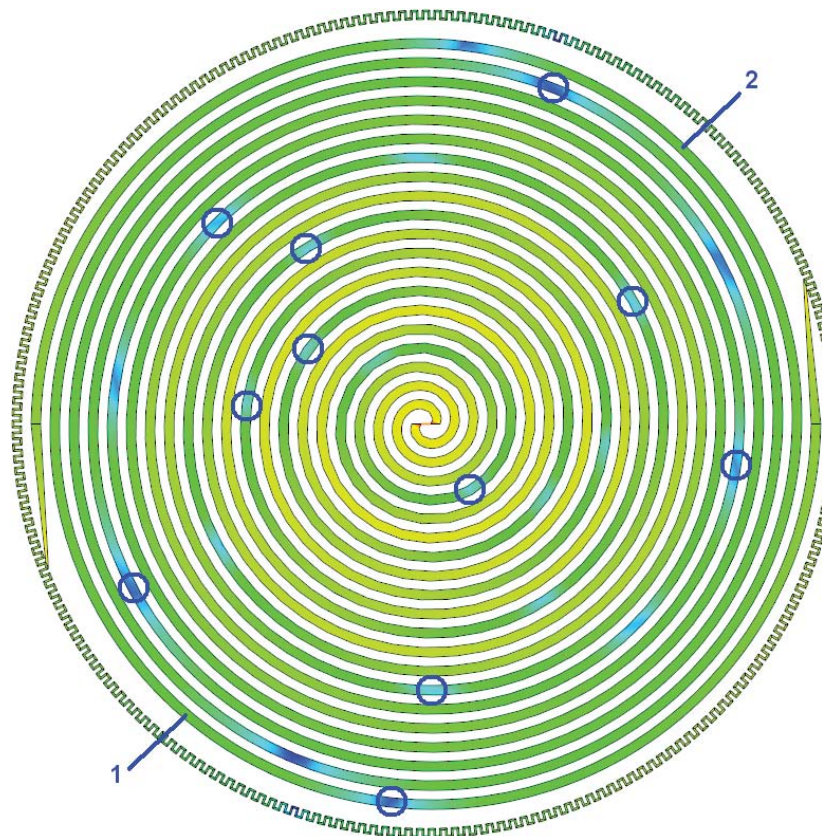


Figure 122 : Courants de surface simulés de l'antenne spirale à 4 anneaux (Ø8cm) à 0,92GHz.

Antenne à 4 anneaux simulée		Nombre de longueurs d'onde relevées pour chaque brin	Rapport (pour $\epsilon_{r,milieu} = 2,2,$) $\frac{L_{\text{élec,totale}} = 1,80\text{m}}{\text{Longueur d'onde}}$
Fréquences de $ S_{11} _{\text{min,local}}$ (GHz)	Longueur d'onde associée (m)		
0,79	0,38	4,75	4,7
0,92	0,33	5,5	5,5
1,00	0,30	6,0	6,0
1,09	0,28	6,5	6,5
1,19	0,25	7,0	7,1
-	-	-	
-	-	-	
1,39	0,22	8,5	8,3

Figure 123 : Tableau de calcul du rapport de la longueur électrique d'un brin de la spirale sur les longueurs d'ondes pour lesquelles l'antenne spirale à 4 anneaux simulée présente des pics de forte adaptation

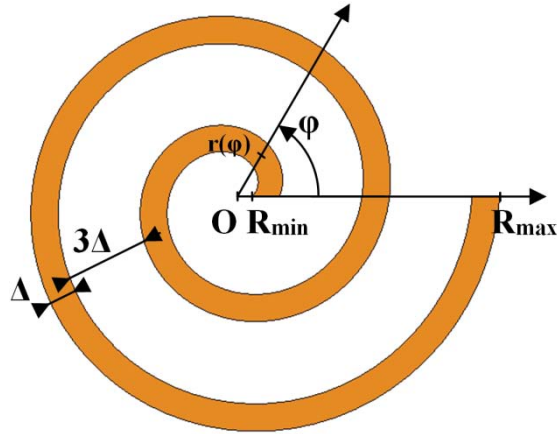


Figure 124 : Dessin et légende d'un brin de spirale d'Archimède à deux brins

$$L(\varphi) = \int_0^{\varphi} r(\theta) d\theta = \left(\frac{\Delta}{\pi}\right)\varphi^2 + \left(R_{\min} + \frac{\Delta}{2}\right)\varphi \quad (46)$$

$$r(\theta) = \frac{2\Delta}{\pi}\theta + R_{\min} + \frac{\Delta}{2} \quad (47)$$

Pour une antenne auto-complémentaire, nous avons $R_{\min} = \Delta/2$. D'où l'expression de la longueur totale d'un brin sur $2\pi N_t$ radians en fonction de N_t et Δ :

$$L_{\text{totale}} = 2\pi N_t \Delta (1 + 2N_t) \quad (48)$$

$$L_{\text{elec,totale}} = L_{\text{totale}} \sqrt{\varepsilon_{r,\text{milieu}}} \quad (49)$$

Antenne à 4 anneaux mesurée		Rapport (pour $\varepsilon_{r,\text{milieu}} = 2,2$,)
Fréquences de $ S_{11} _{\text{min,local}}$ (GHz)	Longueur d'onde associée (m)	$\frac{L_{\text{elec,totale}} = 1,80\text{m}}{\text{Longueur d'onde}}$
0,84	0,36	5,0
0,92	0,33	5,5
1,00	0,30	6,0
1,08	0,28	6,5
1,16	0,26	7,0
-	-	-
1,32	0,23	7,9
-	-	-
1,50	0,20	9,0

Figure 125 : Tableau de calcul du rapport de la longueur électrique d'un brin de la spirale sur les longueurs d'ondes pour lesquelles l'antenne spirale à 4 anneaux mesurée présente des pics d'excellente adaptation

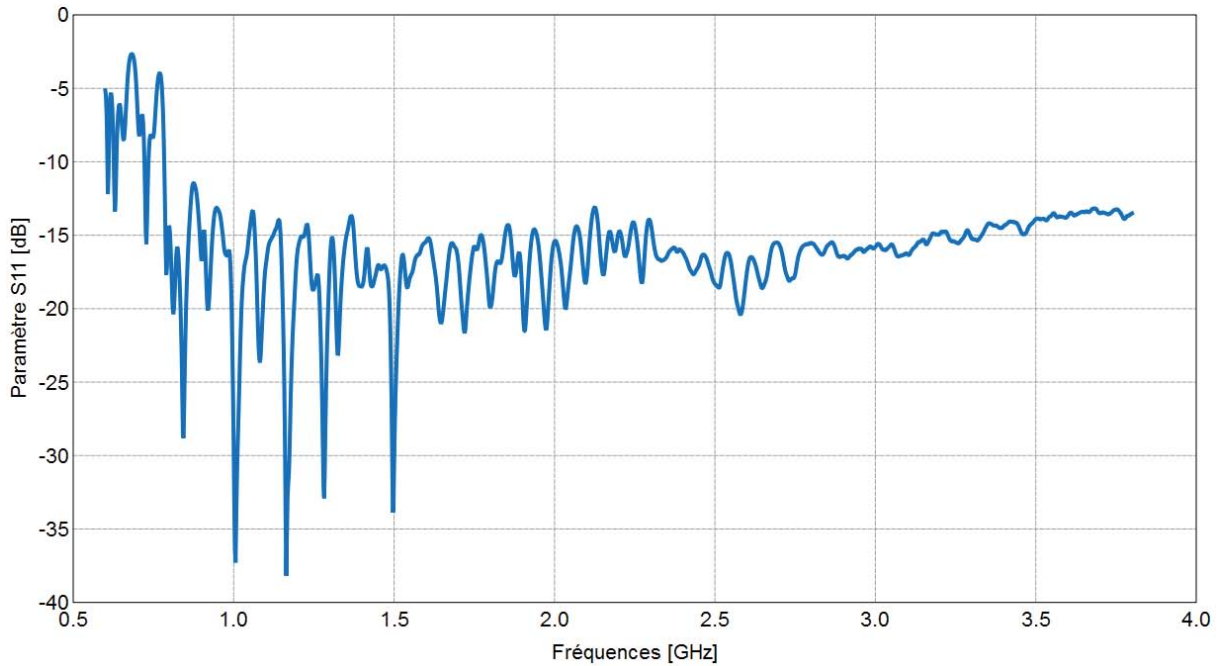


Figure 126 : Mesure du coefficient de réflexion en entrée de la spirale d'Archimède à 4 anneaux, de 0,5GHz à 3,8GHz

4.3.1.3. Impact de la hauteur des anneaux sur le coefficient de réflexion

Nous avons vu dans le paragraphe II.3.6 page 48 que la diminution de la hauteur de l'anneau le plus éloigné de la spirale modifie le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne spirale de manière similaire à la variation de longueur déployée des anneaux. D'après la Figure 62 page 49, plus la hauteur H diminue, plus la fréquence basse de fonctionnement diminue. En contrepartie, le $|S_{11}|$ maximal sur la BFI remonte. Nous pouvons confirmer cet effet en mesure d'après les courbes ci-dessous (Figure 128). L'antenne mesurée est l'antenne spirale à deux anneaux. La hauteur séparant la spirale et le premier anneau du deuxième varie de 3cm à 10cm. Les valeurs remarquables sont mises en valeur dans le graphique Figure 129. Diminuer la hauteur totale de l'antenne spirale permet de diminuer de 8% la fréquence basse de fonctionnement de 0,98GHz à 0,90GHz, moyennant une remontée du coefficient de réflexion de près de 5dB de $-15,1\text{dB}$ à $-10,4\text{dB}$. Cette modification du couplage à l'avantage de permettre un réglage de l'antenne pour optimiser la bande passante en fonction d'un niveau de $|S_{11}|$ maximum choisi, tandis que la longueur des anneaux, dont la modification implique le même effet sur les courbes de $|S_{11}|$, n'est pas modifiable.

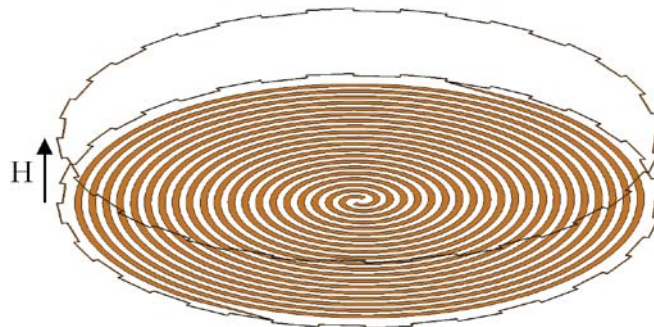


Figure 127 : Schéma et légende de l'antenne spirale à 2 anneaux

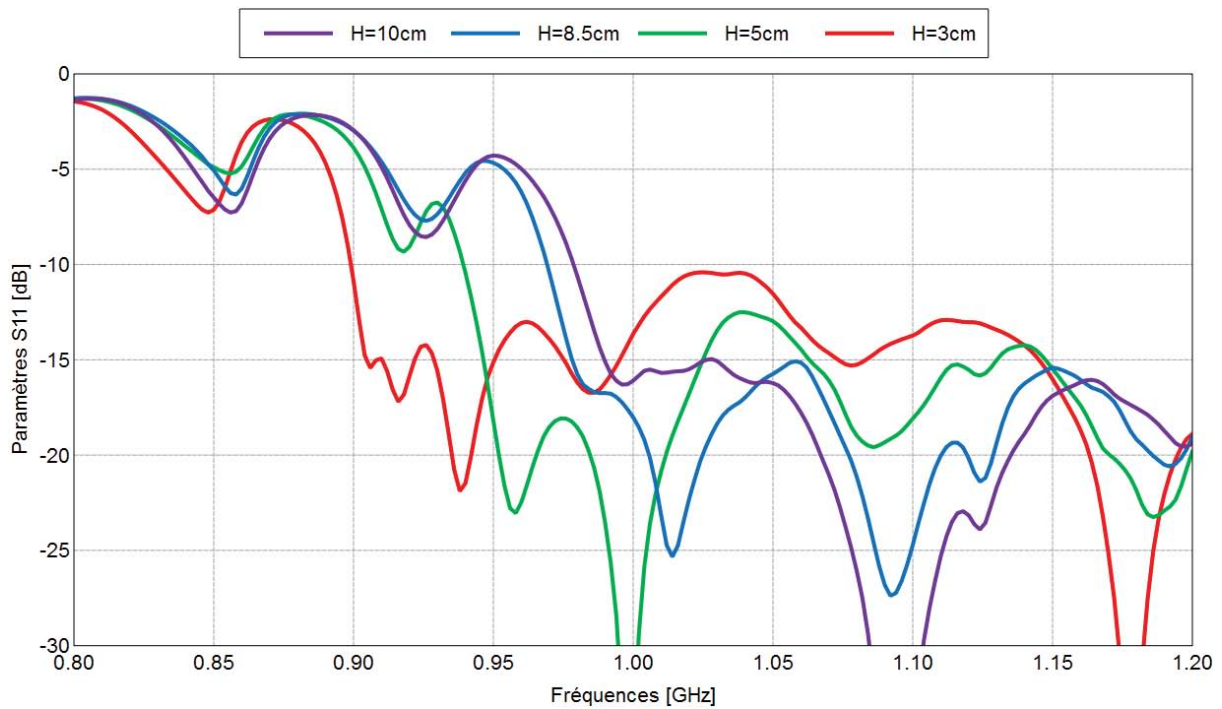


Figure 128 : Mesure du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne spirale à 2 anneaux pour des hauteurs H différentes (Figure 127).

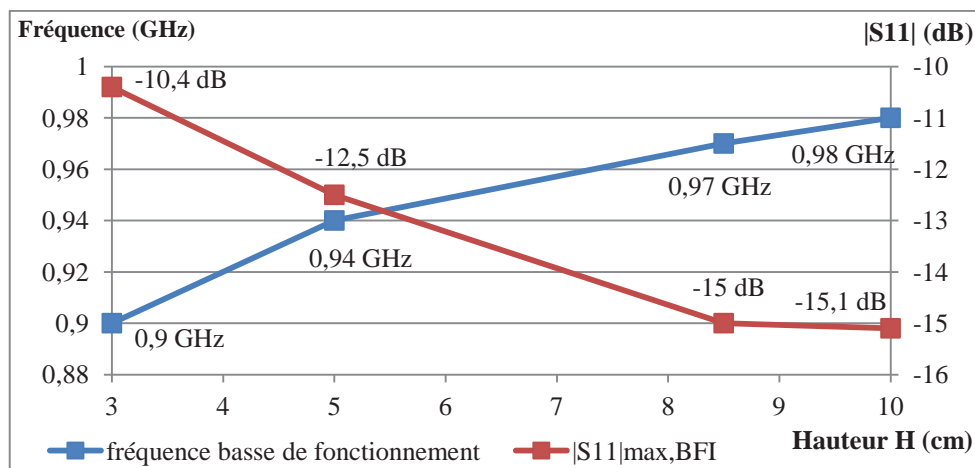


Figure 129 : Mesure de la fréquence basse de fonctionnement et du $|S_{11}|_{\max, BFI}$ de l'antenne spirale à 2 anneaux en fonction de la hauteur H séparant la spirale du deuxième anneau

4.3.2. Mesure de gain dans l'axe ($\theta=0^\circ$)

Le gain dans l'axe de la spirale (repéré en $\theta=0^\circ$ cf. Figure 130) est présenté en Annexe 6. Sont représentés de 800MHz à 6GHz les gains en polarisation principale et croisée simulés et mesurés des six antennes réalisées.

Nous pouvons constater de manière générale, pour les 6 antennes, que les niveaux de gain mesurés en polarisation principale (courbes bleues) sont conformes aux attentes sur toute la bande de fréquence observée. Les niveaux de gain en polarisation croisée diffèrent de quelques décibels jusqu'à 3GHz. Cet écart peut être justifié par une mesure plus délicate des niveaux de gain autour de -20dBi . Les écarts de niveaux observés entre mesure et simulation (polarisation croisée) au-delà de 3GHz sont quant à eux bien plus élevés. Les niveaux de gains mesurés reste compris entre -10dBi et -30dBi tandis que les niveaux de gain simulés

descendent en moyenne 20dBi en-dessous. Nous reviendrons sur cette différence dans la partie suivante traitant de l'observation des diagrammes de gain.

L'observation des diagrammes montrera également pourquoi nous pouvons observer en Annexe 6 une chute des niveaux de gain dans l'axe en polarisation principale en haut de bande de fréquences ($f > 5\text{GHz}$) pour les antennes à 4 et 5 anneaux. En effet dans ce dernier cas, le gain en polarisation principale culmine à 6dBi à 5GHz, et chute à -6dBi à 6GHz.

Vis-à-vis de l'aspect miniaturisation de l'antenne, et ici de la réduction de la fréquence basse de fonctionnement à diamètre constant, nous avons représenté Figure 131 en fonction de l'antenne concernée, repérée par le nombre de ses anneaux, les courbes de fréquences suivantes :

- Courbes de fréquences basse de fonctionnement (fréquences minimales au-delà desquelles le module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ est inférieur à -13dB),
- Courbes de fréquences minimales au-delà desquelles le gain dans l'axe est supérieur à -5dBi.

Nous remarquons que l'ajout d'un anneau supplémentaire à l'antenne spirale et ses anneaux diminue non-seulement sa fréquence basse de fonctionnement, mais décale aussi les courbes de gain. La fréquence maximum mesurée à laquelle le gain est inférieur à -5dBi passe de 1,08GHz pour la spirale d'Archimède seule à 0,81GHz avec 4 anneaux. Cette fréquence est même inférieure à 0,8GHz dans le cas de la spirale à 5 anneaux, mais cette valeur n'a pas été mesurée, étant donné que les mesures de gain commencent à 800MHz. Le cas de l'anneau lisse est à part. Le manque de précision fréquentielle de la mesure de gain peut être à l'origine de l'erreur, notée par un losange gris sur la Figure 131.

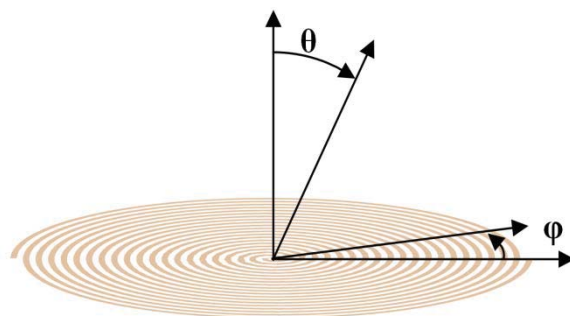


Figure 130 : Dessin de la spirale d'Archimède dans son repère sphérique

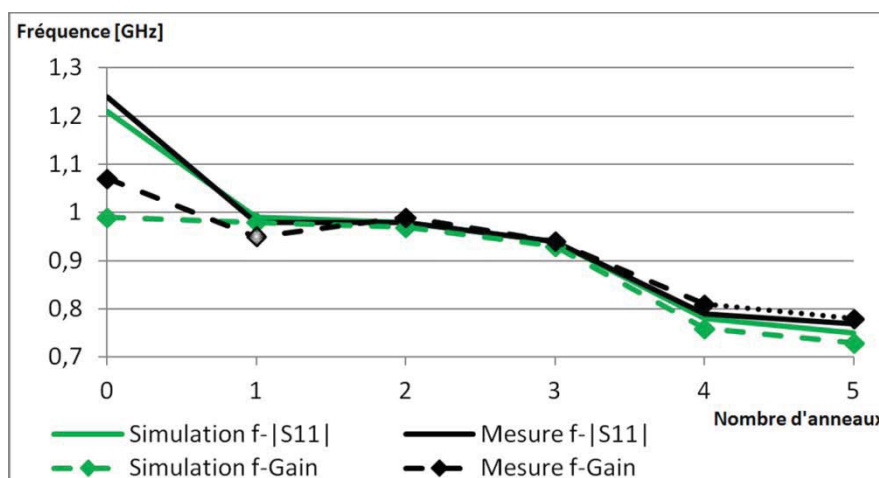


Figure 131 : Graphique des fréquences au-delà desquelles $|S_{11}| < -13\text{dB}$ et $G_{0-0} > -5\text{dBi}$, en fonction de l'antenne concernée repérée par son nombre d'anneaux.

4.3.3. Mesure de diagrammes de gain

Les diagrammes de gain des six antennes sont donnés en Annexe 4. Y sont représentés les diagrammes de simulation et mesure des 6 antennes dans les plans $\varphi=0^\circ$ et $\varphi=90^\circ$ (repère Figure 130) pour les polarisations circulaires droite et gauche, aux fréquences 800MHz, 1,2GHz, 1,8GHz, 5GHz et 6GHz.

Nous constatons sur l'ensemble des diagrammes de mesure des courbes de gain conformes aux attentes.

Les très faibles niveaux de gain en polarisation principale observés à 0,8GHz des antennes à 1, 2 et 3 anneaux sont dus à la chute du gain pour les fréquences inférieures à la fréquence basse de fonctionnement. Cette chute est plus progressive pour la spirale sans anneau. D'après l'Annexe 6, le gain dans l'axe de la spirale seule est autour de -10dBi à 0,8GHz, tandis qu'il est par exemple autour de -30dBi à la même fréquence pour la spirale entourée d'un anneau lisse. C'est pourquoi les niveaux de gain de l'antenne spirale + anneau lisse, pourtant adaptée dès 1,0GHz, sont bien inférieurs à 0,8GHz aux niveaux de gain de l'antenne spirale d'Archimède seule adaptée seulement à partir de 1,2GHz.

Notons que les chutes de gains simulés à $\varphi=-90^\circ$ et $\varphi=90^\circ$ des antennes à 4 et 5 anneaux sont dues à l'utilisation de substrats infinis lors des simulations. La simulation des antennes en substrats finis montreraient des variations des courbes de gain progressives à l'image des simulations des autres antennes.

Pour ces deux antennes à 4 et 5 anneaux, nous avons remarqué précédemment que le gain dans l'axe ($\theta=0^\circ$) chute à partir de 5GHz. Pour la maquette à 5 anneaux, le gain chute précisément de 12dBi de 5 à 6 GHz. Cette remarque vaut tant pour les simulations que pour les mesures. Nous pouvons voir sur les diagrammes de l'antenne à 5 anneaux que le lobe de la polarisation droite est en fait déformé à hautes fréquences (6GHz). Ceci explique pourquoi les courbes de gain dans l'axe chutent à ces fréquences. Notons que d'après le diagramme, cet effet n'est pas observé dans la polarisation gauche pour $\theta=180^\circ$. Cette déformation de diagrammes de gain due aux anneaux dans la direction $\theta=0^\circ$ et non $\theta=180^\circ$ en haut de bande est le deuxième intérêt de choisir la direction $\theta=180^\circ$ comme direction de rayonnement, le premier étant l'effet réflecteur des anneaux en bas de la bande passante vu dans le paragraphe II.7.2 *Fonction réflecteur des anneaux couplés* page 65.

Le décalage majeur observé au-delà de 3GHz entre le gain mesuré et le gain simulé en polarisation principale ($-90^\circ < \theta < 90^\circ$ pour la polarisation droite et $90^\circ < \theta < 270^\circ$ pour la polarisation gauche) est dû à un déphasage différent de π à l'excitation des brins, impliquant un dépointage des lobes de rayonnement à haute fréquence, comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe II.7.1 *Déphasage des courants des deux brins d'une antenne spirale à l'excitation* page 63. Si ce dépointage était dû à un mauvais positionnement de l'antenne lors de la mesure, le dépointage serait indépendant de la fréquence, et les lobes seraient alignés. Or ceci n'est pas le cas. Par exemple, les diagrammes à 5GHz et 6GHz de l'antenne à 3 anneaux (Annexe 4) montrent clairement que le dépointage dépend de la fréquence et que les lobes sont symétriques par rapport au plan de la spirale. Ce dépointage explique pourquoi, sur l'Annexe 6, la mesure du gain pour $\theta = 0^\circ$ en polarisation croisée (polarisation gauche) est entre 10dBi et 30dBi différent de la simulation. Il serait évité avec un système d'alimentation dont l'étude assurerait un déphasage de π entre les deux brins.

4.3.4. Mesure du taux d'ellipticité

En Annexe 5 sont représentés les taux d'ellipticité simulés et mesurés (pour $\theta = 0^\circ$) de chaque antenne réalisée. Nous pouvons constater que les résultats de mesures sont fidèles aux attentes jusqu'à 3GHz. Au-delà, la chute de gain en polarisation croisée vers des niveaux de -30dBi simulés n'ayant pas été retrouvée en mesure, le taux d'ellipticité remonte sans toutefois dépasser 3dBi, ce qui confère aux antennes un taux d'ellipticité sur la bande convenable. L'antenne à 5 anneaux voit ce taux d'ellipticité remonter au-dessus de 3dBi au-delà de 5GHz, à cause de l'effondrement du lobe de gain pour $\theta = 0^\circ$.

5. Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre les mesures de 6 antennes spirales d'un diamètre de 8cm. Les deux antennes spirales de référence sans anneau et avec un anneau lisse ont été caractérisées, ainsi que quatre antennes spirales de 2 à 5 anneaux crénelés.

Ces antennes à anneaux crénelés ont permis de valider différents points présentés dans le Chapitre II, à commencer par la technique de miniaturisation. Les facteurs de réduction obtenus en simulation de la géométrie originale étudiée ont été validés expérimentalement. Avec 5 anneaux crénelés et une hauteur de 16mm, soit cinq fois l'épaisseur de l'antenne spirale seule, la réduction du diamètre mesurée est supérieure à 33,5%. L'antenne spirale de 8cm de diamètre est ainsi adaptée à partir de 750MHz contre 1,15GHz pour l'antenne spirale seule sur substrat d'épaisseur identique. Ce niveau de réduction est inédit pour des antennes spirales.

Les mesures nous ont également permis d'explorer le fonctionnement de l'antenne spirale, avec en particulier l'existence de pics de $|S_{11}|$ sur la BFI en raison des ondes stationnaires dans les brins. Le dépointage du gain maximal, dû à un déphasage des courants en entrée des brins de l'antenne différent de π , a été observé. Le déphasage de π sur toute la bande est donc un élément important pour le rayonnement, dont il faut tenir compte lors de la réalisation du balun.

Enfin, nous avons pu confirmer par la mesure l'influence de la hauteur H de l'anneau éloigné sur l'adaptation de l'antenne. Cette caractéristique permet de corriger l'adaptation de l'antenne après sa fabrication et d'obtenir la meilleure fréquence basse de fonctionnement en tenant compte directement de la mesure. Le choix des valeurs des paramètres géométriques critiques tels que la longueur ou la hauteur des anneaux devient moins critique. Cet avantage pallie ainsi les éventuelles différences obtenues entre la mesure et la simulation.

CHAPITRE IV : REALISATION D'UNE ANTENNE COMPACTE EN BANDE VHF

1. Introduction

La technique de miniaturisation et les facteurs de réductions attendus en simulation ont été validés dans le Chapitre III par la mesure des 6 antennes UHF de diamètre 8cm. Nous proposons maintenant d'adapter la méthode de miniaturisation à une antenne spirale en bande VHF, afin de réaliser une antenne qui vérifie un cahier des charges dans la bande VHF (Figure 132). Nous porterons une attention particulière aux conditions de mesure. Rappelons que la longueur d'onde liée à la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne VHF est près de dix fois supérieure à celle des antennes UHF. Les mesures du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne et des diagrammes de directivité nécessitent donc des moyens à plus grande échelle. Afin que les conditions de mesure soient stables, il est préférable d'utiliser une chambre anéchoïque. Les parois métalliques de la chambre de mesure doivent alors être plus éloignées pour des mesures en VHF. Les absorbants doivent être adaptés à des bandes de fréquence plus basses. La sonde de mesure doit être adaptée aux fréquences. Réunir ces conditions et assurer une mesure précise demande des moyens considérables. Nous verrons dans quelle mesure l'utilisation de la Base Compacte de mesure d'Antennes (BCMA) du CNES à Toulouse permet de réaliser ces mesures délicates.

Après un rappel de la géométrie de cette antenne VHF et des performances attendues, nous ferons le point sur les matériaux utilisés. Nous verrons pour cela l'influence du substrat sur l'adaptation de l'antenne, et l'utilisation de matériaux supplémentaires pour les besoins de la mesure en chambre anéchoïque. Dans un second temps, les résultats de mesure seront analysés. Premièrement, un point sera fait sur le de-embedding de la mesure VHF et sur les configurations de l'antenne en chambre anéchoïque pour la mesure du coefficient de réflexion. Les résultats de mesure seront ensuite comparés aux simulations. Deuxièmement, les conditions de mesures des diagrammes de directivité seront détaillées, avant de comparer les mesures de diagramme aux simulations, et d'interpréter ces premiers résultats de mesure.

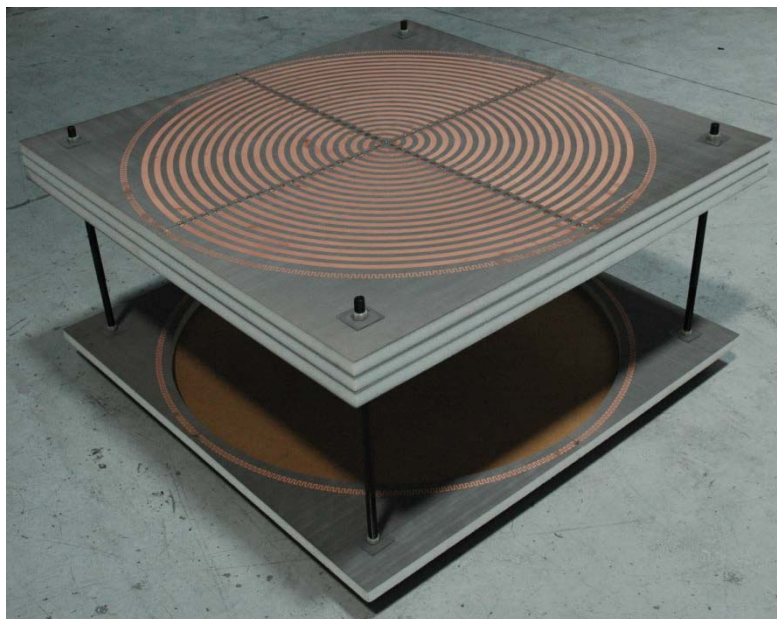


Figure 132 : Photographie de l'antenne VHF réalisée, dimensions 1m x 1m x 44cm

2. Description de l'antenne VHF réalisée

2.1. Optimisation de la structure à Ø1m

L'antenne spirale VHF réalisée est l'antenne à cinq anneaux d'un mètre de diamètre, dont la géométrie rappelée Figure 134 a été présentée en partie 6 page 58. Rappelons que l'antenne spirale d'Archimède est adaptée à -12dB à partir de $107,1\text{MHz}$ (Figure 135). La réduction prévue pour cette antenne spirale d'un mètre de diamètre adaptée à partir de $75,3\text{MHz}$ est donc de $29,7\%$ sans considérer le substrat. Ce dernier peut nécessiter une diminution de la hauteur H de 44cm . L'étude de son impact sur l'adaptation est présentée dans le paragraphe suivant.

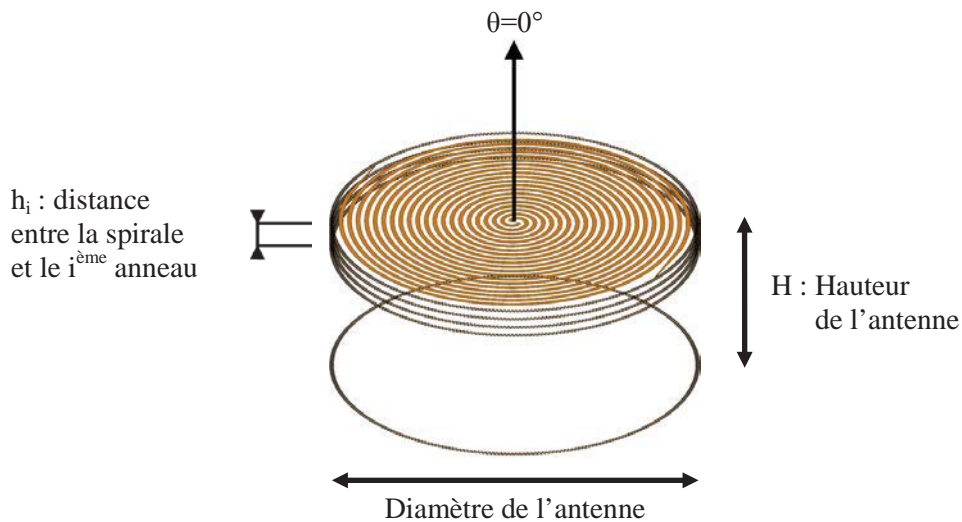


Figure 133 : Nomenclature de la spirale Ø1m à 5 anneaux

Type d'antennes	Créneaux	Hauteur des anneaux	$f_{ S_{11} =-13\text{dB}}$	Réduction	Dimensions relatives
Spirale + 5 anneaux	$N = 300$	$h_2 = 2,5\text{cm}$ $h_3 = 5,0\text{cm}$ $h_4 = 7,5\text{cm}$ $h_5 = 44\text{cm}$	$75,3\text{ MHz}$	$-29,7\%$	$H = \lambda/9,1$ $D = \lambda/4,0$

Figure 134 : Tableau des caractéristiques de l'antenne spirale Ø1m + 5 anneaux sans substrat

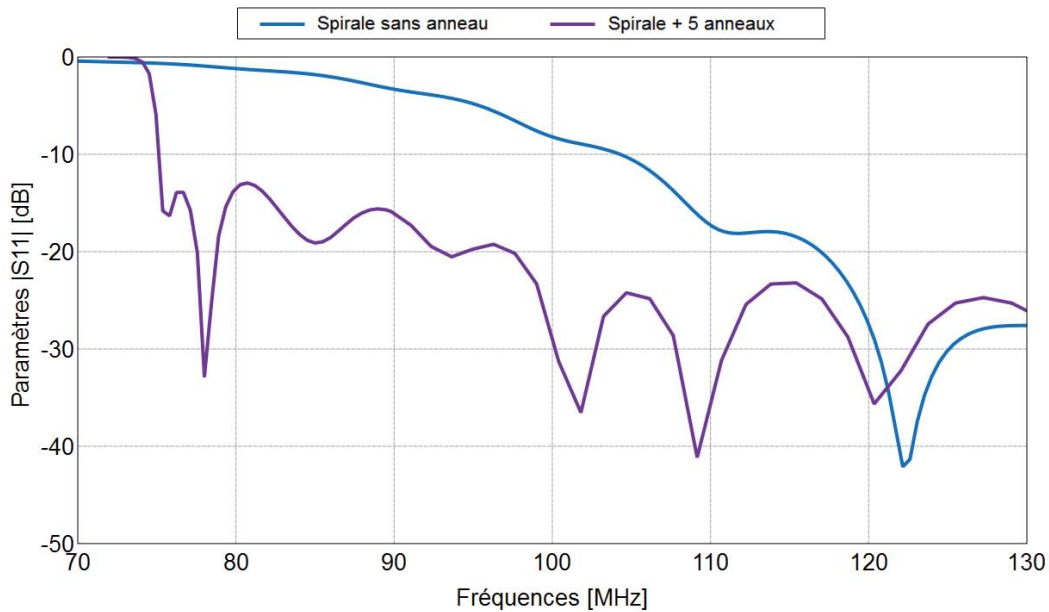


Figure 135 : Coefficient de réflexion en entrée des antennes spirales ($\varnothing 1\text{m}$) à 0 et 5 anneau(x) sans substrat

2.2. Influence du substrat sur une antenne spirale en VHF

Les caractéristiques obtenues dans la Figure 134 pour l'antenne spirale à 5 anneaux ($\varnothing 1\text{m}$) ne tiennent pas compte du substrat, qui, comme nous avons pu le voir pour les antennes de 8cm de diamètre (Figure 100 page 77), peut avoir une influence forte sur les coefficients de réflexion en entrée des antennes spirales. Nous pouvons voir sur la Figure 136 l'influence du substrat utilisé pour la réalisation de l'antenne spirale à 5 anneaux ($\varnothing 1\text{m}$). Les cinq couches de substrat (une par anneau, l'un d'entre eux étant dans le plan de la spirale) ont une épaisseur de $508\mu\text{m}$, et la permittivité est de $\epsilon_r=2,55$. Les temps de calcul des antennes à 5 anneaux avec substrat étant conséquents, les simulations présentées ici ont été réalisées avec un substrat infini. En réalité, l'effet d'un substrat fini donnera donc un cas intermédiaire de courbes d'adaptation inconnu avant la mesure. Nous pouvons remarquer, d'après la courbe de coefficient de réflexion Figure 136, que le substrat permet de diminuer la fréquence basse de fonctionnement de $75,3\text{MHz}$ à $73,2\text{MHz}$. Cependant, le maximum local du $|S_{11}|$ proche de la fréquence basse de fonctionnement est descendu de -13dB à -18dB . Comme nous l'avons vu, en théorie partie II.3.6 page 48 et en mesure partie III.4.3.1.3 page 94, il suffit de modifier la hauteur du dernier anneau pour dégrader l'adaptation à -13dB maximum sur la BFI en réduisant au passage la fréquence basse de fonctionnement. Dans notre cas, diminuer la hauteur du cinquième anneau de 44cm à 38cm (courbe rouge Figure 136) permet de retrouver le niveau de -13dB recherché. La réduction annoncée est alors de $30,6\%$.

La hauteur totale à prévoir avec le substrat fini devrait donc être comprise entre 38cm et 44cm . Ce réglage est prévu lors de la mesure du $|S_{11}|$ de l'antenne. Augmenter l'épaisseur du substrat pour réduire la hauteur de l'antenne serait intéressant, mais impliquerait d'augmenter la masse de l'antenne qui, pour ces fréquences, n'est pas négligeable. Les problématiques des matériaux sont abordées dans le paragraphe suivant.

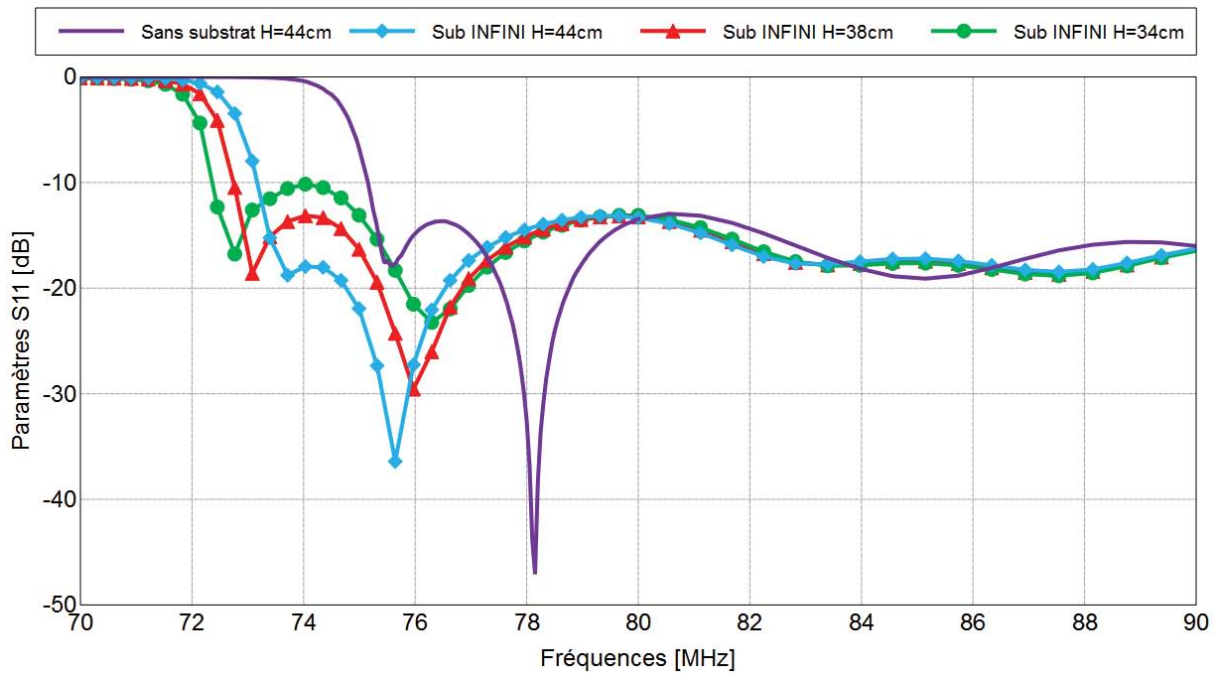


Figure 136 : Influence du substrat sur le coefficient de réflexion en entrée d'une antenne spirale Ø1m à 5 anneaux

2.3. Caractéristiques mécaniques de l'antenne réalisée

L'antenne spirale réalisée, à 2 brins et 10 tours, est auto-complémentaire. Les brins de la spirale et les 5 anneaux ont donc une largeur $\Delta = 1,2\text{cm}$. La piste de l'anneau a par contre une largeur de $d = 2,4\text{mm}$, ce qui lui confère avec ses 300 motifs crénelés une longueur déployée de $8\text{m}42$ pour une circonférence globale de $3\text{m}14$. Cette antenne spirale est adaptée d'après les simulations à partir de $75,3\text{ MHz}$ pour des niveaux de $|S_{11}|_{\text{max,BFI}} = -13\text{dB}$, ce qui représente une réduction de 30%. Un anneau entoure la spirale dans son plan, 3 autres sont distants de $2,5\text{cm}$, 5cm , et 7cm , et un cinquième est à une distance de la spirale comprise entre 38cm et 44cm .

Le substrat Nelco Nx9255 d'épaisseur $1,5\text{mm}$ utilisé pour les antennes Ø8cm a une densité de $2,2\text{gr.cm}^{-3}$ (fiche technique en Annexe 2 page 128). Pour cette antenne, cela représente une masse totale de plus de 20kg . Pour réduire cette masse, les couches de substrat choisies ont une épaisseur de $508\mu\text{m}$. De plus, les quatre couches supportant les anneaux seuls sont évidées d'un trou de 96cm de diamètre (Figure 138.a). Ces deux mesures permettent de réduire la masse totale du substrat de l'antenne à moins de 3kg . D'autres substrats ont été envisagés, tels ceux de la famille Rogers par exemple. La densité du Rogers 4003 est inférieure à $1,8\text{gr.cm}^{-3}$. Les permittivités et prix sont équivalents. Cependant, la baisse de la masse totale de substrat en choisissant le Rogers à la place du Nelco est d'environ 600grammes seulement. A titre de comparaison, le choix d'évider les matériaux au centre des anneaux permet une baisse de 6kg environ, soit une baisse de masse dix fois plus importante. De plus, les délais de livraison du Rogers étaient au moment de la commande d'un mois environ contre deux semaines pour le Nelco.

Un autre substrat plus léger a été envisagé. Il s'agit d'un papier protégé sur lequel la société Inkjet Flex dépose par impression une encre conductrice de cuivre [71]. En plus d'être réalisée sur un substrat souple et léger, l'impression du circuit est très rapide (une semaine de la commande à la livraison) et 3 fois moins chère. Au vu des quantités nécessaires pour la réalisation d'une telle antenne, ces gains ne sont pas négligeables. De plus, les caractéristiques de permittivité relative du substrat ($\epsilon_r = 3,1$) et de pertes diélectriques ($\tan \delta = 0,006$) sont comparables au substrat Nelco et Rogers. Cependant, la limite actuelle de 28cm de large des rouleaux de substrat ne permet pas de réaliser les circuits de la spirale et des anneaux en un seul morceau. La limite de 600mm x 600mm des panneaux de substrat Nelco implique le même problème, mais l'assemblage de ces panneaux et la soudure des pistes est facile à réaliser. Les soudures à chaud (300°C au fer à souder) sur les substrats papier ne sont pas possible. L'assemblage de plusieurs éléments est donc plus difficile à mettre en place. Le substrat Nelco a donc été conservé pour la fabrication de l'antenne VHF. Notons que des antennes sur papier à encre conductrice de 28cm de diamètre ont été réalisées et caractérisées en 2013 par Jérémy Valleau [72] au cours de son projet de fin d'étude au LAAS (Figure 137). Les résultats concluants sont présentés dans son rapport de stage, encadré par M. Aubert et M. Bellion.



Figure 137 : Antenne spirale miniaturisée par la méthode de réduction des anneaux résonnants. Substrat papier. Diamètre 28cm, 3 anneaux crénelés à 100 motifs. Travaux réalisés par Jérémy Valleau.

L'assemblage des plaques de substrat est assuré sur les antennes UHF par un boulon en nylon à chaque coin de l'antenne. Au vu des dimensions de l'antenne VHF, la rigidité du substrat est insuffisante pour sa tenue mécanique. C'est pourquoi de la mousse rigide de type Rohacell (en orange Figure 138.b) sert d'intercalaire (fiche technique en Annexe 2 page 128). Le Rohacell est une mousse de permittivité inférieure à 1,1 et de densité 60kg.m^{-3} [73]. Ces caractéristiques assurent une transparence au rayonnement et une masse contenue. Les couches de Rohacell étant évidées à la manière du substrat, la masse totale de mousse est ainsi inférieure à 3,5kg. Des intercalaires en structure de nids d'abeilles ont été envisagés. Ces structures en polypropylène offrent une résistance mécanique très élevée pour une densité de 80kg.m^{-3} comparable à la mousse Rohacell. Le prix est quant à lui neuf fois inférieur à celui du Rohacell. Cependant, les plaques en structure de nid d'abeille sont moins adaptées à l'assemblage de l'antenne, du fait des percages et évidage des plaques, respectivement pour l'assemblage et la diminution de la masse totale. Le Rohacell a donc été choisi pour l'assemblage de l'antenne.

Par ailleurs, les simulations indiquent que les colonnes en PVC de constante diélectrique 3 environ (en bleu Figure 138.b) altèrent de façon négligeable l'adaptation de l'antenne. De plus, la résistance mécanique estimée est suffisante. Des colonnes métalliques plus lourdes et altérant l'adaptation de l'antenne ne sont pas nécessaires.

Grâce au choix de matériaux légers, et à l'évidage des plaques exceptée celle de la spirale, la masse totale finale est inférieure à 6,5kg.

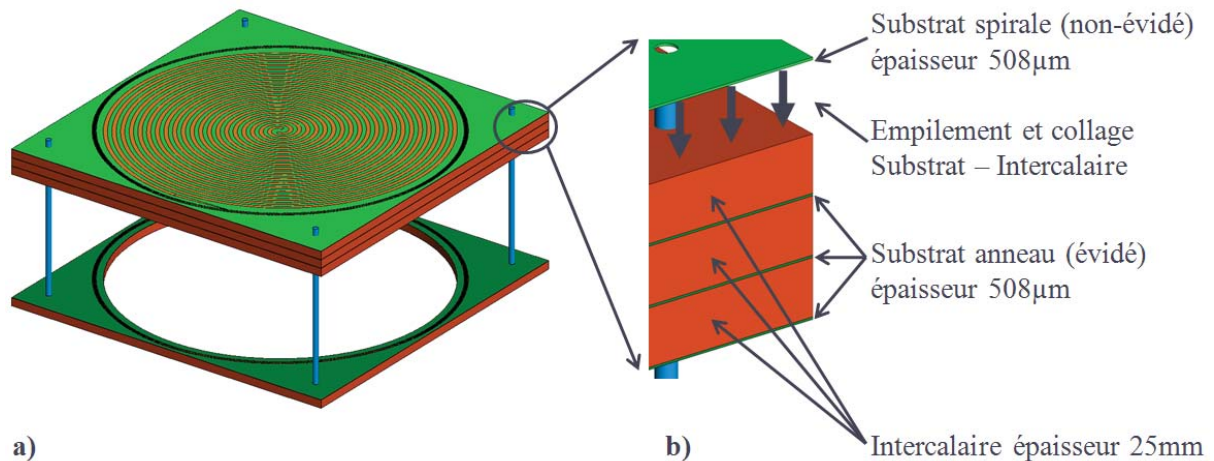


Figure 138 : Schéma de l'antenne à 5 anneaux (Ø1m), a) vue globale, b) détail

2.4. Système de fixation sur le mât de mesure.

Afin de permettre les mesures en salle anéchoïque, l'antenne doit être fixée à un mât de mesure (Figure 139). C'est pourquoi une assiette métallique permettant la connexion au mât est fixée à l'antenne via un panneau en bois (Figure 140). La contrainte majeure nous amenant à retenir ce système de maintien est liée aux contraintes mécaniques de l'antenne. La partie avant de l'antenne, constituée des quatre couches métallisées dont la spirale et de trois couches de mousse Rohacell (Figure 138.b), a une masse de plus de 5kg. La distance avec l'anneau éloignée et l'assiette métallisée permettant l'interface avec le mât est de plus de 40cm. Les efforts mécaniques dus à la masse et à la distance de la partie avant de l'antenne sur la partie arrière nécessitaient un support résistant reliant l'assiette à l'antenne. Afin d'éviter au maximum les interférences destructives des parties métallisées inutiles au rayonnement, l'emploi d'une plaque métallique a été évité. C'est pourquoi un panneau en bois de 22mm d'épaisseur a été utilisé.

La direction de rayonnement principale de l'antenne spirale est $\theta = 0^\circ$ (ou $\theta = 180^\circ$ selon la polarisation circulaire considérée, cf. Figure 141). L'inconvénient du système de fixation retenu est donc de présenter dans la direction de rayonnement principale de l'antenne des matériaux métalliques (assiette, boîtier moteur), ou diélectrique (mât). Un système de fixation alternatif a été envisagé. Ce système prévoyait le maintien de l'antenne non à l'arrière mais sur un côté. L'avantage de ce système était de ne présenter aucun matériau dans la direction de rayonnement principale de l'antenne. Mais ce système n'a pas été retenu pour deux raisons. La surface de l'antenne est d'un mètre carré. Le moment que le poids de l'antenne aurait exercé sur le système de fixation au mât aurait donc été très important. Un système de fixation fiable sans pièce métallique aurait été difficile à réaliser dans le temps imparti. Le système de fixation à l'arrière réalisé est donc le système le plus fiable compte tenu des délais et des contraintes mécaniques.



Figure 139 : Photographie de l'antenne VHF fixée sur le mât de la BCMA, vue arrière.

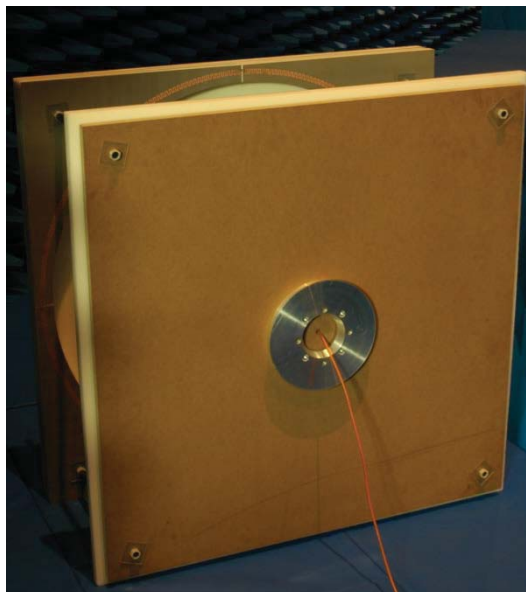


Figure 140 : Vue photographique du support de l'antenne VHF pour le mât : le panneau en bois et l'assiette métallisée.

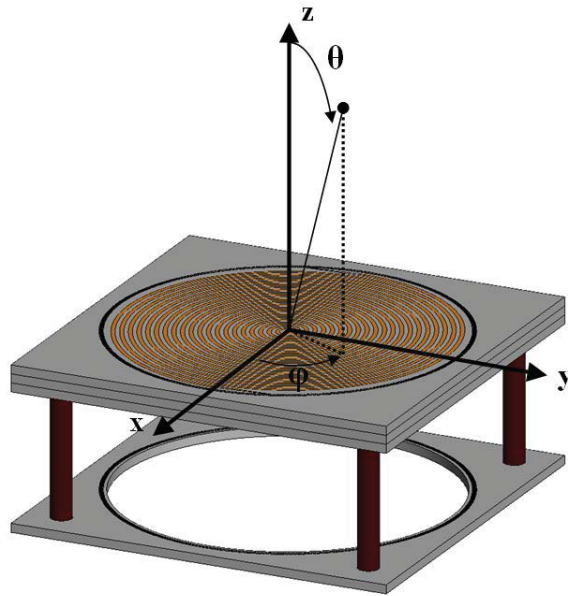


Figure 141 : Repère de l'antenne spirale VHF

3. Mesure du coefficient de réflexion

3.1. De-embedding

La mesure du coefficient de réflexion de l'antenne VHF a été réalisée avec une alimentation similaire aux antennes UHF (Figure 142). Un câble coaxial alimente les deux brins de l'antenne, l'un relié à l'âme du câble, et l'autre relié à la gaine (Figure 112 page 84). Le câble coaxial n'étant pas considéré par la calibration de l'analyseur de réseau utilisé, le de-embedding a pour rôles d'enlever les pertes et le déphasage induits par le câble. Le calcul inclut également le changement d'impédance de référence. Ainsi nous exprimons le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne en fonction de la partie réelle de son impédance d'entrée moyenne.

Les cinq étapes décrites dans le paragraphe III.4.2.2, *De-embedding pour la mesure de $|S_{11}|$* page 83, sont effectuées avec les valeurs suivantes (Figure 143 et Figure 144). Les valeurs des étapes de calcul 1 et 2 permettent de s'affranchir du déphasage dû à la ligne coaxiale. Les valeurs des étapes 3 à 5 ont été optimisées grâce à la mesure de deux câbles coaxiaux en back-to-back. La comparaison des $|S_{11}|$ et $|S_{21}|$ mesurés et simulés par le schéma équivalent avec ces valeurs est illustrée sur la Figure 145. Le câble coaxial utilisé étant similaire au câble de mesure des antennes UHF, les valeurs des étapes 1 à 3 sont identiques. Seules les valeurs de l'étape 4 concernant la ligne bifilaire, de longueur et milieu différent, ont été réoptimisées. L'impédance d'entrée de la spirale ($Z_{0,spirale} = 160 \Omega$, étape 5) a également été modifiée (voir les justifications au paragraphe IV.3.3 *Résultats de mesure IV.3.3.1 Impédance*, page 111). Le modèle rend correctement compte des pertes jusqu'à 800MHz. Au-delà, les valeurs de $|S_{11}|$ et $|S_{21}|$ mesurées fluctuent autour des valeurs simulées par le schéma équivalent.

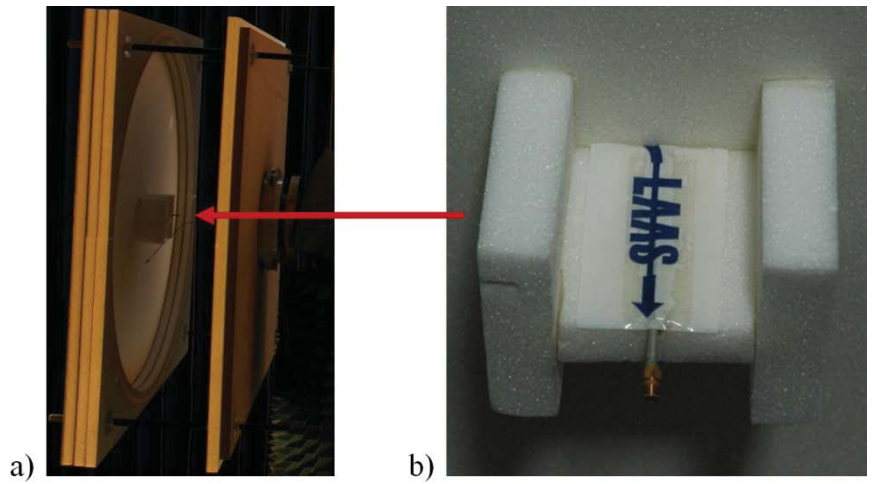


Figure 142 : Photographie de l'antenne VHF, a) vue latérale, b) zoom sur l'excitation

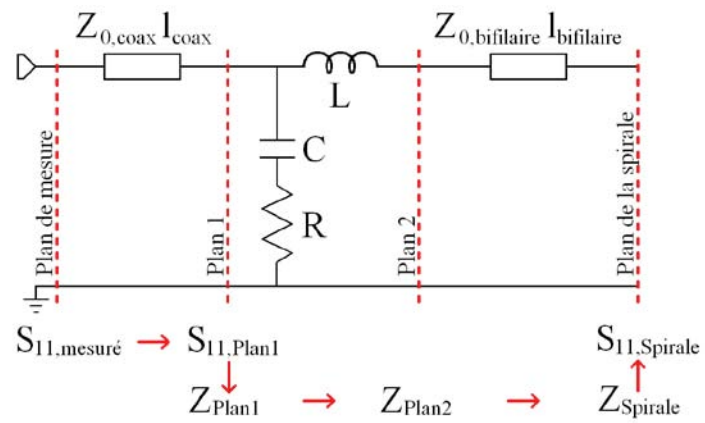


Figure 143 : Schéma et légendes des éléments de de-embedding pour la mesure du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF

Etape du de-embedding	Valeurs	Commentaires
1	$\epsilon_{r,coax} = 2,08$	La partie gainée du câble coaxial est identique à celle utilisée pour les antennes UHF ($\varnothing 8\text{cm}$) à 4 et 5 anneaux. Toutes ces valeurs restent donc inchangées.
	$l_{coax} = 9,8\text{cm}$	
2	$Z_{0,coax} = 50 \Omega$	
3	$R = 160 \Omega$	
	$L = 1 \text{ nH}$	
	$C = 180 \text{ fF}$	
4	$Z_{0,bifilaire} = 194 \Omega$	Au lieu de $Z_{0,bifilaire}=180\Omega$ dans le cas UHF, afin d'être au plus proche de la mesure de $ S_{11} $ et $ S_{21} $ jusqu'à 800MHz.
	$\epsilon_{r,mousse} = 1,07$	Remplace $\epsilon_{r,substrat}$, l'épaisseur de substrat de 0,5mm étant négligée par rapport à la longueur de la ligne dans l'air $l_{bifilaire}$.
	$l_{bifilaire} = 4,2\text{cm}$	Longueur des deux lignes bifilaires back-to-back. La ligne finalement utilisée pour la mesure et le de-embedding a une longueur de 2,6cm.
5	$Z_{0,spirale} = 160 \Omega$	Justification au paragraphe IV.3.3 <i>Résultats de mesure</i> 3.3.1 <i>Impédance</i> , page 111.

Figure 144 : Valeurs des éléments de de-embedding pour la mesure du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF

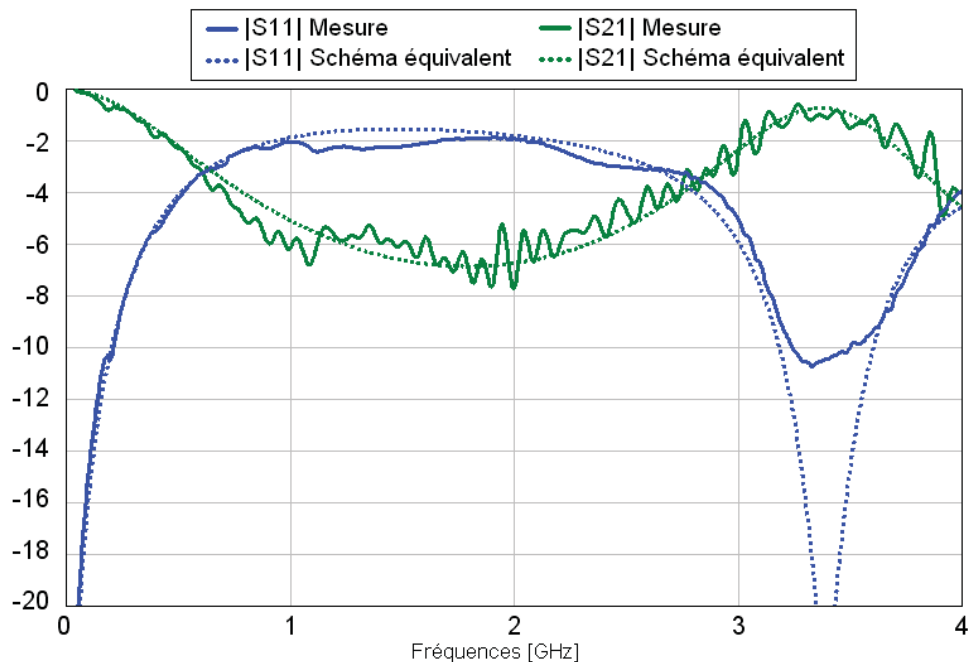


Figure 145 : Comparatifs Mesures-Schéma équivalent des paramètres $|S_{11}|$ et $|S_{21}|$ des deux câbles coaxiaux "back-to-back" pour la mesure des antennes VHF de $\varnothing 1\text{m}$.

3.2. Configurations de mesure

Le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF a été mesuré au CNES en Base Compacte de Mesure d'Antennes (BCMA). Les absorbants utilisés dans cette salle présentent une absorption des champs allant de 10dB à 100MHz à 70dB à 8GHz. L'isolation en bande VHF est certes faible comparée aux performances des absorbants à plus haute fréquence. Cependant, l'environnement présente des conditions de mesure stables, isolant l'antenne des rayonnements électromagnétiques extérieurs en raison de la cage de Faraday.

L'antenne a été mesurée dans différentes configurations. La Figure 146 montre l'antenne surélevée et inclinée des angles de 45° . L'axe de symétrie de l'antenne, orthogonal à son plan ($\theta = 0^\circ$ et $\theta = 180^\circ$ Figure 141), représente la direction de propagation principale du signal. Dans cette première configuration, une distance de quatre mètres minimum sépare l'antenne des parois de la chambre de mesure. Les parois dans l'axe de symétrie de l'antenne sont recouvertes d'absorbant, et la réflexion n'y est pas orthogonale. Ainsi, le champ est réfléchi de parois en parois et non vers l'antenne.

Dans un deuxième temps seront présentés des résultats de mesure dans la configuration n°2 à 4 (Figure 147 et Figure 148). Dans la configuration n°2, l'antenne est à l'horizontale sur le mât de mesure, à 2m40 du sol métallisé. Un bloc absorbant est posé sous l'antenne, centré (déplacé sur la photographie). La réflexion sur le sol est a priori supérieure à la réflexion sur les parois de la chambre dans la configuration précédente, car d'une part la surface d'absorption est limitée, et d'autre part l'angle d'incidence de la réflexion est nul. Lors de la mesure, l'ajout d'absorbant sur l'analyseur de réseau à proximité n'a montré aucune perturbation.

Dans les configurations n°3&4, l'antenne est au sol à la verticale. Le sol est fait d'un matériau absorbant de 10dB à 80MHz. L'épaisseur du sol séparant l'antenne du plancher métallisé est de 30cm. Les murs absorbants sont, dans la direction de rayonnement principale, à une distance de 2m50 ($\theta = 0^\circ$) et 5m ($\theta = 180^\circ$) de l'antenne. L'incidence du rayonnement dans ces directions n'est pas orthogonale. Le panneau en bois et l'assiette métallisée sont présentes sur les trois premières configurations, et non sur la quatrième, afin d'observer une éventuelle influence des pièces de fixation sur l'adaptation de l'antenne.

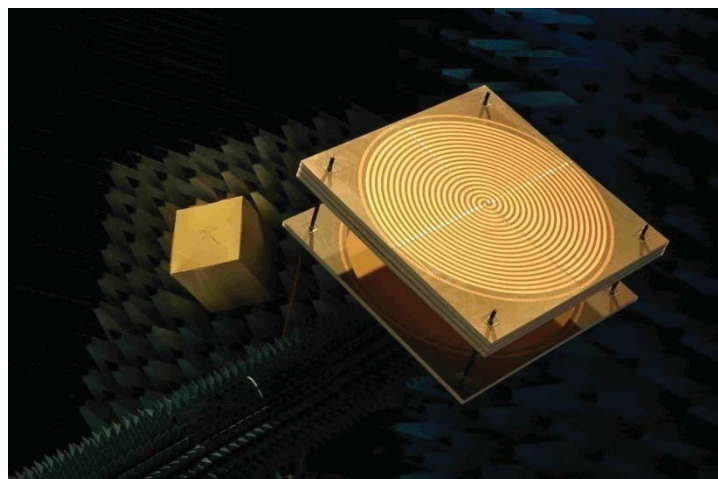


Figure 146 : Photographie de l'antenne VHF dans sa configuration de mesure du $|S_{11}|$ n°1. Antenne surélevée et inclinée à 45° sur le mât de mesure de la BCMA.

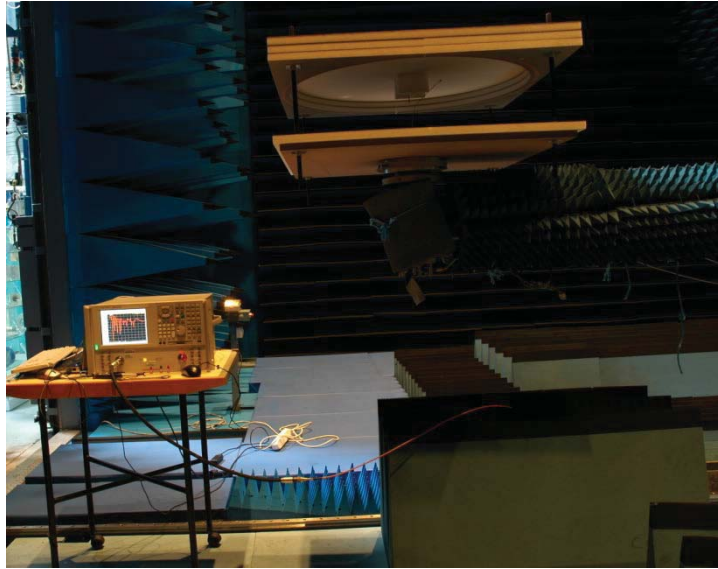


Figure 147 : Photographie de l'antenne VHF dans sa configuration de mesure du $|S_{11}|$ n°2. Antenne à l'horizontale sur le mât de mesure de la BCMA.

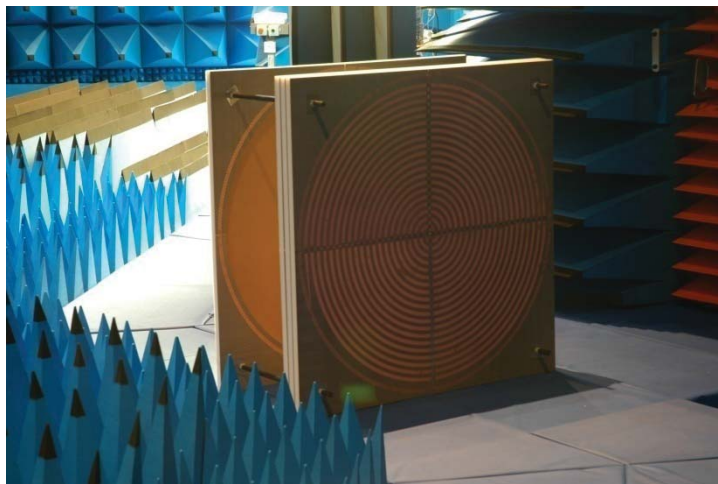


Figure 148 : Photographie de l'antenne VHF dans sa configuration de mesure du $|S_{11}|$ n°3 (et n°4 sans le panneau en bois). Antenne à la verticale sur le sol de la BCMA.

3.3. Résultats de mesure

Les résultats de mesure de l'impédance d'entrée et du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF sont présentés ci-après et confrontés aux simulations. Les simulations tiennent compte de la présence du panneau en bois et de l'assiette métallique. Dans notre cas, sur FEKO, l'utilisation de volumes de diélectrique de dimensions finies n'est pas compatible avec l'utilisation des fonctions de Green pour les plans infinis des substrats. La géométrie utilisée pour simuler le panneau en bois est donc un plan infini. La constante diélectrique estimée et utilisée en simulation est $\epsilon_{r,\text{bois}} = 3$.

3.3.1. Impédance d'entrée de l'antenne spirale VHF

L'impédance mesurée en entrée de l'antenne spirale VHF est comparée à la simulation sur la bande [50MHz ; 1,5GHz], sur les Figure 149 (partie réelle) et Figure 150 (partie imaginaire). La partie réelle attendue de l'impédance d'entrée de l'antenne VHF est constante de 150MHz à 600MHz, sur une valeur moyenne de 200Ω environ. Elle augmente au-delà proportionnellement à la fréquence. La mesure présente une impédance d'entrée dont la partie réelle oscille plus que la simulation, en particulier de 70MHz à 500MHz. La valeur moyenne de la partie réelle de l'impédance d'entrée sur la bande [70MHz : 300MHz] est $\Re \{ Z_{\text{moy,spirale}} \} = 160,2\Omega$. Nous exprimerons donc le coefficient de réflexion mesuré en entrée de l'antenne avec l'impédance de référence $Z_{0,\text{spirale}} = 160\Omega$.

Quant au coefficient de réflexion de la simulation de l'antenne VHF, il sera exprimé selon l'impédance de référence 200Ω , à savoir la valeur de la partie réelle de l'impédance d'entrée de la spirale.

La partie imaginaire de l'impédance simulée en entrée de l'antenne croît linéairement en fonction de la fréquence. Cela montre l'existence d'une inductance en série sur la spirale, ici de valeur $18,8\text{nH}$. La partie imaginaire de l'impédance mesurée varie autour des valeurs simulées jusqu'à 600MHz. Au-delà, la différence de phase entre simulation et mesure devient importante. De même, l'erreur de la partie réelle de l'impédance autour de 900MHz et au-delà de 1,2GHz est supérieure à 30Ω , ce qui n'est pas négligeable. Cette observation est cohérente avec la similitude entre la mesure et le schéma équivalent de l'excitation. Le de-embedding semble donc pertinent jusqu'à 600MHz. Au-delà, nous ne tiendrons pas compte des valeurs d'impédance et de coefficient de réflexion mesurées en entrée de l'antenne.

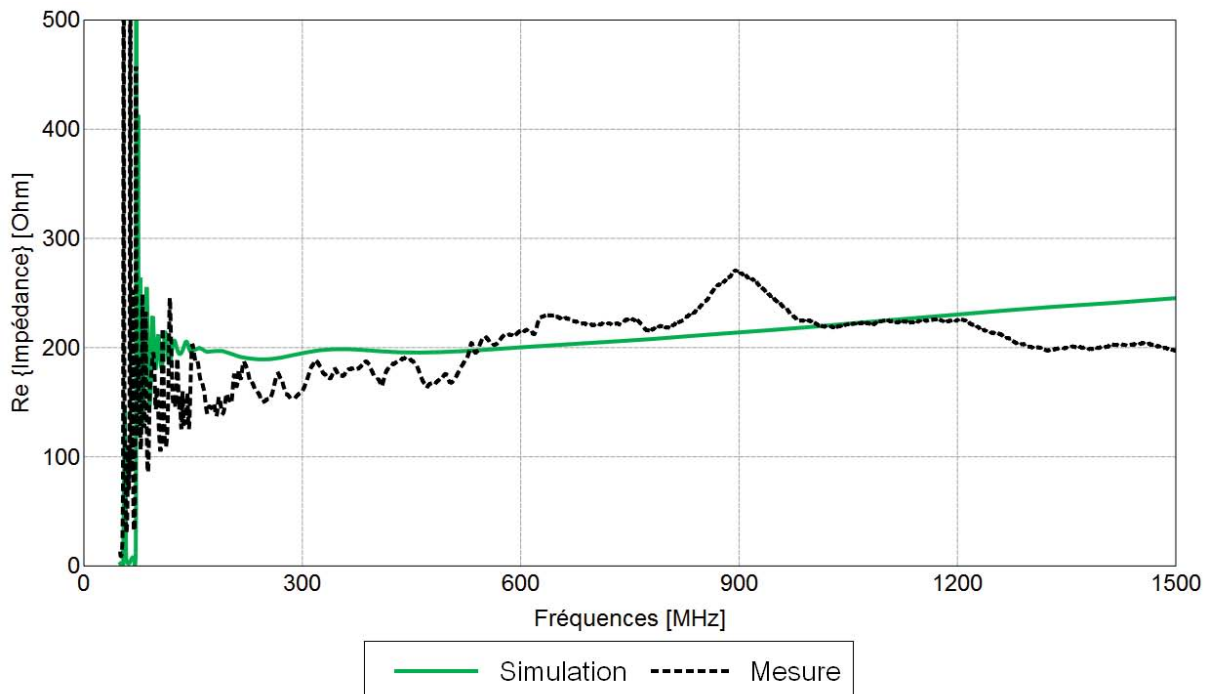


Figure 149 : Partie réelle de l'impédance en entrée de l'antenne VHF, simulation VS mesure dans sa configuration n°1

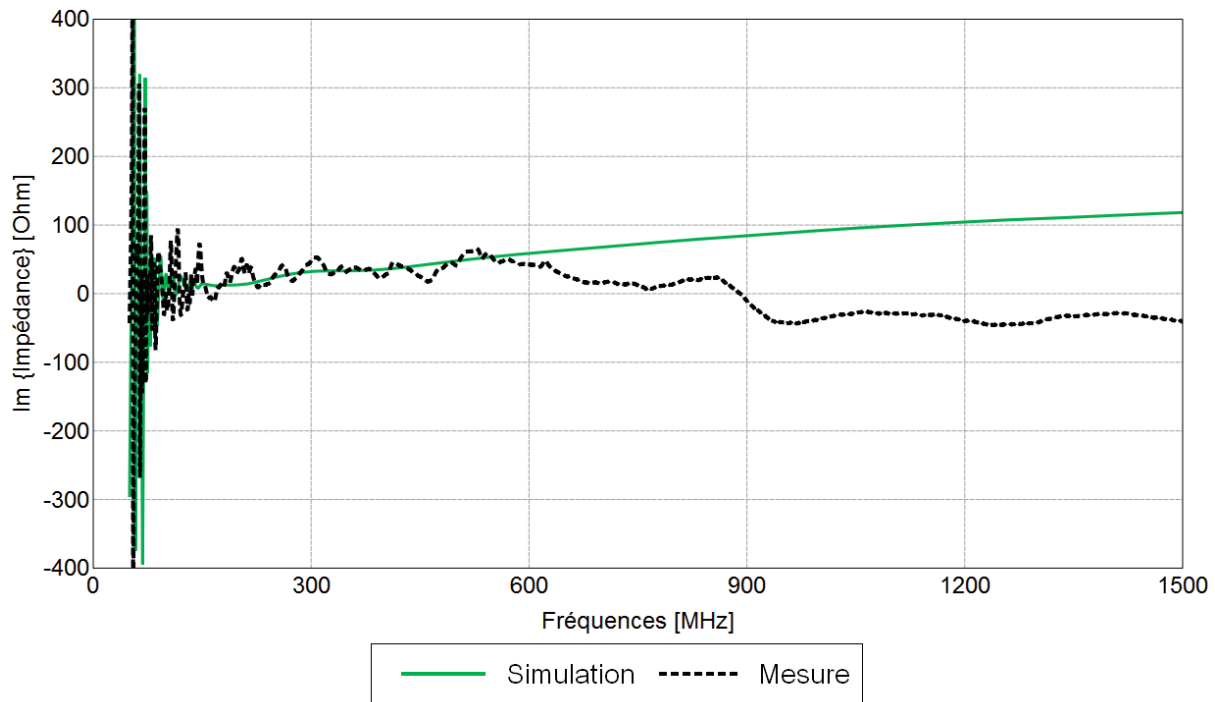


Figure 150 : Partie imaginaire de l'impédance en entrée de l'antenne VHF, simulation VS mesure dans sa configuration n°1

3.3.2. Coefficient de réflexion

3.3.2.1. Mesure de l'antenne VHF dans la configuration n°1

Nous pouvons voir sur la Figure 151 le coefficient de réflexion en entrée de la spirale VHF mesuré dans la configuration n°1. La hauteur de l'antenne est $H = 32\text{cm}$. Nous verrons plus tard la variation du coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de sa hauteur H . Nous pouvons constater que, de 100MHz à 900MHz, le coefficient de réflexion de l'antenne VHF est inférieur à -10dB et croissant en fonction de la fréquence. L'antenne est donc correctement adaptée sur cette bande de fréquences. Ces résultats sont conformes aux attentes. Au-delà de 900MHz, le coefficient de réflexion rechute. Nous pouvons douter de la pertinence de ce résultat inattendu, étant donné que, d'après toutes les simulations d'antennes spirales effectuées, le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne devrait augmenter régulièrement lorsque la fréquence augmente. Nous pouvons expliquer cette décroissance du coefficient de réflexion au-delà de 900MHz par un modèle équivalent utilisé pour le de-embedding moins exact sur cette partie haute de la bande passante (cf. paragraphe IV.3.1 *De-embedding* page 106). C'est pourquoi nous ne tiendrons pas compte des résultats de mesure du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF au-delà de 900MHz. Jusqu'à 900MHz par contre, nous pouvons considérer les résultats de mesure pertinents et conformes aux attentes.

Observons maintenant sur la Figure 152 le coefficient de réflexion mesuré sur la BFI, où les anneaux ont une influence sur l'adaptation de l'antenne. Tout d'abord, la fréquence basse de fonctionnement mesurée est de 72,6MHz. Rappelons que la fréquence basse de fonctionnement de la spirale seule d'un mètre de diamètre est d'après les simulations de 104MHz (IV.2.1 *Optimisation de la structure à $\varnothing 1\text{m}$* page 100). Cela donne un facteur de réduction d'environ 30,2%. Nous retrouvons l'ordre de grandeur annoncé en théorie (cf. IV.2.1 page 100). Le maximum local du coefficient de réflexion sur la BFI est de

-10,4dB à 88MHz. A cette fréquence et entre 100MHz et 300MHz, le niveau d'adaptation de l'antenne est inférieur au niveau prévu. Cette observation justifie d'optimiser l'antenne avec une marge de quelques décibels sur le coefficient de réflexion, afin que la réalisation soit également adaptée sur la bande de fréquences prévue.

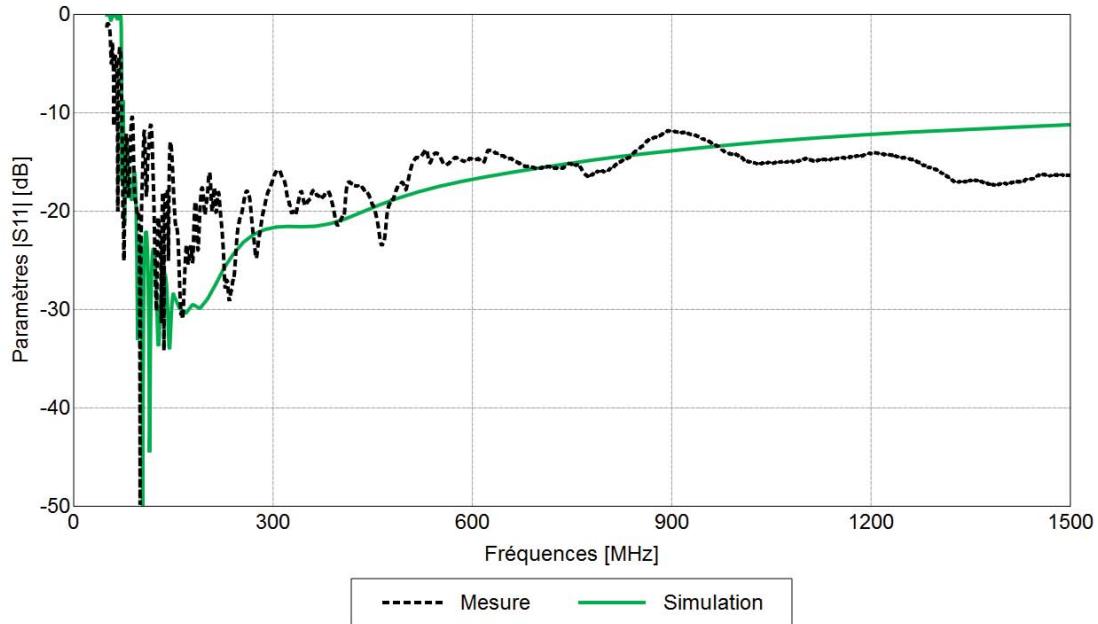


Figure 151 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF sur [50MHz ; 1,5GHz], Simulation VS Mesure en configuration n°1, H=32cm

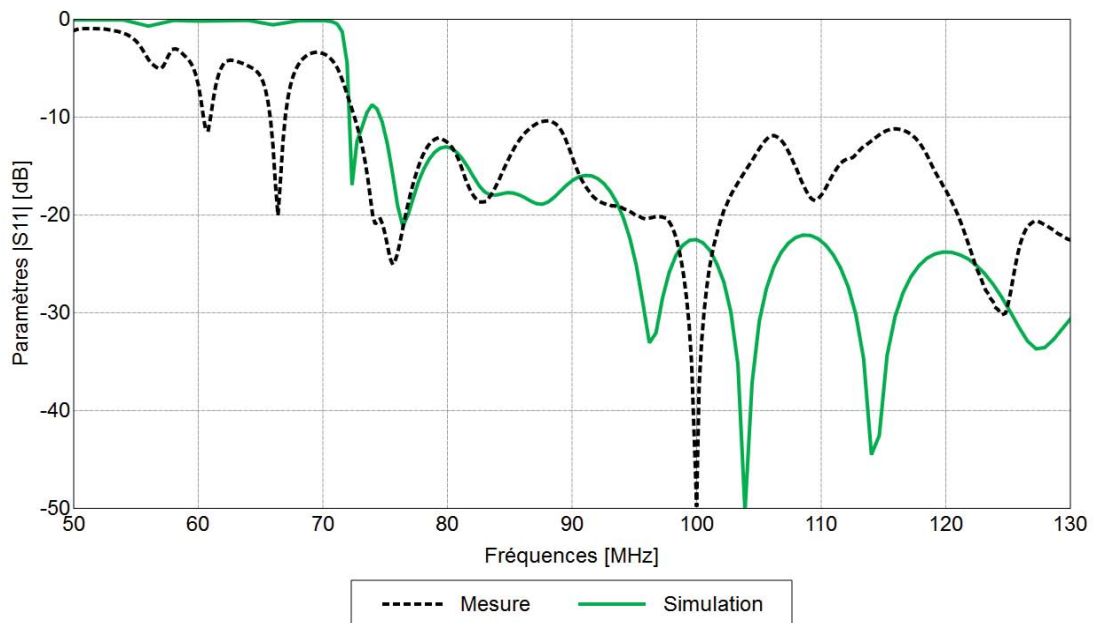


Figure 152 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF sur [50MHz ; 130MHz], Simulation VS Mesure en configuration n°1, H=32cm

Malgré une adaptation légèrement dégradée à certaines fréquences par rapport aux attentes, nous observons bien l'effet miniaturisant des anneaux, qui permettent à l'antenne une

adaptation à partir de 72,6MHz, soit plus de 30% de réduction vis-à-vis de l'antenne spirale d'Archimède seule simulée pour un mètre de diamètre.

3.3.2.2. Comparaison des configurations n°1 à 4

L'utilisation de la BCMA pour la caractérisation de l'antenne VHF seule sans prise en compte de l'environnement a été nécessaire afin d'isoler l'antenne des rayonnements extérieurs. Cependant, à l'intérieur, les performances des absorbants sur la bande [50MHz ; 130MHz] sont moindres (-10dB) qu'à des fréquences en bande X par exemple (-70dB à 8GHz). La disposition de l'antenne dans la chambre a été étudiée, ce qui nous amène au comparatif suivant.

Ci-après le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne dans les quatre configurations, pour une hauteur $H = 32\text{cm}$ (Figure 153). Globalement, les quatre courbes sont proches : le coefficient de réflexion croît jusqu'à 900MHz, puis redescend ensuite. L'écart entre les coefficients de réflexion pour une fréquence donnée sur la bande [150MHz ; 1,5GHz] plafonne à 5dB. Nous pouvons remarquer plus précisément que les mesures de l'antenne sur le mât (configurations n°1&2) sont sensiblement identiques. Les mesures de l'antenne à la verticale (configurations n°3&4) diffèrent chacune légèrement.

Notons que la position de l'antenne est différente dans chacune des configurations n°1 à 3 tandis que l'antenne est rigoureusement au même emplacement dans les configurations n°3 et 4. L'emplacement et par conséquent l'influence des réflexions éventuelles sur les murs de la BCMA n'expliquent donc pas ces différences de coefficients de réflexion. Le point commun des configurations n°1&2 est le positionnement de l'antenne sur le mât. Le mât est un cylindre creux de 20cm de diamètre, fait en époxy de permittivité comprise entre 3,5 et 5. Dans la configuration n°3, l'antenne est posée sur le sol avec seulement sur l'antenne le panneau en bois de permittivité 3 environ et l'assiette métallique. Dans la configuration n°4 ne figure ni mât, ni panneau, ni assiette métallique à proximité de l'antenne. Les variations de permittivité du milieu proche de l'antenne VHF peut donc être la cause des variations minimales de coefficient de réflexion de l'antenne.

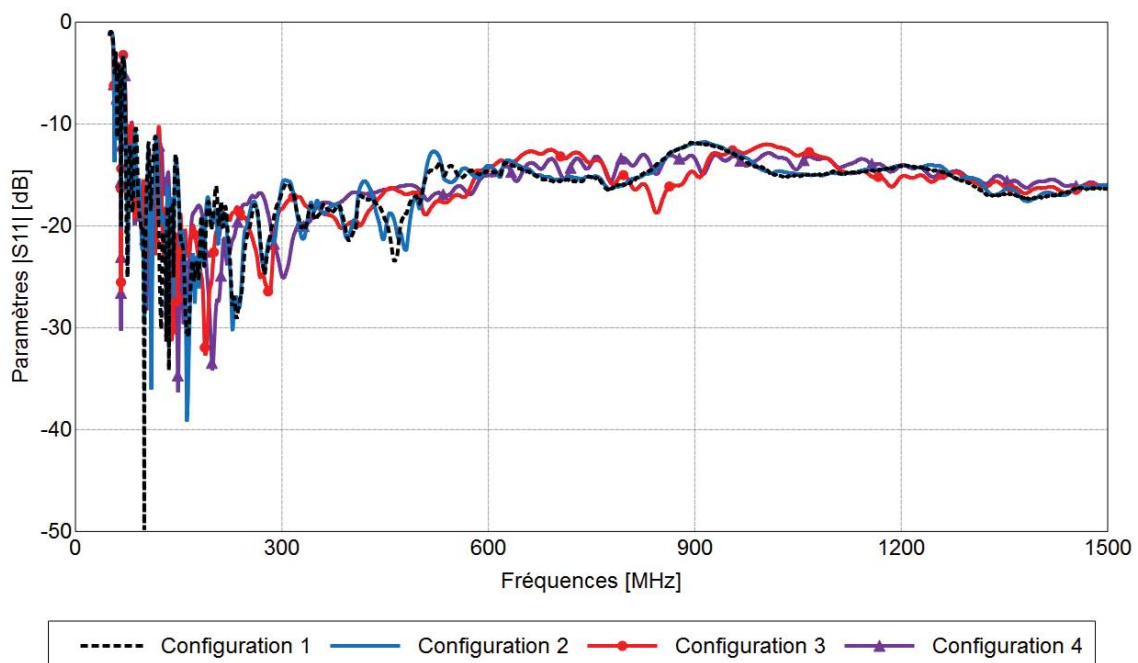


Figure 153 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF sur [50MHz ; 1,5GHz], Mesures en configurations n°1,2,3&4, $H=32\text{cm}$

Sur la Figure 154 figurent les coefficients de réflexion de l'antenne VHF mesurés dans les quatre configurations sur la bande de fréquences [50MHz ; 130MHz]. Nous remarquons à ces fréquences des différences entre les mesures comme pour les fréquences plus hautes. Il semble ici que les mesures en configuration n°3&4 soient néanmoins très proches, en particulier sur la BFI entre 70MHz et 100MHz. Les anneaux résonnent sur cette bande de fréquence, augmentant la densité d'énergie au niveau des anneaux proches de la spirale. Il est donc possible qu'à ces fréquences, l'environnement proche, à savoir le sol métallisé de la chambre anéchoïque, ait un rôle perturbateur important sur l'adaptation.

Les deux remarques suivantes tendent même à faire l'hypothèse que ces perturbations rendent négligeable l'influence de la partie arrière de l'antenne, à savoir l'anneau éloigné, le panneau en bois et l'assiette métallisée, sur son adaptation. Tout d'abord, nous avons vu précédemment que l'adaptation de l'antenne dans les configurations n°3&4 sont différentes sur la bande [150MHz ; 1,5GHz], alors que seule la présence ou l'absence du panneau et de l'assiette modifie la structure de l'antenne mesurée. L'ensemble panneau et assiette modifie donc légèrement l'adaptation de l'antenne. Si aucune variation n'est visible en-dessous de 100MHz, cela signifie que l'influence de ces éléments est annulée par l'environnement. De même, la forte adaptation observée à 75MHz sur les mesures des configurations n°1&2 est garantie, comme nous l'avons vu notamment dans le paragraphe II.3 *Influence des paramètres* (page 34) par l'anneau éloigné. Or dans le cas des configurations n°3&4, ce pic de $|S_{11}|$ descend au mieux à -12dB . L'influence de l'anneau éloigné est donc également annulée par l'environnement de l'antenne.

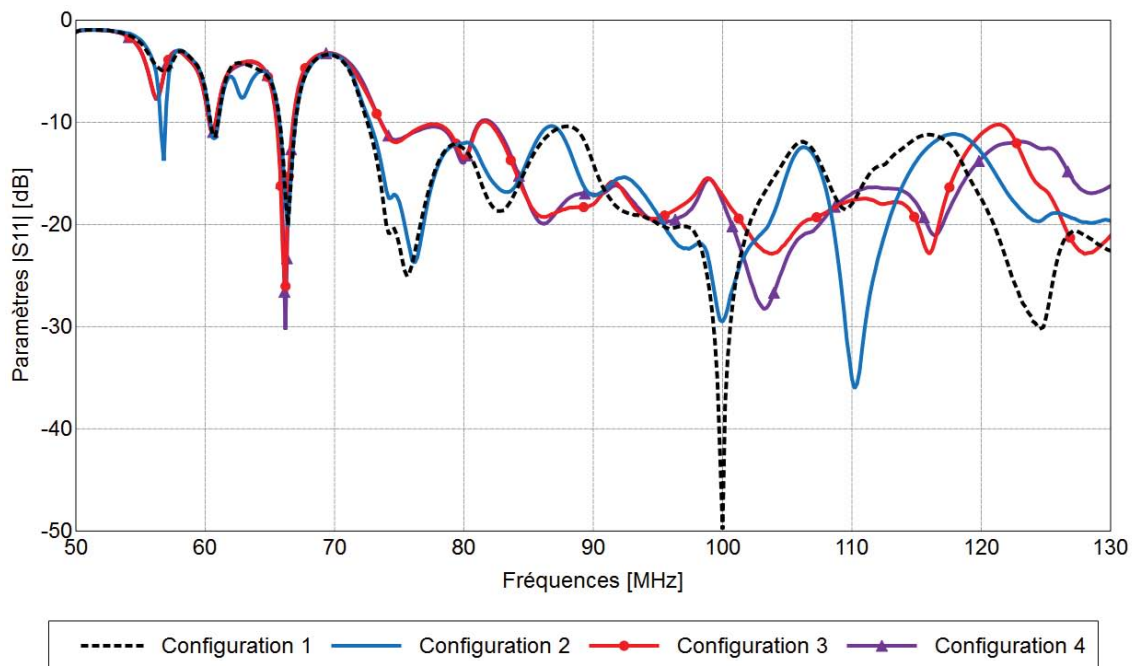


Figure 154 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF sur [50MHz ; 130MHz], Mesures en configurations n°1,2,3&4, H=32cm

L'observation du coefficient de réflexion dans différentes configurations nous permet de conclure que l'environnement lointain de l'antenne en salle BCMA n'influe pas sur la mesure du coefficient de réflexion, contrairement à l'environnement proche. D'une part, l'ajout du système de fixation (panneau + assiette métallisée) modifie l'adaptation sur toute la bande

observée [50MHz ; 1,5GHz]. Et d'autre part, la présence d'un panneau métallique à 30cm des anneaux influe sur l'adaptation sur la BFI [50MHz ; 100MHz]. Cependant, quelque que soit la configuration considérée, l'antenne est toujours adaptée à partir de 73,7MHz (-29,1%).

3.3.2.3. Variation de la hauteur H sur les configurations n°3&4

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe IV.2.2 *Influence du substrat sur une antenne spirale en VHF* page 101, nous pouvons ajuster la fréquence basse de fonctionnement en modifiant la hauteur H du cinquième anneau de l'antenne. L'antenne a donc été mesurée, dans les configurations n°3&4, avec des hauteurs allant de 32cm à 44cm avec un pas de 2cm. Les courbes des cas de hauteurs allant de 34cm à 42cm s'avèrent être comprises entre les deux cas extrêmes. C'est pourquoi la Figure 155 montre seulement, sur la plage de fréquences [50MHz ; 1,5GHz], la mesure des antennes de hauteurs 32cm et 44cm, dans les configurations n°3&4.

Nous remarquons tout d'abord que les deux mesures de l'antenne sans panneau ni assiette (configuration n°4) sont identiques de 150MHz à 1,5GHz. Les anneaux étant parcourus à ces fréquences par un courant négligeable, l'anneau éloigné n'a comme prévu aucune influence sur l'adaptation sur l'antenne.

Les mesures de l'antenne avec système de fixation (configuration n°3) sont quant à elles différentes l'une de l'autre. Cela met en évidence l'influence non-négligeable du panneau et de l'assiette sur l'adaptation sur la bande [150MHz ; 1,5GHz] vue dans le paragraphe précédent. Ces mesures en configuration n°3 montrent aussi combien l'allure de la courbe de coefficient de réflexion en entrée de l'antenne peut varier selon la position des éléments diélectriques à l'arrière de l'antenne. Cela conforte l'observation faite précédemment sur l'influence du mât sur l'adaptation de l'antenne en configurations 1&2.

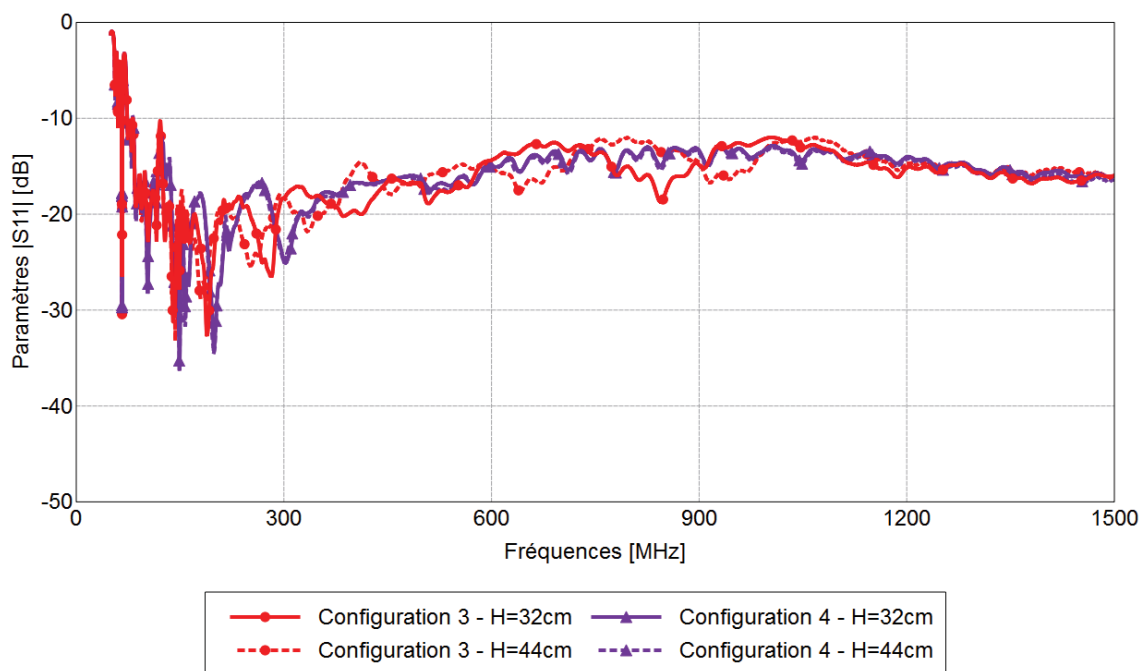


Figure 155 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF sur [50MHz ; 1,5GHz], Mesures en configurations n°3&4, H=32cm et H=44cm

Observons maintenant les mêmes résultats de mesure sur la bande [50MHz ; 130MHz]. Certes, des fréquences hautes de la bande jusqu'à 100MHz, l'anneau semble jouer dans chaque configuration un rôle dans l'adaptation. Mais plus la fréquence diminue, plus la différence entre les cas à 32cm et 44cm s'estompe. Dans le même temps, les différences entre la configuration n°3 et la n°4 diminuent également. Donc non-seulement l'influence du système de fixation décroît mais surtout cette influence diminue aux mêmes fréquences que celle du cinquième anneau. Cette observation confirme la conclusion du paragraphe précédent selon laquelle l'ensemble de la partie arrière de l'antenne, c'est-à-dire le cinquième anneau et le système de fixation, n'influencent plus du tout l'adaptation de l'antenne.

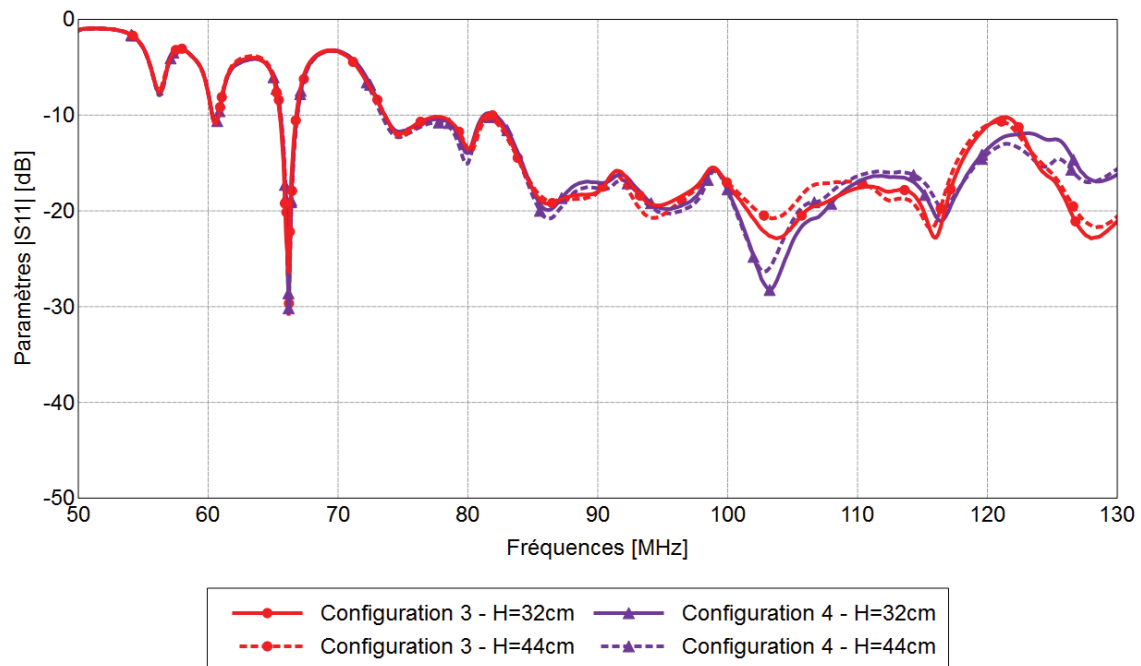


Figure 156 : Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne VHF sur [50MHz ; 130MHz], Mesures en configurations n°3&4, H=32cm et H=44cm

La variation de la distance du dernier anneau, et dans un des cas du système de fixation, nous permet de confirmer les conclusions du paragraphe précédent. Premièrement, l'influence des éléments diélectriques à l'arrière de l'antenne modifient son adaptation sur la bande [50MHz ; 1,5GHz]. Et deuxièmement, l'environnement de l'antenne dans ses configurations n°3&4 supprime toute participation de la partie arrière à l'adaptation de l'antenne. L'élément principal de l'environnement mis en cause est le sol métallisé présent dans les configurations n°3&4 à 30cm d'un flanc de l'antenne, soit à une distance à 75MHz de $\lambda/13$. Sur la bande de fréquences de la BFI [75MHz ; 100MHz] et uniquement sur cette bande, l'énergie est concentrée dans les anneaux et rayonnée à proximité de ce plan métallique. Des réflexions peuvent créer des interférences destructives rendant la partie arrière de l'antenne invisible à la partie avant (spirale + 4 anneaux).

A des fréquences plus élevées, l'énergie est rayonnée avant d'atteindre les anneaux. A des fréquences plus faibles, l'énergie n'est pas rayonnée. Le gain dans l'axe chute d'ailleurs pour des fréquences inférieures à 73MHz à des niveaux inférieurs à -20dB, d'après les résultats de simulation sans substrat de la Figure 91 page 68. La réduction est néanmoins quasiment identique sans le dernier anneau, puisque la fréquence basse de fonctionnement passe de

72,6MHz (-30,2%) à 73,7MHz (-29,1%). Il serait intéressant dans le cadre de futurs travaux de voir dans quelle mesure le cinquième anneau pourrait être remplacé par une autre pièce géométrique métallique éventuellement compatible avec une cavité ou un réflecteur adaptée à l'antenne, pour éviter le rayonnement arrière dû à la spirale.

4. Mesure des diagrammes de directivité

4.1. Protocole de mesure

Les diagrammes de directivité de l'antenne VHF sont mesurés en BCMA. La mesure de diagrammes de rayonnement d'antennes en champs lointain y est possible sur une bande de fréquences s'étendant de 400MHz à 200GHz. Le niveau de précision donné sur ces mesures pour une zone tranquille de 4m^3 à 8GHz fait de la Base Compacte du CNES un moyen de mesure unique en Europe. Ce système est complété par une configuration en champ proche permettant des mesures de diagramme de 80MHz à 400MHz. Cette configuration nous a permis d'obtenir la mesure de diagrammes de directivité de l'antenne spirale VHF. La Figure 157 illustre l'installation de l'antenne dans la configuration de mesure en champs proches. A droite, la sonde émettrice en champ proche est fixée à l'horizontale sur le mât bleu. Elle est constituée de deux antennes Vivaldi placées dans deux plans orthogonaux afin de rayonner vers l'antenne cible dans la polarisation rectiligne souhaitée. L'antenne est fixée sur le mât de gauche sur la photographie. La distance qui les sépare est de 4m. Cette distance est choisie afin de mesurer le champ proche sur la plus petite sphère contenant l'ensemble des éléments rayonnants, afin de ne pas capter d'éventuels champs réfléchis par les parois de la chambre anéchoïque. La sphère ne doit pas pour autant être trop petite afin de capter l'ensemble des champs rayonnés par l'antenne, y compris des champs réfléchis sur la structure.

Après calibration de la sonde, l'antenne est placée sur le mât. La rotation du mât permet la mesure de l'antenne dans le plan $\varphi = 0^\circ$ (Figure 141 et Figure 158.a). La mesure est effectuée sur l'ensemble de la bande passante pour les directions $\theta = -180^\circ$ à $\theta = 180^\circ$, avec un pas $\Delta\theta = 7,5^\circ$. Puis une rotation de l'antenne permet de passer au plan φ suivant, avec un pas $\Delta\varphi = 7,5^\circ$. (Figure 158.b). L'ensemble des points de mesure obtenus permet via une transformation champ proche - champ lointain d'obtenir le diagramme de rayonnement en champ lointain.

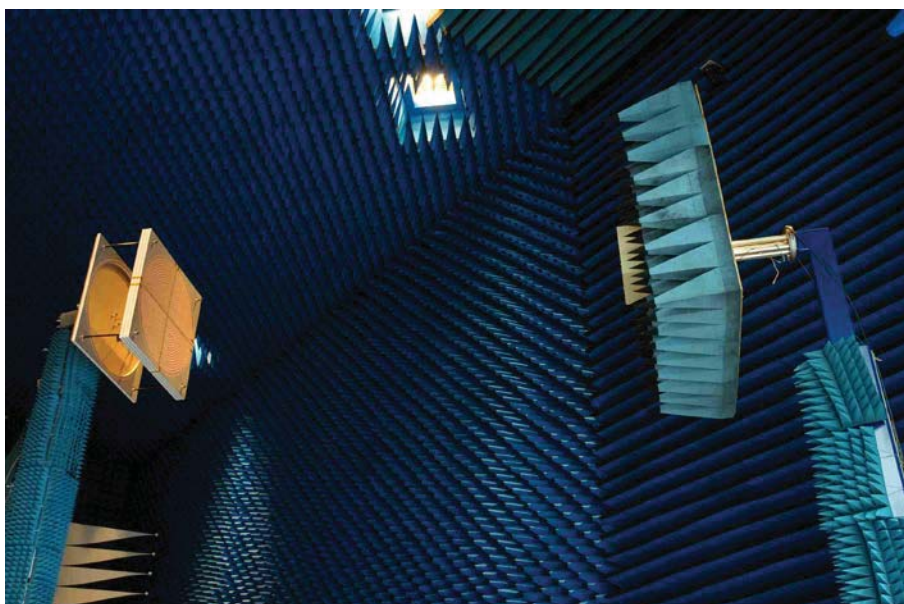


Figure 157 : Photographie de l'antenne VHF dans la BCMA en configuration champ proche pour la mesure de diagrammes de directivité, la sonde de mesure à droite.

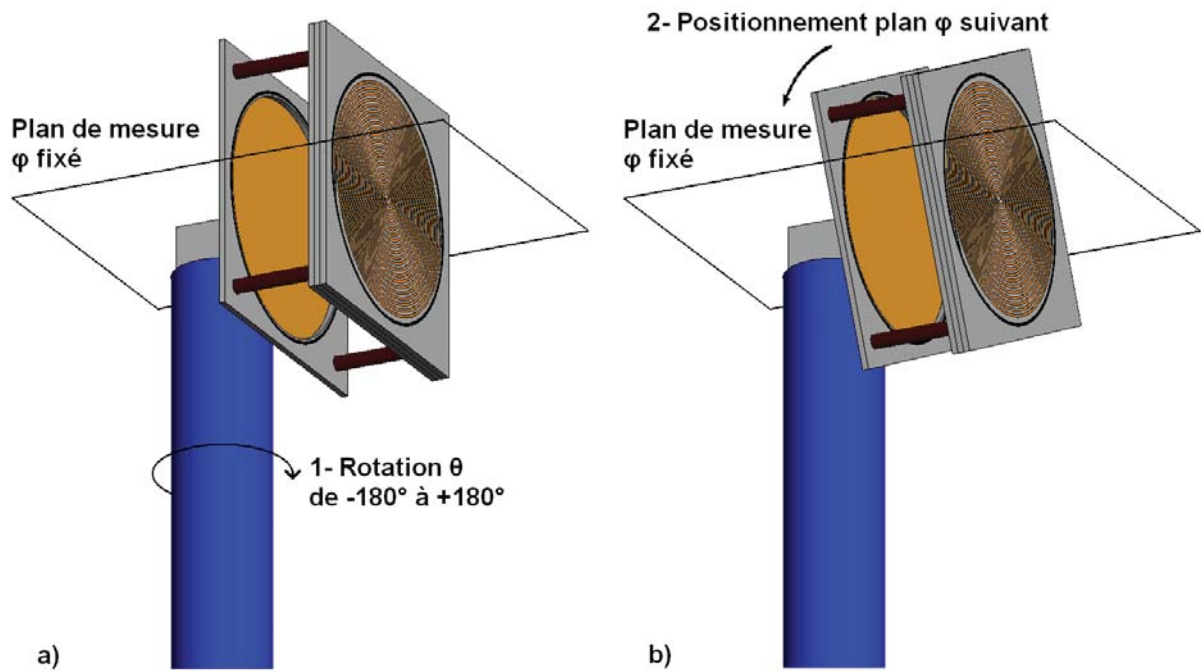


Figure 158 : Illustration de la mesure en champ proche : a) rotation du mât pour θ allant de -180° à 180° , b) rotation de l'axe de la spirale pour ϕ allant de 0° à 180° .

Contrairement aux mesures réalisées en champ proche, les simulations donnent directement le calcul du champ lointain. L'antenne simulée comprend donc les parties avant et arrière de l'antenne avec le panneau et l'assiette métalliques. Les substrats et le panneau sont simulés par des plans infinis. Le mât n'est lui pas présent dans la structure simulée, car l'ajouter ne rendrait pas compte de sa présence telle qu'elle est considérée lors de la mesure en champ proche. En effet, comme décrit précédemment, la mesure en champ proche implique une rotation de l'antenne autour de l'axe $\theta = 0^\circ$ pour changer de plan de mesure ϕ . Le mât se trouve donc pour chaque mesure dans un plan orthogonal au plan de mesure. La mesure en champ lointain est donc issue d'une mesure en champ proche de l'antenne dont le mât à l'arrière voit sa position modifiée au cours de la mesure. Ajouter le mât à une position fixe pour la simulation en champ lointain ne rendrait donc pas plus précisément compte des conditions de mesure de l'antenne. Pour être plus précis dans la simulation, il faudrait dans l'idéal extraire le champ proche pour les 25 plans ϕ auxquels le mât serait orthogonal, puis effectuer la transformation champ proche – champ lointain appliquée à la mesure de l'antenne.

4.2. Résultats de mesure et interprétations

Les résultats de simulation et de mesure des diagrammes de directivité sont présentés en Annexe 7. Comme nous pouvons le constater, ces diagrammes de mesure sont assez différents des diagrammes de simulation. La différence principale se retrouve dans l'apparition en mesure d'une directivité faible dans les directions $\theta = 0^\circ$ pour la polarisation droite et $\theta = 180^\circ$ pour la polarisation gauche. Ce phénomène est surtout visible à partir de 90MHz, c'est-à-dire aux fréquences auxquelles le rayonnement est seulement dû à la spirale, l'énergie dans les anneaux étant alors très faible. Nous avons vu précédemment dans le cadre des mesures de coefficient de réflexion que les volumes de diélectrique à proximité de l'antenne modifient son adaptation. C'est le cas du système de fixation ainsi que du mât. Or comme nous venons de le voir, les simulations ne tiennent pas compte du mât, à cause du procédé de mesure en champ proche. Le mât participe donc peut-être à une modification du diagramme

de directivité. Les simulations considèrent également les couches de substrat et le panneau en bois comme des plans respectivement d'épaisseur 508 μ m et 22mm, mais aux dimensions infinies. De faibles effets de diffractions sur les volumes de diélectrique sont peut-être négligés par la simulation.

Néanmoins, les mesures de directivité de l'antenne à 75MHz valident l'effet de réflexion des anneaux démontré dans le paragraphe II.7.2, *Fonction réflecteur des anneaux couplés* page 65. Nous observons en effet que les champs mesurés à cette fréquence sur la plage $90^\circ < \theta < 270^\circ$ sont inférieurs aux champs mesurés sur la plage $-90^\circ < \theta < 90^\circ$.

4.3. Mesures VHF complémentaires afin de valider les hypothèses formulées

Comme suggéré plus haut, les volumes de diélectriques présents lors des mesures VHF (panneau en bois et mât pour le support de l'antenne) pourraient être à l'origine des différences obtenues entre les diagrammes de directivité simulés et mesurés. Pour le vérifier, il serait intéressant d'insérer un plan métallique suffisamment grand entre l'antenne et ces volumes, comme indiqué sur la Figure 159, et de reprendre les simulations électromagnétiques en tenant compte de la présence de ce plan. Il faudrait cependant s'attendre à une désadaptation de l'antenne due aux interférences destructives que crée le panneau métallique placé à proximité. Les fréquences de mesure des diagrammes devront

donc être choisies proches des $f_n \in \left\{ \frac{(2n+1)c}{4L} \right\}_n$ où L désigne la distance qui sépare le

panneau métallique du centre de phase de l'antenne. Le déphasage du champ réfléchi par le panneau métallique et parcourant la distance aller-retour 2L serait ainsi un multiple de 2π . Notons qu'une mesure du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne donnerait également les fréquences de mesure à choisir, car le niveau d'adaptation à ces fréquences, et seulement à ces fréquences, est excellent.

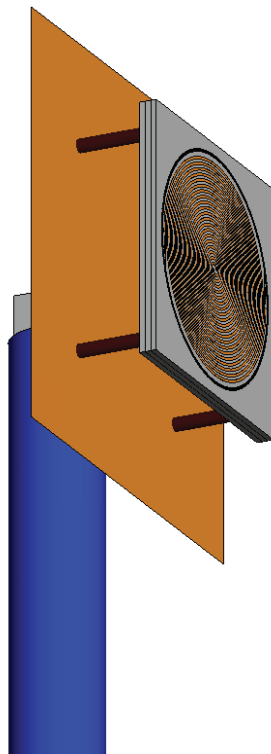


Figure 159 : Schéma de l'antenne sur le mât avec panneau métallique réfléchissant (en orange)

Dans cette configuration, il est donc possible de conclure sur le rôle du mât et du panneau en bois sur le rayonnement de l'antenne. Par manque de temps, des mesures dans la configuration de la Figure 159 n'ont pas pu être entreprises avant la finalisation du présent manuscrit mais elles pourraient avantageusement faire l'objet de travaux ultérieurs.

5. Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre la réalisation d'une antenne spirale à 5 anneaux crénelés. Pour des dimensions d'un mètre de diamètre et 44cm d'épaisseur, l'antenne fonctionne à partir de 73MHz. Cela représente par rapport à la simulation d'une antenne spirale seule une réduction de la fréquence basse de fonctionnement de 30%. Nous avons également vu les contraintes mécaniques propres à la taille de cette antenne VHF. La masse totale de 6kg résulte d'une part de la suppression des matériaux au centre des couches de substrat, et d'autre part de l'utilisation d'un matériau léger, le Rohacell, comme mousse intercalaire. L'utilisation de substrat de 508 μ m d'épaisseur seulement a aussi contribué à diminuer la masse de l'antenne, la densité du substrat (2250kg.m⁻³) étant plus de 35 fois plus élevée que celle du Rohacell (60kg.m⁻³).

Les mesures des diagrammes de directivité de l'antenne VHF se sont par contre avérées plus délicates. Les résultats obtenus avec la configuration de mesure retenue se sont révélés inattendus. Une hypothèse incrimine le mât et le système de fixation de l'antenne, la configuration retenue n'empêchant pas l'influence de ces éléments sur le rayonnement de l'antenne. De plus, le mât n'a pas été pris en compte par la simulation. Une nouvelle configuration de mesure a été proposée. Elle permet d'isoler l'antenne du système de fixation, et permet une comparaison entre résultats de simulation et de mesure plus pertinente.

Les configurations de mesure des coefficients de réflexion en entrée de l'antenne ont quant à elles permis de conclure sur la sensibilité de l'antenne à l'environnement proche. Elles ont également permis de retrouver les facteurs de réduction de 30% attendus.

CONCLUSION GENERALE

La miniaturisation des antennes large bande est importante en bande VHF, où les longueurs d'ondes s'étendent de 1 à 10 mètres. Nous avons vu une méthode de miniaturisation originale adaptée aux antennes spirales d'Archimède. Cette méthode consiste à empiler sur une antenne spirale des anneaux résonnants de même diamètre. La longueur des anneaux est variable grâce à l'usage de motifs périodiques permettant une augmentation de leur longueur électrique. Ce système résonnant permet d'adapter l'antenne sous la fréquence basse de résonance de l'antenne spirale seule.

Pour une bande passante donnée, le diamètre d'une antenne spirale peut être réduit, avec seulement 5 anneaux, de plus de 30%. Cela équivaut à un gain surfacique de 50%, là où l'état de l'art [67] atteint au mieux une réduction surfacique de 30%. Cette méthode est aussi bien applicable en bande VHF qu'en bande UHF. De plus, les nouveaux paramètres géométriques tels que le nombre d'anneaux et de motifs par anneau, ou les distances séparant les anneaux les uns des autres, permettent d'ajuster les niveaux d'adaptation aux fréquences proches de la fréquence basse de fonctionnement. Au cours de la phase de caractérisation de l'antenne, la hauteur des anneaux peut être ajustée afin de contrôler simplement le niveau d'adaptation aux fréquences basses voulues.

La réduction de 30% de la fréquence basse de fonctionnement a été validée par la mesure des antennes spirales à 5 anneaux de 8cm et 1 mètre de diamètre. L'antenne UHF est adaptée à partir de 770MHz, soit 33,6% de réduction par rapport à une antenne spirale seule ($f = 1,15\text{GHz}$). A cette fréquence, ses dimensions sont $D = 8\text{cm} = \lambda/4,8$ et $H = 16\text{mm} = \lambda/16$. L'antenne VHF est adaptée à partir de 73MHz, soit une réduction de 30% par rapport à l'antenne spirale seule ($f = 1,04\text{MHz}$). A cette fréquence, le diamètre est de $D = 1\text{m} = \lambda/4,1$. La hauteur de cette antenne est alors de $H = 44\text{cm} = \lambda/9$. Le système de miniaturisation présenté dans ce mémoire offre également l'avantage d'améliorer à basses fréquences le gain et le taux d'ellipticité de l'antenne. A leurs fréquences basses de fonctionnement respectives, le gain des antennes miniaturisées est même meilleur que le gain des antennes de référence, ce qui est inédit au regard de l'état de l'art.

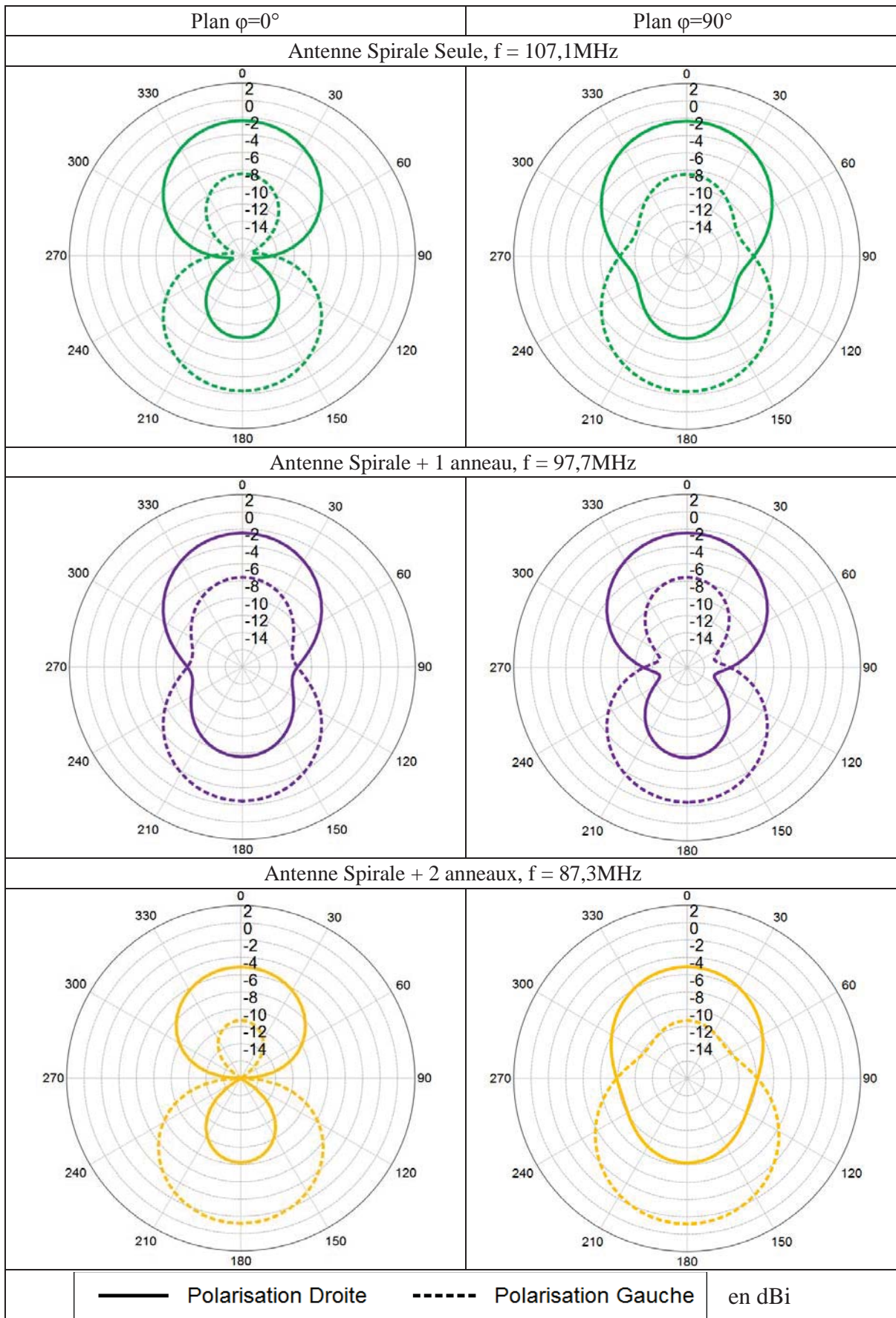
La technique de miniaturisation proposée a été appliquée à une antenne spirale d'Archimède. L'alimentation des anneaux par couplage avec la périphérie de l'antenne spirale laisse penser que cette méthode pourrait être adaptée à d'autres types d'antennes spirales. De même qu'il pourrait être intéressant d'étudier l'application du concept d'anneaux résonnants à d'autres antennes. Pour cela, il est possible que la géométrie de l'anneau doive faire l'objet d'une étude approfondie. La forme globale des anneaux et la géométrie des motifs périodiques peuvent être modifiées. Il serait également intéressant de savoir si un agencement des anneaux différent de l'empilement augmente la largeur de la bande de fréquences basses ajoutées à la bande passante de l'antenne initiale.

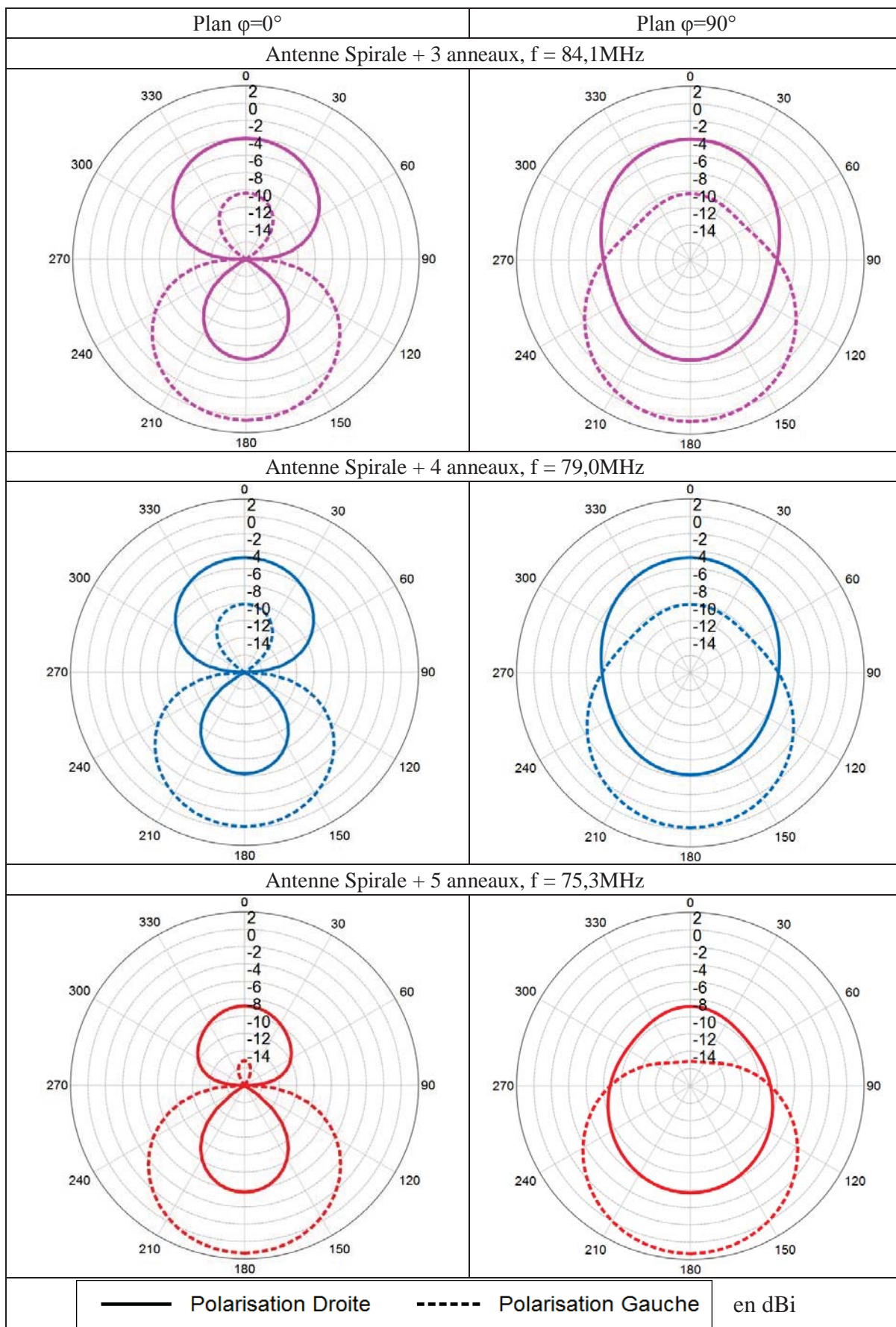
Mettre au point un schéma équivalent est également un moyen d'optimiser la miniaturisation, en déterminant la géométrie la plus efficace. Cela permettrait également de s'affranchir des simulations électromagnétiques nécessitant des moyens de calculs très élevés.

Enfin, l'étude de l'intégration de l'antenne dans son environnement permettrait d'envisager plus précisément son utilisation. Cela consisterait à connaître l'influence sur la structure des éléments diélectriques et métalliques à proximité. Pour limiter le rayonnement d'une antenne spirale à un seul demi-espace, il est nécessaire de lui associer un réflecteur large bande. Ces réflecteurs font l'objet de nombreuses recherches, et contribuent à la réduction de l'encombrement total des antennes.

ANNEXES

ANNEXE 1 : DIAGRAMME DE GAIN SIMULE DES 6 ANTENNES VHF





ANNEXE 2 : FICHES TECHNIQUES DE MATERIAUX UTILISES POUR LA CONCEPTION DES ANTENNES.

Substrat Nelco Page 1-3 [70]

Nelco RF / Microwave Circuitry Materials

Nelco N9000

PTFE Laminates

The N9000 PTFE laminate system is designed for critical microwave components, antennas, power amplifiers and subassemblies. Superior mechanical and electrical performance make the N9000 PTFE laminate system the material of choice for your lowest loss, high frequency applications.

Key Features

Complete spectrum of controlled dielectric constants

- Dk of 2.08 through Dk of 4.50
- The first reinforced PTFE laminate with a dielectric constant less than 2.17 for very low loss antenna designs
- Available in sheets up to 80 inches long (2.03 meters) by 48 inches wide (1.22 meters)

Enhanced N9000 IM materials available

- Enables reduced passive intermodulation in antenna and high power designs - up to up to 25% better than other PTFE laminates available
- Offers two-tone passive intermodulation performance of less than -155 dBc which is typically 8-20 Db lower than other PTFE materials available.

Consistent Quality

- Statistic Process Control "SPC" methods provide consistent dielectric values from sheet to sheet and lot to lot
- Nelco facilities are ISO 9001:2000 quality certified and comply to ISO 14001:2004 environmental regulations
- Meets UL 94V-0 specifications
- All Nelco materials are RoHS compliant.

Optimized N9000 PTFE processing

- Foil adhesion is 50-100% greater than competitive glass reinforced PTFE laminates and 200-300% greater than other ceramic loaded hydrocarbon laminates.
- Superior solvent absorption resistance compared to ceramic-loaded PTFE.
- Reduced dielectric constant changes due to solvent absorption and no additional baking cycles are needed during processing



Applications

- Cellular Base Station Antennas
- Wireless Communications
- Power Amplifiers
- Dual Band Hi Power Passive Circuits
- Automotive Applications
- Digital/Microwave Hybrid Multilayer PCB Assemblies
- Millimeter Wave Components
- Telecommunications

Global Availability

Nelco RF and microwave materials are available worldwide. Contact us at the numbers below or visit our website for more information.

Neltec, Arizona	+1.480.967.5600
Nelco, Asia Pacific	+65.6861.7117
Neltec, SA	+33.562.98.52.90
www.parkelectro.com	info@parkelectro.com

Park's UL file number: E36295

Substrat Nelco Page 2-3 [70]

Nelco N9000 Series - Typical Engineering Values		9208	9217	9220	9233	9240	9245	9250	9255	9260
Typical Parameter	Test Method	NY SERIES				NX SERIES				
Dielectric Constant at 10 GHz (Dk)	IPC-TM-650, 2.5.5.5	2.08±.02	2.17±.02	2.20±.02	2.33±.02	2.40±.04	2.45±.04	2.50±.04	2.55±.04	2.60±.04
Dissipation Factor at 10 GHz (Df)	IPC-TM-650, 2.5.5.5	0.0006	0.0008	0.0009	0.0011	0.0016	0.0016	0.0017	0.0018	0.0019
Passive Intermodulation Formulation Availability		Yes				Yes				
Passive Intermodulation Performance		-155 dBc				-155 dBc				
Dielectric Breakdown	IPC-TM-650, 2.5.6	50kV				50kV				
Volume Resistivity	IPC-TM-650, 2.5.17	10 ⁹ M / cm				10 ⁸ M / cm				
Surface Resistivity	IPC-TM-650, 2.5.17	10 ⁷ M				10 ⁷ M				
Arc Resistance	ASTM D-495	180 sec.				180 sec.				
Flexural Strength Lengthwise	IPC-TM-650, 2.4.4	82.7 MPa				158.6 MPa				
Flexural Strength Crosswise	IPC-TM-650, 2.4.4	68.9 MPa				131.0 MPa				
Copper Peel Strength	IPC-TM-650, 2.4.8	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				
Moisture Absorption	IPC-TM-650, 2.6.2.1	0.02%				0.05%				
Specific Gravity	ASTM D-792, A	2.23 g/cm ³				2.25 g/cm ³				
Thermal Conductivity	ASTM E-1225	0.272 W/m/K				0.251 W/m/K				
Coefficient of Thermal Expansion (CTE)	IPC-TM-650, 2.4.41									
X		25 ppm/°C				12 ppm/°C				
Y		35 ppm/°C				18 ppm/°C				
Z		260 ppm/°C				150 ppm/°C				
Flammability	IPC-TM-650, 2.3.10	V-0				V-0				

Cladding - Copper Foil			
Foil Weight	Foil Thickness		Copper Type Electro-Deposited (ED)
	Microns	inches	
.25 oz	9	0.00034	CQ
.33 oz	12	0.00045	CT
.50 oz	18	0.00067	CH RH
1 oz	35	0.00134	C1 R1
2 oz	70	0.00268	C2 R2

Cladding - Heavy Backed Metal					
Plate Thickness		Plate Thickness		Plate Thickness	
mm	inches	mm	inches	mm	inches
0.800	0.032	2.362	0.093	4.750	0.187
1.000	0.039	2.500	0.098	5.000	0.197
1.200	0.047	3.000	0.118	6.000	0.236
1.500	0.059	3.175	0.125	6.350	0.250
1.575	0.062	4.000	0.157	7.000	0.276
2.000	0.079	4.750	0.187	8.000	0.315

Heavy cladding plate material available in aluminum or brass for all NY and NX constructions.

Rolled annealed available upon request.

Nelco N9000 Series - Typical Engineering Values												
Typical Parameter	9270	9294	9300	9320	9294	9300	9320	9338	9348	9350	9410	9450
	NX SERIES				NH SERIES							
Dielectric Constant at 10 GHz (Dk)	2.70±.04	2.94±.04	3.00±.04	3.20±.04	2.94±.07	3.00±.07	3.20±.07	3.38±.10	3.48±.10	3.50±.10	4.10±.10	4.50±.10
Dissipation Factor at 10 GHz (Df)	0.0020	0.0022	0.0023	0.0024	0.0022	0.0023	0.0024	0.0025	0.0030	0.0030	0.0030	0.0030
PIM Formulation Availability	Yes				Yes							
Passive Intermodulation Performance	-155 dBc				-155 dBc							
Dielectric Breakdown	50kV				45kV							
Volume Resistivity	10 ⁹ M / cm				10 ⁸ M / cm							
Surface Resistivity	10 ⁷ M				10 ⁷ M							
Arc Resistance	180 sec.				180 sec.							
Flexural Strength Lengthwise	82.7 MPa				158.6 MPa							
Flexural Strength Crosswise	68.9 MPa				131.0 MPa							
Copper Peel Strength - 18, 35, 70 µm (1/2 oz, 1 oz, and 2 oz copper)	2.33 kN/m				2.33 kN/m							
After Thermal Shock (30 sec. at 260°C)	2.31 kN/m				2.31 kN/m							
Moisture Absorption	0.02%				0.08%							
Specific Gravity	2.23 g/cm ³				2.459 g/cm ³							
Thermal Conductivity	0.272 W/m/K				0.230 W/m/K							
Coefficient of Thermal Expansion (CTE)												
X	25 ppm/°C				9 ppm/°C							
Y	35 ppm/°C				12 ppm/°C							
Z	260 ppm/°C				71 ppm/°C							
Flammability	V-0				V-0							

For non-standard dielectric constants or additional copper foil options, please contact the factory or your local Nelco representative.

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: 9220, .010" thick, 1 oz 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.

Nelco RF / Microwave Circuitry Materials

Nelco's RF and Microwave Materials

N4350-13 RF	Controlled Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.50 / Df 0.0065 at 10 GHz	NH9000	Woven, Glass / Ceramic Loaded PTFE Dk 2.94 - 4.50 / Df 0.0022 - 0.0030
N4380-13 RF	Controlled Dk/Df Modified Epoxy Dk 3.80 / Df 0.0070 at 10 GHz	NX9000	Woven Glass Reinforced PTFE Dk 2.40 - 3.20 / Df 0.0016 - 0.0024
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	NY9000	Woven Glass Reinforced PTFE Dk 2.08 - 2.33 / Df 0.0006 - 0.0011 Above values at 10 GHz

Nelco N9000 Material - Standard Laminate Thicknesses												
Series	Product	0.005	0.010	0.015	0.020	0.030	0.031	0.045	0.060	0.062	0.125	inches mm
		0.127	0.254	0.381	0.508	0.762	0.787	1.143	1.524	1.575	3.175	
NY	9208					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	
NH	9294	X	X	X								
NX	9294				X	X	X	X	X	X	X	
NH	9300	X	X	X								
NX	9300				X	X	X	X	X	X	X	
NH	9320	X	X	X	X							
NX	9320					X	X	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	

Constructions

NY: PTFE / woven-glass composite. Low glass:PTFE ratio for lowest loss applications.

NX: PTFE / woven-glass composite. Medium glass:PTFE ratio for increased mechanical strength.

NH: PTFE / woven-glass / ceramic composite. Medium glass:PTFE ratio with ceramic added for thermal stability and Dk uniformity at higher Dks.

Park Electrochemical Corp. is a global advanced materials company which develops and manufactures high-technology digital and RF/microwave printed circuit materials and advanced composite materials. The company operates under the Nelco® and Nelcote™ names. All test data provided are typical values and not intended to be specification values. For review of critical specification tolerances, please contact a Nelco representative directly. Nelco reserves the right to change these typical values as a natural process of refining our testing equipment and techniques. Nelco®, Nelcote®, RTFoil®, SI®, LD® and EF® are trademarks of Park Electrochemical Corp. *CAF resistance has been established to greater than 500 hours using a specific OEM coupon design and test procedure. For details on this or other CAF tests, please visit www.parkelectro.com. Nelco reserves the right to make changes without further notice to any products herein to improve reliability, function or design. Nelco does not assume any liability arising out of the application or use of any product described herein; neither does it convey any license under its patent rights nor the rights of others. This disclaimer of warranty is in lieu of all warranties whether expressed, implied or statutory, including implied warranties of merchantability or fitness for a particular purpose. Park is an Equal Opportunity Employer.



Product Information

ROHACELL® IG/IG-F

Polymethacrylimide Foam

ROHACELL® IG and ROHACELL® IG-F are closed-cell rigid foams based on polymethacrylimide (PMI) chemistry, which do not contain any CFC's.

The "IG" in ROHACELL® IG stands for "Industrial grade." It's the standard product in our range of rigid foams and is suitable for a wide variety of applications in the fields medical, wind energy, automotive or sports.

ROHACELL® IG-F is a foam grade with a finer cell structure but the same mechanical and thermal properties as ROHACELL® IG. Because of the smaller size of its cells, ROHACELL® IG-F takes up less resin at the surface, where the cells have been cut open.

ROHACELL® IG and ROHACELL® IG-F are particularly suitable for prepreg processing, but can also be used in, for example, resin infusion and RTM processes up to temperatures of 130°C and pressures of 0.3 MPa.

The thermo-formability of ROHACELL® provides a tremendous manufacturing advantage.

ROHACELL® IG and ROHACELL® IG-F are also easy to shape by machining.

For further information, please contact our experts by phone +49 6151 18 1005 or e-mail rohacell@evonik.com

Mousse Rohacell Page 2-2 [73]

Properties of ROHACELL® IG/IG-F

Properties	Unit	ROHACELL® 31 IG/IG-F	ROHACELL® 51 IG/IG-F	ROHACELL® 71 IG/IG-F	ROHACELL® 110 IG/IG-F	Standard
Density	kg/m³	32	52	75	110	ISO 845
	lbs./cu.ft.	2.00	3.25	4.68	6.87	ASTM D 1622
Compressive strength	MPa	0.4	0.9	1.5	3.0	ISO 844
	psi	58	130	217	435	ASTM D 1621
Tensile strength	MPa	1.0	1.9	2.8	3.5	ISO 527-2
	psi	145	275	406	507	ASTM D 638
Shear strength	MPa	0.4	0.8	1.3	2.4	DIN 53294
	psi	58	116	188	348	ASTM C 273
Elastic modulus	MPa	36	70	92	160	ISO 527-2
	psi	5,220	10,150	13,340	23,200	ASTM D 638
Shear modulus	MPa	13	19	29	50	DIN 53294
	psi	1,885	2,755	4,205	7,250	ASTM C 273
Strain at break	%	3	3	3	3	ISO 527-2
						ASTM D 638

Technical data of our products are typical values for the nominal density.

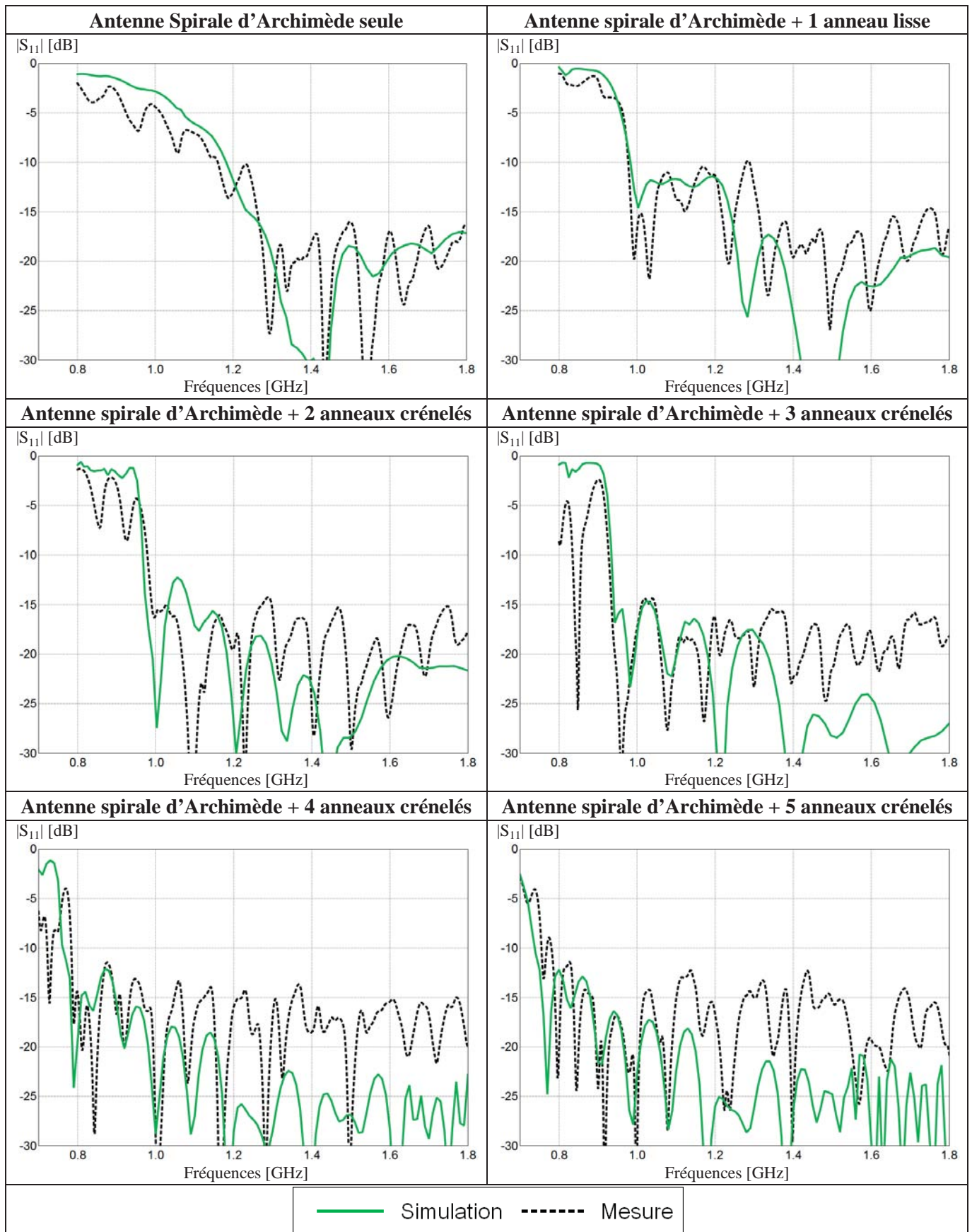
* = registered trademark

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 64293 Darmstadt Germany
Phone +49 6151 18-1005 E-mail rohacell@evonik.com
www.rohacell.com

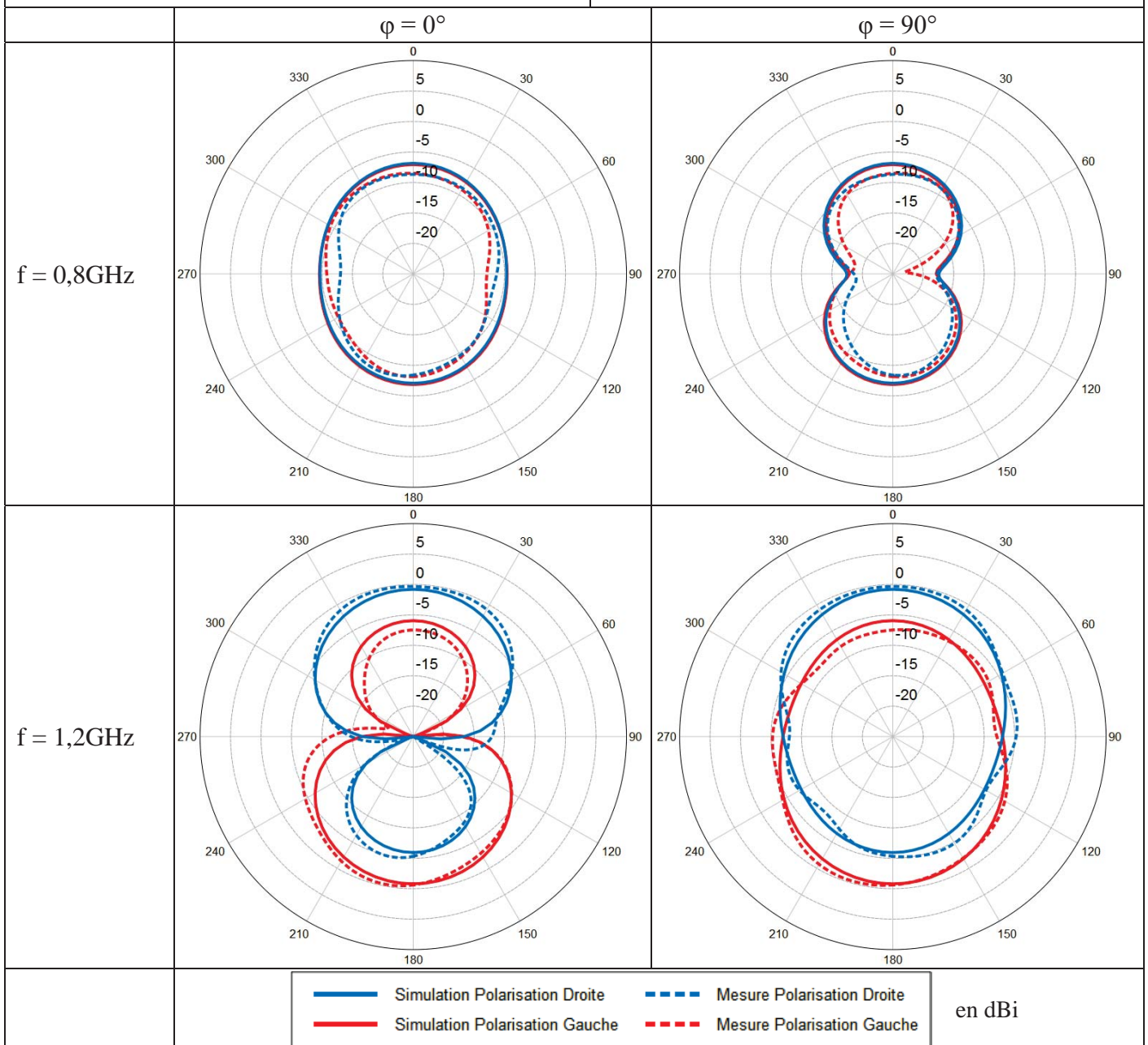
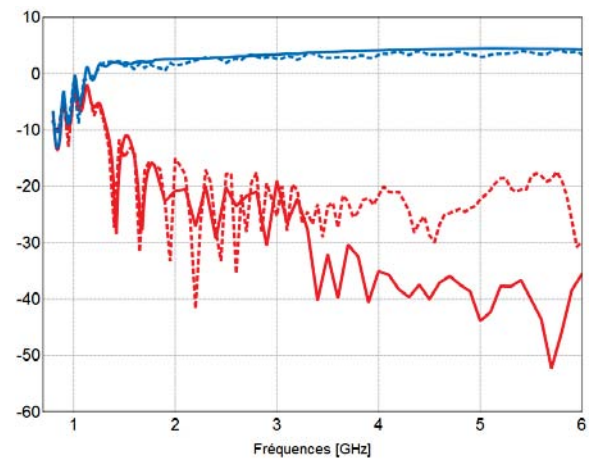
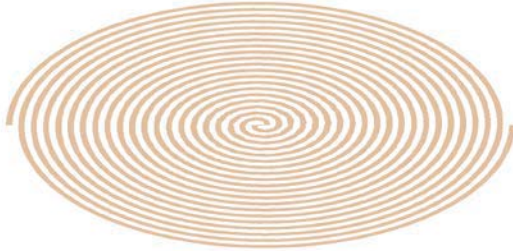


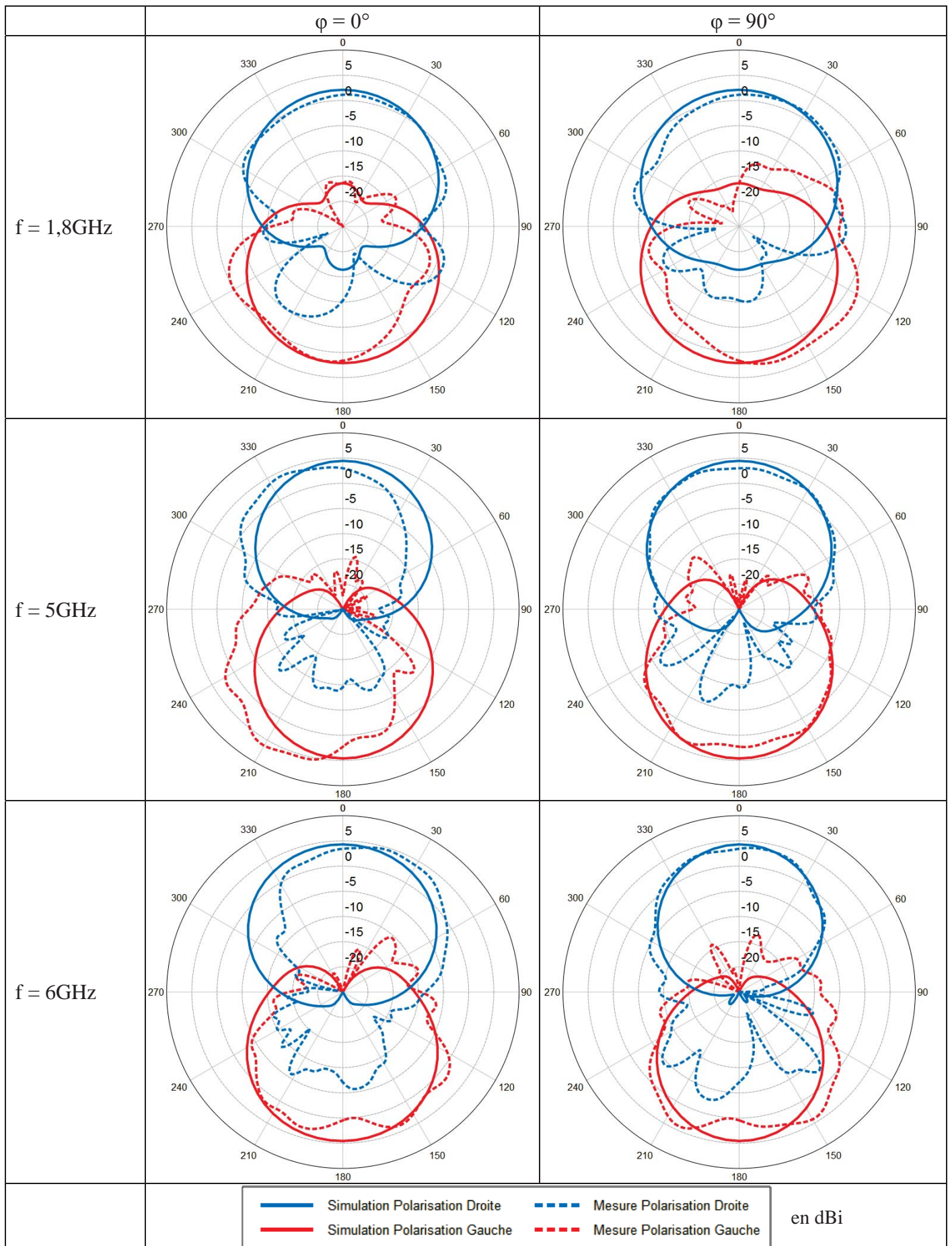
**ANNEXE 3 : COEFFICIENT DE REFLEXION EN ENTREE DES SIX ANTENNES
SPIRALES DE DIAMETRE 8CM.**



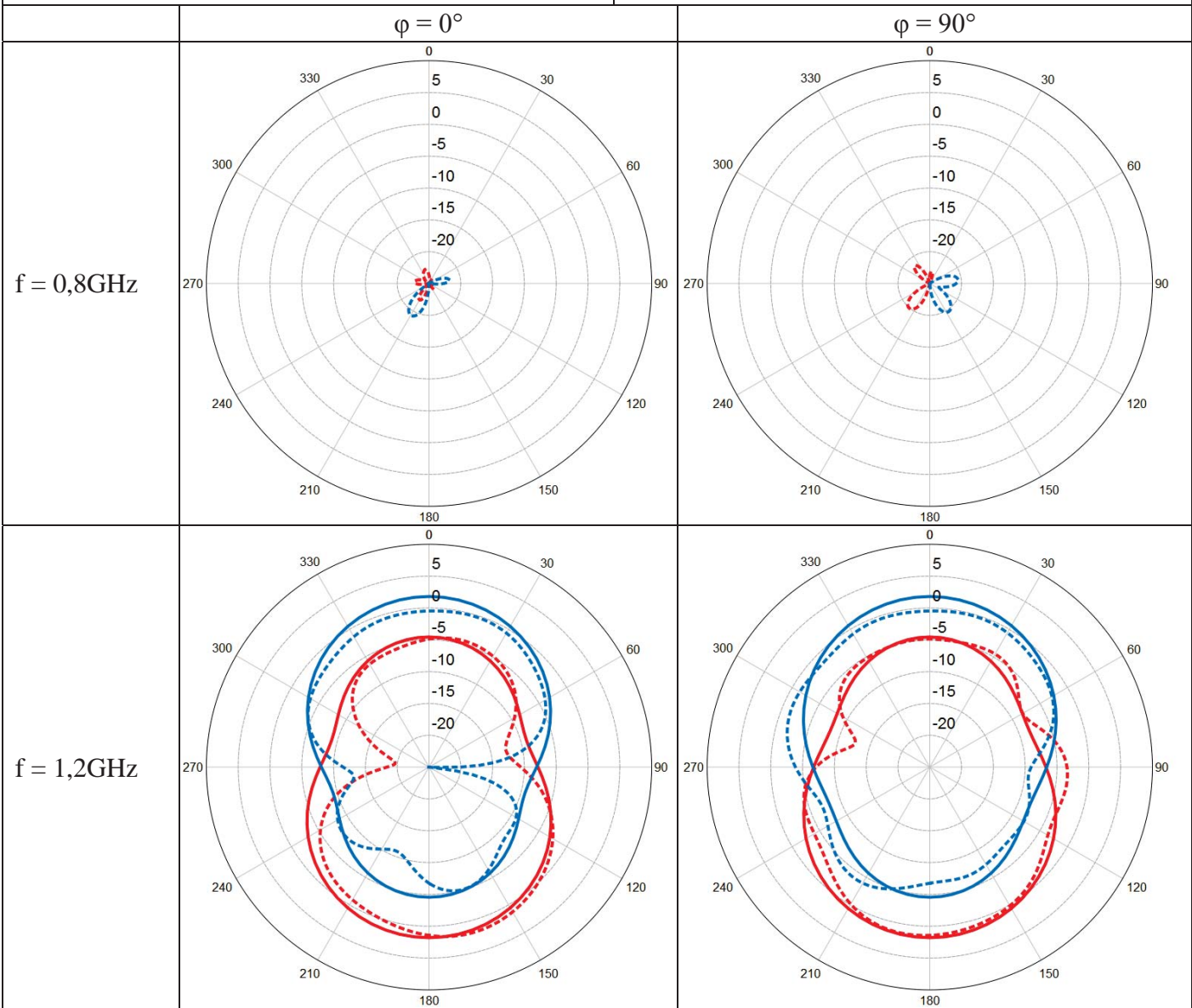
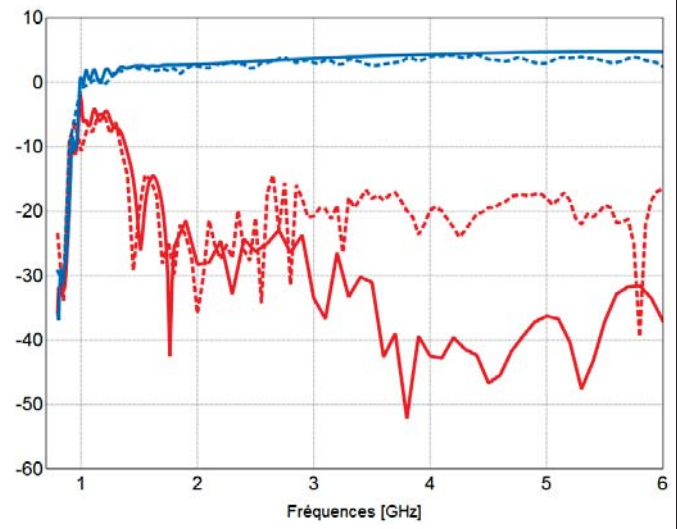
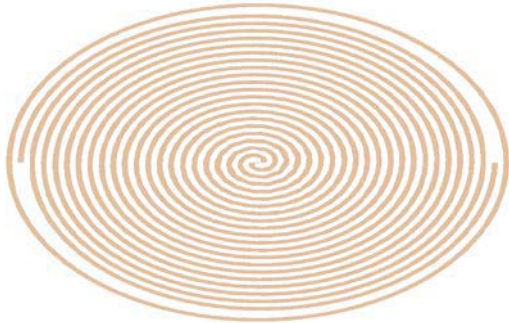
ANNEXE 4 : DIAGRAMMES DE GAIN SIMULE ET MESURE DES 6 ANTENNES UHF

Diagrammes de gain en dBi
Simulation VS Mesure
Antenne Spirale d'Archimède seule Ø8cm



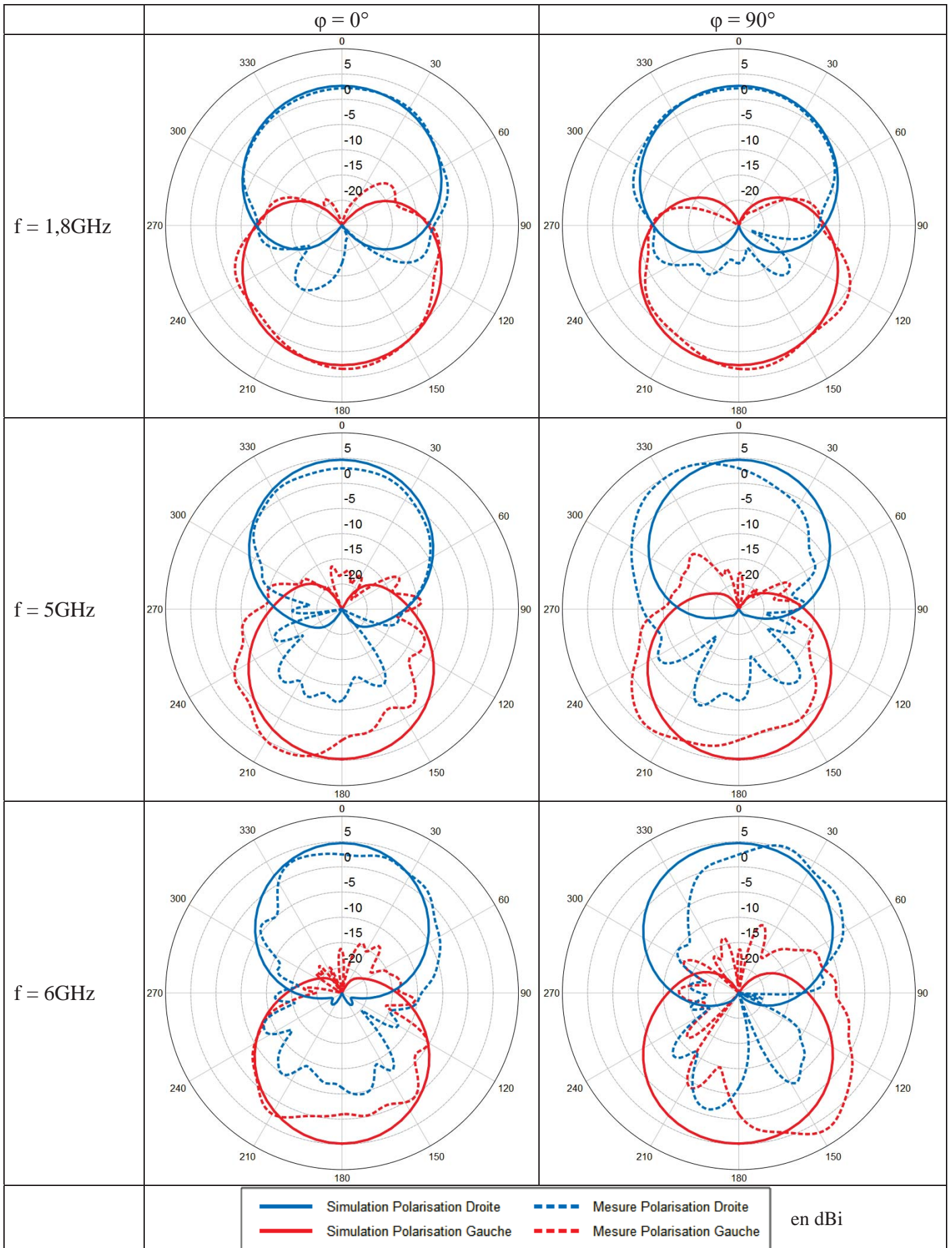


Diagrammes de gain en dBi
Simulation VS Mesure
Maquette Antenne Spirale d'Archimède
+ 1 anneau lisse, Ø8cm

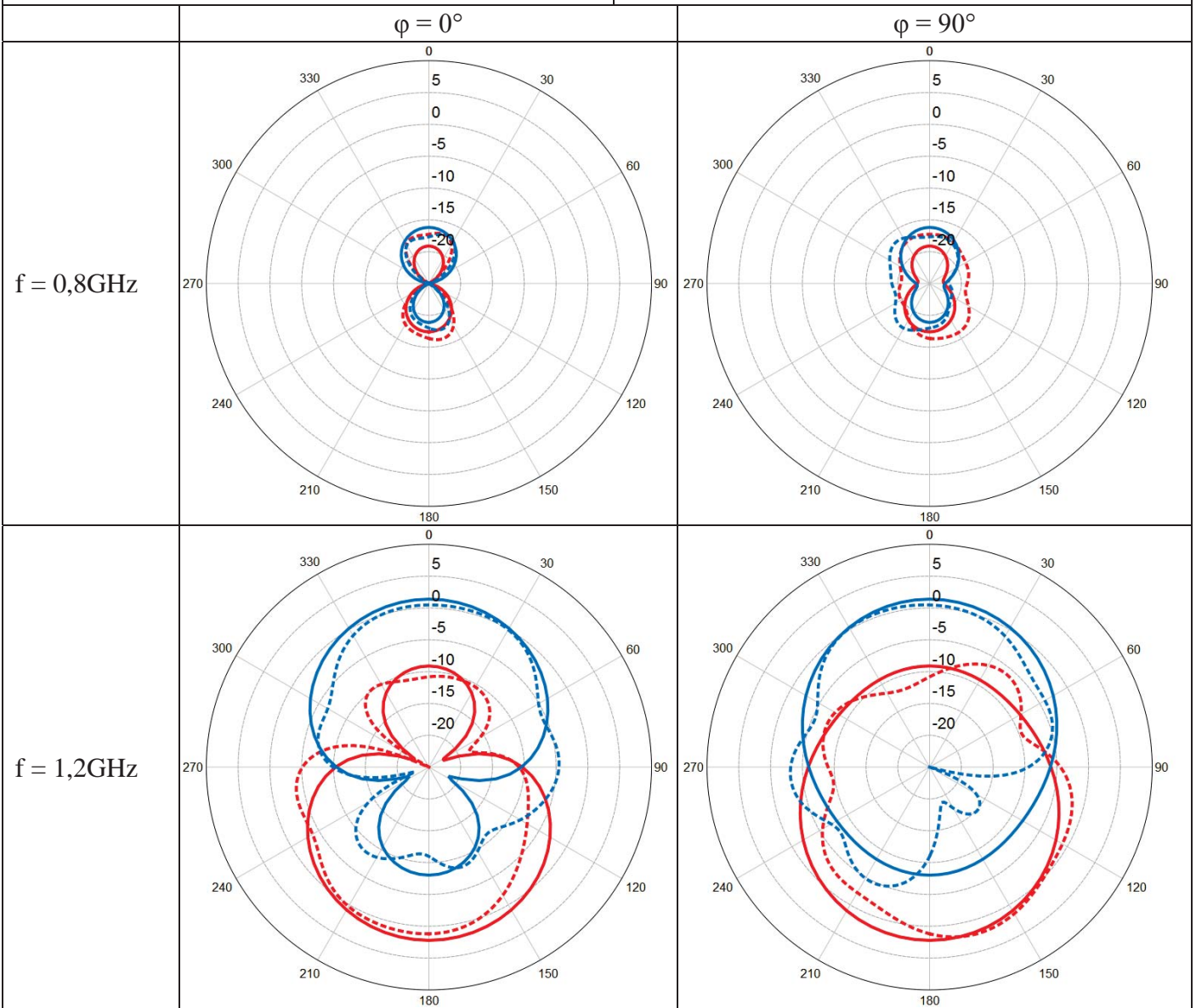
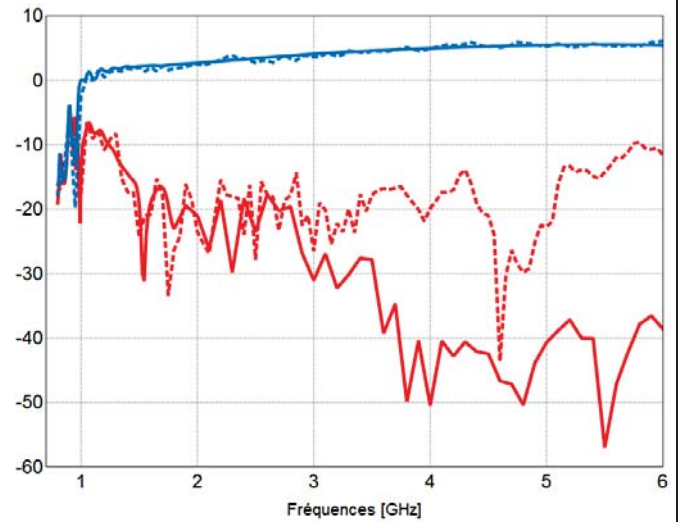
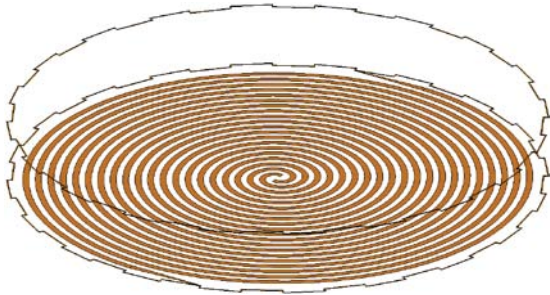


— Simulation Polarisation Droite - - - Mesure Polarisation Droite
— Simulation Polarisation Gauche - - - Mesure Polarisation Gauche

en dBi

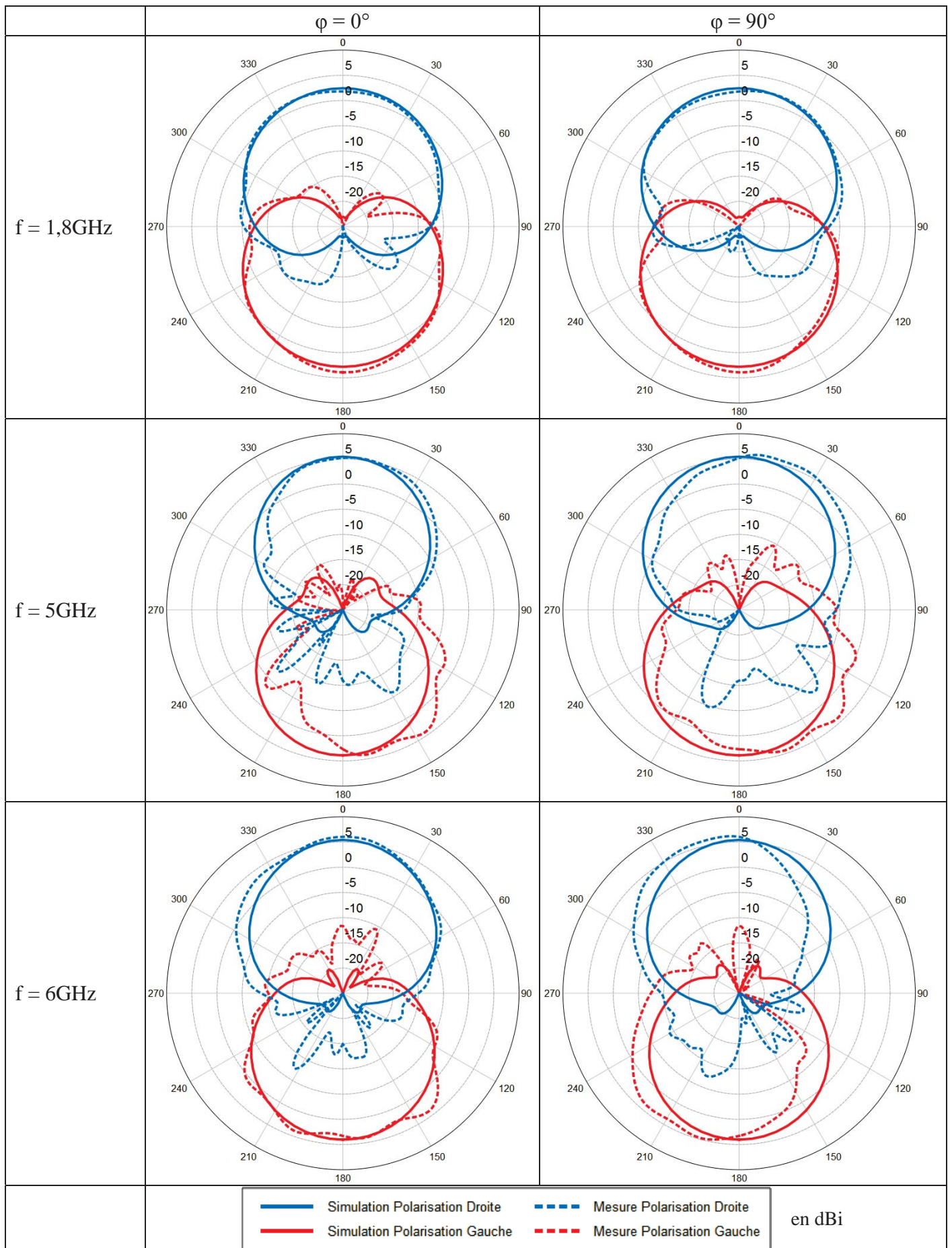


Diagrammes de gain en dBi
Simulation VS Mesure
Maquette Antenne Spirale d'Archimède
+ 2 anneaux crénelés, Ø8cm

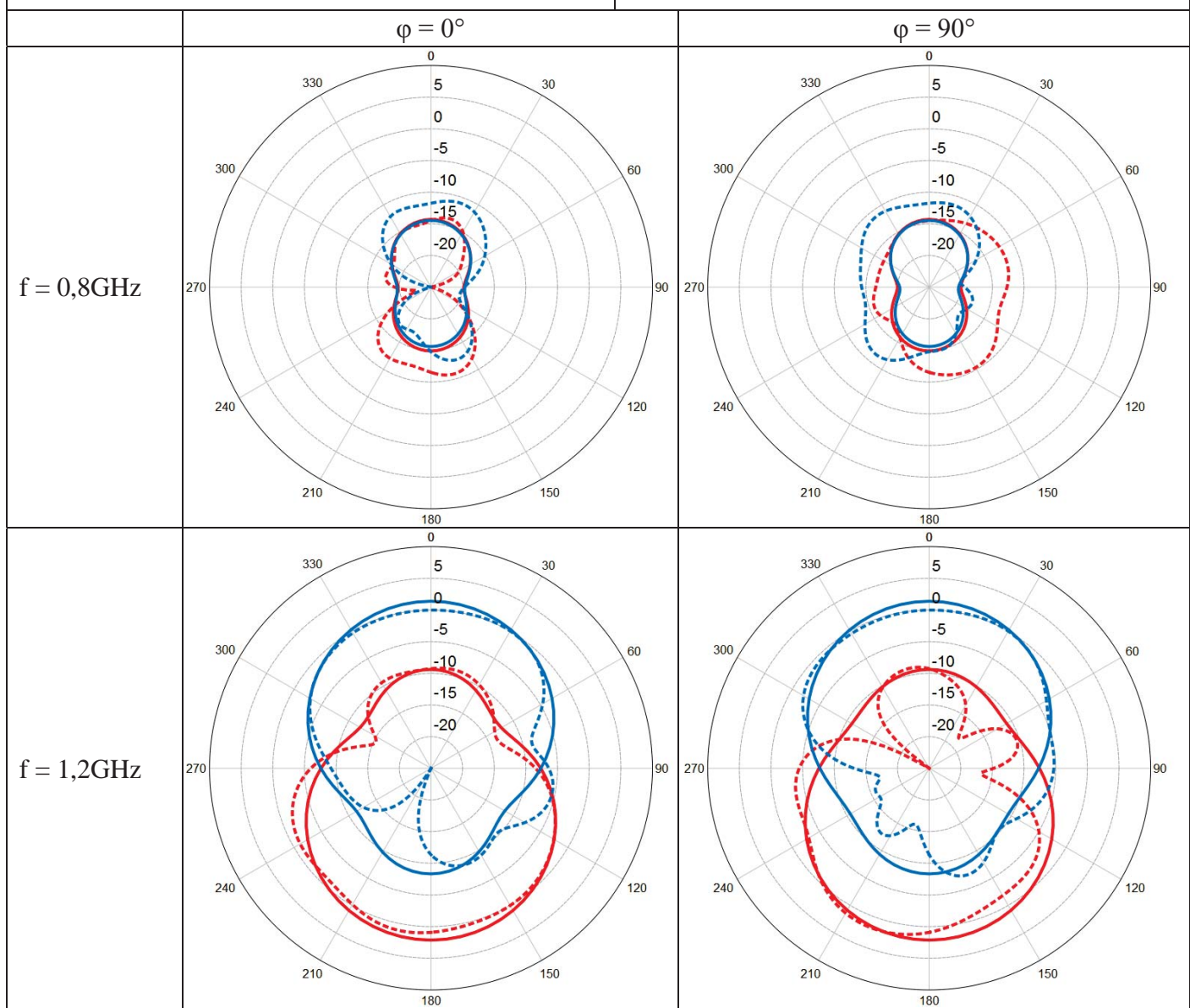
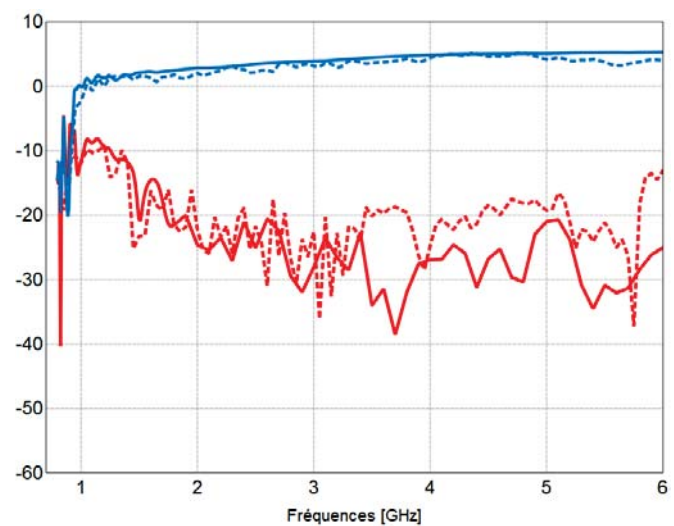
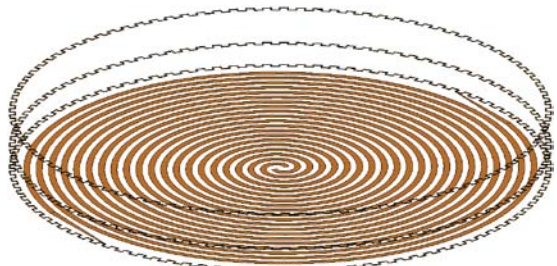


— Simulation Polarisation Droite - - - Mesure Polarisation Droite
— Simulation Polarisation Gauche - - - Mesure Polarisation Gauche

en dBi

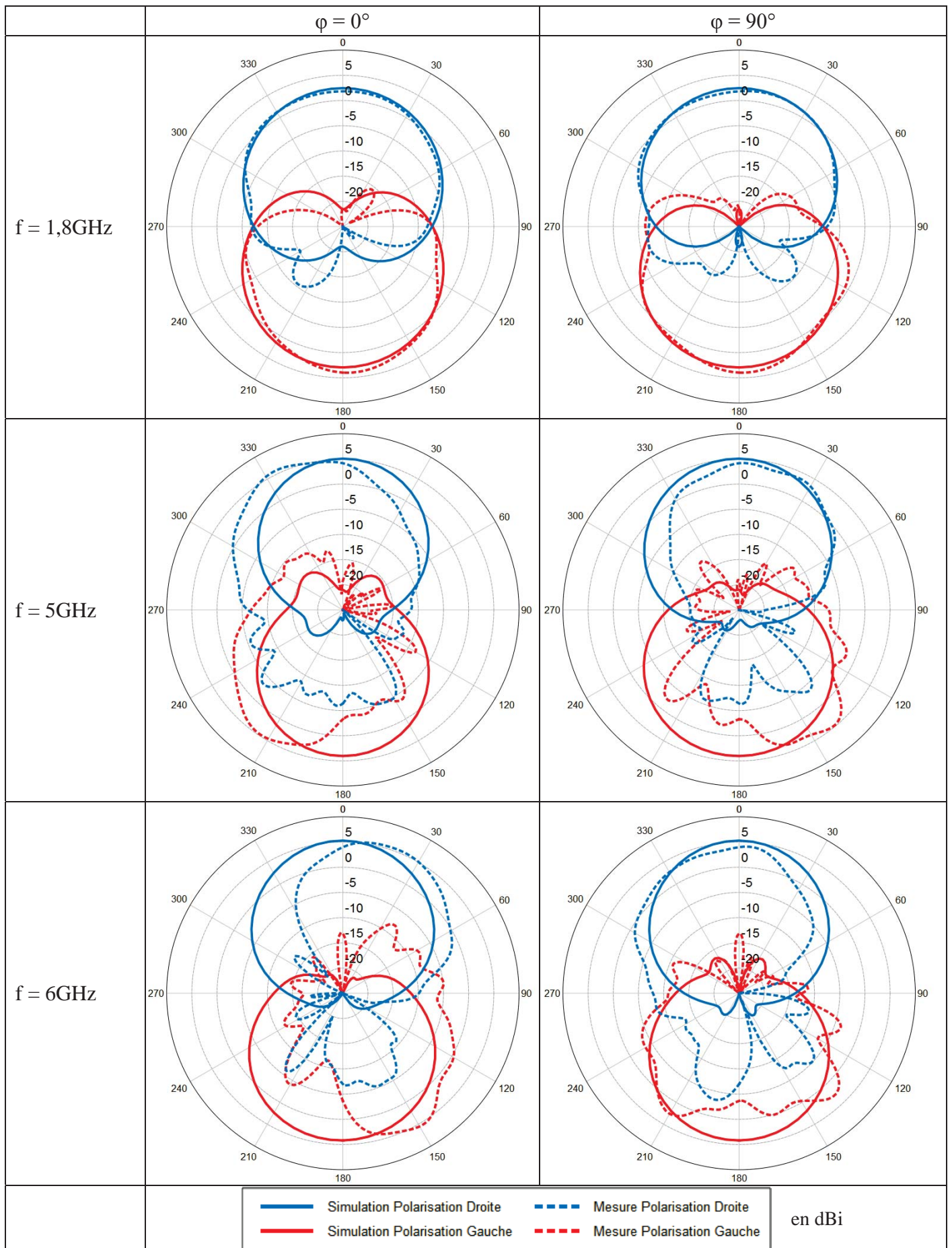


Diagrammes de gain en dBi
Simulation VS Mesure
Maquette Antenne Spirale d'Archimède
+ 3 anneaux crénelés, Ø8cm

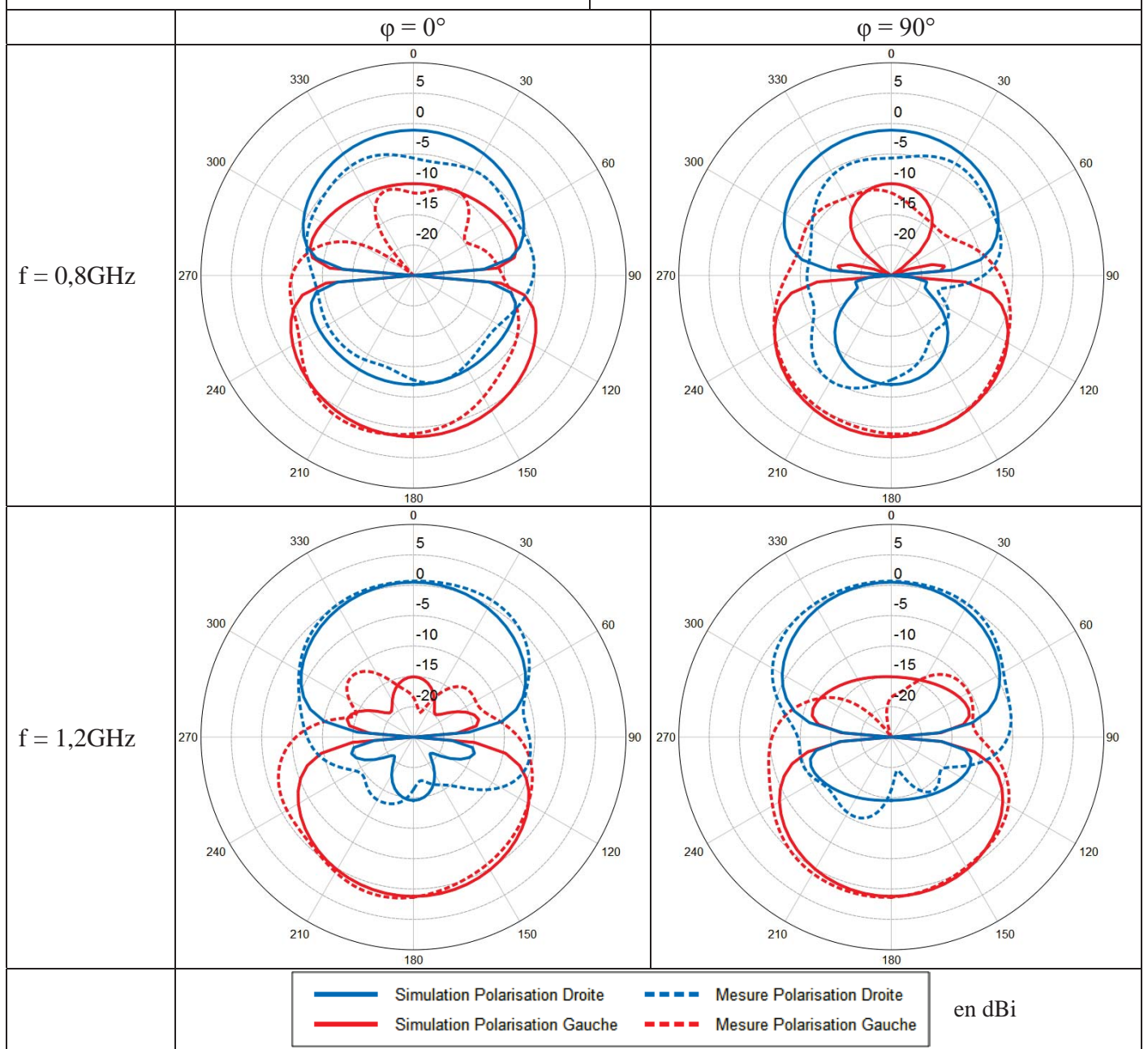
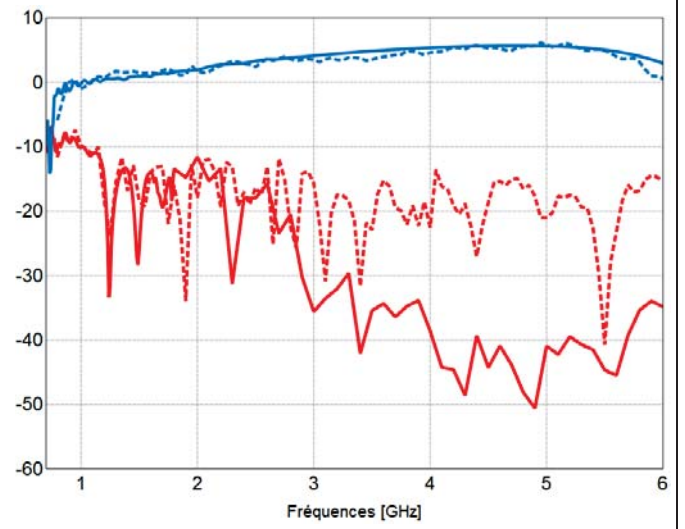
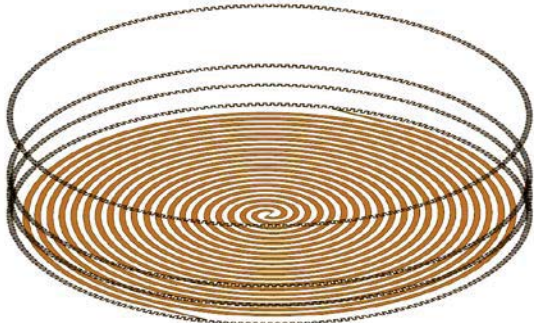


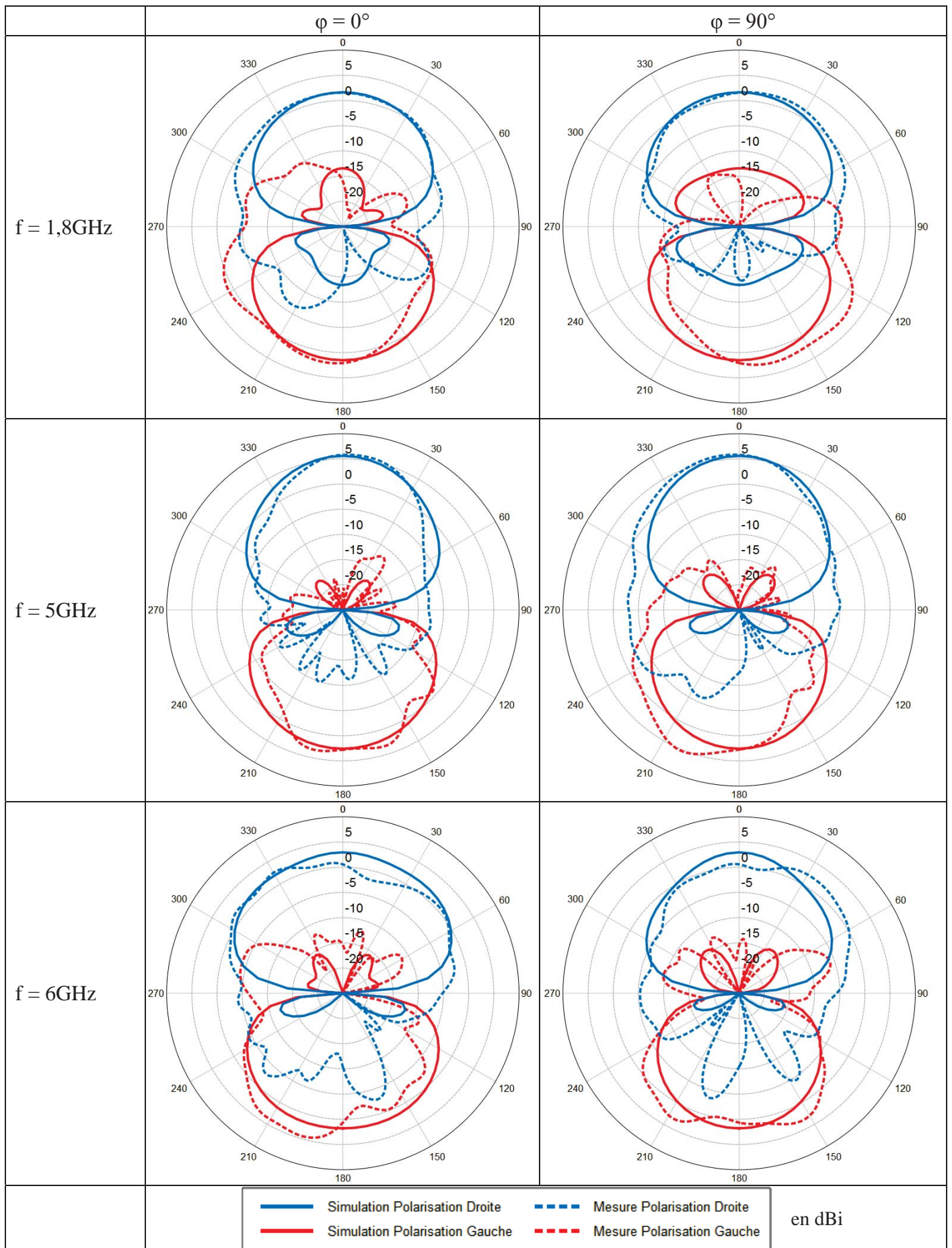
— Simulation Polarisation Droite - - - Mesure Polarisation Droite
— Simulation Polarisation Gauche - - - Mesure Polarisation Gauche

en dBi

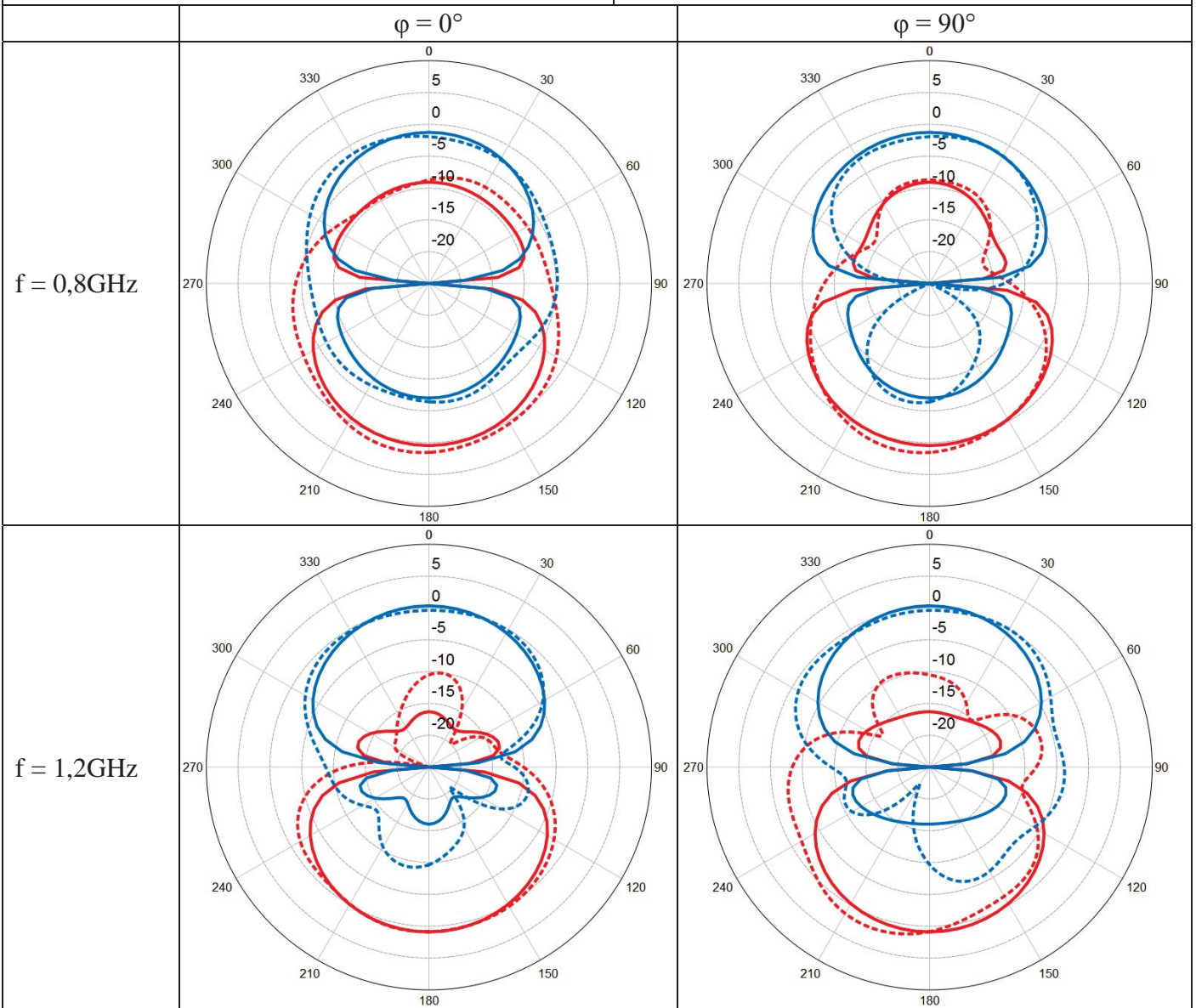
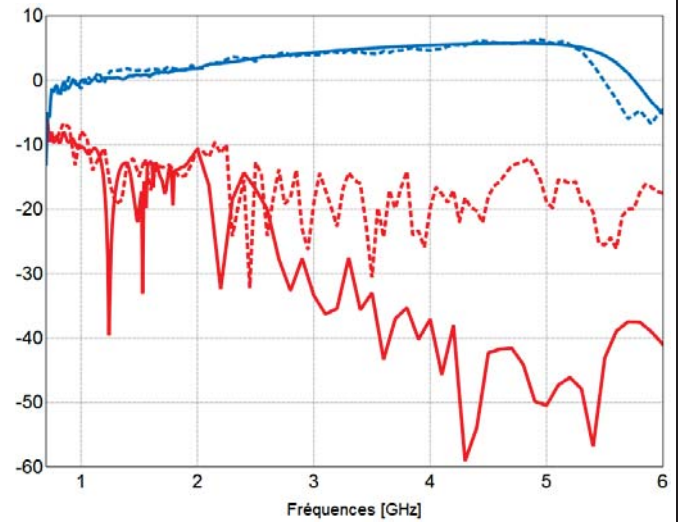
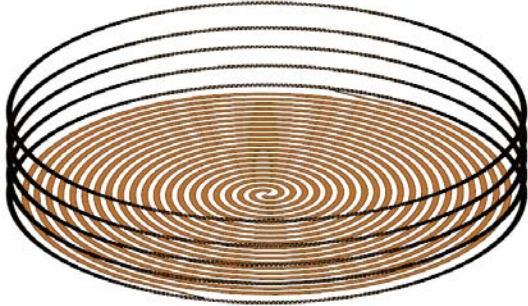


Diagrammes de gain en dBi
Simulation VS Mesure
Maquette Antenne Spirale d'Archimède
+ 4 anneaux crénelés, Ø8cm



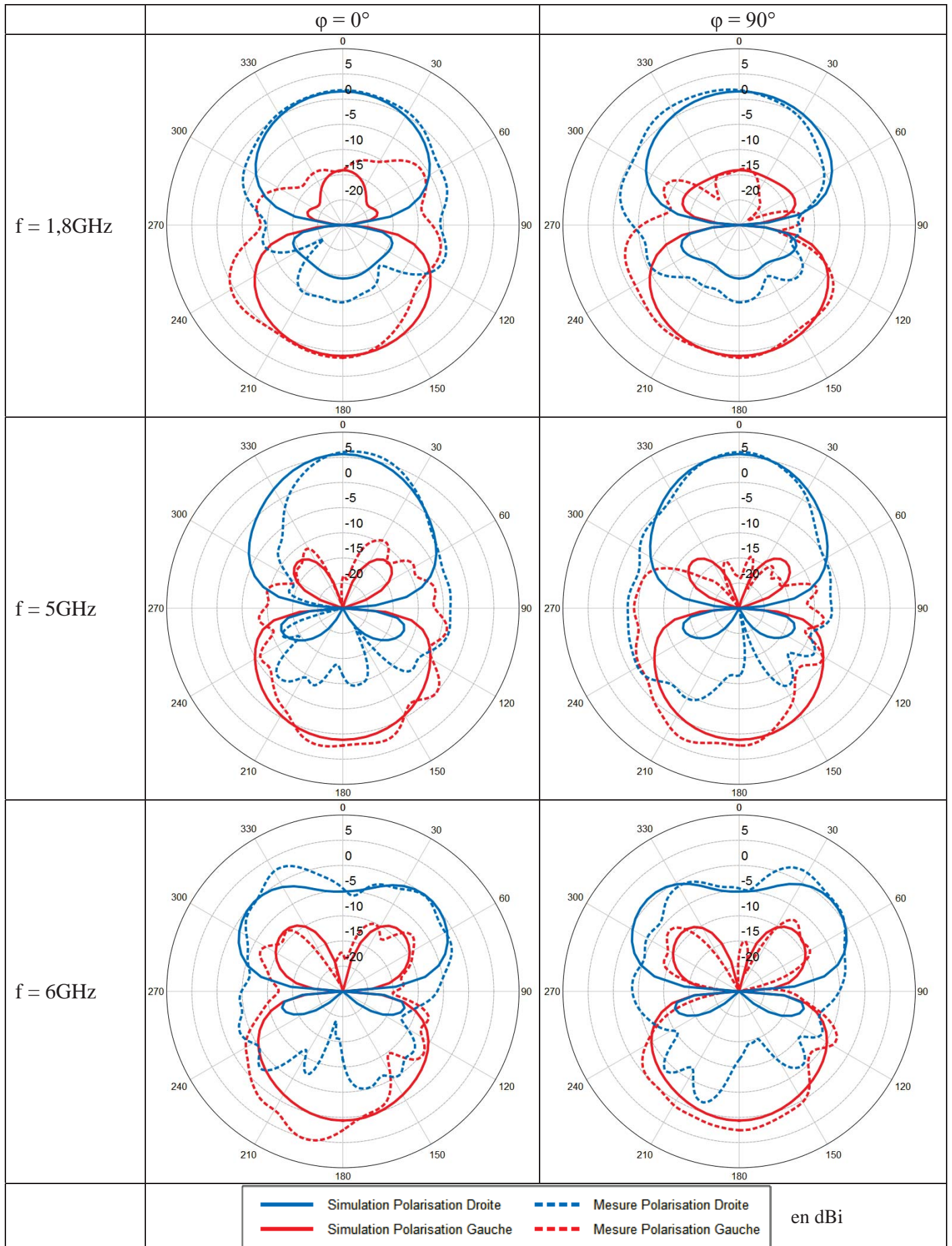


Diagrammes de gain en dBi
Simulation VS Mesure
Maquette Antenne Spirale d'Archimède
+ 5 anneaux crénelés, Ø8cm

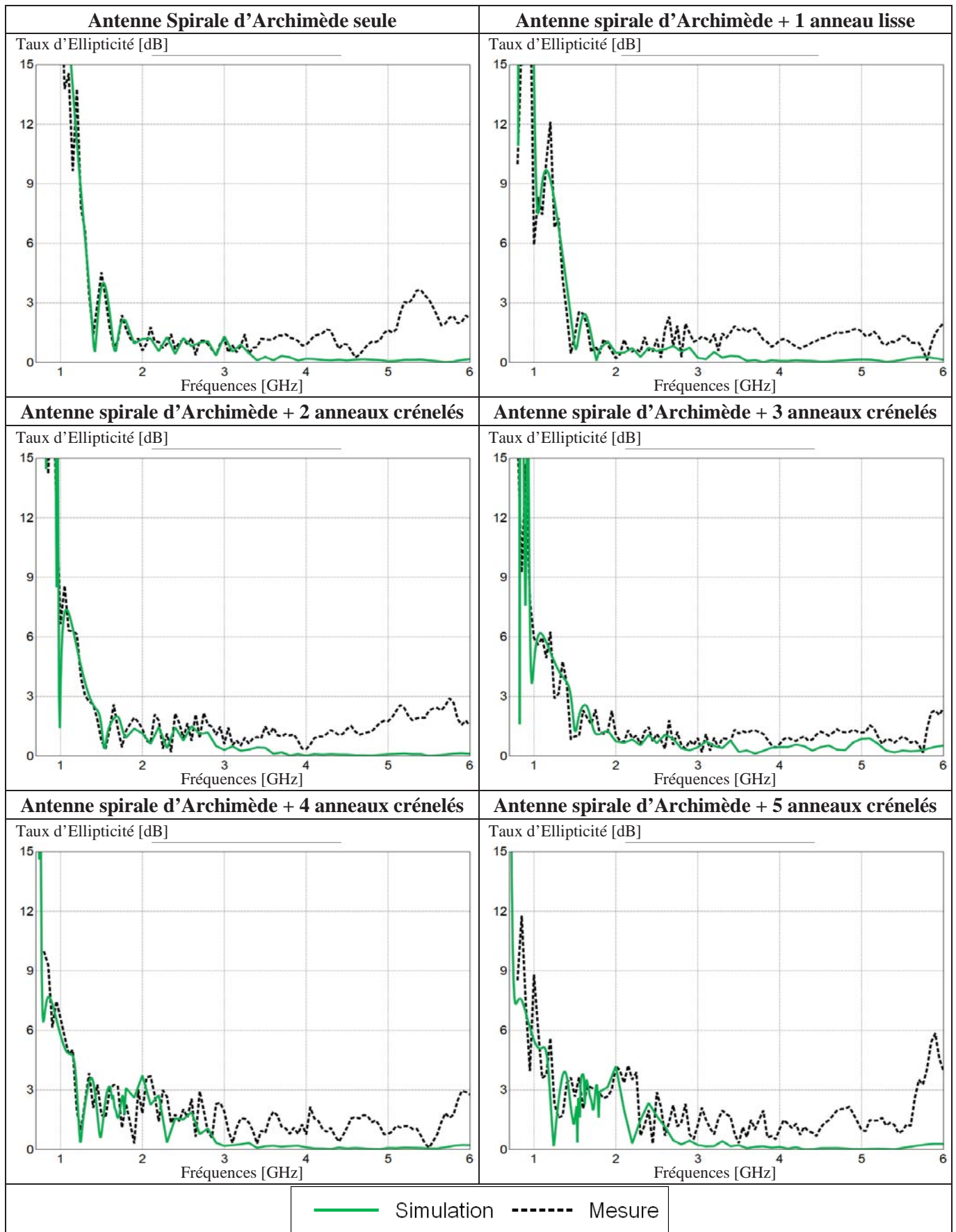


— Simulation Polarisation Droite - - - Mesure Polarisation Droite
— Simulation Polarisation Gauche - - - Mesure Polarisation Gauche

en dBi

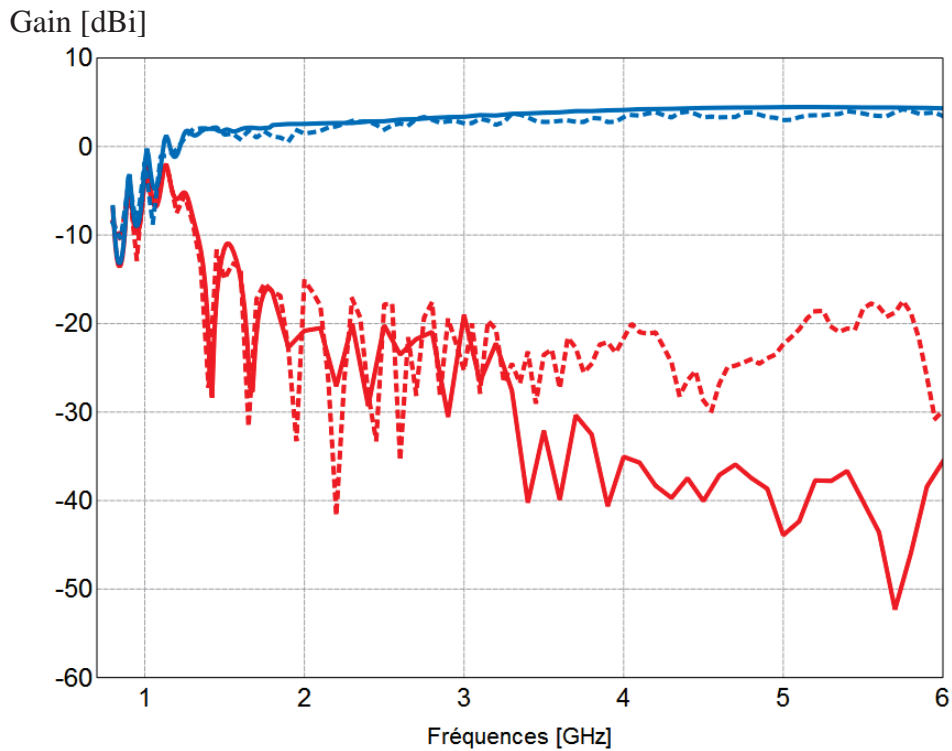


ANNEXE 5 : TAUX D'ELLIPTICITE SIMULE ET MESURE DES 6 ANTENNES UHF

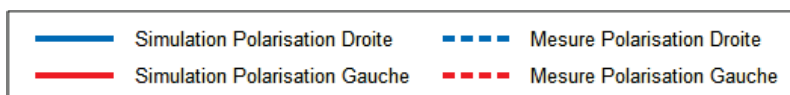
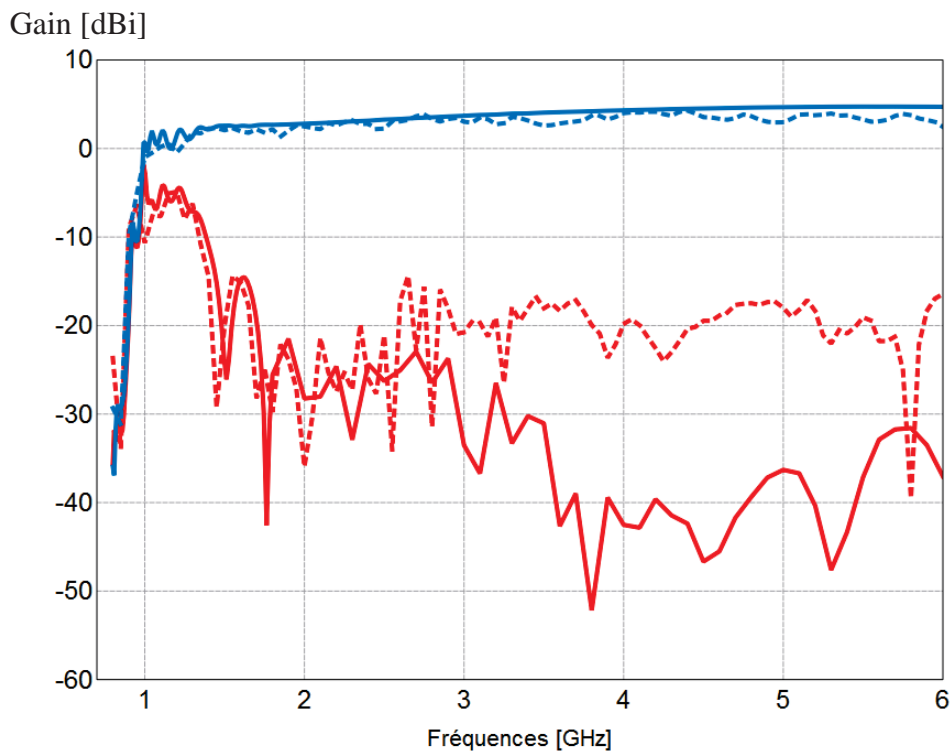


ANNEXE 6 : GAIN SIMULE ET MESURE DES 6 ANTENNES UHF POUR $\theta=0^\circ$.

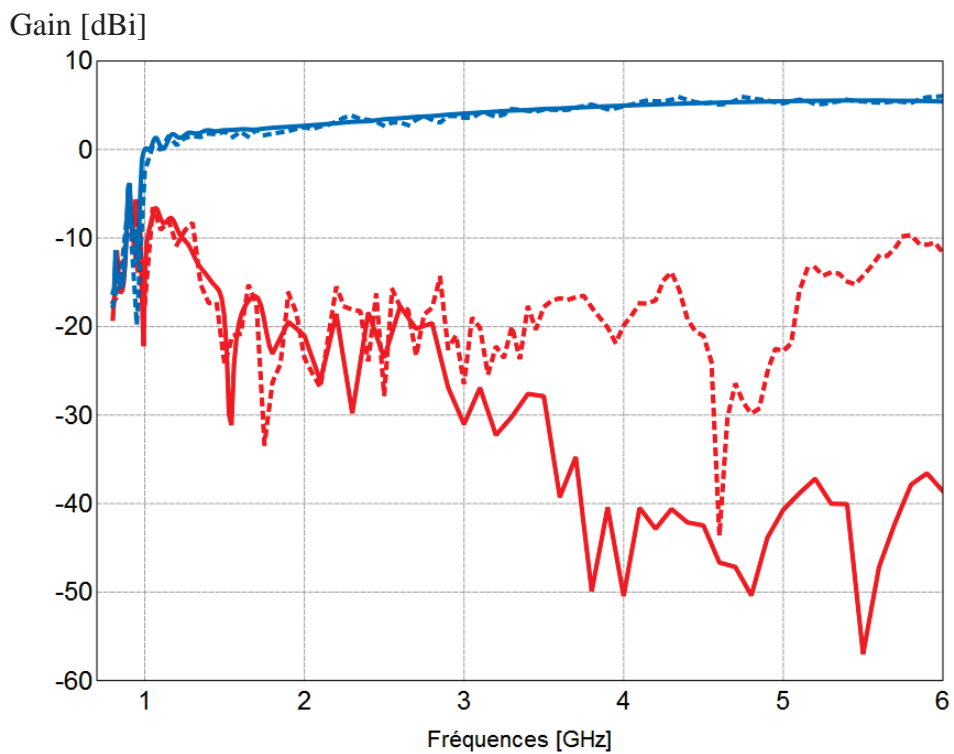
Antenne Spirale d'Archimède seule



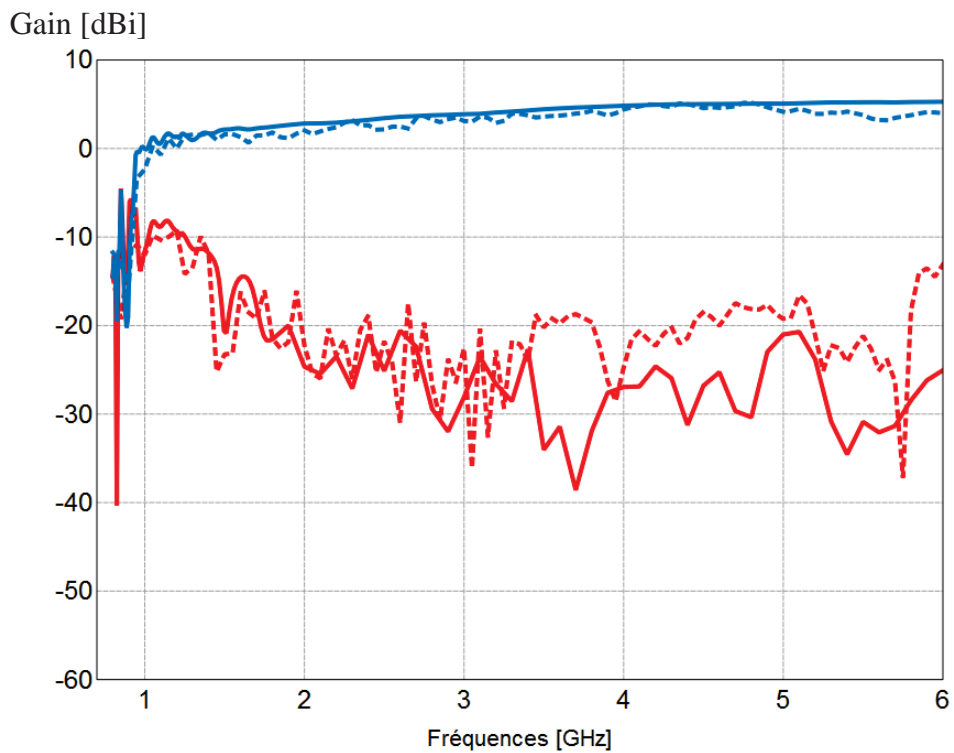
Antenne Spirale d'Archimède + 1 anneau lisse



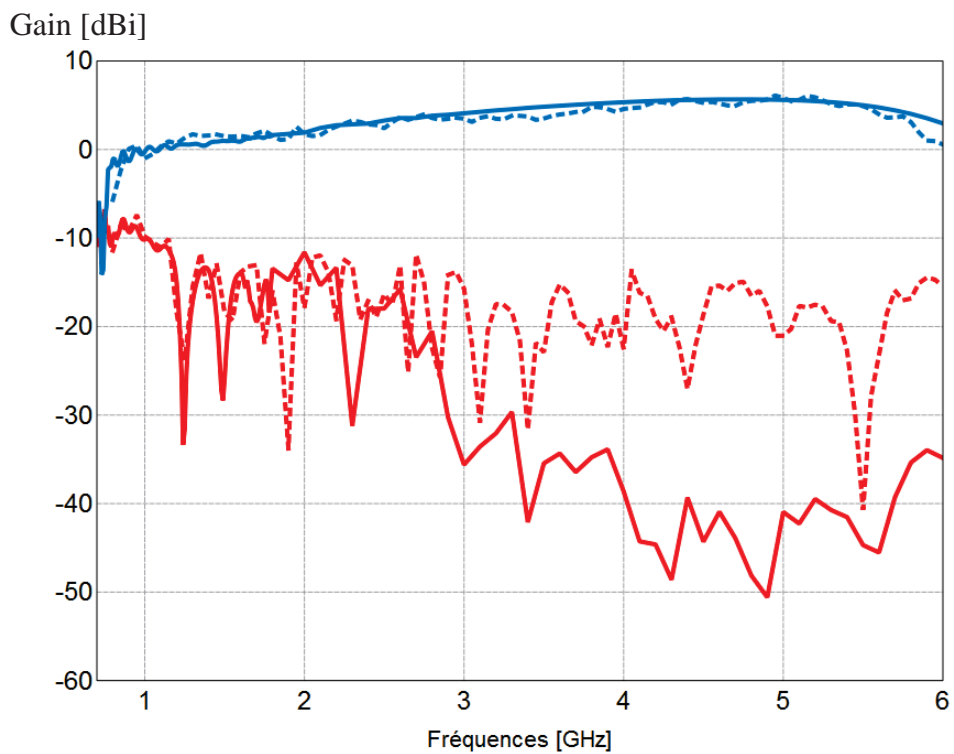
Antenne Spirale d'Archimède + 2 anneaux crénelés



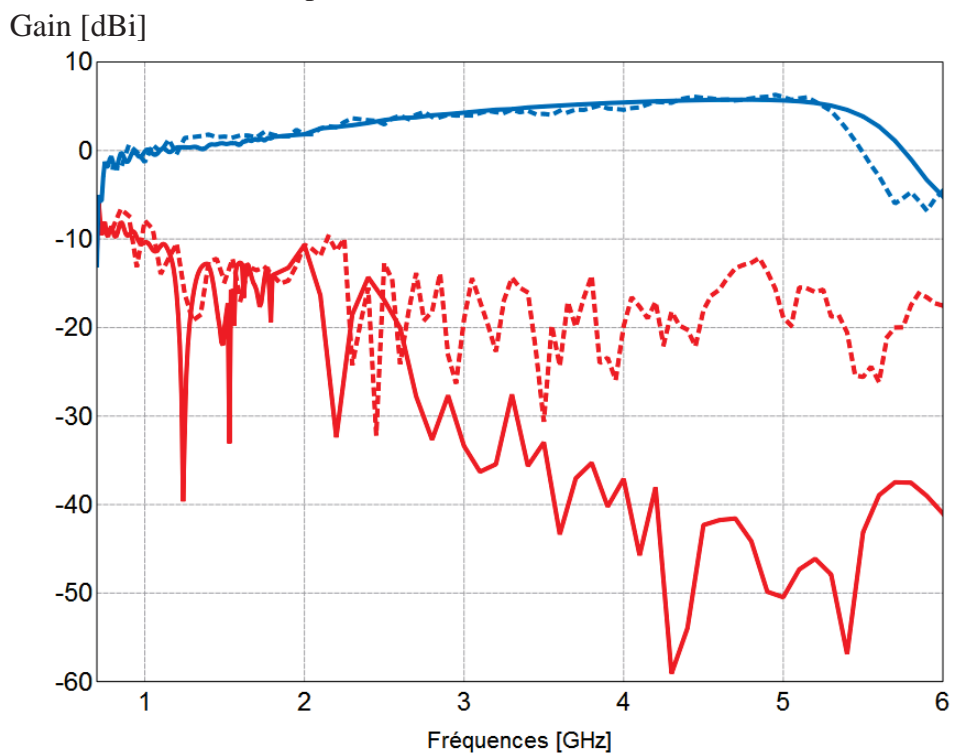
Antenne Spirale d'Archimède + 3 anneaux crénelés



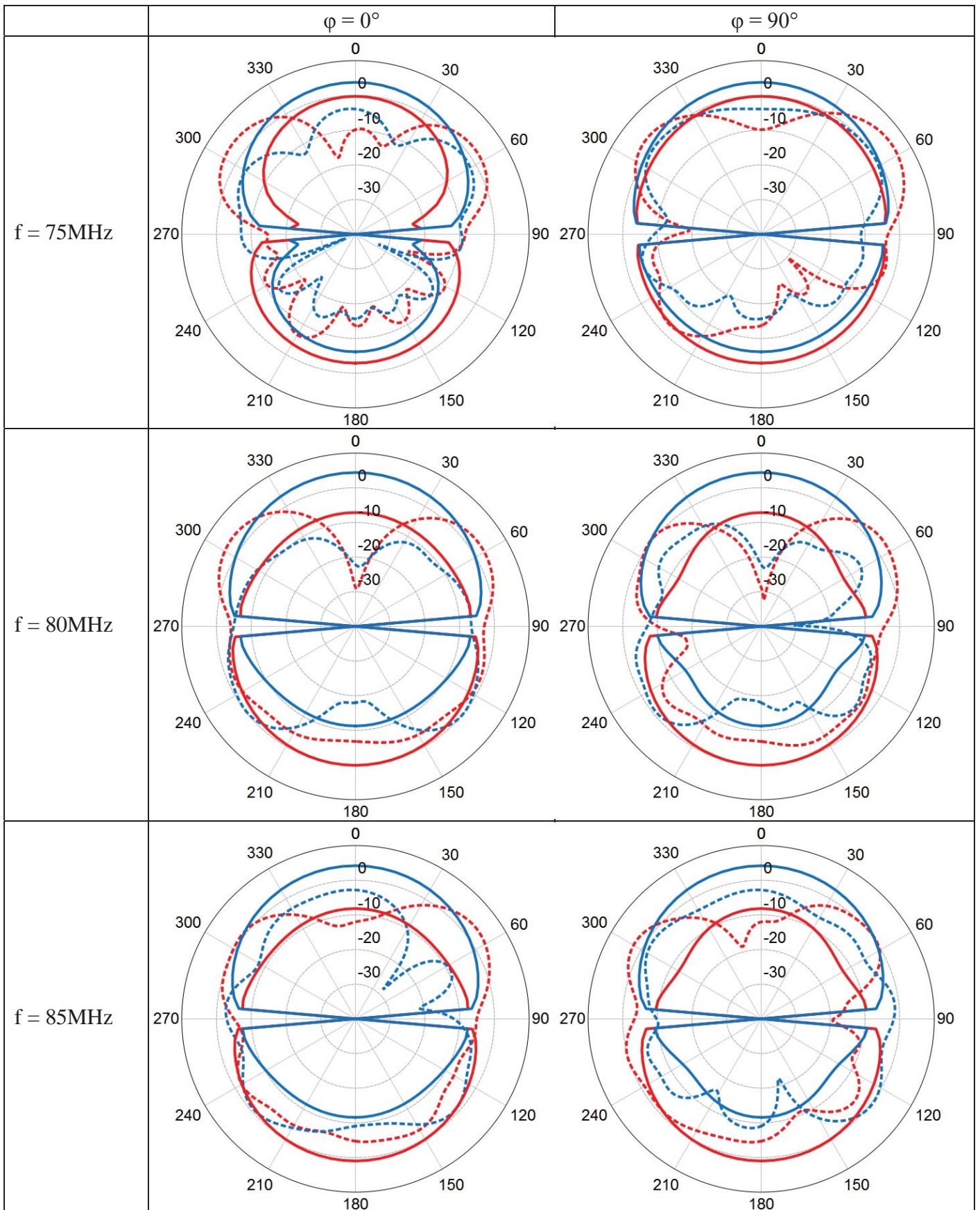
Antenne Spirale d'Archimède + 4 anneaux crénelés

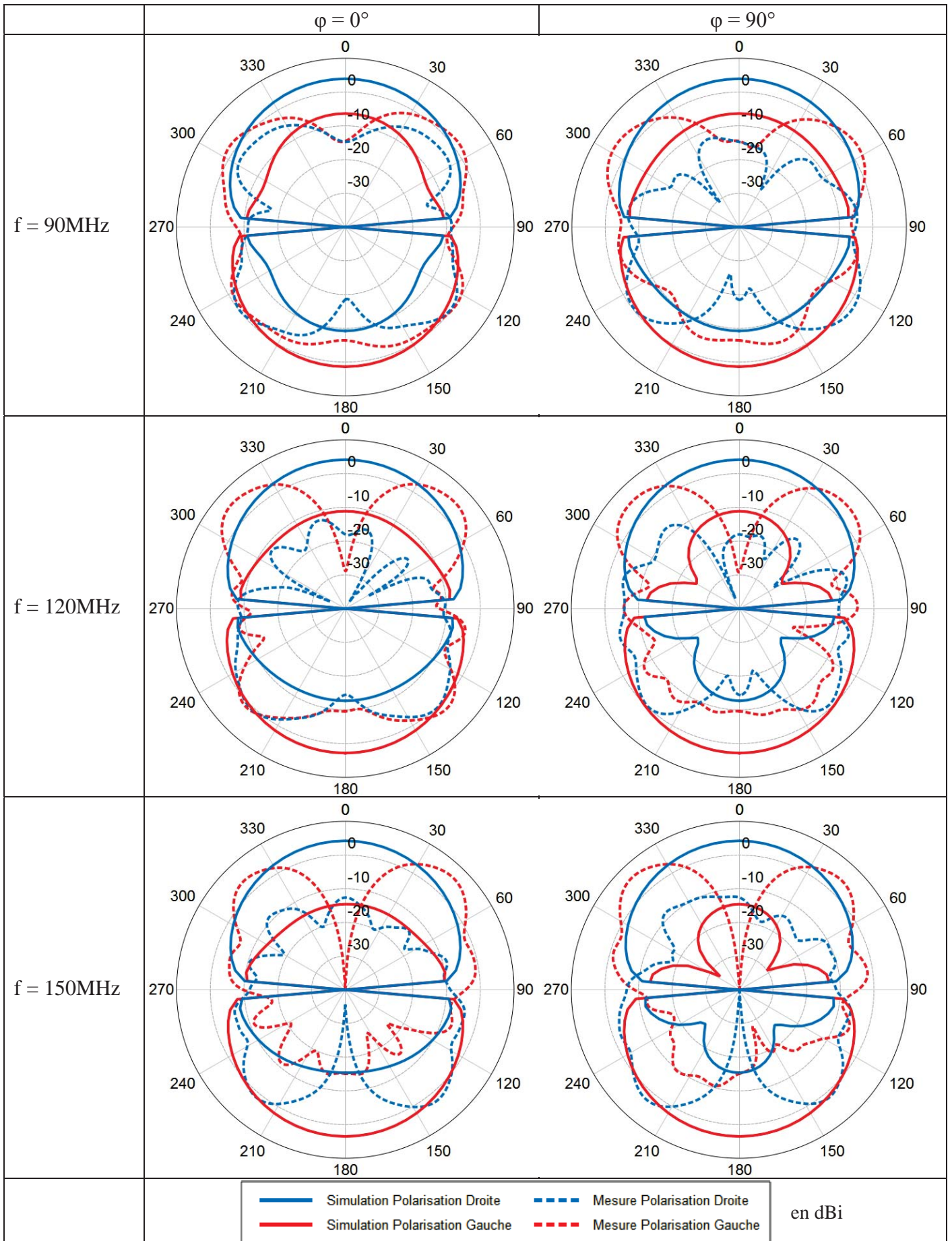


Antenne Spirale d'Archimède + 5 anneaux crénelés



ANNEXE 7 : DIRECTIVITE SIMULEE ET MESUREE DE L'ANTENNE VHF





RÉFÉRENCES

RÉFÉRENCES

- [1] Joseph Mitola, *Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications*, 1999 IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications
- [2] M. E. Sahin, S. Ahmed, H. Arslan, *The Roles of Ultrawideband in Cognitive Networks*, IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2007
- [3] H. Arslan and M. E. Sahin, *Ultra Wideband Wireless Communication*, Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., Septembre 2006, ch. Narrowband Interference Issues in Ultrawideband Systems.
- [4] M.A. Othman, M.H. Radzi, M.Z.A. Abd Aziz, M.M. Asmail, *UWB Bowtie 2x2 Array Antenna for UWB Mobile Communication System*, International Conference of Information and Communication Technology, 2013
- [5] T. Wakabayashi, H. Matsui, *Omni-directional characteristics over frequency range for UWB of modified planar antenna with an elliptical element on the dielectric substrate*, 6th International Symposium on Wireless Communication Systems, 2009
- [6] Wen Tao Li, Yong Qiang Hei, Wei Feng, Xiao Wei Shi, *Planar Antenna for 3G/Bluetooth/WiMAX and UWB Applications With Dual Band-Notched Characteristics*, Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE (Volume 11), 2012
- [7] C.H. See, H.I. Hraga, J.M. Noras, R.A. Abd-Alhameed, N.J. McEwan, *Compact multiple input and multiple output/diversity antenna for portable and mobile ultra-wideband applications*, Microwaves, Antennas & Propagation, IET (Volume 7, Issue 6), 2013
- [8] M. Al-Husseini, A. El-Hajj, K.Y. Kabalan, *A 1.9-13.5GHz Low-Cost Microstrip Antenna*, International Wireless Communications and Mobile Computing conference, 2008
- [9] K.C.L. Chan, Xuejun Tian, Yi Huang, *Integrated Antenna for Future Wireless Communication Applications*, The 2nd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007
- [10] R. M. Narayanan, *Through-Wall Radar Imaging using UWB Noise Waveforms*, J.Franklin Institute vol. 345, No.6, pp.659-678, septembre 2008
- [11] C. Chang and A. Sahai, *Object tracking in a 2D UWB sensor network*, in Proc. 38th Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, vol. 1, pp. 1252-1256, 2004
- [12] R. A. Scholtz, D. M. Pozar and W. Namgoong, *Ultra-Wideband Radio*, AURASIP Journal of Applied Signal Processing, No 3, 2005, pp. 252-272. 5. G. Franceschetti, C.
- [13] M.Y.W. Chia, S.W. Leong, C.K. Sim, K.M. Chan, *Through-wall UWB radar operating within FCC's mask for sensing heart beat and breathing rate*, European Radar Conference, EuRAD, 2005
- [14] Go Shingu, Kenichi Takizawa, Tetushi Ikegami, *Human Body Detection using UWB radar in an Indoor Environment*, International Symposium on Communications and Information Technologies, 2008
- [15] Tommi Tuovinen, Timo Kumpuniemi, Kanya Yekeh Yazdandoost, Matti Hamalainen, Jari Linatti, *Effect of the antenna-human body distance on the antenna matching in UWB WBAN applications*, 7th International Symposium on Medical Information and Communication Technology, 2013

- [16] T. Tuovinen, K.Y. Yazdandoost, J. Linatti, *Comparison of the performance of the two different UWB antennas for the use in WBAN on-body communication*, 6th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP, 2012
- [17] Shanshan Gao, Shaoqiu Xiao, Dapeng Jin, Bing-Zhong Wang, *Wideband antenna for ultra-wideband (UWB) body-centric wireless communications*, IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2010
- [18] K.Y. Yazdandoost, *UWB loop antenna for in-body wireless Body Area Network*, 7th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP, 2013
- [19] Rahmi Salman, Ingolf Willms, *A Mobile Security Robot equipped with UWB-Radar for Super-Resolution Indoor Positioning and Localization Applications*, International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, 2012
- [20] Wee Chang Khor, M.E. Bialkowski, *Investigations into an UWB Microwave Radar System for Breast Cancer Detection*, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE
- [21] Hiroki Takahara, Kohei Ohno, et Makoto Itami, *A Study on UWB Radar Assisted by Inter-Vehicle Communication for Safety Applications*, IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety, 2012
- [22] Jing Li, Zhaofa Zeng, Jiguang Sun, Fengshan Liu, *Through-wall Detection of Human Being's Movement by UWB Radar*, Geoscience and Remote Sensing Letters, IEEE (Volume 9, Issue 6), 2012
- [23] Tian Xia, Xianlei Xu, A. Vekatachalam, D. Huston, *Development of a High Speed UWB GPR for Rebar Detection*, 14th International Conference on Ground Penetrating Radar, 2012
- [24] M. Nishimoto, Y. Kimura, T. Tanaka, K. Ogata, *UWB-GPR Data Processing for Identification of Anti-Personnel Landmines under Rough Ground Surface*, IEEE International Conference on Ultra-Wideband, 2007
- [25] B. Scheers, M. Piette, A. Vander Vorst, *The Detection of AP mines using UWB GPR*, Second International Conference on the Detection of Abandoned Land Mines, 1998
- [26] U. Uschkerat, *Comparing UWB GPR measurements and simulation of simple shaped buried targets*, Second International Conference on the Detection of Abandoned Land Mines, 1998
- [27] Fang Guangyou, M. Pipan, *Designing of a Low Frequency Ultra Wideband (UWB) antenna and its application in ground penetrating radar (GRP) system*, Proceedings of the 10th International Conference on Ground Penetrating Radar, 2004
- [28] G.P. Pochanin, A.A. Orlenko, *High decoupled antenna for UWB pulse GPR "ODYAG"*, 4th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, 2008
- [29] Faming Liu, *Calibration of the mono-static stepped-frequency GPR with a Vivaldi UWB*, International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008
- [30] Ye. Maksimovitch, V. Mikhnev, P. Vainikainen, V. Badeev, *UWB Antenna Array Development for GPR Applications*, 6th International Conference on Antenna Theory and Techniques, 2007
- [31] V. Rumsey, *Frequency Independent Antennas*, IRE National Convention Record, Pt.1
- [32] Xavier Begaud, *Antennes large bande, indépendantes de la fréquence*, Cours de Telecom Paris, 23 octobre 2006

- [33] H.Y. Wang et al, *Rigorous analysis of Tapered Slot Antennas on dielectric substrates*, 10th International Conference on Antennas and Propagation, 1997.
- [34] Raviprakash Rajaraman, *Design of a wideband Vivaldi antenna array for the snow radar*, B.E. (Electronics & Communications Engg.), Coimbatore Inst. of Tech, India, 2001
- [35] Gibson, P.J., *The Vivaldi aeria* , Proc. 9th European Microwave Conference, 1979
- [36] H. Jasik, McGraw-Hill, *Antenna Engineering Handbook*, 1961.
- [37] *Modern Antenna Handbook*, Constantine Balanis Edition
- [38] Sir Oliver Joseph Lodge, *Brevet Britannique n°11.575*, 1897.
- [39] P.S. Carter, *Short Wave Antenna*, Brevet 2.175.252, octobre 1939.
- [40] C.Balanis, *Antenna Theory, Analysis ans Design*, John Wiley & Sons Inc., Third edition, 2005
- [41] M.C.Bailey, *Broad-Band Half-Wave Dipole*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-32 No.4, Avril 1984
- [42] Xavier Begaud, *Ultra Wide Band Antennas*, ISTE Ltd and John Wiley & Sons Inc, novembre 2010
- [43] M. N. Makurin and N. P. Chubinskii, *The Characteristics of a Biconical Antenna Calculated via the Partial-Domain Method*, Journal of Communications Technology and Electronics, 2007
- [44] M. T. Ma and K. P. Spies, *A Simplified Formulation Computation for Conical Monopole Antennas*, U.S. Department of Commerce Report OT 74–53, 1974.
- [45] R. W. P. King, *Theory of Linear Antennas*, Harvard University Press, Cambridge, 1956.
- [46] Sébastien Palud, Franck Colombel, Mohamed Himdi, Cyrille Le Meins, *Reduced-height Wideband Conical Antennas in the VHF/UHF Bands*, European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2009, IEEE
- [47] <http://www.antennamagus.com/index.php>
- [48] *New broadband EMC double-ridge guide horn antenna*, TX RX Technology, Mai 2004
- [49] K. L Walton, V. C. Sundberg, *Broadband ridged horn design*, Microwave J, March 1964, 96-101
- [50] Christian Bruns, Pascal Leuchtman, and Ruediger Vahldieck, *Analysis and Simulation of a 1–18-GHz Broadband Double-Ridged Horn Antenna*, IEEE, 2003
- [51] H. Bahrami, B. Gosselin, L.A. Rusch, *Design of a Miniaturized UWB Antenna Optimized for Implantable Neural Recording Systems*, 10th International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 17-20 juin 2012 IEEE
- [52] L. Desrumaux, M. Lalande, J. Andrieu, V. Bertrand, B. Jecko, *The SHARK antenna: a miniature antenna for transient Ultra Wide Band applications in the frequency band 800MHz - 8GHz*, Université de Limoges
- [53] L. Desrumaux, M. Lalande, J. Andrieu, V. Bertrand, B. Jecko, *An Original Antenna for Transient High Power*, Université de Limoges, IEEE, août 2010
- [54] L. Desrumaux, M. Lalande, J. Andrieu, V. Bertrand, B. Jecko, *An Original Antenna for Transient High Power UWB Arrays: The Shark Antenna*, Université de Limoges, IEEE Transactions on Antennas and Propagation (Volume 58, Issue 8)

- [55] Yogesh Ranga, A. K. Verma, Karu. P. Esselle and Andrew R. Weily, *Gain Enhancement of UWB Slot with the Use of Surface Mounted Short Horn*, Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010, IEEE
- [56] Per-Simon Kildal, Rikard Olsson and Jian Yang, *Development of three models of the Eleven Antenna: a new Decade Bandwidth High Performance Feed for Reflectors*, Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006
- [57] Grzegorz Adamiuk, Thomas Zwick, Werner Wiesbeck, *UWB Antennas for Communication Systems*, Proceedings of the IEEE (Volume 100, Issue 7), juil. 2012
- [58] Alexandru Takacs, Nelson J. G. Fonseca and Hervé Aubert, *Height Reduction of the Axial-Mode open-Ended Quadrifilar Helical Antenna*, Antennas and Wireless Propagation Letters, VOL. 9, 2010 IEEE
- [59] D.E. Anagnostou, J. Papapolymerou, M.M. Tentzeris and C.G. Christodoulou, *A Printed Log-Periodic Koch-Dipole Array (LPKDA)*, Antennas and Wireless Propagation Letters Volume 7, 2008, IEEE
- [60] Olivier Ripoche, *Miniaturisation d'Antennes Imprimées pour applications spatiales*, Projet de fin d'études - CNES, 2010
- [61] Anthony Bellion, *Optimisation de la miniaturisation d'antennes spirale d'Archimède étoilées*, Journées Nationales Microondes (JNM) 2013
- [62] O. Klemp, M. Schultz, H. Eul, *Miniaturization Techniques for Logarithmically Periodic Planar Antennas*, 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2004
- [63] Luan Shan, Liu Xiaofeng, Qiu Jinghui, *A Novel Miniaturized Ultra Wideband Antenna*, 5th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, 2010
- [64] B.A. Kramer, C.C. Chen, J.L. Volakis, *Size Reductio of a Low-Profile Spiral Antenna Using Inductive and Dielectric Loading*, Antennas and Wireless Propagation letters, IEEE Volume 7, 2008
- [65] Zhi Ning Chen, *Miniaturization of Ultra-wideband Antennas*, Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference 2011
- [66] E. Tannam, K. Yoshitomi, A. Allam, M. El-Sayed, H. Kanaya, K. Yoshida, *Miniaturization of a UWB Antenna with Dual Band Notched at WLAN/WiMAX Frequency Bands*, International Conference on Electronics Design, Systems and Applications (ICEDSA), 2012 IEEE
- [67] Q. Liu, C.-L. Ruan, L. Peng, and W.-X. Wu, *A Novel Compact Archimedean Spiral Antenna With gap-Loading*, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 3, 169–177, 2008
- [68] Ulrich Schwarz, Ralf Stephan, and Matthias A. Hein, *Miniature double-ridged horn antennas composed of solid high-permittivity sintered ceramics for biomedical ultra-wideband radar applications*, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2010 IEEE
- [69] T. Thai, H. Aubert, G. Dejean, M.M. Tentzeris, *Extraction of Wideband Lumped Element Equivalent Circuits for Sensors based on Split Ring Resonators with Loaded Cantilevers*, Under review, July 2013
- [70] <http://www.parkelectro.com/>

[71] <http://www.conductiveinkjet.com/>

[72] Jérémy Valleau, *Miniaturisation d'antennes spirales par utilisation d'ondes lentes*,
Projet de fin d'études - CNES, 2013

[73] <http://www.rohacell.com/>

PUBLICATIONS ET BREVETS

O. Ripoche, H. Aubert, A. Bellion, P. Pouliguen, P. Potier, *Antenne Large Bande et Procédé d'Augmentation de la Bande Passante d'une Antenne Spirale*, Patent Pending No FR1200413, 14 février, 2012

O. Ripoche, H. Aubert, A. Bellion, P. Pouliguen, P. Potier, *Spiral Antenna Miniaturization in Very High Frequency Band*, Antenna Technology and Applied Electromagnetics (Antem), 25-28 juin 2012, 978-1-4673-0292-0/12/\$31.00 ©2012 IEEE

O. Ripoche, H. Aubert, A. Bellion, P. Pouliguen, P. Potier, *Procédé de Réflexion du Champ Rayonné par une Antenne Spirale*, Patent Pending, 05 novembre 2013

O. Ripoche, H. Aubert, A. Bellion, P. Pouliguen, P. Potier, *Miniaturisation Technique of Spiral Antennas based on Multiple Resonant Rings*, publication en cours de rédaction