

Contribution à la conception de réflecteurs adaptés aux antennes large bande de faible épaisseur

Christopher Djoma

▶ To cite this version:

Christopher Djoma. Contribution à la conception de réflecteurs adaptés aux antennes large bande de faible épaisseur. Electronique. Télécom ParisTech, 2013. Français. NNT: 2013ENST0083 . tel-01153357

HAL Id: tel-01153357 https://pastel.hal.science/tel-01153357

Submitted on 19 May 2015

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.





2013-ENST-0083



Doctorat ParisTech

THÈSE

pour obtenir le grade de docteur délivré par

Télécom ParisTech

Spécialité " Electronique et Communications "

présentée et soutenue publiquement par

Christopher DJOMA

Soutenue le 12 décembre 2013

Contribution à la conception de réflecteurs adaptés aux antennes large bande de faible épaisseur

Directeur de thèse : **Xavier BEGAUD** Co-encadrement de la thèse : **Anne-Claire LEPAGE**

Jury

M. Hervé AUBERT, Professeur, INP Toulouse ENSEEIHT
M. Raphaël GILLARD, Professeur, IETR, Insa-Rennes
M. Anthony BELLION, Ingénieur, CNES
M. Jean-Yves DAUVIGNAC, Professeur, Nice-Sophia Antipolis
M. Stéphane MALLEGOL, Ingénieur, Thales Systèmes Aéroportés
M. Christian RENARD, Ingénieur, Thales Systèmes Aéroportés
M. Xavier BEGAUD, Professeur, Télécom ParisTech
Mme Anne-Claire LEPAGE, Maître de Conférences, Télécom ParisTech
M. Michaël GRELIER, Ingénieur, Thales Communications & Security
M. Michel SOIRON, Ingénieur, SART

Rapporteur Rapporteur Examinateur Examinateur Examinateur Directeur de thèse Directeur de thèse Invité

Télécom ParisTech école de l'Institut Mines Télécom – membre de ParisTech 46, rue Barrault – 75634 Paris Cedex 13 – Tél. + 33 (0)1 45 81 77 77 – www.telecom-paristech.fr

À ma femme, mon fils et ma fille,

Remerciements

Ces travaux de thèse ont été menés au sein du groupe Radio Fréquences et Micro-ondes de Télécom ParisTech ainsi qu'au sein du laboratoire IM Antennes RF de Thales Systèmes Aéroportés à Brest.

Tout d'abord, je tiens à remercier chaleureusement l'ensemble de mes encadrants de Télécom ParisTech et de Thales qui m'ont permis d'apprendre et d'évoluer durant ces trois années de thèse.

J'adresse mes remerciements les plus sincères d'une part à mes directeurs de thèse de Télécom ParisTech, Xavier Begaud, Professeur, et Anne Claire Lepage, Maître de Conference. Vos qualités humaines, vos conseils avisés et vos encouragements m'ont permis de m'épanouir dans le monde de la recherche tout au long de ces trois années. Et d'autre part mon directeur de thèse de Thales Systèmes Aéroportés à Brest, Stéphane Mallégol. Merci de m'avoir conseillé et donné une vision du monde industriel.

Je suis très honoré que Monsieur Jean-Yves Dauvignac, Professeur de l'Université Nice-Sophia Antipolis, ait accepté de présider le jury.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur Hervé Aubert, Professeur de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, et Monsieur Raphaël Gillard, Professeur à l'Institut d'Électronique et des Télécommunications de Rennes d'avoir accepté de juger mon travail et d'en être les rapporteurs.

Je souhaite vivement remercier Monsieur Anthony Bellion, Ingénieur au CNES pour sa participation au jury en tant qu'examinateur.

Je suis très reconnaissant à Michael Grelier mon prédécesseur et mon ami, Ingénieur de Recherche à Thales Communications & Security, ainsi qu'à Monsieur Michel Soiron, Ingénieur SART, pour avoir participé à mon jury.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Christian Renard, Ingénieur de Recherche à Thales Systèmes Aéroportés Élancourt, pour les nombreux échanges et conseils, mais surtout pour son implication dans les travaux de thèse.

Je suis très reconnaissant à Monsieur Michel Jousset, Ingenieur de Recherche à Thales Systèmes Aéroportés Brest. Nos différents échanges m'ont permis d'évoluer sur le plan scientifique, mais aussi humain.

Je suis très reconnaissant à Messieurs Bernard Huyart, Jean-Christophe Cousin, Eric Bergeault, Antoine Khy, Alain Sibille et Christophe Roblin permanents du groupe RFM, pour toutes les discussions scientifiques ou non. Je voudrais également remercier Monsieur Richard Cousin de CST pour tous ses conseils en simulation électromagnétique.

Je remercie chaleureusement, doctorants, les docteurs que j'ai pu croiser au sein du groupe, Reda Mohellebi, Julien Sarrazin, Lila Mouffok, Aïta Thior, Lana Damaj, Yenny Constanza Pinto Ballesteros et Stefan Varault.

Merci à mes codétenus Zeinab Mhanna et Jose Enriquez Gonzalez pour ces bons souvenirs du bureau F203.

Enfin une pensée spéciale pour ma famille et mes proches.

Résumé

Les antennes dédiées à la guerre électronique (GE), ont des bandes passantes qui peuvent dépasser la décade (rapport 10 entre les fréquences haute et basse), avec une fréquence basse proche d'une centaine de MHz. Les antennes classiques principalement utilisées dans le domaine de la GE font appel à des antennes dites indépendantes de la fréquence, qui sont placées au-dessus d'une cavité absorbante. Cependant, l'épaisseur de la cavité est importante compte tenu de la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne utilisée. Ceci complexifie l'intégration de ces antennes sur des porteurs de petite taille où le volume est restreint et la masse un paramètre critique.

Afin de concevoir de nouveaux systèmes antennaires dédiés à la GE plus performants, il convient d'opérer une rupture technologique des solutions actuelles. Cette rupture passe par le remplacement de la cavité absorbante qui emploie des matériaux lourds, onéreux et non reproductibles par des solutions innovantes comme celles que proposent les métamateriaux et notamment les conducteurs magnétiques artificiels (CMA).

Pour nos travaux, nous avons sélectionné deux antennes, une antenne spirale d'Archimède et une antenne sinueuse. Une analyse du champ proche de ces deux antennes a été proposée et validée partiellement par une mesure innovante. Cette analyse a permis de donner une loi de variation de la zone active de l'antenne à grande proximité de celle-ci, afin de pouvoir dimensionner un réflecteur placé au plus près de l'antenne.

Nous avons présenté et validé les différents types de réflecteurs qui peuvent être associés à ce type d'antenne, qu'il s'agisse d'un conducteur électrique parfait (CEP), ou d'un conducteur magnétique parfait (CMP). Les résultats ont montré qu'une antenne large bande bidirectionnelle placée au-dessus d'un réflecteur CEP a une BIM (Bande d'Intérêt Maximale) de 5:1. Dans cette bande, le gain dans l'axe de l'antenne au-dessus du réflecteur est supérieur à celui de la même antenne en espace libre. Dans le cas où le réflecteur est un CMP, la BIM peut atteindre 10:1.

Une étude sur les limitations d'un réflecteur évolutif modélisé par un réflecteur métallique à étages a été réalisée et validée par des mesures. Nous avons constaté qu'il n'est pas possible d'associer plusieurs réflecteurs fonctionnant sur des bandes différentes pour concevoir un réflecteur large bande, sans dégrader le gain dans l'axe de l'antenne.

Enfin, nous avons présenté un réflecteur hybride associant deux réflecteurs différents, un réflecteur LEBG (Loaded Electromagnetic Band Gap) pour le fonctionnement à basses fréquences et réflecteur CEP pour le fonctionnement à des fréquences plus élevées. Le système antennaire proposé (antenne + réflecteur) fonctionne de 1 GHz à 10 GHz (10:1) et présente une épaisseur totale de $\lambda_{1GHz}/26$.

Abstract

Antennas dedicated to electronic warfare (EW), operate on bandwidth higher than a decade (ratio 10 between the high and low frequencies), with the low frequency close to one hundred MHz. Antennas usually used in the field of EW are independent frequency antennas, which are placed above an absorber cavity. However, the thickness of the cavity is important regarding the antenna lower operating frequency. This complicates the integration of these antennas on small carriers where the volume is limited and the mass is a critical parameter.

In order to develop new more efficient antenna systems dedicated to the EW, it is necessary to operate a technological break of current solutions. This break consists of replacing the cavity absorber employing heavy, expensive and no reproducible materials by innovative solutions as those proposed by metamaterials such as artificial magnetic conductor (AMC).

In my work, we selected two antennas, an Archimedean spiral antenna and a sinuous antenna. An analysis of the electromagnetic near field of the antennas has been proposed and partially validated by an innovative measurement. Thanks to this analysis, it is possible to give the variation distribution of the active area of the antenna close to this one, in order to design a reflector placed very close to the antenna.

We have exposed and validated the different types of the reflectors that can be associated with this type of antenna, whether it is a perfect electric conductor (PEC) or a perfect magnetic conductor (PMC). The results proved that a wideband bidirectional antenna place above a PEC reflector has a maximal band of interest (MBI) of 5:1, in this bandwidth the broadside gain of the antenna above the reflector is higher than the gain of the antenna without reflector. In the case where the reflector is PMC the MBI could reach 10:1.

An analysis of the limitations of a progressive reflector using a stepped metallic reflector has been realized and validated by measurement. We conclude that it is not possible to associate several reflectors working on different bandwidth in order to realize a wideband reflector, without degrading the broadside gain of the antenna.

Finally, we have presented a hybrid reflector combining two different reflectors, a LEBG reflector (Loaded Electromagnetic Band Gap) for lower frequencies and a PEC reflector to operate at higher frequencies. The proposed antenna system (antenna + reflector) operates from 1 GHz to 10 GHz (10:1), with a total thickness of $\lambda_{1GHz}/26$.

Table des matières

Introduc	ction générale		XV
Acronyn	nes utilisés		xvii
Chapitre	e I État de l'a épaisseur	rt des antennes directives très large bande planaires et de faible	19
I-1	Les antennes t	rès large bande	
	I-1.1 Ba I-1.2 An	ande passante des antennes indépendantes de la fréquence ntenne spirale d'Archimède	21 22
	I-1.2.1 I-1.2.2 I-1.2.3	Géométrie de l'antenne Principe de fonctionnement Impédance d'entrée de l'antenne spirale d'Archimède	
	I-1.3 At	ntenne sinueuse de DuHamel	
	I-1.3.1 I-1.3.2 I-1.3.3 I-1.3.4	Géométrie de l'antenne Principe de fonctionnement Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse auto complémentaire à N Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse simple polarisation	24 25 J brins25 25
	I-1.4 Au	mélioration de la bande passante d'une antenne indépendante de la fré	quence
	I-1.4.1 I-1.4.2 I-1.4.3 I-1 4 4	Modification de la géométrie de l'antenne Ajout de matériaux diélectrique Ajout d'élément circulaire métallique Conclusion	
I-2	Champ proche	e des antennes large bande	
	I-2.1 Do I-2.2 Cl I-2.3 Co	éfinition namp proche des antennes indépendantes de la fréquence onclusion	27 28 29
I-3	Les réflecteurs	s pour antennes large bande	30
	I-3.1 Le	es conducteurs parfaits	30
	I-3.1.1 I-3.1.2	Le conducteur électrique parfait Le conducteur magnétique parfait	30 30
	I-3.2 Le	e conducteur magnétique artificiel	
	I-3.2.1 I-3.2.2 I-3.2.3	Définition et caractérisation d'une Surface Haute Impédance Caractérisation dans un guide rectangulaire ou carré Caractérisation dans un guide coaxial	31 32 33
	I-3.3 Cl	assification des conducteurs magnétiques artificiels	
	I-3.3.1 I-3.3.2 I-3.3.3	CMA à motif unitaire CMA à motifs imbriqués CMA à motifs complémentaires	
	I-3.4 Co	onclusion	41

I-4	I-4 Application des conducteurs magnétiques artificiels aux antennes indépendantes of fréquence			41
	I-4.1	Réfl	ecteur CMA simple	41
	I-4	4.1.1	CMA avec substrat diélectrique	41
	I-4	4.1.2	CMA avec substrat magnétique	42
	I-4.2	Réfl	ecteur CMA modifié	44
	I-4	4.2.1	Réflecteur CMA avec motifs supprimés	44
	I-4.2.2		QAMC Ráflastaur CMA avez multi náriadas	46
	I	4.2.4	Réflecteur CMA évolutif	48
	I-4	4.2.5	Réflecteur CMA + CEP	51
	I-4	I-4.2.6 Réflecteur CMP + CEP		53
	I-4.3	Synt	hèse	54
	I-4.4	Con	clusion	54
I-5	Conclusio	on		55
DIUI	lographie .	•••••		37
Chapitre	II Anal	yse du	champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence	61
II-1	Méthode	e de vis	ualisation de la zone active	63
11-2	Visualisa	ation di	i champ électromagnétique proche	64
	II-2.1	Visu	alisation de la zone active de l'antenne spirale d'Archimède	64
	II-	-2.1.1	Géométrie de l'antenne spirale d'Archimède	64
	11-]]-	-2.1.2	Étude des courants sur les brins de l'antenne spirale d'Archimède pour $\lambda/z = 1$	67 2 et
		2.1.0	f = 4 GHz.	68
	II-	-2.1.4	Étude du champ proche de l'antenne spirale d'Archimède pour $\lambda/z = 4$.	.5 et
	II-	-2.1.5	Évolution des amplitudes en fonction de la distance	75
	II-	-2.1.6	Évolution de la zone active en fonction de la distance	87
	II-	-2.1.7	Conclusion	90
	II-2.2	Visu	alisation de la zone active de l'antenne sinueuse	90
	II-	-2.2.1	Géométrie de l'antenne de sinueuse	90
	- 11	-2.2.2	Etude des courants sur les brins de l'antenne sinueuse à $f = 4$ GHz	93
	11-	-2.2.3	Etude du champ proche de l'antenne sindeuse pour $NZ = 12$ et $1 = 4$ Gr	
	II-	-2.2.4	Étude du champ proche de l'antenne sinueuse pour $\lambda/z = 4.5$ et f = 4 G	Hz
	II-	-2.2.5	Évolution des amplitudes en fonction de la distance	99
	II-	-2.2.6	Évolution de la zone active en fonction de la distance	107
	II-	-2.2.7	Conclusion	109
	II-2.3	Con	clusion	109
II-3	Validatio	on expé	rimentale	110
	II-3.1	Ban	c de mesure	110
	11-3.2	Con	figurations mesurees	113
	II-	-3.2.1	Configuration $n^{\circ}1$, $f = 0.5$ GHz et $h = 5$ mm	114
	II- II-	-3.2.2	Configuration n 2, $f = 0.5$ GHz et $h = 10$ mm	115
				-

	II-3.2.4 II-3.2.5	Configuration $n^{\circ}4$, $f = 0.8$ GHz et $h = 10$ mm Synthèse	117 118
II-4	Conclusion		118
Bibli	ographie		121
Chapitre	III Étude du fo réflecteur p	onctionnement d'une antenne large bidirectionnelle au-dessus d'u parfait	1 123
III-1	Rappels sur le	principe des interférences constructives	125
III-2	Source d'onde	s planes au-dessus d'un réflecteur parfait et infini	126
	III-2.1 Rap III-2.2 Cha	pel sur la nature de la polarisation ngement du sens de rotation d'une onde plane à polarisation elliptique	126 e 126
	III-2.2.1	Cas d'un réflecteur CEP	127
	III-2.2.2	Cas d'un réflecteur CMP	129
	III-2.2.3	Généralisation	130
	III-2.3 Con	clusion	131
III-3	Source d'onde parfait et infir	s planes bidirectionnelle à polarisation elliptique au-dessus d'un réflec	teur 131
	III-3.1 Cas	d'un réflecteur parfait	131
		Páflecteur CED infini	133
	III-3.1.1 III-3.1.2	Réflecteur CMP infini	133
	III-3.2 Con	clusion	135
III_4	Antenne spiral	e d'Archimède au-dessus d'un réflecteur parfait	135
111-4		mátria da l'antanna	125
	III-4.1 Geo III-4.2 Cara	actéristiques de l'antenne en espace libre	133
	III-4.3 Ante	enne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP	140
	III-4.3.1	Antenne spirale d'Archimède sur CEP pour h = 20 mm	140
	III-4.3.2	Antenne spirale d'Archimède sur CEP pour h = 15 mm	144
	III-4.3.3	Synthèse	148
	III-4.4 Ante	enne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP	149
	III-4.4.1	Antenne spirale d'Archimède sur CMP pour h = 10 mm	149
	III-4.4.2	Antenne spirale d'Archimède sur CMP pour $h = 5 \text{ mm}$	152
	111-4.4.3	Synthese	156
	III-4.5 Syn	thèse	156
Ш. С	111-4.0 Com		137
111-5	Antenne sinue	use au-dessus d'un reflecteur partait	15/
	III-5.1 Géo	métrie de l'antenne	158
	III-5.2 Cara III-5.3 Ante	enne sinueuse simple polarisation au-dessus d'un réflecteur CEP	158
	III-5 3 1	Antenne sinueuse au-dessus d'un CEP pour $h = 20 \text{ mm}$	163
	III-5.3.2	Antenne sinueuse au-dessus d'un CEP pour $h = 15 \text{ mm}$	168
	III-5.3.3	Synthèse	172
	III-5.4 Ante	enne sinueuse simple polarisation au-dessus d'un réflecteur CMP	173
	III-5.4.1	Antenne sinueuse au-dessus d'un CMP pour h = 10 mm	173
	III-5.4.2	Antenne sinueuse au-dessus d'un CMP pour h = 5 mm	177

	III-5.5 III-5.6	Synthèse Conclusion	
III-6	Validation	expérimentale avec l'antenne spirale d'Archimède	
	III-6.1 III-6.2 III-6.3	Géométrie de l'antenne spirale d'Archimède Configurations mesurées Résultats de mesures	
	III-6. III-6. III-6. III-6.	 3.1 Adaptation de l'antenne 3.2 Gain de l'antenne 3.3 Taux d'ellipticité de l'antenne 3.4 Synthèse 	
	III-6.4	Rétros simulations	
	III-6. III-6. III-6.	 4.1 Adaptation de l'antenne avec la couronne d'absorbant 4.2 Gain de l'antenne avec la couronne d'absorbant 4.3 Taux d'ellipticité de l'antenne avec la couronne d'absorbant 	
III-7	Validation	expérimentale avec l'antenne sinueuse	
	III-7.1 III-7.2 III-7.3	Géométrie de l'antenne sinueuse Configuration messurée Résultats de mesure	
	III-7. III-7. III-7. III-7.	 3.1 Adaptation de l'antenne 3.2 Gain de l'antenne 3.3 Découplage de la composante croisée 3.4 Synthèse 	
III-8 Biblio	Conclusion graphie		
Chapitre I	V Limitat	on d'un réflecteur évolutif ou multi-périodes	201
IV-1 IV-2	Principe d Mise en év	recouvrement des bandes idence de l'influence du saut de phase à l'aide d'un réflecte	203 our CEP à étages 205
	IV-2.1 IV-2.2	Géométrie du réflecteur Géométrie de l'antenne spirale d'Archimède	
	IV-2 IV-2 IV-2	2.1 Adaptation de l'antenne2.2 Gain de l'antenne2.3 Taux d'ellipticité de l'antenne	
IV-3	Études des	limitations	
	IV-3.1	Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étag 20°	es pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} =$
	IV-3 IV-3 IV-3 IV-3	1.1 Gain de l'antenne1.2 Adaptation de l'antenne1.3 Rayonnement de l'antenne1.4 Conclusion	209 210 210 210 212
	IV-3.2	Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étag	es pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} =$
	N7.2	10°	
	IV-3 IV-3	2.1 Gain de l'antenne	
	IV-3 IV-3	2.3 Rayonnement de l'antenne2.4 Conclusion	

	IV-3.3	Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_2$	$_{2.5GHz} = 216$
	Π.	2.2.1 Coin de l'antenne	
	1V IV	-3.3.1 Gain de l'antenne	
	IV-	-3.3.3 Rayonnement de l'antenne	
	IV-	-3.3.4 Conclusion	219
	IV-3.4	Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_2$ 30°	^{2.5GHz} =
	IV-	-3.4.1 Gain de l'antenne	220
	IV-	-3.4.2 Adaptation de l'antenne	220
	IV-	-3.4.3 Rayonnement de l'antenne	220
	IV-3.5	Synthèse	222
	IV-3.6	Conclusion	225
IV-4	Analyse étages	du fonctionnement de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflect	eur à 225
	IV-4 1	Antenne spirale d'Archimède en espace libre	226
	IV.	4.1.1 Zone active de l'antenne à f = 2.5 GHz pour z = h.	226
	IV-	-4.1.1 Zone active de l'antenne à $f = 2.5$ GHz, pour $z = \frac{1}{2}$	220
	IV-	-4.1.3 Conclusion	229
	IV-4 2	Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour Ad-	
	17 1.2	120°	229
	IV-	-4.2.1 Courants de surface à la fréquence de transition $f = 2.5 \text{ GHz}$	229
	IV-	-4.2.2 Zone active de l'antenne à la fréquence de transition $f = 2.5 \text{ GHz}$	230
	IV-	-4.2.3 Courants de surface pour $f_G = 3.6 \text{ GHz}$	236
	IV-	-4.2.4 Zone active de l'antenne à $f_G = 3.6 \text{ GHz}$	236
	1 V	-4.2.5 Conclusion	242
	IV-4.3	Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_2$ 90°	2.5GHz =
	IV-	-4.3.1 Courants de surface pour $f_G = 4 \text{ GHz}$	243
	IV-	-4.3.2 Zone active de l'antenne à $f_G = 4$ GHz	244
	IV-	-4.3.3 Conclusion	248
	IV-4.4	Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_2$ 60°	^{2.5GHz} =
	IV-	-4.4.1 Courant de surface pour $f_c = 4.5 \text{ GHz}$	249
	IV-	-4.4.2 Zone active de l'antenne à $f_G = 4.5$ GHz.	
	IV-	-4.4.3 Conclusion	254
	IV-4.5	Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_2$ 30°	_{2.5GHz} =
	W-	-4.5.1 Courants de surface à fuie = 6 GHz	255
	IV-	-4.5.1 Coularity de sufface a $I_{\Delta\phi0} = 0$ GHz	
	IV-	-4.5.3 Conclusion	260
	IV-4.6	Conclusion	261
IV-5	Validation expérimentale		
	IV-5.1 Géométrie de l'antenne spirale d'Archimède		
	IV-5.2	Configurations mesurées	261

IV-5.3 Gain de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur métallique à étages	262
$IV-5.3.1 Gain de l'antenne pour h_1 = 30 \text{ mm} (\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^\circ) \dots$ $IV-5.3.2 Gain de l'antenne pour h_1 = 25 \text{ mm} (\Delta \phi_{2.5GHz} = 90^\circ) \dots$ $IV-5.3.3 Gain de l'antenne pour h_1 = 20 \text{ mm} (\Delta \phi_{2.5GHz} = 60^\circ) \dots$ $IV-5.3.4 Gain de l'antenne pour h_1 = 15 \text{ mm} (\Delta \phi_{2.5GHz} = 30^\circ) \dots$ $IV-5.3.5 Gain de l'antenne pour h_1 = 12.5 \text{ mm} (\Delta \phi_{2.5GHz} = 15^\circ) \dots$ $IV-5.3.6 \text{Synthèse} \dots$ $IV-6 \text{Conclusion} \dots$ $Bibliographie \dots$. 262 . 262 . 263 . 263 . 263 . 264 . 264 . 264 . 265 . 265 . 267
Chapitre V Étude de la spirale d'Archimède en présence d'un réflecteur CMA évolutif ou réflecteur hybride	d'un 269
V-1 Réflecteurs CMA circulaire évolutif	. 271
V-2 Réflecteur hybride	. 285
V-3 Optimisation du réflecteur hybride LEBG + CEP	. 296
V-4 Reflecteur hybride LEBG + CEP complet	. 300
V-5 Conclusion Bibliographie	. 309 . 311
Conclusion générale	313
Publications personnelles	317
Annexes	319
Listes des figures	321
Listes des tableaux	337

Introduction générale

Le travail développé dans cette thèse s'inscrit dans le contexte de la recherche de solutions innovantes pour optimiser l'encombrement et le fonctionnement des antennes dédiées à la guerre électronique (GE). Ces antennes ont des bandes passantes qui peuvent dépasser la décade, avec une fréquence basse proche d'une centaine de MHz. Les antennes classiques principalement utilisées dans le domaine de la GE font appel à des antennes dites indépendantes de la fréquence. Ces antennes sont placées sur une cavité absorbante qui permet d'isoler l'antenne de son environnement tout en maintenant les propriétés électromagnétiques (EM) de l'antenne.

Cependant, l'épaisseur de la cavité est importante compte tenu de la fréquence basse de fonctionnement de l'antenne utilisée, ce qui complique l'intégration de ces antennes sur des porteurs, surtout lorsqu'ils sont de petite taille où le volume est restreint et la masse un paramètre critique. En effet, ces matériaux absorbants sont lourds, et de plus leurs propriétés EM ne sont pas parfaitement reproductibles d'un run de fabrication à l'autre. Pour finir, le dernier inconvénient de cette solution est que la moitié de puissance rayonnée (rayonnement arrière de l'antenne) est perdue dans la cavité.

Afin de concevoir de nouveaux systèmes antennaires dédiés à la GE plus performants, il convient d'opérer une rupture technologique aux solutions actuelles. Cette rupture passe par le remplacement de la cavité absorbante par des solutions innovantes comme celles que proposent les métamateriaux.

En 1999, D. Sievenpiper¹ a montré que les surfaces haute impédance (SHI) ou matériaux à bandes interdites électromagnétiques (BIE) pouvaient être utilisés comme réflecteur pour les antennes. Ces matériaux permettent de miniaturiser et plus précisement réduire l'épaisseur des antennes tout en préservant une bonne efficacité de rayonnement, car le coefficient de réflexion de la structure est égal à 1 sur une certaine bande de fréquences. L'inconvénient majeur de ces matériaux est leur fonctionnement « bande étroite » dès lors que leur encombrement est faible.

Les travaux de L. Schreider² ont montré qu'une antenne spirale d'Archimède placée à grande proximité d'une structure BIE chargée par des éléments discrets résistifs peut couvrir des bandes de fonctionnement très larges pouvant être supérieures à la décade, et ce pour des coûts de fabrication réduits grâce à la technologie classique des circuits imprimés. Cette nouvelle structure BIE permet de réduire l'épaisseur des antennes à large bande passante à environ 1/100^{ième} de longueur d'onde. En revanche, l'efficacité de rayonnement des antennes placées au-dessus de la structure BIE chargée est comparable à celle des matériaux absorbants.

Enfin, les travaux de thèse de M. Grelier³ ont contribué à poser les fondations d'un nouveau concept de réflecteur quasi-magnétique large bande dont le principe de conception a été appliqué à l'antenne spirale d'Archimède et validé fonctionnellement.

L'objectif de la thèse s'inscrit dans la continuité de l'étude menée par M. Grelier et concerne l'extension et application du concept de réflecteur quasi-magnétique à large bande associé à une antenne large bande. Pour l'antenne, l'obtention d'une large bande est dictée par des principes physiques et conduit à des antennes pour lesquelles les distributions de champs électrique et magnétique rayonnés en zone de champ proche possèdent des lois de répartition et d'évolution en fréquence différentes. L'objectif final de la thèse est de prendre en compte cette diversité et de proposer une méthodologie de conception de réflecteurs adaptés à ce type d'antenne.

¹ D.Sievenpiper, *High impedance electromagnetic surfaces*. PhD thesis, University of California, Los Angeles, 1999.

² L. Schreider, Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur – Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz, thèse de doctorat, Télécom ParisTech, 2006.

³ M. Grelier, *Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériaux artificiels*, thèse de doctorat, Télécom ParisTech, 2011.

Les performances recherchées sont :

- Un système antennaire de faible épaisseur, inférieure à 1/10^{ième} de la longueur d'onde avec une fréquence inférieure au GHz,

- Une bande passante proche de la décade,

- Un gain de l'antenne supérieur à celui de l'antenne en espace libre,

- Des diagrammes de rayonnement stables avec un lobe principal formé et une direction du maximum de gain stable.

Réussir à regrouper tous ces critères dans un système antennaire représente un défi de taille, car dans la littérature actuelle aucune solution n'existe.

Mes travaux de recherche prennent place dans le cadre d'une thèse CIFRE, conjointement encadrée par Télécom ParisTech et Thales Systèmes Aéroportés.

Le premier chapitre présente l'état de l'art des antennes larges bandes et plus précisément celui des antennes indépendantes de la fréquence. Nous choisirons deux antennes ayant des polarisations de natures différentes, une antenne spirale d'Archimède et une antenne sinueuse. Nous présenterons la problématique de l'association d'un réflecteur plan à ce type d'antenne, qu'il s'agisse d'un conducteur électrique, magnétique ou magnétique artificiel. Nous présenterons aussi une liste non exhaustive des solutions existantes associant une antenne large bande et un réflecteur.

Le deuxième chapitre propose une méthode d'étude du champ proche des deux antennes candidates, basée sur l'analyse de l'évolution des différentes composantes des champs électrique et magnétique, mais aussi des composantes du vecteur de Poynting en fonction de la distance. En étudiant le champ électromagnétique rayonné par l'antenne dans une zone au-dessus de l'antenne comprise entre $\lambda/12$ et $\lambda/2$, nous allons définir la forme et les dimensions de la zone active de l'antenne. Une méthode innovante de visualisation du champ proche de l'antenne à partir d'une caméra infrarouge sera proposée.

Le troisième chapitre présente un modèle permettant de calculer la bande passante utile (bande de fréquences où le réflecteur apporte un gain par rapport à la solution en espace libre) d'une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande placée au-dessus d'un conducteur parfait (électrique ou magnétique) infini utilisé comme réflecteur. Nous définissons cette bande à l'aide d'un modèle prenant en compte les interférences constructives dans la direction normale au plan de la source. Cette source sera ensuite remplacée par les deux antennes candidates. L'objectif est de calculer la bande passante maximale à l'intérieur de laquelle le gain de l'antenne est supérieur au gain de l'antenne en espace libre, à la distance minimale entre l'antenne et le réflecteur.

Le quatrième chapitre a pour objectif d'étudier les limites d'utilisation d'un réflecteur multibandes associé à une antenne spirale d'Archimède, en utilisant le principe du recouvrement des bandes. Ce réflecteur, calculé à partir des équations issues du troisième chapitre, sera modélisé avec un réflecteur métallique à étages pour simplifier le problème. Nous présentons la problématique liée au saut de phase entre deux réflecteurs consécutifs fonctionnant sur des bandes de fréquences différentes.

Pour finir, le cinquième chapitre synthétise les résultats des trois chapitres précédents, en explorant la complexité d'un conducteur magnétique artificiel (CMA) multi-bandes (composé de deux couronnes de motifs CMA ayant des bandes de fonctionnement différentes) utilisé comme réflecteur. Un réflecteur hybride composé d'une partie CMA en périphérie et d'une partie métallique au centre est aussi proposé. Le problème de saut de phase est aussi étudié pour ce réflecteur et nous proposerons une alternative au réflecteur hybride en chargeant la partie CMA avec des charges résistives localisées.

La conclusion synthétise les travaux et propose certaines perspectives pour des travaux futurs.

Acronymes utilisés

- AR : Axial Ratio
- Az : angle Azimuth, repère Ludwig 2
- Balun : BALanced to UNbalanced.
- BIE : Bande Interdite Electromagnétique.
- BP : Bande Passante.
- CEP : Conducteur Electrique Parfait.
- CMA : Conducteur Magnétique Artificiel.
- CMP : Conducteur Magnétique Parfait.
- CST MWS : Computer Simulation Technology MicroWave Studio.
- EBG : Electromagnetic Band Gap.
- El : angle Elévation, repère Ludwig 2.
- FIT : Finite Integration Technique.
- HFSS : High Frequency Structure Simulator.
- HIS : High Impedance Surface.
- LEBG : Loaded Electromagnetic Band Gap.
- LHEP : Left Hand Elliptical Polarization.
- LHCP : Left Hand Circularly Polarization.
- RHEP : Right Hand Elliptical Polarization.
- RHCP : Right Hand Circularly Polarization.
- RPM : Reflection Phase Method.
- TE : Transverse Electric.
- TM : Transverse Magnetic.
- TEM : Transverse Electric Magnetic.
- VIA : Vertical Interconnect Access.
- XPD : Cross-Polarization Discrimination

Chapitre I

État de l'art des antennes directives très large bande planaires et de faible épaisseur

Sommaire

I-1	Les antenn	es très large bande	21
	I-1.1 I-1.2	Bande passante des antennes indépendantes de la fréquence Antenne spirale d'Archimède	21
	I-1.2 I-1.2 I-1.2	 Géométrie de l'antenne Principe de fonctionnement Impédance d'entrée de l'antenne spirale d'Archimède. 	22 22 23
	I-1.3	Antenne sinueuse de DuHamel	23
	I-1.3 I-1.3 I-1.3	 Géométrie de l'antenne Principe de fonctionnement Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse auto complémentaire à N l 	24 25 brins
	I-1.3	.4 Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse simple polarisation	25
	I-1.4	Amélioration de la bande passante d'une antenne indépendante de la fréqu	ience 25
	I-1.4 I-1.4 I-1.4 I-1.4	 Modification de la géométrie de l'antenne Ajout de matériaux diélectrique Ajout d'élément circulaire métallique Conclusion 	25 26 26 26
I-2	Champ pro	oche des antennes large bande	27
	I-2.1 I-2.2 I-2.3	Définition Champ proche des antennes indépendantes de la fréquence Conclusion	27 28 29
I-3	Les réflect	eurs pour antennes large bande	30
	I-3.1	Les conducteurs parfaits	30
	I-3.1 I-3.1	 Le conducteur électrique parfait Le conducteur magnétique parfait 	30 30
	I-3.2	Le conducteur magnétique artificiel	31
	I-3.2 I-3.2 I-3.2	 Définition et caractérisation d'une Surface Haute Impédance Caractérisation dans un guide rectangulaire ou carré Caractérisation dans un guide coaxial 	31 32 33
	I-3.3	Classification des conducteurs magnétiques artificiels	34
	I-3.3 I-3.3	 CMA à motif unitaire CMA à motifs imbriqués 	34 38
			19

	I-3.	3.3 CMA à motifs complémentaires	39
	I-3.4	Conclusion	41
I-4	Applicati fréquenc	on des conducteurs magnétiques artificiels aux antennes indépendantes de la e	41
	I-4.1	Réflecteur CMA simple	41
	I-4. I-4.	1.1 CMA avec substrat diélectrique 1.2 CMA avec substrat magnétique	41 42
	I-4.2	Réflecteur CMA modifié	44
	I-4.2 I-4.2	2.1 Réflecteur CMA avec motifs supprimés2.2 QAMC	44 46
	I-4.1 I-4.1	 2.3 Réflecteur CMA avec multi-périodes 2.4 Réflecteur CMA évolutif 	. 48 . 49
	I-4.2 I-4.2	2.5 Réflecteur CMA + CEP 2.6 Réflecteur CMP + CEP	51 53
	I-4.3 I-4.4	Synthèse Conclusion	54 54
I-5 Biblio	Conclusio graphie	on	55 57

L'objectif de cette thèse est de contribuer au développement d'une méthode de conception de réflecteurs, ayant une large bande de fonctionnement, pour être associés à une antenne large bande.

Pour cela, nous allons d'abord définir les différentes antennes indépendantes de la fréquence que nous allons utiliser. Ensuite, nous étudierons les différents réflecteurs (CEP¹, CMP² ou CMA³) qui pourraient convenir à ce type d'antennes. Une classification de différents CMA sera donnée. Pour finir, nous nous intéresserons aux différentes solutions existantes, associant une antenne indépendante de la fréquence et un réflecteur CMA.

I-1 Les antennes très large bande

Parmi les antennes large bande, nous distinguons deux types [1]. Tout d'abord, les antennes à ondes stationnaires, par exemple, l'antenne papillon, qui sont issues d'antennes élémentaires, comme le dipôle ou le monopôle, dont la géométrie a été modifiée afin d'augmenter la bande passante [2].

Ensuite, les antennes indépendantes de la fréquence introduites par V.H. Rumsey [3]. Ces antennes présentent une géométrie définie uniquement par des angles, et constante en fonction de la fréquence, elles sont aussi considérées comme théoriquement infinies [1], par exemple, l'antenne équiangulaire, l'antenne sinueuse ou l'antenne spirale d'Archimède qui est une antenne quasiindépendante de la fréquence. Une autre condition nécessaire est qu'il faut que les courants contribuant au rayonnement soient regroupés en zones actives en fonction de la fréquence et qu'ils diminuent en se propageant sur l'antenne afin que cette dernière soit considérée comme infinie [4]. Ces zones actives ont une circonférence égale à une longueur d'onde [4], donc si la fréquence augmente d'un facteur α , la circonférence de la zone diminue du même facteur α .

Ces antennes au rayonnement bidirectionnel présentent une géométrie constante en fonction de la fréquence ce qui signifie qu'elles peuvent fonctionner sur une bande de fréquence supérieure à la décade, comme l'antenne spirale d'Archimède présentée sur la Figure I.1 ou l'antenne sinueuse, Figure I.4, souvent utilisées dans le domaine de la GE. Elles seront les antennes candidates pour nos travaux.

I-1.1 Bande passante des antennes indépendantes de la fréquence

Nous définissons la bande passante de ces antennes par la relation (I.1).

(I.1)
$$BP = \frac{f_{max}}{f_{min}} : 1$$

Avec f_{max} et f_{min} les fréquences maximale et minimale de fonctionnement de l'antenne. Dans cette bande passante nous considérons que l'antenne vérifie des critères :

- L'antenne est correctement adaptée, c'est-à-dire que le module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ doit être inférieur à -10 dB

- Le taux d'ellipticité (AR⁴) doit être inférieur à 3 dB (pour une antenne à polarisation circulaire)

- Le découplage de la polarisation croisée (XPD^5) doit être supérieur à 10 dB (pour une antenne à polarisation linéaire)

- Les diagrammes de rayonnement de l'antenne ne subissent pas de déformations (ouverture angulaire à mi-puissance stable)

¹ Conducteur Electrique Parfait

² Conducteur Magnétique Parfait

³ Conducteur Magnétique Artificiel

⁴ Axial Ratio

⁵ Cross-Polarization Discrimination

- Le gain est stable, dans le cas d'une antenne associée à un réflecteur, le gain doit être supérieur à celui de la même antenne sans réflecteur c'est-à-dire en espace libre.

Les critères définissant la bande de fréquences de l'antenne sont dictés par l'application visée.

I-1.2 Antenne spirale d'Archimède

L'antenne spirale d'Archimède à deux brins a été introduite par J. Kaiser en 1960 [5]. Cette antenne est dite quasi-indépendante de la fréquence, car elle possède une expansion linéaire, contrairement aux antennes décrites par le principe de V.H. Rumsey, qui sont décrites uniquement par des angles.

I-1.2.1 Géométrie de l'antenne

L'antenne spirale d'Archimède à deux brins est décrite par l'équation suivante :

(I.2)
$$\rho = a\phi + b$$

Les paramètres ρ et ϕ représentent les coordonnées polaires, a est une constante qui détermine le taux d'expansion de la spirale et b est le paramètre qui permet de choisir la largeur du brin de la spirale. Le second brin de l'antenne est obtenu par rotation de 180° du premier brin. La largeur du brin de la spirale (w) doit être choisie afin que la structure soit auto-complémentaire (w = s) comme sur la Figure I.1. Pour inverser le sens d'enroulement des brins, il suffit de changer le signe de a.



Figure I.1 - Antenne spirale d'Archimède à deux brins.

I-1.2.2 Principe de fonctionnement

D'après la Figure I.2, lorsque les brins de l'antenne sont alimentés en opposition de phase [6] ou mode m = 1 [7], le maximum de rayonnement a lieu lorsque le courant de chaque brin a parcouru une distance égale à $\lambda/2$ par rapport au centre de l'antenne. Les courants aux points P sur le brin A et Q sur le brin B sont en phase et diamétralement opposés par rapport au centre de l'antenne (O), ce qui signifie que les points P et Q sont sur un cercle théorique ayant une circonférence égale à λ , donc la zone active a un diamètre D = λ/π .





I-1.2.3 Impédance d'entrée de l'antenne spirale d'Archimède

En 1948, Y. Mushiake a mis en évidence le principe d'antenne auto-complémentaire [8]. Le principe de Babinet [9] appliqué à l'électromagnétisme permet d'établir que l'impédance d'une antenne planaire quelconque et celle de son complémentaire sont liées par la relation suivante :



Figure I.3 - (a) Antenne planaire, (b) Antenne à fente (complémentaire) [8].

Avec ε_0 et μ_0 la permittivité et perméabilité du vide. Les antennes auto-complémentaires comportent autant de parties métalliques que non métalliques (air ou substrat), ce qui signifie que $Z_1 = Z_2$, par conséquent leur impédance d'entrée vaut 188.5 Ω ($60\pi \Omega$) et est stable sur toute la bande de fonctionnement. Les antennes indépendantes de la fréquence sont quasiment toutes auto-complémentaires sauf certaines exceptions, par exemple, une antenne sinueuse à deux brins n'est pas forcément auto-complémentaire.

I-1.3 Antenne sinueuse de DuHamel

L'antenne sinueuse à double polarisation (Figure I.4) a été introduite par R. H. DuHamel en 1985 [10], elle est uniquement définie par des angles. Cette antenne comporte quatre brins, lorsqu'elle est complète, ce qui permet de réaliser tout type de polarisation (linéaire, circulaire). Mais elle peut aussi être utilisée comme une antenne à simple polarisation linéaire lorsqu'elle ne comporte que deux brins.

I-1.3.1 Géométrie de l'antenne

La courbe d'un brin de l'antenne sinueuse est définie par l'équation (I.4) :

(I.4)
$$\phi = (-1)^p \alpha_p \sin\left(\frac{180\ln(r/R_p)}{\ln(\tau_p)}\right)$$

Avec *r* et ϕ les coordonnées polaires. R_p et τ_p représentent respectivement le rayon externe de la cellule p et le rapport entre les rayons des cellules p et p+1 tels que :

(I.5) $R_p = \tau_{p-1} R_{p-1}$

Dans notre cas, nous avons choisi τ_p constant. La largeur des brins de l'antenne est donnée par la valeur de l'angle δ (cf. Figure I.5), donc l'équation d'un brin de l'antenne est donnée par l'équation (I.6) :

(I.6)
$$\phi = (-1)^p \alpha \sin\left(\frac{180\ln(r/R_p)}{\ln(\tau)}\right) \pm \delta$$

Les paramètres α et δ sont aussi des constantes.



Figure I.4 - Antenne sinueuse double polarisation.



Figure I.5 - Brin de l'antenne sinueuse.

Il existe dans la littérature d'autres équations de dimensionnement comme celles de proposées dans [11].

I-1.3.2 Principe de fonctionnement

Pour une antenne sinueuse, les courants ne circulent pas sur un cercle, mais sur des arcs de cercle. Donc lorsque les courants de chaque brin ont parcouru une distance égale à $\lambda/2$, la zone active à un diamètre égal à D = $\lambda/2(\alpha+\delta)$. Si $\alpha+\delta = \pi/2$, nous retrouvons la même expression que pour l'antenne spirale d'Archimède.

I-1.3.3 Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse auto complémentaire à N brins

Pour que l'antenne sinueuse soit auto-complémentaire, il faut que $\delta = 180/2N$, avec N le nombre de brins qui constitue l'antenne. Dans ce cas, l'impédance de chaque brin de l'antenne est égale à [11] :

(I.7)
$$Z_m = \frac{30\pi}{\sin\left(\frac{180m}{N}\right)}$$

Avec m le mode d'excitation. Par exemple, pour N = 4 et m = 1, l'impédance de chaque brin est de 133 Ω . Si N = 2 et m = 1, alors l'impédance de chaque brin est de 94.25 Ω [13].

I-1.3.4 Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse simple polarisation

Pour une antenne sinueuse non auto-complémentaire ($\delta \neq 180/2N$), la formule de l'équation (I.7) ne s'applique pas. Dans ce cas, l'impédance est plus proche de 270 Ω [14]. Durant nos travaux, nous avons principalement considéré une antenne sinueuse à deux brins, non auto-complémentaire. Ce choix a été fait pour réduire les temps de simulation et simplifier les différentes études.

I-1.4 Amélioration de la bande passante d'une antenne indépendante de la fréquence

Ils existent des méthodes pour améliorer la bande passante ou la taille des antennes indépendantes de la fréquence, qui sont assujetties aux limitations de Chu [15].

I-1.4.1 Modification de la géométrie de l'antenne

La fréquence basse étant limitée par le rayon externe de l'antenne, certaines méthodes de miniaturisation des antennes indépendantes de la fréquence consistent à modifier la géométrie de l'antenne pour augmenter artificiellement la distance parcourue par les courants sur les brins de l'antenne, ce qui permet de diminuer la fréquence basse d'utilisation de l'antenne [16] & [17].



Figure I.6 - Antenne spirale d'Archimède étoilée [17].

I-1.4.2 Ajout de matériaux diélectrique

Une autre méthode consiste à placer (noyer) l'antenne dans un diélectrique spécifique afin de diminuer la fréquence basse d'utilisation [18] & [19], mais cette méthode augmente l'épaisseur de l'antenne.



Figure I.7- Antenne spirale équiangulaire placée dans un matériau [18].

I-1.4.3 Ajout d'élément circulaire métallique

Une méthode pour diminuer la fréquence basse d'utilisation d'une antenne spirale d'Archimède (ou autre antenne indépendante de la fréquence à polarisation circulaire) est de placer un élément circulaire autour de l'antenne : soit un simple anneau dans le plan de l'antenne comme proposé dans [17] & [20] ou encore un anneau avec des méandres placé au-dessus de l'antenne [21], ce qui augmente le diamètre total de l'antenne.



Figure I.8 - Spirale d'Archimède avec anneau, (a) étoilée [17], (b) classique [20].

I-1.4.4 Conclusion

Nous venons de voir deux types d'antennes indépendantes (ou quasi-indépendante) de la fréquence, auxquels nous allons nous intéresser. Les méthodes permettant de diminuer la fréquence basse d'utilisation ont pour défaut d'augmenter l'épaisseur ou le diamètre de l'antenne. Notre objectif est de placer un réflecteur en dessous de ces antennes pour améliorer les performances de ces antennes, mais aussi les rendre unidirectionnelles tout en gardant une faible épaisseur et sans augmenter le diamètre des antennes.

Mais pour concevoir un réflecteur adapté à l'antenne, il faut connaître le champ proche de celle-ci.

Nous allons nous intéresser aux champs proches de ces différentes antennes afin de mieux comprendre leurs fonctionnements.

I-2 Champ proche des antennes large bande

L'un des objectifs de cette thèse est de réussir à caractériser le champ proche des antennes indépendantes de la fréquence afin de savoir comment dimensionner de façon optimale le réflecteur associé.

I-2.1 Définition

L'évolution du champ rayonné d'une antenne est définie pour différentes zones (Rayleigh, Fresnel, Fraunhofer), Figure I.9. Ces zones évoluent en fonction de la distance d'observation par rapport à l'antenne, avec D la plus grande dimension de l'antenne et λ la longueur d'onde dans le vide.

La zone de Rayleigh est une zone de champ évanescent, la zone Fresnel est la zone de champ proche, et la zone de Fraunhofer est dite zone de champ lointain [22].



Figure I.9 - Zones des champs rayonnés par l'antenne en fonction de la distance d'observation [22].

Zone de Rayleigh : Dans cette zone, le champ rayonné par l'antenne est purement réactif. Zone de Fresnel : À partir d'une distance R_1 , le champ rayonné par l'antenne est propagatif. La distance $R_2=2D$ / λ représente la frontière entre le champ proche et le champ lointain.

À ce jour, dans la littérature, il existe peu d'articles portant sur l'étude du champ proche des antennes indépendantes de la fréquence.

Les relations données ci-dessus ne s'appliquent que pour les antennes ayant une dimension D grande devant la longueur d'onde. Pour les antennes indépendantes de la fréquence, ces relations ne s'appliquent pas, car leurs dimensions sont proches de la longueur d'onde [15]. Nous considérons que la zone de champ lointain est définie pour une distance $R_2 > 2\lambda$. La zone de champ proche est donnée pour $R_1 \ll \lambda$. Entre les deux se trouve la zone intermédiaire [23].



Figure I.10 - Zone de champ proche une antenne petite devant la longueur d'onde [23].

L'étude du champ proche peut aussi passer par l'étude de l'évolution de la distribution des courants sur l'antenne en fonction de la fréquence, comme le proposent [22] & [24].

I-2.2 Champ proche des antennes indépendantes de la fréquence

Dans [25], l'auteur propose de s'intéresser aux courants se propageant le long des brins d'une antenne spirale équiangulaire pour différentes fréquences. Ces résultats sont obtenus en visualisant l'amplitude des courants se propageant les longs des brins de l'antenne pour différentes fréquences, lorsque celle-ci est placée en espace libre.



Figure I.11 - Courant à la surface d'une antenne équiangulaire en fonction de la fréquence [25].

La Figure I.11 permet de mettre en évidence l'évolution des zones actives en fonction de la fréquence pour une antenne indépendante de la fréquence. Nous pouvons constater que plus la fréquence augmente et plus les zones actives se déplacent vers le centre de l'antenne. Ceci signifie que le réflecteur associé devra évoluer en fonction de la géométrie et des zones actives de l'antenne.



Figure I.12 - Courant à la surface d'une antenne spirale d'Archimède en fonction de la fréquence comportant peu d'enroulement [26].

Cependant, cette méthode de visualisation comporte un inconvénient. En effet, le courant au centre de l'antenne présente une forte amplitude, comme représenté sur la Figure I.12 et cela même si la fréquence de visualisation est basse et que l'antenne comporte de nombreux enroulements comme sur la Figure I.13.



Figure I.13 - Courant à la surface d'une antenne spirale d'Archimède en fonction de la fréquence avec un grand nombre d'enroulement [27].

Pour concevoir un réflecteur adapté à l'antenne, il faut donc connaitre son champ proche, car visualiser simplement les courants à la surface de l'antenne n'est pas suffisant. Pour cela, nous avons mis en place une méthode de caractérisation, qui sera présentée dans le chapitre II.

I-2.3 Conclusion

Le champ proche des antennes indépendantes de la fréquence ne semble pas simple à étudier, car nous disposons uniquement des représentations des courants se propageant le long des antennes.

Le chapitre II sera consacré à l'étude du champ proche des antennes spirale d'Archimède et sinueuse, car toutes les études se fondent sur la position d'une zone active à $D = \lambda/\pi$ (pour la spirale d'Archimède) ou $D = \lambda/2(\alpha+\delta)$ (pour la sinueuse), et peu de travaux portent sur l'évolution de cette zone à une certaine distance de l'antenne, sur l'influence du substrat ou d'un réflecteur. La connaissance de ces zones actives (positions, formes) est nécessaire pour concevoir un réflecteur large bande adapté à l'antenne.

I-3 Les réflecteurs pour antennes large bande

Dans cette partie, nous allons étudier les différents réflecteurs qui peuvent être utilisés avec une antenne large bande.

I-3.1 Les conducteurs parfaits

Dans un premier temps, nous présentons le conducteur parfait, électrique et magnétique.

I-3.1.1 Le conducteur électrique parfait

Un conducteur électrique parfait (CEP) est généralement placé à $\lambda/4$ [28] de l'élément rayonnant pour que le champ électrique revienne en phase dans le plan de l'élément rayonnant et que l'interaction des ondes_{1,2} soit constructive, Figure I.14. Sachant que notre étude portera sur des antennes fonctionnant à des fréquences basses, proches de 500 MHz, cela implique une épaisseur d'antenne importante. Dans certains cas, le CEP peut être placé très près de l'antenne, il s'agit alors d'antenne micro-ruban [29] & [30].



Figure I.14 - Interférences des ondes incidentes et réfléchies à proximité d'un CEP.

Nous verrons dans le chapitre III, quelles sont les réelles limites d'un réflecteur métallique associé à une antenne quasi-indépendante ou indépendante de la fréquence telle que l'antenne spirale d'Archimède ou l'antenne sinueuse.

I-3.1.2 Le conducteur magnétique parfait

L'avantage du conducteur magnétique parfait (CMP) est qu'il n'introduit pas de déphasage à la réflexion pour le champ électrique, car il possède un coefficient de réflexion $\Gamma = +1$. Ceci permet de placer le réflecteur au plus près de l'antenne, Figure I.15.



Figure I.15 - Interférences des ondes incidentes et réfléchies à proximité d'un CMP.

Dans le chapitre III, nous verrons aussi quelles sont les limites de fonctionnement de ce réflecteur.

I-3.2 Le conducteur magnétique artificiel

Les conducteurs magnétiques artificiels permettent d'obtenir les caractéristiques d'un CMP sur une bande de fréquence.

I-3.2.1 Définition et caractérisation d'une Surface Haute Impédance

Afin de reproduire les propriétés d'un CMP sur une certaine bande de fréquences, nous pouvons utiliser des structures périodiques présentant une impédance élevée, dans cette bande de fréquences, appelées Surface Haute Impédance (SHI ou HIS pour High Impedance Surface) [31].

Les SHI possèdent deux propriétés distinctes qui peuvent exister sur la même bande de fréquences ou sur des bandes séparées [32]. Nous parlons de matériaux à Bande Interdite Électromagnétique (BIE ou EBG pour Electromagnetic Band Gap) lorsqu'ils permettent la suppression des ondes de surfaces [33] et de conducteurs magnétiques artificiels (CMA ou AMC pour Artificial Magnetic Conductor) lorsqu'ils permettent la réflexion en phase des ondes incidentes [25]. Cette deuxième propriété est très utile pour réduire la distance entre l'antenne et le réflecteur [34], Figure I.16.



Figure I.16 - Interférences des ondes incidentes et réfléchies à proximité d'un CMA.

Le CMP possède une impédance de surface infinie ($Z_s = \infty$) indépendamment de la fréquence, contrairement au CEP qui a une impédance de surface nulle ($Z_s = 0$), Figure I.17. Les CMA se comportent comme une surface haute impédance, c'est-à-dire comme un CMP sur une certaine bande de fréquences ($Z_s = \text{fct}$ (fréquence)) [35] & [36].



Figure I.17 - Configuration des champs en fonction de l'impédance de surface.

L'impédance de surface et le coefficient de réflexion sont définis par :

(I.8)
$$Z_{s} = \frac{E_{tan}}{H_{tan}}$$
(I.9)
(I.10)
$$\Gamma = \frac{Z_{s} - \eta_{0}}{Z_{s} + \eta_{0}}$$

Avec η_0 l'impédance de l'air soit 377 Ω (120 π Ω).

Les CMA sont des structures périodiques, l'un des motifs les plus connus dans la littérature est le champignon introduit par D. Sievenpiper en 1999 [37].

Chapitre I - État de l'art des antennes directives très large bande planaires et de faible épaisseur



Figure I.18 - SHI Champignon [37].

Cette SHI peut être modélisée par un modèle LC parallèle si la structure présente une périodicité petite devant la longueur d'onde.



Figure I.19 - Modèle équivalent simple d'une SHI Champignon [38].

L'impédance de surface (Z_s) de cette SHI dépend directement de ces dimensions [38] :

(I.11)
$$Z_s = \frac{jL\omega}{1-jLC\omega}$$

Nous ne développerons pas ici les différentes formules définissant cette SHI, car elle est très répandue dans la littérature, mais nous allons présenter les méthodes utilisées pour déterminer la bande de fréquence dans laquelle la SHI se comporte comme un CMP, bande de fréquences que nous appellerons bande CMA.

I-3.2.2 Caractérisation dans un guide rectangulaire ou carré

La méthode de simulation la plus utilisée pour caractériser une SHI est la méthode de la phase réfléchie. Cette méthode s'appuyant sur les conditions périodiques de Floquet permet de simuler une SHI infinie illuminée par une onde plane [37], à partir d'une cellule unitaire, Figure I.20.

À la résonance, la phase du coefficient de réflexion passe par 0°, ce qui signifie que la SHI se comporte comme un CMP. Le champ électrique réfléchi est en phase avec le champ électrique incident, ce qui génère une interférence constructive.

La bande CMA est généralement définie par les auteurs pour une phase du coefficient de réflexion comprise entre $\pm 90^{\circ}$ [32] comme le montre la Figure I.20, ou encore $45^{\circ}\pm 90^{\circ}$ [33]. Pour notre part, nous considérons un critère de $\pm 120^{\circ}$ pour nos travaux [34], que nous développerons dans les chapitres III et IV.



Figure I.20 - (a) Cellule élémentaire illuminée par une onde plane [39], (b) Phase du coefficient de réflexion d'une SHI.

Les SHI ont un comportement différent qu'elles soient éclairées par une onde polarisée TE (Transverse Électrique) ou polarisée TM (Transverse Magnétique), mais aussi par rapport à l'angle d'incidence θ , qui est l'angle entre la normale à la surface et la direction de propagation [32] & [39].



Figure I.21 - SHI champignon éclairée par un mode TE ou TM en fonction de l'angle d'incidence θ [41].

Les équations définissant les impédances de surface, ainsi que le coefficient de réflexion pour les différents modes en fonction de l'angle d'incidence sont données par (I.12) et (I.13), [41].

(I.12)
$$Z_{TM} = \frac{jL\omega\eta_0}{\eta_0 - LC\omega^2}$$

(I.13)
$$Z_{TE} = \frac{jL\omega\eta_0}{\eta_0 - LC\omega^2(\cos\theta)^2}$$

Pour notre étude, nous considérons uniquement une incidence normale $\theta = 0^{\circ}$, ce qui signifie $Z_{TM} = Z_{TE}$.

I-3.2.3 Caractérisation dans un guide coaxial

Afin de caractériser des SHI ayant un arrangement cylindrique [42], nous allons utiliser par la suite, une méthode de caractérisation dans un guide coaxial représentée sur la Figure I.22 et développée à Télécom ParisTech par J. Sarrazin [43].


Figure I.22 - SHI : (a) Cellule unitaire carrée, (b) Anneau radial unitaire [43].

En modifiant les conditions des parois du guide coaxial ($E_t = 0$ ou $H_t = 0$), il est possible de changer l'orientation du champ électrique. Soit avoir un champ électrique normal aux parois du guide (E_{radial}), soit un champ électrique tangent aux parois du guide ($E_{concentric}$), cf. Figure I.22.



Figure I.23 - Différence du diagramme de phase en fonction du nombre de cellules et du mode utilisé [43].

La Figure I.23 compare les diagrammes de phases obtenus en fonction du nombre motifs et du mode utilisé dans le guide (Radial ou Concentric). Nous constatons que les courbes du modèle cartésien et du modèle radial sont proches lorsque le nombre de motifs du modèle radial est au moins de 16. Il sera donc important pour la suite de savoir correctement caractériser les CMA utilisés.

Dans la partie suivante, nous allons étudier les différents CMA existant.

I-3.3 Classification des conducteurs magnétiques artificiels

Nous allons classer les CMA en plusieurs familles, les motifs unitaires, les motifs imbriqués et les motifs complémentaires.

I-3.3.1 CMA à motif unitaire

L'article [44] présente différents motifs CMA et compare leurs caractéristiques en fonction de la polarisation de l'onde (TE ou TM), mais aussi en fonction de l'angle d'incidence (θ), angle entre la normale à la surface du motif et la direction de propagation. La Figure I.24 représente les 12 modèles de CMA considérés.



Figure I.24 - Différents types de CMA [44].

D'après les courbes ci-dessous, l'auteur estime que les motifs (d,k) ne présentent pas de bande CMA dans la bande de fréquences considérée, car la phase du coefficient de réflexion ne passe par 0° lorsqu'ils sont éclairés par une onde avec une incidence normale, et donc que dans cette bande de fréquences ce ne sont pas des SHI.



Figure I.25 - Phase du coefficient de réflexion des différents motifs CMA pour une incidence normale [44].

Certains motifs ont des bandes CMA quasiment identiques : pour cette raison, l'auteur décide de prendre 3 CMA canoniques dénommés [45] :

-AMC₁: a, e (type patch) -AMC₂: b, g, h, i, j, k (type inductif) -AMC₃: c, f (type capacitif)

La Figure I.26 montre que ces 3 groupes de CMA ont des réponses différentes en fonction de la fréquence, mais aussi en fonction du type de polarisation et de l'angle de l'incidence. Ceci signifie que le choix du type de motif ou du CMA dépend de l'antenne que l'on place au-dessus.



Figure I.26 - Phase du coefficient de réflexion : (a) pour une incidence normale, (b) en fonction de l'angle d'incidence à 9.5 GHz [45].

Un autre auteur propose une étude de motifs CMA en fonction de leur encombrement, mais aussi de leur bande passante [46].



Figure I.27 - SHI étudiées : (a) Croix, (b) Patch, (c) Patch interdigités, (d) Cellules serpentées [46].

Pour cela, l'auteur modélise les motifs CMA comme des circuits équivalents en remplaçant le substrat d'épaisseur d par une inductance série L_s , représentée sur la Figure I.28, la valeur de l'inductance est donnée par l'équation (I.14).



Figure I.28 - Substrat et SHI modélisés par un circuit équivalent.

(I.14)
$$Ls = \sqrt{(\mu_0 \mu_r)/(\epsilon_r \epsilon_0)} \tan(k_m d)$$

Avec k_m le nombre d'onde, ϵ_r et μ_r la permittivité et perméabilité relative dans le milieu considéré :

(I.15)
$$k_m = k_0 \sqrt{\mu_r \epsilon_r}$$

Dans un autre article [47], l'auteur donne une formule simplifiée de la valeur de l'inductance du substrat décrite par l'équation (I.16).

(I.16)
$$Ls = \mu_r d$$

L'auteur considère qu'une SHI éclairée par une onde plane est équivalente à un circuit LC parallèle, en ne tenant compte que de l'inductance du substrat, il en déduit la bande passante suivante :

(I.17)
$$\frac{BW}{\omega_0} = \frac{1}{\eta_0} \sqrt{\frac{L_s}{C_{SHI}}}$$

Avec C_{SHI} la capacité de la surface haute impédance. Cette formule met en évidence le fait qu'un substrat avec une perméabilité relative μ_r supérieure à 1 peut augmenter la bande passante de la SHI. Dans la suite de l'article, l'auteur tient compte des deux inductances, l'impédance du modèle complet s'écrit alors :

(I.18)
$$Z = j \frac{\omega L_s (1 - \omega^2 LC)}{1 - \omega^2 C (L + L_s)}$$

L'auteur définit la bande passante pour une valeur de la partie réelle de Z comprise entre $\pm \eta_0$, comme le montre la Figure I.29, ce qui correspond à une phase du coefficient de réflexion comprise entre $\pm 90^{\circ}$.



Figure I.29 - Partie réelle de Z en fonction de la pulsation.

La Figure I.30 illustre les phases des coefficients de réflexion des différentes SHI étudiées ayant la même fréquence de résonance $f_0 = 6.5$ GHz.



Figure I.30 - (a) Partie imaginaire de Z en fonction de la fréquence, (b) Phase du coefficient de réflexion.

L'auteur introduit la grandeur R, qui est le rapport entre la taille du patch L et la période D, pour les autres SHI R = 1, Figure I.27.

	L[nH]	C[fF]	BP%	$\lambda_{6.5 GHz}/D$
Patch, R = 15/16 et D = 7.77 mm	0.311	242.96	19.4	5.98
Patch interdigités, D = 6.87 mm	0.314	244.1	19.3	6.71
Cellules serpentées, D = 1.53 mm	0.656	216.87	16.8	30.13
Patch, R = 12/16 et D = 12.64 mm	1.173	186.57	13.8	3.64
Patch, R = 10/16 et D = 15.86 mm	2.395	135.82	10	2.90
Croix, D = 13.25 mm	5.353	80.77	6	3.47

Tableau I.1 - Tableau comparatif des différentes SHI étudiées.

D'après le Tableau I.1 nous pouvons constater que la SHI offrant le meilleur compromis entre l'encombrement et la bande passante est le motif cellules serpentées, avec une bande passante relative de 16.8% et une périodicité de $\lambda_{6.5GHz}/30.14$.

Nous venons de voir qu'un motif imbriqué présente le meilleur rapport bande passante/taille du motif. Nous allons dans la partie suivante présenter différents motifs imbriqués en fonction de ce rapport.

I-3.3.2 CMA à motifs imbriqués

Les CMA à motifs imbriqués ont une cellule unitaire qui est généralement constituée de plusieurs motifs, afin de modéliser correctement les connexions entre les motifs constituant la cellule unitaire. Comme constaté précédemment, l'imbrication ou connexion entre motifs permet d'élargir la bande passante ; c'est ce que nous allons étudier dans cette partie.

Dans l'article [48], l'auteur propose une liste de motifs CMA imbriqués très exhaustive, représentés sur la Figure I.31. Tous ces motifs CMA sont constitués à partir de spirales carrées, d'Archimède, hexagonales ou encore équiangulaires. Pour définir la bande CMA, l'auteur utilise aussi un critère de ±90°, comme indiqué sur la Figure I.32.



Figure I.31 - Géométrie des motifs CMA imbriqués [48].





Figure I.32 - Critère de la bande CMA des motifs [48].

Pour comparer les performances des motifs, l'auteur utilise la variable R qui est le rapport entre la bande CMA définie par (I.17), et la surface en mm² d'un motif élémentaire. D'après la Figure I.31, à surface équivalente, nous constatons qu'entre un motif et son complément, le complément présente un rapport R beaucoup plus faible, ce qui signifie que la bande CMA est beaucoup plus petite.

Les motifs CMA imbriqués semblent présenter des bandes de fonctionnement très larges comme les motifs n° 30 et 38 par exemple, mais leur complexité les rend très difficiles à simuler et demande une grande ressource matérielle.

I-3.3.3 CMA à motifs complémentaires

Un récent brevet [49] propose d'associer un motif et son complémentaire pour concevoir un CMA large bande. Le motif unitaire n'est pas sans rappeler la cellule unitaire de l'antenne réseau connectée de M. Gustafson [50]. En associant un motif élémentaire et son complément, l'auteur arrive

à concevoir un CMA avec une bande passante de 3:1. Cependant, il indique que, pour avoir une bande aussi large, le substrat de CMA doit avoir une épaisseur égale à $\lambda/15$, à la fréquence de non déphasage, ce qui est un peu contradictoire avec l'idée de CMA de faible épaisseur. De plus, nous ne connaissons pas la distance entre le plan de référence et la surface du CMA pour les simulations effectuées, ce qui veut dire que l'épaisseur totale (antenne + réflecteur) est supérieure à $\lambda/15$. Par contre, la périodicité des motifs est intéressante car elle est de 29 $\lambda/100$.



Figure I.33 - Différentes cellules unitaires [49]



Figure I.34 - Bande passante en fonction du nombre de motifs dans la cellule unitaire [49].

Ce motif semble intéressant, mais il faudrait pouvoir réduire l'épaisseur du substrat pour l'utiliser.

I-3.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons tout d'abord présenté les différents conducteurs susceptibles d'être utilisés comme réflecteur pour nos antennes large bande :

-Le conducteur électrique parfait, a priori faible bande mais nous reviendrons dessus dans le chapitre III,

-Le conducteur magnétique parfait, large bande mais n'existe pas,

-Le conducteur magnétique artificiel, approximation d'un CMP, dont la bande dépend du motif utilisé.

Ensuite nous avons défini le principe et le fonctionnement des CMA, et les outils utilisés pour les caractériser. Les bandes CMA sont calculées à partir du diagramme de phase d'une cellule élémentaire si le CMA est de type cartésien, mais il peut aussi être caractérisé dans son ensemble s'il a une forme circulaire.

Ensuite, nous avons classé les CMA par famille :

-La première famille correspond aux motifs ayant un arrangement périodique simple,

-La seconde famille correspond aux motifs imbriqués,

-La troisième famille correspond aux motifs complémentaires.

Nous avons constaté que la première famille peut être regroupée en trois catégories de motifs (patch, capacitif et inductif). Ces motifs ne présentent pas une grande bande CMA, ce qui est contradictoire avec notre application, mais l'utilisation de motifs avec différentes périodes (différentes bandes CMA) peut être une solution. Les motifs imbriqués eux présentent des bandes CMA très intéressantes, mais leur complexité les rend très difficiles à simuler. Pour finir les motifs complémentaires présentent des bandes intéressantes mais la taille du substrat est importante, ce qui peut être un inconvénient pour notre application.

Dans la dernière partie, nous allons étudier l'association d'une antenne indépendante de la fréquence et d'un réflecteur CMA.

I-4 Application des conducteurs magnétiques artificiels aux antennes indépendantes de la fréquence

Il existe déjà dans la littérature des recherches portant sur des réflecteurs CMA placés sous des antennes fonctionnant sur plus d'une octave ou plus d'une décade. Dans un premier temps, nous allons étudier l'association d'une antenne large bande et d'un réflecteur CMA ayant des motifs cartésiens classiques.

I-4.1 Réflecteur CMA simple I-4.1.1 CMA avec substrat diélectrique

En 2004, J. Bell et M. Iskander ont utilisé une SHI de type champignon comme réflecteur pour une antenne spirale d'Archimède [51]. L'antenne fonctionne sur une octave (8-16 GHz), avec une fréquence centrale à 12 GHz. Le réflecteur CMA est dimensionné pour fonctionner à 12 GHz, sa période est de 3.5 mm, $\lambda_{12GHz}/7$. L'ensemble est représenté sur la Figure I.35 (a).



Figure I.35 - Antenne spirale d'Archimède : (a) sur CMA avec substrat diélectrique (b) adaptation pour différents réflecteurs [51].

Cet article montre certaines limites d'utilisation des CMA. Ainsi, on constate sur la Figure I.35 (b), que lorsque le CMA est placé trop près de l'élément rayonnant, l'antenne est court-circuitée. Aux fréquences basses, ceci se traduit par un module du coefficient de réflexion proche de 0 dB. Cette étude a tout de même démontré l'utilité d'un CMA, car lorsque l'antenne est bien adaptée, le gain de l'antenne est identique à celui d'une antenne placée à $\lambda_{12GHz}/4$ au-dessus d'un réflecteur CEP, et l'espace entre l'antenne et le réflecteur est 12,5 fois plus petit, soit $\lambda_{12GHz}/50$.





Nous pouvons remarquer, d'après la Figure I.36, que pour une même hauteur entre l'antenne et le réflecteur, le gain de l'antenne sur un CMP est identique à celui de l'antenne sur un CMA.

I-4.1.2 CMA avec substrat magnétique

Nous pouvons aussi trouver dans la littérature des articles associant des CMA avec des substrats magnétiques [52], car d'après l'équation (I.17), cela permet d'augmenter la bande CMA. Le CMA utilisé est aussi une SHI de type champignon, représentée sur la Figure I.26.



Figure I.37 - (a) CMA avec substrat magnétique, (b) bande CMA pour μ r = 1 ou 6 [52].

Le CMA ci-dessus a une période de 0.65 mm. L'auteur étudie ce CMA en modifiant la perméabilité relative du substrat. Les résultats sont dans le Tableau I.2, les valeurs sont données pour une phase du coefficient de réflexion comprise entre $\pm 45^{\circ}$, cf. Figure I.37 (b).

$\mu_{ m r}$	f _{min} (GHz)	Fréquence centrale (GHz)	f _{max} (GHz)	BP
1	22	25.9	30	1.5:1
3	11.3	15	19	1.7:1
6	7.1	10.65	14.6	2:1
9	5.4	8.7	12.7	2.3:1

Tableau I.2- Largeur de la bande CMA en fonction de la permittivité relative.

D'après le Tableau I.2, nous constatons que lorsque la perméabilité relative augmente, la bande CMA augmente, mais la fréquence centrale diminue. Ensuite, l'auteur compare un CMA avec $\mu_r = 6$, avec un CMA ayant une période de 2.59 mm et une permittivité relative de $\epsilon_r = 2.51$ ($\mu_r = 1$). Les deux CMA ont la même fréquence maximum d'utilisation, cf. Figure I.37.

L'auteur a retenu cette solution ($\mu_r = 6$), car c'est la valeur qui correspond le mieux à l'antenne étudiée, qui a une bande de fonctionnement comprise entre 8 GHz et 18 GHz ; elle est placée à 0.2 mm ($\lambda_{14GHz}/105$) au-dessus du réflecteur CMA, cf. Figure I.38.

Le CMA avec un substrat magnétique a une bande passante relative de 70%, contrairement au CMA avec un substrat diélectrique qui a une bande passante relative de 18%, cf. Figure I.37.



Figure I.38 - (a) Spirale carrée sur CMA avec substrat magnétique, (b) Adaptation pour μ r = 1 ou 6 [52].

D'après la Figure I.38, la bande CMA est améliorée avec un CMA comprenant un substrat ayant une perméabilité relative $\mu_r = 6$, en prenant comme critère un module du coefficient de réflexion $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$:

-Avec le substrat magnétique, la bande CMA est comprise entre 9 GHz et 19 GHz, i.e. 2.1:1.

-Avec le substrat diélectrique, la bande CMA est comprise entre 13 GHz et 16 GHz, i.e. 1.2:1.

Mais en contrepartie, le gain de l'antenne est inférieur à celui de l'antenne au-dessus d'un réflecteur CEP placé à $\lambda_{14GHz}/4$, et aussi à celui de l'antenne en espace libre, cf. Figure I.39.



Figure I.39 - Diagramme de rayonnement de l'antenne placée au-dessus de différents réflecteurs (a) à 14 GHz, (b) à 18 GHz [52].

Le CMA avec un substrat magnétique semble intéressant, mais un de nos objectifs est aussi d'avoir un gain de l'antenne sur CMA supérieur à celui de l'antenne en espace libre, cette solution n'est donc pas intéressante pour notre étude.

I-4.2 Réflecteur CMA modifié

À présent, nous allons nous intéresser au CMA présentant une rupture de périodicité, une géométrie non cartésienne ou des périodes différentes, afin de voir si ce genre de technique permet d'augmenter la bande passante du CMA.

I-4.2.1 Réflecteur CMA avec motifs supprimés

En 2009, H. Nakano a publié deux articles [53] & [54] concernant des antennes spirales placées au-dessus de CMA. Ces articles portent sur une technique de suppression de motifs au centre du CMA comme sur la Figure I.40 afin d'améliorer le gain et le taux d'ellipticité de l'antenne.

L'antenne est dimensionnée pour fonctionner de 3 GHz à 10 GHz, i.e. 3.3:1 mais la bande de fréquences qui intéresse l'auteur est comprise entre 4 GHz et 9 GHz, i.e. 2.2:1.

Afin d'améliorer le taux d'ellipticité, l'auteur modifie la SHI en retirant des motifs au centre.



Figure I.40 - Maquette d'une antenne spirale équiangulaire au-dessus d'un CMA modifié [53].



Figure I.41 - (a) Gain d'une spirale équiangulaire en espace libre et au-dessus d'un CMA modifié, (b) Taux d'ellipticité d'une spirale équiangulaire au-dessus de différents réflecteurs [53].

D'après la Figure I.41, le gain et le taux d'ellipticité de l'antenne placée au-dessus d'un CMA modifié sont supérieurs à celui de l'antenne en espace libre (en théorie et en mesure) sur toute la bande de fréquences qui intéresse l'auteur, c'est-à-dire de 4 GHz à 9 GHz. Il y a quand même une perte de gain autour de la fréquence de résonance de la SHI soit 5.1 GHz.

L'article [54] traite du nombre de motifs à retirer au centre du CMA afin d'améliorer les performances, mais aussi l'influence des vias présents dans les motifs du CMA pour ce type d'antenne. L'auteur change d'élément rayonnant, il remplace la spirale équiangulaire par une spirale d'Archimède, car celle-ci permet un nombre d'enroulements supérieur pour un même diamètre externe.



Figure I.42 - Antenne spirale d'Archimède placée au-dessus d'un CMA modifié [54].

L'auteur s'intéresse toujours à la même bande de fréquences, 4-9 GHz, mais il a réduit l'espace entre l'antenne et la SHI qui est maintenant de 5 mm.

La SHI est centrée sur 5 GHz, elle est composée de $N_{max}^2(=10^2)$ motifs, le nombre de motifs supprimé est n² à partir du centre de la SHI. Le nombre final de motifs est donc N_{max}^2 - n².



Figure I.43 - (a) Influence du nombre de motifs sur le taux d'ellipticité, (b) influence des vias sur le taux d'ellipticité [54].

D'après la figure ci-dessus, le taux d'ellipticité est amélioré pour $n^2 \ge 2$. La présence des vias, reliant les motifs au plan de masse, ne semble pas nécessaire pour ce type de CMA, mais il faut tout de même noter que les motifs ne sont pas directement placés sous l'antenne, mais en périphérie, car les motifs du centre ont été supprimés.

I-4.2.2 QAMC

D'autres auteurs, comme M. Grelier [55], ont aussi étudié l'effet de la présence des vias dans les motifs CMA utilisés comme réflecteurs pour les antennes large bande. Le réflecteur est dit QAMC⁶, car il comporte peu de motifs, ce qui est représenté sur la Figure I.45 (a). L'élément rayonnant est une spirale d'Archimède doubles brins, avec une bande passante comprise entre 0.5 GHz et 10 GHz i.e. 20:1.



Figure I.44 - Configuration des différentes mesures, (a) antenne de référence, (b) antenne + QAMC [55].

Les différentes configurations mesurées sont représentées sur la Figure I.44:

-Réf : Antenne de référence (spirale d'Archimède sur absorbant),

-V03 : SHI Patch placée à 4 mm en dessous de l'antenne,

-V04 : SHI Champignon placée à 4 mm en dessous de l'antenne.

Les deux SHI testées ont une période de 20 mm, et elles ont une fréquence de résonance de 2.7 GHz, en considérant un critère de $\pm 120^{\circ}$ (nous reviendrons sur ce point dans les chapitres III & V). D'après la Figure I.45 (b), la bande CMA est comprise entre 1.65 GHz et 3.25 GHz.

⁶ Quasi Artificial Magnetic Conductor 46



Figure I.45 - (a) : QAMC cartésien, (b) : phase réfléchie des deux SHI (V03 & V04) [55].



Figure I.46 - Gain dans l'axe des différentes configurations, (a) polarisation principale (RHCP), (b) polarisation croisée (LHCP) [55].

D'après la Figure I.46, nous pouvons constater que la présence des vias détériore le gain des composantes principale et croisée de l'antenne. En effet, le niveau de polarisation croisée dans l'axe augmente quand la SHI comporte des vias, ce qui est aussi constaté dans [56].

Plutôt que de supprimer des motifs au centre du CMA, dans [57], l'auteur propose une technique innovante afin d'adapter le CMA à l'élément rayonnant. Cette technique consiste à placer les motifs selon un arrangement radial au lieu de cartésien, donc « d'épouser » la forme annulaire de la zone de rayonnement en champ proche de l'antenne spirale d'Archimède.

Le CMA dénommé V10, représenté sur la Figure I.47 est la transformée de la V03, il a donc la même période et il est supposé qu'il a la même bande CMA. La structure ne comporte pas de vias.



Figure I.47 - (a) CMA ordonné selon un repère radial, (b) Gain et coefficient de réflexion pour les cas cartésien et radial [57].





Figure I.48 - Gain dans l'axe des différentes configurations, (a) polarisation principale (RHCP), (b) polarisation croisée (LHCP) [57].

D'après les courbes de la Figure I.48, les deux configurations de CMA (cartésienne et radiale) présentent le même gain RHCP entre 0.5 GHz et 3.7 GHz. Mais l'avantage du CMA radial est que le niveau de polarisation croisée (LHCP) reste inférieur à -10 dB de 0.5 GHz à 6 GHz.

I-4.2.3 Réflecteur CMA avec multi-périodes

L'article [58] propose une nouvelle idée consistant à imbriquer différents CMA ayant des bandes de fréquences différentes, afin de réaliser un CMA large bande. L'auteur considère encore une spirale d'Archimède doubles brins avec une bande passante comprise entre 3 GHz et 10 GHz. Il propose deux SHI avec des fréquences de résonances différentes, 4.8 GHz et 6.5 GHz, cf. Figure I.49.



Figure I.49 - Phase réfléchie par les deux SHI [58].

Afin de créer un CMA large bande, l'auteur imbrique les deux SHI; la SHI au milieu est censée fonctionner à 6.5 GHz et celle autour à 4.8 GHz. Le centre de l'antenne ne comporte pas de motifs imprimés.



Figure I.50 - (a) CMA composite, (b) Antenne spirale au-dessus du CMA composite [58].

Ce CMA est placé à 1 mm de l'antenne, mais il faut noter que l'auteur place le plan de masse 5 mm en dessous du substrat d'épaisseur 1 mm. Au total, l'antenne complète a une épaisseur de 7 mm.

L'auteur prend comme point de comparaison une spirale en espace libre et une spirale audessus d'un réflecteur CEP placé à 7 mm. Cependant, il ne présente pas le gain des deux cas, mais seulement le taux d'ellipticité, représenté sur la Figure I.51.



Figure I.51 - Taux d'ellipticité de l'antenne en espace libre et au-dessus d'un CEP placé à 7 mm [58].



Figure I.52 - (a)Taux d'ellipticité, (b) gain de l'antenne spirale placée au-dessus du CMA composite [58].

Avec le réflecteur composite, le taux d'ellipticité est amélioré à partir de 4.8 GHz contrairement au réflecteur CEP qui a un taux d'ellipticité correct, c'est à dire inférieur à 3 dB à partir de 6.8 GHz. L'auteur ne nous donne pas de point de comparaison concernant le gain, nous pouvons seulement constater que le gain est compris entre 5 dB et 10 dB après 4.8 GHz. En résumé, le réflecteur composite permet d'atteindre une bande passante relative de 2:1 en prenant comme critère AR < 3 dB.

I-4.2.4 Réflecteur CMA évolutif

Un article paru récemment [59], propose de faire évoluer la taille des motifs du CMA pour concevoir un réflecteur large bande. La Figure I.53 représente le réflecteur CMA évolutif et son diagramme de phase.



Figure I.53 - (a) : CMA évolutif, (b) phase du coefficient de réflexion pour un CMA classique et évolutif [59].

En considérant un critère de $\pm 90^{\circ}$ sur la phase du coefficient de réflexion, la bande CMA est augmentée de 1.5:1 à 2:1 i.e. 10 GHz à 20GHz avec un CMA évolutif.

Ensuite, l'auteur place une antenne spirale d'Archimède au-dessus du CMA, comme représenté sur la Figure I.54, sans donner la distance entre l'antenne et le réflecteur CMA. D'après la Figure I.55, le gain de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du CMA évolutif n'est amélioré qu'entre 11GHz et 17GHz (1.54:1) par rapport au gain de l'antenne en espace libre. Le réflecteur évolutif ne semble pas fonctionner comme il devrait.



Figure I.54 - Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif



Figure I.55 - Gain de l'antenne spirale d'Archimède [59].

I-4.2.5 Réflecteur CMA + CEP

Dans [60], est proposé un réflecteur associant un CEP et un CMA représenté sur la Figure I.56. Ce nouveau réflecteur est appelé cavité hybride. L'auteur considère une spirale d'Archimède ayant une bande de fonctionnement comprise entre 1 GHz et 10 GHz, i.e. 10:1.

Comme référence, l'auteur considère l'antenne placée 12 mm au-dessus d'un réflecteur CEP. La périphérie du réflecteur hybride (CMA) opère aux basses fréquences, et le centre (CEP) aux hautes fréquences.



Figure I.56 - (a)Antenne spirale d'Archimède au-dessus d'une cavité métallique, (b) réflecteur hybride [60].



La période du CMA est de 11 mm, avec une fréquence de résonance à 5 GHz.

Figure I.57- Phase réfléchie du CMA [60].

L'auteur considère une phase du coefficient de réflexion comprise entre $\pm 90^{\circ}$ comme critère pour déterminer la bande CMA.

Dans un premier temps, l'auteur compare l'antenne de référence à une antenne placée 7 mm au-dessous d'un réflecteur hybride avec un centre métallique de 30 mm de rayon. D'après la figure cidessous, nous pouvons constater que la solution proposée permet d'améliorer le gain à partir de 5 GHz, par rapport au gain de l'antenne de référence qui chute après 5 GHz. Avec le réflecteur hybride, le gain vaut 6 dB en moyenne entre 3 et 10 GHz.



Figure I.58- (a) Gain de l'antenne placée au-dessus de différentes cavités, (b) Taux d'ondes stationnaires de l'antenne placée au-dessus du CMA [60].

Dans la suite de l'article, l'auteur étudie l'influence des différents paramètres du réflecteur hybride sur le gain de l'antenne, c'est-à-dire la distance entre l'antenne et le réflecteur, ainsi que la valeur du rayon de la partie métallique au centre.



Figure I.59 - (a) Gain de l'antenne en fonction du rayon du CEP, (b) Gain en fonction de la taille de la cavité [60].

La valeur moyenne du gain n'est pas affectée par la taille du disque métallique. Cependant, pour certaines dimensions du disque métallique, nous observons des pertes de gain. Pour un disque de rayon 20 mm, le gain chute à -1 dB à la fréquence 3 GHz, et pour un disque de rayon 25 mm, le gain chute à 4 dB à la fréquence 5 GHz.

Si le rayon du disque métallique est supérieur à 25 mm, l'antenne ne subit pas de perte de gain.

La distance entre l'antenne et le réflecteur influe sur la valeur du gain : si l'antenne est proche du réflecteur (6 mm), le gain de l'antenne diminue. En effet, le gain est inférieur à 6 dB jusqu'à 7.5 GHz. Au contraire, si l'antenne est plus éloignée (10 mm), le gain de l'antenne chute en dessous de 6 dB après 7 GHz.

En conséquence, pour dimensionner ce genre de réflecteur, il faut déterminer le rayon minimum du disque métallique pour que la valeur du gain dans l'axe ne chute pas brutalement. Mais il faut aussi déterminer une distance antenne-réflecteur optimale afin d'avoir un gain quasi constant sur toute la bande.

La fin de l'article est complétée par des mesures. La maquette a les mêmes dimensions que le premier cas simulé, c'est-à-dire une hauteur de cavité de 7 mm et un disque métallique de 30 mm de rayon.



Figure I.60 - (a) Maquette du système complet, (b) Comparaison entre la simulation et la mesure [60].

Le gain mesuré concorde avec la simulation sauf entre 6.5-8.5 GHz où le gain mesuré est supérieur de 4 dB au gain simulé.

I-4.2.6 Réflecteur CMP + CEP

Dans [61], est proposé un réflecteur théorique large bande composé d'un réflecteur CMP associé à un réflecteur CEP. Le travail de thèse présenté ici s'inscrit dans la continuité de [61].

Ce réflecteur est constitué d'anneaux ayant des valeurs d'impédances différentes, Figure I.61. Cette technique permet de faire une transition progressive entre le CMP (impédance de surface infinie) et un CEP (impédance de surface nulle).



Figure I.61 - Réflecteur hybride n°2 [61].

Ce réflecteur est appelé réflecteur hybride n°2, le n°1 étant le même réflecteur, mais sans les anneaux de transition.

Nous constatons, sur la Figure I.62, que la présence des anneaux de transition permet de réduire la perte de gain entre 3 GHz et 4.6 GHz. En effet, le gain minimum passe de -6.6 dB à 4 dB à 3.8 GHz.

Chapitre I - État de l'art des antennes directives très large bande planaires et de faible épaisseur



Figure I.62- (a) Gain dans l'axe de l'antenne au-dessus du réflecteur hybride n°2, (b) Niveau de polarisation croisée de l'antenne au-dessus du réflecteur hybride n°2 [61].

Le niveau de polarisation croisée reste identique à celui de l'antenne spirale sur réflecteur CMP entre 0.5 GHz et 2.75 GHz. Après 5 GHz, le gain de l'antenne est proche de celui de l'antenne sur un réflecteur CEP. Grâce à ce nouveau concept, l'auteur arrive à avoir un gain dans l'axe de 8 dB en moyenne sur toute la bande de fréquence, 0.5 GHz et 10 GHz.

I-4.3 Synthèse

Les différents cas que nous avons présentés sont très intéressants et ouvrent certaines perspectives. Un tableau comparatif permet de mieux distinguer les avantages respectifs des différents cas présentés.

Références	[54]	[58]	[59]	[60]	[61]	
Elt.	Spirale	Spirale Spirale		Spirale	Spirale	
rayonnant	d'Archimède	d'Archimède	d'Archimède	d'Archimède	d'Archimède	
Réflecteur	CMA avec motifs supprimés	CMA avec multi-périodes	CMA évolutif	CMA+CEP	CMP+CEP	
Épaisseur λ _{10GHz} /6		$\lambda_{10GHz}/4.28$	-	$\lambda_{\rm 10GHz}/4.28$	$\lambda_{10GHz}/2.5$	
Adaptation (dB)	-	-		-	<-10	
Taux d'Ellipticité (dB)	1 < TE < 18	1 < TE < 18	-	1 < TE < 3.5	-	
Gain (dB)	-	5 < G < 10	-11 < G < 12	-10 < G < 10	4 < G < 8	

Tableau I.3 - Comparaison des différentes solutions associant une antenne large bande et un réflecteur.

I-4.4 Conclusion

Ces récents articles laissent place à de nouvelles perspectives afin de réaliser un réflecteur CMA, pouvant couvrir une décade. Cela semble possible, car les antennes ont des zones actives différentes en fonction de la fréquence. L'un des premiers objectifs de la thèse sera de trouver une solution concrète à la solution théorique proposée par [61].

I-5 Conclusion

Ce premier chapitre a permis de faire l'état de l'art des différents éléments larges bandes (antennes, réflecteurs) qui nous intéressent. En premier, nous avons présenté les antennes que nous allons étudier et leur fonctionnement, l'antenne spirale d'Archimède et l'antenne sinueuse. Le champ proche de ces antennes est mal connu, et peu de travaux portent sur ce sujet.

Ensuite, nous avons présenté les différents conducteurs qui pourraient être utilisés comme réflecteur pour une antenne large bande et de faible épaisseur.

-Le conducteur électrique parfait, a priori faible bande, développé dans le chapitre III,

-Le conducteur magnétique parfait, large bande, mais simple modèle mathématique, pouvant être approché avec une surface haute impédance,

-le conducteur magnétique artificiel, faible bande, mais dont la géométrie peut être modifiée pour élargir la bande, développée dans le chapitre V.

Certaines techniques de miniaturisation ont aussi été présentées, mais conduisent généralement à augmenter l'épaisseur de l'antenne.

Ensuite, nous avons défini les conducteurs magnétiques artificiels et les outils utilisés pour les dimensionner et les caractériser. Nous avons effectué un classement des différents motifs qu'ils existent dans littérature.

-Le motif unitaire, faible bande,

-Le motif imbriqué, large bande, mais difficile à modéliser

-Le motif complémentaire, large bande qui nécessite une épaisseur de substrat importante.

Pour finir, nous avons étudié différents cas associant une antenne indépendante de la fréquence et un réflecteur CMA. Ceci a permis, par exemple, de constater que l'utilisation de matériaux magnétiques peut aussi être une solution, car les SHI composées d'un substrat comprenant un $\mu_r > 1$ ont une bande plus large. Mais en contrepartie, l'antenne semble perdre en gain, il faut donc étudier l'influence de μ_r sur le gain. Des travaux concernant des réflecteurs multi-périodes ou avec une période évolutive peuvent aussi être des axes de recherche intéressants. Le dernier type de réflecteur présenté associant deux réflecteurs de nature différente, CMA+CEP, ou CMP+CEP, semble la solution la plus favorable à la conception d'un réflecteur fonctionnant sur une bande supérieure 10:1, et c'est ce sur quoi nos travaux sont principalement basés.

Mais pour dimensionner un réflecteur adapté à l'antenne, il faut connaître le champ proche de l'antenne considérée. Comme nous l'avons constaté, l'état de l'art actuel ne semble pas contenir d'articles ou d'ouvrages sur ce sujet. Dans le chapitre suivant, nous allons donc nous intéresser au champ proche de l'antenne spirale d'Archimède et de l'antenne sinueuse.

Bibliographie

- [1] X. Begaud, Les antennes Ultra Large Bande, Hermès Lavoisier, 2010.
- [2] G.H. Brown and O.M. Woodward, "Experimentally determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas", RCA Rev., vol. 13, n°. 4P. 425, dec. 1952.
- [3] V.H. Rumsey, "Frequency independent antennas", *IRE International Convention Record*, vol. 5, pp. 114-118, March 1957.
- [4] P.E. Mayes, "Frequency-independent antennas and broad-band derivatives thereof", *Proceedings of the IEEE*, vol.80, no. 1, pp.103-112, jan. 1992.
- [5] J.A. Kaiser, "The Archimedean two-wire spiral antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 8, no. 3, pp.312-323, may. 1960.
- [6] J.A. Kaiser, "Spiral mode selector circuit for a two-wire Archimedean spiral antenna", *United States Patent n*° *163369*, 1961.
- [7] R. Bawer and J. Wolfe, "The spiral antenna", *IRE International Convention Record*, vol. 8, pp. 84-95, mar. 1960.
- [8] Y. Mushiake, "A report on Japanese development of antennas: from the Yagi-Uda antenna to self-complementary antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 46, no. 4, pp. 47-60, 2004.
- [9] H.G. Booker, "Slot aerials and their relation to complementary wire aerials (Babinet's principle)", *Electrical Engineers Part III A: Radiolocation, Journal of the Institution of*, vol. 93, n° 4, pp.620-626, 1946.
- [10] R.H. DuHamel, "Dual Polarized sinuous antennas", *United States Patent* n°4658262, 1987.
- [11] R.C. Johnson, Antenna Engineering Handbook third edition, Mc Graw Hill, 1993.
- [12] G. Deschamps, "Impedance properties of complementary multiterminal planar structures, *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 7, n° 8, pp. S371–S379, dec. 1959.
- [13] M.C. Buck, D.S. Filipovic, "Two-Arm Sinuous Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 5, pp. 129-135, may 2008.
- [14] Ph. Gonnet, A. Sharaiha, and C. Terret, "Wire modelization and optimization of the sinuous antenna", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 13, no. 3, pp. 156-160, oct. 1996.
- [15] L. J. Chu, "*Physical limitation of omni-directional antennas*", Journal of Applied Physics, vol. 19, pp. 1163-1175, 1948.
- [16] H. Nakano, J. Yamauchi, "Characteristics of modified spiral and helical antennas", *IEE Proceedings H of Microwaves, Optics and Antennas*, vol. 129, n° 5, pp. 232-237, oct. 1982.
- [17] A. Bellion, "Optimisation de la miniaturisation d'antennes spirale d'Archimède étoilées", *présenté aux JNM 2013*.
- [18] J.L Volakis, C.C. Chen, J. Halloran, S. Koulouridis, "Miniature VHF/UHF conformal spirals with inductive and ferrite loading", *APS/URSI*, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 5-8, 2007.
- [19] B.A. Kramer, C.C. Chen, M. Lee, J.L. Volakis, "Fundamental Limits and Design Guidelines for Miniaturizing Ultra-Wideband Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 51, n° 4, pp. 57-69, aug. 2009
- [20] 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, pp. 169-177, 2008.
- [21] O. Ripoche, H. Aubert, A. Bellion, P. Potier, P. Pouliguen, "Spiral antenna miniaturization in Very High Frequency band", *ANTEM*, *International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics*, pp.1-5, 25-28, jun. 2012.
- [22] C.A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design fourth edition, John Wiley & Sons, Hoboken, 2008.

- [23] United States Departement of Labor, "*Electromagnetic radiation and how it affects your instruments*", Cincinnati Technical Center, Ohio, may 1990.
- [24] Robert C. Corzine, Joseph A. Mosko, *Four-arm spiral antennas*, Artech house, 1990.
- [25] H. Nakano, K. Kikkawa, N. Kondo, Y. Iitsuka and J. Yamauchi, "Low-Profile Equiangular Spiral Antenna Backed by an EBG Reflector", *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 57, no. 5, pp. 1309-1318, may 2009.
- [26] I. Hinostroza, *Conception de réseaux large bande d'antennes spirales*, thèse de doctorat, Supélec, 2013.
- [27] K. Louertani, Conception d'antennes spirales large bande à alimentation coplanaire pour des applications radar sur dirigeable, thèse de doctorat, Université Pierre et Marie Curie Paris 6, 2013.
- [28] H. Nakano, K. Nogami, S, Arai, H. Mimaki and J. Yamauchi, "A spiral antenna backed by a conducting plane reflector", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, n° 6, pp. 791-796, jun. 1986.
- [29] J.J. H. Wang, V.K. Tripp, "Design of multioctave spiral-mode microstrip antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.39, n° 3, pp. 332-335, mar. 1991.
- [30] J. Massiot, C. Martel, O. Pascal, N. Raveu, "Self matched spiral printed antenna with unidirectional pattern", EuCAP, *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1237-1240, 2013.
- [31] D. Sievenpiper, *High impedance electromagnetic surfaces*, PhD thesis, University of California, 1999.
- [32] G. Goussetis, "Tailoring the AMC and EBG Characteristics of Periodic Metallic Arrays Printed on Grounded Dielectric Substrate", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 1, pp 82-88, 2006.
- [33] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 10, pp. 2691-2703, 2003.
- [34] M. Grelier, *Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériaux artificiels*, thèse de doctorat, Télécom ParisTech, 2011.
- [35] N. Engheta, "Thin absorbing screens using metamaterial surfaces", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, no. 2, pp.392-395, 2002.
- [36] I. T. McMichael, A. I. Zaghloul and M. S. Mirotznik, "A Method for Determining Optimal EBG Reflection Phase for Low Profile Dipole Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 5, pp.2411-2417, may 2013.
- [37] D. Sievenpiper, R. Broas and E. Yablonovitch, "Antennas on high impedance ground planes", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp.1245-1248, jun.1999.
- [38] L. Li, B. Li, H.X. Liu, and C.H. Liang, "Locally Resonant Cavity Cell Model for Electromagnetic Band Gap Structures", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n° 1, pp. 90-99, jan. 2006.
- [39] L. Li, Q. Chen, Q. Yuan, K. Sawaya, "Study of two Bands Characteristics of Mushroom-Like EBG Structures", *in proceedings of ISAP*, 2007.
- [40] M. Grelier, F. Linot, A.C. Lepage, X. Begaud, J. M. LeMener and M. Soiron, "Analytical methods for AMC and EBG characterizations", *Applied Physics A*, vol. 103, issue. 3, pp. 805–808, 2010.
- [41] S. Tretyakov, S. Maslovski, "Thin composite radar absorber operational for all incidence angles", *EuMC*, *33rd European Microwave Conference*, pp.1107-1110, oct. 2003.
- [42] M. Grelier, S. Mallegol, M. Jousset, A.C. Lepage and X. Begaud, "Dispositif d'antenne comportant une antenne planaire plane et un réflecteur d'antenne large bande et procédé de réalisation du réflecteur d'antenne ", *Brevet N°INPI : FR 1000 943*, déposé le 09.03.10.

- [43] J. Sarrazin, A.C. Lepage and X. Begaud, "Circular High-Impedance Surfaces Characterization", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp 260-263, 2012.
- [44] A. Foroozesh, L. Shafai, "Investigation Into the Application of Artificial Magnetic Conductors to Bandwidth Broadening, Gain Enhancement and Beam Shaping of Low Profile and Conventional Monopole Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 1, pp.4-20, jan. 2011.
- [45] A. Foroozesh, L. Shafai, "Effects of Artificial Magnetic Conductors in the Design of Low-Profile High-Gain Planar Antennas With High-Permittivity Dielectric Superstrate", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp.10-13, 2009
- [46] F. Costa, S. Genovesi, A. Monorchio, "On the Bandwidth of High-Impedance Frequency Selective Surfaces", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.8, pp.1341-1344, 2009.
- [47] F. Costa, S. Genovesi, A. Monorchio, "On the bandwidth of printed frequency selective surfaces for designing high impedance surfaces", *APS/URSI*, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp.1-4, 2009.
- [48] A. Bellion, M. Cable, "A new wideband and compact High Impedance Surface", *ANTEM*, *International Conference on Antenna Tehcnology and Applied Electromagnetics*, pp. 1-5, 2012
- [49] F.B. Gross, "Artificial Magnetic Conductor using complementary tilings", *United States Patent* n°0050043 A1, 2013.
- [50] M. Gustafson, "Broadband array antennas using a self complementary antenna array and dielectrics slabs", 2004.
- [51] J. Bell and M. Iskander, "A low-profile Archimedean spiral antenna using an EBG ground plane", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp. 223-226, 2004.
- [52] L. Yousefi, B. Mohajer-Iravani, O.M. Ramahi, "Enhanced Bandwidth Artificial Magnetic Ground Plane for Low-Profile Antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.6, pp.289-292, 2007
- [53] H. Nakano, K. Kikkawa, N. Kondo, Y. Iitsuka and J. Yamauchi, "Low-Profile Equiangular Spiral Antenna Backed by an EBG Reflector", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 5, pp. 1309-131, may 2009.
- [54] H. Nakano, H. Oyanagi, T. Igarashi, Y. Iitsuka and J. Yamauchi, "Extremely low-profile spiral antenna with PEC and EBG reflectors", *ICEAA*, *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, pp. 70-73, sept. 2009.
- [55] M. Grelier, M. Jousset, S. Mallégol, A.C. Lepage, X. Begaud, J.M. Le Mener, "Wideband QAMC reflector's antenna for low profile applications", *Applied Physics A*, vol. 103, issue 3, pp. 809-813, 2010.
- [56] V.V. Yem & T.T. Phuong, "Ultra-wide band low-profile spiral antennas using an EBG ground plane", *ATC*, *International Conference on Advanced Technologies for Communications*, pp. 89-94, 2010.
- [57] M. Grelier, C. Djoma, M. Jousset, S. Mallégol, A.C. Lepage, and X. Begaud, "Axial ratio improvement of an Archimedan spiral antenna over a radial AMC reflector" *Applied Physics A*, vol. 109, issue 4, pp. 1081-1086, dec. 2012.
- [58] H. Nakano, H. Oyanagi & J. Yamauchi, "Spiral antenna above a composite HIS reflector", *APS/URSI, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1-4, 2010.
- [59] S. Palreddy, A. I. Zaghloul, S. J. Weiss, "Performance of Spiral Antenna over Broadband uniform-Height Progressive EBG Surface", *EUCAP*, *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 3777-3780, apr. 2013.

- [60] C. Liu, Y. Lu, C. Du, J. Cui & X. Shen, "The Broadband Spiral Antenna Design Based on Hybrid Backed-Cavity", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 6, pp. 1876-1882, 2010.
- [61] M. Grelier, S.Mallégol, M. Jousset, and X. Begaud, "Réflecteur d'antenne large bande pour une antenne filaire plane à polarisation circulaire et procédé de réalisation du réflecteur d'antenne", Brevet N°INPI : FR 1003 900, déposé le 01.10.10.

Chapitre II Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence

Sommaire

II-1	Méthode de visualisation de la zone active				
II-2	Visualisation du champ électromagnétique proche				
	II-2.1	Visı	alisation de la zone active de l'antenne spirale d'Archimède	64	
	II-2.1.1		Géométrie de l'antenne spirale d'Archimède	64	
	II-2.1.2		Étude des courants sur les brins de l'antenne spirale d'Archimède	67	
	II-2	2.1.3	Étude du champ proche de l'antenne spirale d'Archimède pour $\lambda/z = f = 4$ GHz	12 et	
	II-2.1.4		Étude du champ proche de l'antenne spirale d'Archimède pour $\lambda/z = f = 4$ GHz.	4.5 et	
II-215		2.1.5	Évolution des amplitudes en fonction de la distance	81	
	II-2.1.6		Évolution de la zone active en fonction de la distance	87	
	II-2	2.1.7	Conclusion	90	
	II-2.2	Visı	alisation de la zone active de l'antenne sinueuse	90	
	II-2	2.2.1	Géométrie de l'antenne de sinueuse	90	
	II-2	2.2.2	Étude des courants sur les brins de l'antenne sinueuse à $f = 4$ GHz	93	
	II-2	2.2.3	Étude du champ proche de l'antenne sinueuse pour $\lambda/z = 12$ et f = 4	GHz	
				93	
	II-2	2.2.4	Étude du champ proche de l'antenne sinueuse pour $\lambda/z = 4.5$ et f = 4	GHz 99	
	II-2	225	Évolution des amplitudes en fonction de la distance		
	II-2	2.2.6	Évolution de la zone active en fonction de la distance	107	
	II-2	2.2.7	Conclusion	109	
	II-2.3	Con	clusion	109	
II-3	Validation	n expé	érimentale	110	
	II -3 .1	Ban	c de mesure	110	
	II-3.2	Con	figurations mesurées	113	
	11-3	\$ 2 1	Configuration $n^{\circ}1$ f = 0.5 GHz et h = 5 mm	114	
	II-3	3.2.2	Configuration n°2, $f = 0.8$ GHz et h = 5 mm	115	
	II-3	3.2.3	Configuration n°3, $f = 0.5$ GHz et $h = 10$ mm.	116	
	II-3	3.2.4	Configuration n°4, $f = 0.8$ GHz et $h = 10$ mm	117	
	II-3	3.2.5	Synthèse	118	
II - 4	Conclusio	m	-	118	
Bihli	ographie	/11		171	
LIUII	opupino	• • • • • • • • • •		141	

Chapitre II - Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence

Dans le chapitre précédent, nous avons donné la définition de l'anneau de courant à la surface d'une antenne indépendante ou quasi-indépendante de la fréquence en fonction des courants se propageant à la surface de l'antenne. Dans ce deuxième chapitre, nous allons étudier le champ électromagnétique au plus près de l'antenne créé par cet anneau de courant, que nous appellerons zone active. La connaissance de la forme et des dimensions de cette zone active suivant la fréquence est primordiale pour créer un réflecteur adapté à l'antenne.

Nous allons présenter une méthode de visualisation de la zone active et l'appliquer à une antenne spirale d'Archimède et une antenne sinueuse. Cette méthode passe par l'étude des différentes composantes des champs électrique et magnétique, ainsi que les composantes du vecteur de Poynting.

Pour finir nous présenterons une mesure originale mise en place, permettant de visualiser le champ proche d'une antenne spirale d'Archimède.

II-1 Méthode de visualisation de la zone active

La méthode de visualisation de la zone active proposée consiste à étudier les composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting complexe (II.1) dans un plan parallèle à la surface de l'antenne et à une distance choisie.

(II.1)
$$\underline{S} = \frac{1}{2} \underline{E} \wedge \underline{H}^{*}$$

(II.2)
$$\underline{S} = \frac{1}{2} \begin{cases} \underline{E}_{y} \underline{H}_{z}^{*} - \underline{E}_{z} \underline{H}_{y}^{*} \\ \underline{E}_{z} \underline{H}_{x}^{*} - \underline{E}_{x} \underline{H}_{z}^{*} \\ \underline{E}_{x} \underline{H}_{y}^{*} - \underline{E}_{y} \underline{H}_{x}^{*} \end{cases}$$

Elle permet par exemple de connaitre la variation de la zone active en fonction de la distance d'observation.

-Pour une spirale d'Archimède la zone active que nous cherchons à observer est créée par le champ électromagnétique proche (dans la direction Oz) généré par les courants parcourant les brins enroulés et s'additionnant de façon constructive avec une rotation de phase semblable à la rotation de l'angle de roulis, ce qui donne lieu à un anneau de courant ayant un diamètre théorique égal à $D = \lambda/\pi$ [1] & [2].

-Pour une antenne sinueuse comportant 2N brins les courants parcourent des arcs de cercle, passant d'un arc de cercle au suivant au niveau des points de rebroussement et s'additionnent lorsque les courants sont en phase et espacés d'une distance égale à $D = \lambda/2(\alpha+\delta)$, avec α et δ les paramètres géométriques de l'antenne sinueuse [3].

En considérant les différentes composantes du vecteur de Poynting complexe, nous pouvons définir les composantes longitudinale (II.3) et transverse (II.4) à la direction de propagation normale au plan contenant l'antenne, de la façon suivante :

(II.3)
$$|\underline{S}_{longitudinale}| = \frac{1}{2} |\underline{E}_{x}\underline{H}_{y}^{*} - \underline{E}_{y}\underline{H}_{x}^{*}|$$

(II.4) $|\underline{S}_{transverse}| = \frac{1}{2} \sqrt{|\underline{E}_{y}\underline{H}_{z}^{*} - \underline{E}_{z}\underline{H}_{y}^{*}|^{2} + |\underline{E}_{z}\underline{H}_{x}^{*} - \underline{E}_{x}\underline{H}_{z}^{*}|^{2}}$

En champ lointain, le mode principal caractérisant le rayonnement est de type TEM (Transverse Électrique-Magnétique), et seule la partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting caractérise le transport de l'énergie électromagnétique.

Afin de connaître l'évolution de la zone active de chaque antenne en fonction de la distance entre le plan d'observation et l'élément rayonnant, nous allons étudier les variations de ces deux composantes dans un plan parallèle à la surface de ces antennes en faisant varier la distance entre la surface de l'antenne et le plan de visualisation. Les simulations ont été effectuées avec le logiciel CST MWS[™] en utilisant le solveur temporel (transient). Ce logiciel permet aussi de visualiser directement les composantes du vecteur de Poynting complexe grâce au moniteur « Powerflow » qui est défini par (II.5).

(II.5)
$$\underline{S}_{CST} = \underline{E} \wedge \underline{H}^*$$

La partie réelle de la grandeur définie par (II.5) correspond à la valeur crête du vecteur de Poynting instantané, et la partie réelle de la grandeur définie par (II.1) correspond à la valeur moyenne du vecteur de Poynting instantané.

Ceci permet de vérifier les calculs effectués, car dans notre cas, nous effectuerons tous les calculs à partir des extractions des champs électrique et magnétique calculés avec CST MWS[™].

Une autre solution pour visualiser le champ proche serait d'utiliser la densité d'énergie électromagnétique définie par l'équation (II.6).

(II.6)
$$\rho_{EM} = \frac{1}{2} (\varepsilon_0 \boldsymbol{E}^2 + \mu_0 \boldsymbol{H}^2)$$

Mais la densité d'énergie électromagnétique contrairement au vecteur de Poynting complexe ne permet de séparer chaque composante (longitudinale et transverse).

Afin de présenter une étude complète et exhaustive des antennes candidates, nous présenterons aussi l'évolution de chaque composante des champs électrique et magnétique, ce qui permettra de mieux comprendre l'évolution des composantes du vecteur Poynting en fonction de la distance.

II-2 Visualisation du champ électromagnétique proche

Pour cette étude nous utilisons des antennes (spirale d'Archimède et sinueuse) ayant un diamètre réduit. En effet, les moniteurs de champs utilisés étant fortement dépendants du maillage de la structure, il est nécessaire d'effectuer plusieurs itérations de maillage de l'antenne pour obtenir un résultat précis.

Pour les deux antennes étudiées, les résultats seront présentés entre 4 GHz et 9 GHz, pour une distance entre l'antenne et le plan de visualisation comprise entre $z = \lambda/12$ et $z = \lambda/2$.

Pour des antennes ayant une dimension (par exemple un anneau de courant pour l'antenne spirale d'Archimède, voir définition § I.1.2.2 et I.1.3.2) plus petite qu'une demi-longueur d'onde, la zone de champ proche est donnée pour $z \ll \lambda$ et la zone de champ lointain est définie pour $z > 2\lambda$ [23]. La zone de transition est comprise entre $z = \lambda$ et $z = 2\lambda$. Dans notre étude, nous resterons donc en zone de champ proche.

II-2.1 Visualisation de la zone active de l'antenne spirale d'Archimède II-2.1.1 Géométrie de l'antenne spirale d'Archimède

La spirale simulée a un diamètre externe $D_{ext} = 45$ mm et un diamètre interne $D_{int} = 3.4$ mm. Avec ces dimensions, l'antenne a une bande de fonctionnement comprise entre 4 GHz ($\lambda_{4GHz}/\pi = 23.85$ mm) et 10 GHz ($\lambda_{10GHz}/\pi = 9.55$ mm). La largeur des pistes (w) et l'espace entre les pistes (s) valent w = s = 1.25 mm. L'antenne étant auto-complémentaire, son impédance de normalisation est $Z_{in} = 188 \Omega$ ($60\pi \Omega$). L'antenne est placée en espace libre et les coordonnées du centre de l'antenne sont (0, 0, 0). Les cercles représentés sur la Figure II.1 donnent la localisation théorique des anneaux de courants aux fréquences haute et basse de l'antenne.



Figure II.1 - Antenne spirale d'Archimède en espace libre.

Nous présentons brièvement les performances de l'antenne pour montrer qu'elle est correctement dimensionnée.

a) Adaptation de l'antenne

D'après la Figure II.2, le module du coefficient de réflexion ($|S_{11}|$) reste inférieur à -30 dB de 4 GHz à 7 GHz. Ensuite, le module du coefficient de réflexion remonte jusqu'à -20 dB à 10 GHz. Ceci montre que l'antenne est très bien adaptée sur toute la bande de fréquences considérée.



Figure II.2 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède (Normalisée à Zin = 188 Ω).

b) Gain de l'antenne

Sur la Figure II.3, sont représentés le gain de la composante de polarisation principale (polarisation circulaire droite ou RHCP¹) et celui de la composante de polarisation croisée (polarisation circulaire gauche ou LHCP²) dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède. Par abus de langage nous parlons simplement de composante principale et composante croisée dans tout le manuscrit.

Les gains sont donnés avec un pas en fréquence de 0.1 GHz. Pour les simulations aucun balun ou éventuel radôme ne sont considérés.

¹ Right Hand Circularly Polarization

² Left Hand Circularly Polarization

Le gain de la composante principale est compris entre 4 dB et 6 dB entre 4 GHz et 10 GHz, par rapport à une antenne isotrope à polarisation circulaire qui a un gain de 0 dBiC. Par simplification, nous exprimerons les gains en dB dans tout le manuscrit. Le niveau de la composante croisée reste inférieur à -15 dB sur toute la bande de fréquence.



Figure II.3 - Gain dans l'axe radioélectrique de la composante principale et de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.

Pour finir, nous présentons les cartographies des diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.

c) Rayonnement de l'antenne en champ lointain

Les cartographies de la Figure II.4 sont normalisées par rapport à la valeur du gain de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède, ce qui permet de voir si les diagrammes ne sont pas déformés et si l'ouverture angulaire à mi-puissance ne varie pas suivant la fréquence. Ces cartographies sont données en fonction des angles d'élévation (El) et d'azimut (Az) avec une résolution de 2° et de la fréquence avec un pas de 0.1 GHz, pour deux plans $El = 0^\circ$ ou $Az = 0^\circ$, les angles El et Az correspondent à un repère Ludwig 2 Az/El [5], comme indiqué sur la Figure II.1. Cette représentation sera utilisée dans tout le manuscrit.



Figure II.4 - Cartographies des diagrammes de rayonnement dans la direction Oz de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.

Les diagrammes présentés montrent que le rayonnement de l'antenne est stable sur toute la bande de fréquences considérée, avec une ouverture angulaire à mi-puissance représentée sur la Figure II.5, comprise entre 64° et 88° entre 4 GHz et 10 GHz, dans les deux plans.



Figure II.5 - Ouverture angulaire à mi-puissance de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.

À présent que le fonctionnement en champ lointain de l'antenne a été présenté, nous allons étudier les composantes des champs électrique et magnétique, ainsi que du vecteur de Poynting au plus près de l'antenne spirale d'Archimède.

II-2.1.2 Étude des courants sur les brins de l'antenne spirale d'Archimède

Mais avant, nous observons l'allure des courants le long des brins de l'antenne spirale d'Archimède à deux fréquences différentes (4 GHz et 9 GHz). La dimension de l'anneau crée par les courants doit avoir un diamètre égal à $D = \lambda/\pi$, les conditions nécessaires à l'existence de cet anneau sont données dans le chapitre I. La visualisation de cet anneau de courant n'est pas évidente, c'est pour cela que nous présentons les composantes J_x et J_y en prenant comme dimension le diamètre maximum de la zone créée par ces courants.



Figure II.6 - Courants de surface sur les brins de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz : (a) Jx, (b) Jy.

La Figure II.6 représente l'allure des courants se propageant le long des brins de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz. La dimension maximum des composantes J_x et J_y correspondent à un anneau théorique égal $D = \lambda_{4GHz}/\pi = 23.85$ mm.

Sur la Figure II.7 sont représentés les mêmes grandeurs, mais à 9 GHz pour illustrer la variation du diamètre crée par les courants de surface. La dimension maximum correspond toujours à un diamètre d'un anneau de courant égal à $D = \lambda_{9GHz}/\pi = 10.6$ mm.



Figure II.7 - Courants de surface sur les brins de l'antenne spirale d'Archimède à 9 GHz : (a) Jx, (b) Jy.

Il est possible de déduire la forme approximative du champ magnétique au plus près de l'antenne grâce à l'équation (II.7), qui n'est valable qu'à la surface du conducteur :

(II.7)
$$\hat{z} \wedge \underline{H} = J$$

Ceci signifie que la composante de champ magnétique (très près de l'antenne) suivant l'axe x doit avoir une forme proche de celle du courant J_y , et inversement le champ magnétique suivant l'axe y doit avoir une forme proche de celle du courant J_x . Ceci permet de savoir à quoi est dû la forme du champ électromagnétique très prés de l'antenne.

II-2.1.3 Étude du champ proche de l'antenne spirale d'Archimède pour $\lambda/z = 12$ et f = 4 GHz

Dans un premier temps, nous nous plaçons au plus près de l'antenne à $z = \lambda_{4GHz}/12$ (6.25 mm), cette distance correspond à la zone réactive du champ de l'antenne. Nous présentons les amplitudes des différentes composantes des champs électrique et magnétique, ainsi que les amplitudes des composantes circulaires données à partir des équations (II.8) et (II.9).

(II.8)
$$\underline{E}_{RHCP} = \underline{E}_x + j\underline{E}_y$$

(II.9) $\underline{E}_{LHCP} = \underline{E}_x - j\underline{E}_y$

Les figures qui vont suivre représentent la somme des amplitudes pour un tour de phase, c'està-dire lorsque $e^{j\omega t}$ a parcouru [0 2π], elles sont données avec une résolution de 0.25 mm x 0.25 mm en x, y.

a) Analyse des composantes du champ électrique

La Figure II.8 représente l'amplitude de chaque composante du champ électrique (E_x , E_y et E_z). Les composantes E_x et E_y sont formées de deux zones placées de façon symétrique par rapport au centre de l'antenne, elles ont une forme de « haricot » cohérente avec ce que l'on attend en zone proche des brins, étant donné la forme des courants à la surface de l'antenne, cf. Figure II.6.

La composante E_z présente une amplitude nulle au centre et a une forme proche d'un anneau. Nous savons que cette composante ne contribue pas au rayonnement en champ lointain, mais le plan d'observation étant dans le champ proche de l'antenne, il est quand même intéressant de visualiser toutes les composantes de champ afin de mieux connaitre le fonctionnement en champ proche de l'antenne spirale d'Archimède, car c'est dans cette zone de champ proche que nous placerons un réflecteur ultérieurement.



Figure II.8 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$: (a) E_x , (b) E_y , (c) E_z .

Les amplitudes des composantes circulaires droite et gauche données par les équations (II.8) et (II.9), sont représentées sur la Figure II.9. À cette distance, nous pouvons déjà constater quelle est la composante croisée (E_{LHCP}) ainsi que la composante principale (E_{RHCP}) de l'antenne. La composante circulaire gauche présente une amplitude très faible et la composante circulaire droite a la forme d'un anneau, mais avec une amplitude non nulle au centre, qui est due à la somme des amplitudes des composantes E_x et E_y qui sont non nulles (au centre). Si cela était dû à un éventuel rayonnement de
l'excitation de l'antenne, les composantes circulaires gauche et droite auraient le même niveau au centre, ce qui n'est pas le cas.



Figure II.9 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/12$: (a) E_{LHCP} , (b) E_{RHCP} .

Les figures ci-dessous représentent les amplitudes des différentes composantes du champ électrique suivant les directions x = 0 ou y = 0, toujours dans le plan $z = \lambda_{4GHz}/12$ (6.25 mm). En analysant les deux figures, nous constatons que les maxima d'amplitude des composantes E_x et E_y se situent à la même distance du centre du plan d'observation (x = 0 et y = 0). La composante E_z a une amplitude quasiment égale à celle de E_x et E_y .



Figure II.10 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$ et y = 0.



Figure II.11 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/12$ et x = 0.

Les composantes E_x et E_y sont déjà en quadrature à cette distance, car d'après les figures cidessus, $|E_x|+|E_y| = |E_x+jE_y|$; la composante E_y est déphasée de $-\pi/2$ par rapport à la composante E_x .

L'amplitude de la composante croisée (composante circulaire gauche), est seulement deux fois plus petite que celle de la composante principale.

À présent, nous allons étudier les différentes composantes du champ magnétique.

b) Analyse des composantes du champ magnétique

La Figure II.12 représente les amplitudes des différentes composantes du champ magnétique toujours pour $z = \lambda_{4GHz}/12$. Tout comme pour le champ électrique, les composantes orientées selon les axes x et y présentent deux zones de part et d'autre du centre du plan d'observation dues à la distribution des courants sur les brins de l'antenne. La composante orientée selon l'axe z présente une amplitude nulle au centre et a une forme proche d'un anneau. Les observations faites sur les composantes du champ magnétique (formes et positions des maxima) sont les mêmes que celles faites pour les composantes du champ électrique.





Figure II.12 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/12$: (a) H_x, (b) H_y, (c) H_z.

Comme pour la composante E_z du champ électrique, la composante H_z du champ magnétique de l'antenne spirale d'Archimède à cette distance a une amplitude quasiment identique à celles des composantes utiles au rayonnement en champ lointain, c'est-à-dire les composantes orientées selon l'axe x et y. Comme nous pouvons le voir sur les figures ci-dessous.



Figure II.13 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/12$ et y = 0.



Figure II.14 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/12$ et x = 0.

c) Analyse de l'impédance d'onde

Le rapport $|E_{tan}|/|H_{tan}|$, représenté sur la Figure II.15, montre que la valeur du module de l'impédance d'onde n'est pas constante et différente de 377 Ω , donc l'impédance d'onde a une forte partie complexe. Ceci montre que le plan d'observation est placé dans la partie réactive du champ proche de l'antenne spirale d'Archimède.



Figure II.15 - Impédance d'onde à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$.

Dans le paragraphe suivant, nous présentons les deux composantes du vecteur de Poynting complexe définies par les équations (II.3) et (II.4).

d) Analyse des composantes du vecteur de Poynting complexe

La Figure II.16 représente les amplitudes des composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz dans un plan parallèle au plan de l'antenne et à une distance de $z = \lambda_{4GHz}/12$ (6.25 mm).

Ces composantes sont définies pour une direction de propagation normale au plan de l'antenne. Les deux composantes ont la forme d'un anneau, mais la composante transverse a une amplitude beaucoup plus grande que celle de la composante longitudinale, ce qui montre que nous sommes bien dans la partie réactive du champ proche de l'antenne.





Figure II.16 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$: (a) longitudinale, (b) transverse.

Les figures ci-dessous montrent que les anneaux formés par les composantes du vecteur de Poynting complexe ont des diamètres différents. Les diamètres sont pris par rapport à la positon des maxima d'amplitude de chaque composante.

D'après les figures ci-dessous, la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe a un diamètre de 15 mm et la composante transverse du vecteur de Poynting complexe a un diamètre de 19mm.



Figure II.17 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$ et y = 0.



Figure II.18 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$ et x = 0.

Dans le paragraphe suivant, nous allons effectuer la même analyse avec un plan d'observation placé plus loin de l'antenne.

II-2.1.4 Étude du champ proche de l'antenne spirale d'Archimède pour $\lambda/z = 4.5$ et f = 4 GHz

La distance du plan d'observation par rapport au plan de l'antenne est maintenant égale à $\lambda_{4 \text{ GHz}}/z = 4.5$ (16.65 mm), la fréquence est toujours égale à 4 GHz, le choix de cette distance sera justifié par la suite (cf. paragraphe II-2.1.6).

a) Analyse des composantes du champ électrique

La Figure II.19 représente les amplitudes des composantes E_x , E_y et E_z . Les composantes E_x et E_y n'ont plus la même forme à cette distance, elles présentent un maximum au centre. La composante E_z n'a plus une forme annulaire, mais est composée de deux zones ayant une amplitude très faible par rapport aux deux autres composantes (E_x et E_y). En passant d'une distance d'observation de $\lambda_{4GHz}/12$ à $\lambda_{4GHz}/4.5$, nous visualisons les variations du champ électrique, ces premières observations semblent montrer que le plan d'observation se trouve dans la zone intermédiaire du champ proche de l'antenne.



Chapitre II - Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence



Figure II.19 - Amplitudes des composantes du champ électrique à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$: (a) E_x , (b) E_y , (c) E_z .

La Figure II.20 représentant les composantes circulaires gauche et droite de l'antenne spirale d'Archimède, montre que l'amplitude de la composante croisée est devenue quasiment nulle, et que l'amplitude de la composante principale présente un maximum dans la direction normale au plan de l'antenne.



Figure II.20 - Amplitudes des composantes du champ électrique à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$: (a) E_{LHCP} , (b) E_{RHCP} .

Ce que nous observons est donc le début de la formation du diagramme de rayonnement de l'antenne.

La Figure II.21 et la Figure II.22 confirment que les maxima d'amplitude des composantes contribuant au rayonnement en champ lointain (E_x et E_y), sont centrés sur (x = 0, y = 0), ce qui permet de dire que l'antenne spirale d'Archimède est bien une antenne de type électrique.



Figure II.21 - Amplitudes des composantes du champ électrique à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et y = 0.



Figure II.22 - Amplitudes des composantes du champ électrique à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et x = 0.

Nous pouvons noter que le rapport $|E_x|/|E_y|$ n'est pas parfaitement égal à 1 dans le plan d'observation $z = \lambda_{4GHz}/4.5$, représenté sur la Figure II.23. Dans la direction Oz le rapport $|E_x|/|E_y|$ est égal à 0.83.



Figure II.23 - Rapport $|E_x|/|E_y|$ à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/4.5$.

b) Analyse des composantes du champ magnétique

Nous passons à présent à l'analyse des composantes du champ magnétique. Les évolutions des composantes H_z , H_y et H_z , sont les mêmes que pour le champ électrique; c'est-à-dire que les composantes H_x , H_y présentent un maximum d'amplitude au centre, et que la composante H_z n'a plus une forme annulaire, mais est aussi composée de deux zones, avec une amplitude faible par rapport aux amplitudes des composantes H_x et H_y .



Figure II.24 - Amplitudes des composantes du champ magnétique à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/4.5$: (a) H_x, (b) H_y, (c) H_z.

Les figures ci-dessous montrent que les maxima d'amplitude des composantes H_x et H_y sont bien dirigés vers la direction normale à l'antenne. Pour le champ magnétique aussi nous avons $|H_x|/|H_y| \neq 1$.



Figure II.25 - Amplitudes des composantes du champ magnétique à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/4.5$, coupe dans le plan y = 0.



Figure II.26 - Amplitudes des composantes du champ magnétique à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/4.5$, coupe dans le plan x = 0.

D'après les deux paragraphes précédents, nous constatons que seules les composantes E_z et H_z ont une amplitude nulle au centre du plan d'observation (x = 0 et y = 0), ce qui signifie que seule la composante transverse du vecteur de Poynting complexe devrait présenter une amplitude nulle au centre d'après l'équation (II.4).

c) Analyse de l'impédance d'onde

Le rapport $||E_{tan}||/||H_{tan}||$ est représenté la Figure II.27. À cette distance (16.65 mm), l'impédance d'onde est plus stable que le cas où $z = \lambda_{4GHz}/12$ (6.25 mm). La valeur est plus proche de 377 Ω , mais pas encore constante, nous sommes dans la zone intermédiaire du champ proche de l'antenne ; le mode TEM n'est pas encore établi.

Chapitre II - Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence



Figure II.27 - Impédance d'onde à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$.

d) Analyse des composantes du vecteur de Poynting complexe

À présent, nous représentons les amplitudes des composantes du vecteur de Poynting complexe définies par (II.3) et (II.4). D'après la Figure II.28, seule l'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting forme un anneau. La composante longitudinale présente un maximum au centre, ce qui est normal, car cette composante est uniquement calculée à partir des composantes des champs électrique et magnétique orientées selon les axes x et y.



Figure II.28 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$: (a) longitudinale, (b) transverse.

Les figures ci-dessous montrent que les maxima de la composante transverse du vecteur de Poynting se situent à la même position (même distance par rapport au centre du plan d'observation) pour x = 0 et y = 0. Le diamètre de l'anneau formé par cette composante est égal à 24 mm, le diamètre a augmenté par rapport au cas $z = \lambda_{4GHz}/12$, où le diamètre était de 19 mm.



Figure II.29 - Amplitudes des composantes longitudinale et transverse du vecteur du Poynting complexe à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et y = 0.



Figure II.30 - Amplitudes des composantes longitudinale et transverse du vecteur du Poynting complexe à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/4.5$ et x = 0.

Il est important de noter que pour le calcul du champ lointain, seule la composante longitudinale importe, mais en champ proche seule la composante transverse permet de visualiser une zone active correspondant à un anneau à différentes distances par rapport à l'antenne.

II-2.1.5 Évolution des amplitudes en fonction de la distance

Nous allons présenter les variations des maxima d'amplitude des composantes du champ électrique ainsi que celle des composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède. Ces maxima correspondent à la valeur maximum observée dans le plan d'observation au-dessus de l'antenne. Nous présentons les résultats pour une distance au-dessus de l'antenne comprise entre $z/\lambda = 0.08$ et $z/\lambda = 0.5$, avec un pas de $0.1 \lambda/z$. Les maxima peuvent donc correspondre soit au maximum du champ lorsqu'il a la forme de « haricot » pour $0.08 < z/\lambda < 0.22$, soit au maximum au centre (x = 0 et y = 0) pour $z/\lambda > 0.22$.

a) Amplitude du champ électrique

Les Figure II.31 et Figure II.32 représentent respectivement les variations d'amplitude des composantes E_x et E_y en fonction de la distance et pour différentes fréquences. Les amplitudes de ces deux composantes sont très proches pour $z/\lambda > 0.4$.



Figure II.31 - Évolution de l'amplitude de la composante Ex de l'antenne spirale d'Archimède.



Figure II.32 - Évolution de l'amplitude de la composante E_v de l'antenne spirale d'Archimède.

L'amplitude de la composante E_z décroit très rapidement, cf. Figure II.33.

- Pour $z/\lambda = 0.2$ l'amplitude de cette composante est quasiment égale à celles des composantes E_x et E_y .

- Pour $z/\lambda > 0.2$ l'amplitude de cette composante est inférieure à la moitié de celles des composantes E_x et E_y .



Figure II.33 - Évolution de l'amplitude de la composante Ez de l'antenne spirale d'Archimède.

L'amplitude de la composante E_{LHCP} est représentée sur la Figure II.34. Cette composante tend rapidement vers 0, mais n'est jamais égale à 0 dans l'intervalle de distance considérée, ce qui peut signifier que les amplitudes des composantes E_x et E_y ne sont pas parfaitement égales ($|E_x|/|E_y| \neq 1$), dans cet intervalle.

En effet, sur la Figure II.35, nous constatons que le rapport des maxima d'amplitudes des composantes E_x et E_x est très proche de 1 mais pas parfaitement égal à 1, surtout pour f = 4 GHz et 5 GHz.



Figure II.34 - Évolution de l'amplitude de la composante ELHCP de l'antenne spirale d'Archimède.

Chapitre II - Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence



Figure II.35 - Rapport |Ex|/|Ey| en fonction de la distance.

La Figure II.36 représente l'amplitude de la composante E_{RHCP} , celle-ci suit la même variation que les amplitudes des composantes E_x et E_y .



Figure II.36 - Évolution de l'amplitude de la composante ERHCP de l'antenne spirale d'Archimède.

Maintenant que les variations des amplitudes des différentes composantes du champ électrique ont été présentées, nous passons à l'étude des composantes du vecteur de Poynting complexe.

b) Amplitude du vecteur de Poynting complexe

Si nous étudions les variations des amplitudes des composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting complexe (Figure II.37 et Figure II.38), nous constatons d'après les figures cidessous, que lorsque le plan d'observation est placé à $z/\lambda = 0.08$, l'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting est plus grande que celle de la composante longitudinale, pour toutes les fréquences. Mais l'amplitude de la composante transverse décroit très rapidement et tend vers 0 lorsque le plan d'observation s'éloigne de l'antenne ($z/\lambda = 0.5$).



Figure II.37 - Évolution de l'amplitude de la composante longitudinale du vecteur de Poynting.



Figure II.38 - Évolution de l'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting.

Les résultats suivent bien les relations physiques connues, c'est-à-dire que le rayonnement en champ lointain s'effectue en mode TEM, donc que l'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting devient nulle quand le plan d'observation s'éloigne. Le rapport $|S_{trans}|/|S_{long}|$, représenté sur la Figure II.39, devient inférieur à 1 entre $0.1 < z/\lambda < 0.13$, c'est-à-dire qu'il y a un transfert de puissance d'une composante à l'autre lorsque l'on sort de la zone réactive. Mais dans l'intervalle de distance considérée, ce rapport ne tend pas vers 0, nous restons donc en zone intermédiaire.

Chapitre II - Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence



Figure II.39 - Rapport |Strans|/|Slong| en fonction de la distance.

Les figures ci-dessous, représentent le cas particulier où $|S_{trans}|/|S_{long}| = 1$, pour f = 4GHz et $\lambda/z = 7.7$. Nous constatons que le maximum d'amplitude de la composante longitudinale du vecteur de Poynting n'est pas encore au centre (x = 0 et y = 0).



Figure II.40 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/7.7$: (a) longitudinale, (b) transverse.



 $\label{eq:Figure II.41-Amplitudes des composantes longitudinale et transverse du vecteur du Poynting complexe à 4 GHz pour \\ z = \lambda_{4GHz}/7.7 \mbox{ et } y = 0.$



Figure II.42 - Amplitudes des composantes longitudinale et transverse du vecteur du Poynting complexe à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/7.7$ et x = 0.

Les différents résultats présentés montrent que l'étude de la composante transverse du vecteur de Poynting permet de retrouver une zone active ayant la forme d'un anneau (pour tout z compris entre $\lambda/12$ et $\lambda/2$), dont le diamètre évolue en fonction de la distance. Les positions des maxima des amplitudes sont situées à la même distance du centre de l'antenne que ce soit pour x = 0 ou y = 0 (pour un z contant), donc pour la suite de l'étude nous donnerons les résultats pour y = 0 et $\lambda/12 < z < \lambda/2$, avec un pas de 0.1 λ/z .

II-2.1.6 Évolution de la zone active en fonction de la distance

À présent, nous allons étudier la variation du diamètre de l'anneau formé par la composante transverse du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en fonction de la distance d'observation. Pour cela, nous allons déterminer les positions des maxima d'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède.

La Figure II.43 représente la variation du rapport λ/D en fonction de la distance d'observation z/λ , avec D le diamètre de l'anneau. Nous constatons que lorsque $4 < \lambda/z < 5$ ($0.2 < z/\lambda < 0.25$), le diamètre de l'anneau formé par la composante transverse du vecteur de Poynting est très proche de la valeur λ/π quelle que soit la fréquence.



Figure II.43 - Variation du rapport (λ /D) en fonction de la distance d'observation (z/λ).

Si nous fixons une valeur limite pour l'écart relatif de 2.5 % (critère arbitraire), d'après la Figure II.44, nous constatons que l'écart relatif entre la valeur λ/π et le diamètre calculé en considérant le maximum d'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting est inférieur à 2.5 % pour 4.5 < λ/z < 5.



Figure II.44 - Écart relatif par rapport à la valeur λ/π .

Nous pouvons donc dire que le diamètre de l'anneau formé par cette composante est égal à λ/π lorsque le plan d'observation se trouve à distance proche de $\lambda/4.5$ de la surface de l'antenne, ce qui justifie le choix de cette distance au §II-2.1.4.

Si nous représentons le diamètre en fonction du rapport z/λ , on constate que le diamètre a une variation presque linéaire. Plus le plan d'observation s'éloigne de l'antenne et plus le diamètre de l'anneau augmente.



Figure II.45 - Variation du diamètre en fonction du rapport z/λ .

Il est donc possible de déterminer une loi de variation par parties :

(II.10)
$$D = \begin{cases} \frac{\lambda}{1.95}, \frac{z}{\lambda} = 0.5\\ \frac{\lambda}{1.95} - 42\frac{z}{\lambda}, \ 0.25 < \frac{z}{\lambda} < 0.5\\ \frac{\lambda}{4.4} + 32.5\frac{z}{\lambda}, \ 0.08 < \frac{z}{\lambda} < 0.25\\ \frac{\lambda}{4.4}, \frac{z}{\lambda} = 0.08 \end{cases}$$

Les différentes expressions de l'équation (II.10) permettent d'estimer le diamètre de l'anneau formé par la composante transverse du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en fonction de la fréquence et de la distance d'observation.

À titre de complément, le diamètre de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe en fonction de la longueur d'onde est représenté sur la Figure II.46.



 $\label{eq:Figure II.46} Figure \ II.46 \ \cdot \ Variation \ du \ diamètre \ de \ la \ composante \ longitudinale \ du \ vecteur \ de \ Poynting \ complexe \ en \ fonction \ du \ rapport \ z/\lambda.$

Cette grandeur tend rapidement vers 0, ce qui signifie que le maximum de puissance est au centre du plan d'observation, ce qui correspond à la formation du diagramme.

II-2.1.7 Conclusion

Ce paragraphe a permis d'étudier de façon séparée les composantes des champs électrique et magnétique de l'antenne spirale d'Archimède. Le but est de savoir comment évoluent ces composantes en fonction de la distance (forme, amplitude) afin de mieux connaitre le fonctionnement de l'antenne spirale d'Archimède. Cela a montré que l'amplitude de la composante E_z n'est pas négligeable lorsque le plan d'observation est proche de l'antenne ($z = \lambda/12$). Nous rappelons que cette composante ne sert pas au rayonnement en champ lointain, mais sa présence peut modifier le comportement des réflecteurs qui seront placés au plus près de l'antenne. Nous avons aussi constaté que les maxima d'amplitude des composantes E_x et E_y se situent dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède pour $z \ge \lambda/4.5$.

Pour finir, l'étude des composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting a démontré que seule la composante transverse conserve la forme d'un anneau en fonction de la distance. L'étude du diamètre de cet anneau a montré qu'il varie en fonction de la distance par rapport à l'antenne. Cette étude a permis de proposer une loi de variation du diamètre de l'anneau en fonction de la fréquence et de la distance entre le plan d'observation et le plan contenant l'antenne. Par exemple pour $z = \lambda/12$ le diamètre est égale à $\lambda/4.4$ et pour $z = \lambda/4.5$ il est égale à λ/π . Nous avons aussi montré que le diamètre de l'anneau augmente lorsque nous nous éloignons de l'antenne, mais il faut noter que l'amplitude de la composante transverse décroit très rapidement lorsque nous nous éloignons de l'antenne.

II-2.2 Visualisation de la zone active de l'antenne sinueuse

À présent, nous allons effectuer la même analyse avec une antenne sinueuse simple polarisation, représentée sur la Figure II.47.

II-2.2.1 Géométrie de l'antenne de sinueuse

L'antenne simulée a un diamètre externe $D_{ext} = 45$ mm et un diamètre interne $D_{int} = 5$ mm. Les paramètres géométriques de l'antenne sont $\alpha = 60^\circ = \pi/3$, $\delta = 22.5^\circ = \pi/8$ et $\tau = 0.8$ (cf. chapitre I). Avec ces dimensions, l'antenne a une bande de fonctionnement comprise entre 4 GHz ($\lambda_{4GHz}/2(\alpha+\delta) = 26$ mm) et 10 GHz ($\lambda_{10GHz}/2(\alpha+\delta) = 8.46$ mm). L'antenne n'est pas auto-complémentaire et son impédance de normalisation est $Z_{in} = 270 \ \Omega$ [6]. L'antenne est placée en espace libre et les coordonnées de son centre sont (0, 0, 0). Les brins de l'antenne sinueuse sont majoritairement orientés selon l'axe y, mais les arcs de cercle sont essentiellement orientés suivant l'axe x, donc la composante principale (polarisation rayonnée dans l'axe radioélectrique de l'antenne z > 0) est une polarisation linéaire suivant x ou Co-Polarisation. Par définition, la composante croisée de l'antenne est une polarisation linéaire suivant y ou Cross-Polarisation.



Figure II.47 - Antenne sinueuse en espace libre.

Comme pour l'antenne spirale d'Archimède, nous présentons le module du coefficient de réflexion et le rayonnement de l'antenne, pour vérifier qu'elle est correctement dimensionnée.

a) Adaptation de l'antenne

D'après la Figure II.48, le module du coefficient de réflexion reste inférieur à -10 dB de 4 GHz à 10 GHz. Ceci prouve que l'antenne est très bien adaptée sur toute la bande de fréquences considérée, et qu'une éventuelle désadaptation provoquée par les retours de courants due à la finitude des brins de l'antenne ne sont pas présents dans la bande d'étude choisie.



Figure II.48 - Adaptation de l'antenne sinueuse en espace libre (Normalisée à $Z_{in} = 270 \Omega$).

b) Gain de l'antenne

Le gain de la composante principale (polarisation suivant l'axe x), et celui de la composante croisée (polarisation suivant l'axe y) dans l'axe radioélectrique de l'antenne sinueuse, sont représentés sur la Figure II.49, avec un pas en fréquence de 0.1 GHz. Le gain de la composante principale est compris entre 4 dB et 6 dB entre 4 GHz et 10 GHz. Le niveau de la polarisation croisée reste inférieur à -10 dB sur toute la bande de fréquences. Comme pour l'antenne spirale d'Archimède, pour les simulations aucun balun ou un éventuel radôme ne sont considérés.



Figure II.49 - Gain de la composante principale et de la composante croisée dans l'axe radioélectrique de l'antenne sinueuse en espace libre.

c) Rayonnement de l'antenne

Les cartographies de la Figure II.50 sont toujours normalisées par rapport à la valeur du gain dans l'axe de la composante principale, elles sont données avec une résolution de 2° et un pas en fréquence de 0.1 GHz.



Figure II.50 - Cartographies des diagrammes de rayonnement dans la direction Oz de l'antenne sinueuse en espace libre.

Les diagrammes présentés montrent que le rayonnement de l'antenne est stable sur toute la bande de fréquences considérée. L'ouverture angulaire à mi-puissance, représentée sur la Figure II.51, est comprise entre 64° et 80° entre 4 GHz et 10 GHz, dans les deux plans.



Figure II.51 - Ouverture angulaire à mi-puissance de l'antenne sinueuse en espace libre.

Les performances en adaptation et en rayonnement de l'antenne ont été présentées. Nous allons étudier à présent le champ proche de l'antenne sinueuse.

II-2.2.2 Étude des courants sur les brins de l'antenne sinueuse à f = 4 GHz

D'abord, nous présentons les courants sur les brins de l'antenne sinueuse à 4 GHz sur la Figure II.52.



Figure II.52 - Courant de surface sur les brins de l'antenne sinueuse : (a) J_x, (b) J_y.

Les courants sont majoritairement orientés selon l'axe x, ce qui signifie qu'à une distance très proche de l'antenne (ex : $z = \lambda/12$) le champ magnétique sera principalement orienté selon l'axe y, mais aussi que la polarisation principale de l'antenne est bien une polarisation suivant l'axe x.

II-2.2.3 Étude du champ proche de l'antenne sinueuse pour $\lambda/z = 12$ et f = 4 GHz

Nous étudions le champ proche dans le plan $z = \lambda_{4GHz}/12$ (6.25 mm). Dans un premier temps, nous présentons les amplitudes des différentes composantes des champs électrique et magnétique. Toutes les figures sont données avec une résolution de 0.25 mm x 0.25 mm en x, y.

a) Analyse des composantes du champ électrique

La Figure II.53 représente les amplitudes des différentes composantes du champ électrique. Les composantes transverses (E_x et E_y) ont des répartitions différentes, car l'antenne utilisée a une simple polarisation linéaire suivant un axe. La composante orientée selon l'axe x présente deux zones positionnées de façon orthogonale par rapport aux brins de l'antenne et la composante E_y a une amplitude très faible, ce qui montre que la polarisation principale de l'antenne est bien une polarisation linéaire suivant l'axe x.



Chapitre II - Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence

Figure II.53 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/12$: (a) E_x, (b) E_y, (c) E_z.

La composante orientée selon l'axe z présente plusieurs maxima qui sont placés de façon orthogonale par rapport aux brins de l'antenne, c'est-à-dire suivant l'axe x. La Figure II.54 représente les différentes composantes suivant la direction y = 0. Nous constatons que l'amplitude maximale de la composante E_z n'est pas négligeable par rapport à celle de la composante E_z . Comme pour l'antenne spirale d'Archimède, à cette distance la composante ne contribuant pas au rayonnement en champ lointain a une amplitude élevée dans la zone de champ proche de l'antenne.





La Figure II.55 confirme que les maxima des composantes E_x et E_z sont uniquement suivant l'axe x.



Figure II.55 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$ et x = 0.

À présent, nous allons étudier les composantes du champ magnétique.

b) Analyse des composantes du champ magnétique

Les amplitudes des composantes du champ magnétique, représentées sur la Figure II.56, montrent que c'est la composante H_x qui a une amplitude très faible et la composante H_y présente deux zones, qui sont alignées par rapport aux brins de l'antenne (dû au champ magnétique créé par les courants circulant le long des brins, cf. Figure II.52). La composante H_z présente deux maxima orientés suivant l'axe y.



Chapitre II - Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence



Figure II.56 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/12$: (a) H_x, (b) H_y, (c) H_z.

Les figures ci-dessous montrent que l'amplitude de la composante H_z est quasiment égale à celle de la composante H_y .



Figure II.57 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/12$ et y = 0.



Figure II.58 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$ et x = 0.

Comme pour l'antenne spirale d'Archimède, nous constatons que seules les composantes E_z et H_z de l'antenne sinueuse présentent une amplitude nulle au centre du plan d'observation, ce qui signifie que seule la composante transverse du vecteur de Poynting devrait présenter une amplitude nulle au centre d'après l'équation (II.4).

c) Analyse de l'impédance d'onde

L'impédance d'onde, représentée sur la Figure II.59, montre que le plan d'observation se trouve bien dans la partie réactive du champ proche de l'antenne sinueuse avec des variations importantes de l'impédance d'onde.



Figure II.59 - Impédance d'onde à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$.

d) Analyse des composantes du vecteur de Poynting complexe

La Figure II.60 représente les composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting complexe de l'antenne sinueuse pour un plan d'observation placé à $z = \lambda_{4GHz}/12$ (6.25 mm).

La composante longitudinale n'a pas de forme distincte, et a une amplitude très faible par rapport à la composante transverse.

La composante transverse est composée de quatre zones qui suivent la géométrie de l'antenne, c'est-à-dire que les maxima d'amplitude semblent être placés dans les rebroussements des brins de l'antenne sinueuse. Ces maxima sont placés sur un disque ayant un diamètre proche de 18 mm.



(a)

```
(b)
```

Figure II.60 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$: (a) longitudinale, (b) transverse.

Les figures ci-dessous montrent bien que les zones actives de l'antenne sinueuse ne présentent pas de symétrie de révolution, ce qui est logique étant donné que l'antenne utilisée ne comporte que 2 brins.



Figure II.61 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/12$ et x = 0.



Figure II.62 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$ et y = 0.

Maintenant que nous avons étudié les différentes composantes des champs électrique et magnétique ainsi que les composantes du vecteur de Poynting complexe au plus près de l'antenne sinueuse, nous éloignons le plan d'observation pour analyser l'évolution de ces différentes composantes.

II-2.2.4 Étude du champ proche de l'antenne sinueuse pour $\lambda/z = 4.5$ et f = 4 GHz

Le plan d'observation est maintenant placé à $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ (16.65 mm), comme pour l'antenne spirale d'Archimède. L'analyse est identique au cas précédent, nous analysons d'abord le champ électrique, ensuite le champ magnétique et pour finir le vecteur de Poynting complexe de l'antenne sinueuse.

a) Analyse des composantes du champ électrique

La Figure II.63 représente les différentes composantes du champ électrique. La composante E_x présente un maximum dans l'axe radioélectrique de l'antenne (ce qui confirme que la composante principale est bien une polarisation linéaire suivant l'axe x), la composante E_y a une amplitude quasiment nulle et la composante E_z est composée de deux zones alignées selon l'axe y ayant une amplitude très faible.



Figure II.63 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$: (a) E_x , (b) E_y , (c) E_z .

Les coupes suivant les directions y = 0 et x = 0 représentées sur les figures ci-dessous montrent que l'amplitude de la composante E_z est deux fois plus petite que celle de la composante E_x , par rapport au cas $z = \lambda_{4GHz}/12$.





Figure II.64 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et y = 0



Figure II.65 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et x = 0.

Ces premières informations semblent montrer que le plan d'observation n'est plus dans la zone réactive du champ proche de l'antenne.

b) Analyse des composantes du champ magnétique

Comme pour le cas $z = \lambda_{4GHz}/12$ (6.25 mm) la composante H_x a une amplitude quasiment nulle. À cette distance (16.65 mm), la composante H_y présente aussi un maximum au centre du plan d'observation et la composante H_z est toujours composée de deux zones, mais dont l'amplitude maximum est devenue environ deux fois plus petite que celle de la composante H_y .



Chapitre II - Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence

Figure II.66 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$: (a) H_x , (b) H_y , (c) H_z .

La Figure II.67 et la Figure II.68 montrent que les maxima de la composante H_z sont placés à la même distance que les maxima de la composante E_z (cf. Figure II.64)



Figure II.67 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et y = 0





Figure II.68 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et x = 0

c) Analyse de l'impédance d'onde

L'impédance d'onde, représentée sur la Figure II.69, varie moins que dans le cas $z = \lambda_{4GHz}/12$, mais n'est pas stable et a une valeur proche de 377 Ω au centre, mais pas sur tout le plan d'observation.



Figure II.69 - Impédance d'onde à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$.

Pour finir, nous présentons l'analyse des composantes du vecteur de Poynting complexe.

d) Analyse des composantes du vecteur de Poynting complexe

Les amplitudes des composantes du vecteur de Poynting complexe pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ sont représentés sur la Figure II.70. La composante longitudinale présente un maximum au centre, ce qui signifie que nous sommes dans la partie intermédiaire du champ proche de l'antenne sinueuse.

L'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting forme une zone active, qui suit la géométrie de l'antenne, la puissance est concentrée entre les rebroussements de l'antenne qui forment des arcs de cercle. Connaissant les paramètres géométriques de l'antenne, nous pouvons estimer la position des maxima d'amplitude de la zone active.

Chapitre II - Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence



Figure II.70 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$: (a) longitudinale, (b) transverse.

Les figures ci-dessous montrent que les positions des maxima d'amplitude de la composante transverse se situent à la même position par rapport au centre (x = 0 et y = 0), même si les niveaux d'amplitude sur les deux figures ne sont pas identiques. Le diamètre de cette zone est égal à 23.4 mm.



Figure II.71 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et y = 0.

Chapitre II - Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence



Figure II.72 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et x = 0.

Il est important de noter que la composante transverse conserve la même forme en fonction de la distance d'observation. Cette forme qui correspond à la zone active de l'antenne sinueuse suit la géométrie de l'antenne. Néanmoins pour une distance égale à $z = \lambda_{4GHz}/4.5$, nous observons une zone active ayant des maxima positionnés à la même distance (par rapport au centre du plan d'observation) suivant les deux directions considérées (cf. ci-dessus).

II-2.2.5 Évolution des amplitudes en fonction de la distance

Les amplitudes données correspondent au maximum d'amplitude dans le plan d'observation, les courbes sont données avec un pas de $0.1 \lambda/z$.

a) Évolution des amplitudes des composantes du champ électrique

Les variations des amplitudes des différentes composantes du champ électrique sont représentées sur les figures ci-dessous. Comme nous l'avons dit précédemment, la composante principale du champ de l'antenne est la composante E_x (cf. Figure II.73), l'amplitude de la composante E_y tend très rapidement vers 0 lorsque le plan d'observation s'éloigne de l'antenne (cf. Figure II.74). D'après la Figure II.75, nous constatons que l'amplitude de la composante E_z a une amplitude très inférieure à celle de la composante E_x , mais son amplitude tend très lentement vers 0, cependant dans l'intervalle considéré elle ne présente pas une amplitude nulle.



Figure II.73 - Évolution de l'amplitude de la composante Ex de l'antenne sinueuse.



Figure II.74 - Évolution de l'amplitude de la composante E_y de l'antenne sinueuse.



Figure II.75 - Évolution de l'amplitude de la composante Ez de l'antenne sinueuse.
b) Analyse du vecteur de Poynting complexe

Nous présentons sur les figures ci-dessous les évolutions des amplitudes des composantes longitudinale (Figure II.76) et transverse (Figure II.77) du vecteur de Poynting complexe de l'antenne sinueuse.

Comme pour l'antenne spirale d'Archimède, l'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting de l'antenne sinueuse décroit rapidement et tend vers 0 lorsque que la distance tend vers $\lambda/2$ (cf. Figure II.77).



Figure II.76 - Évolution de l'amplitude de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne sinueuse.



Figure II.77 - Évolution de l'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting complexe de l'antenne sinueuse.

La Figure II.78 représente le rapport $|S_{trans}|/|S_{long}|$, le transfert de puissance s'effectue à la même distance ($z/\lambda = 0.13$) pour toutes les fréquences. La zone intermédiaire commence à cette distance.



Figure II.78 - Rapport |Stransl/|Slong| en fonction de la distance.

Les figures ci-dessous, représentent le cas particulier où $|S_{trans}|/|S_{long}| = 1$, pour f = 4GHz et $\lambda/z = 7.7$ (9.7 mm). Nous constatons que le maximum d'amplitude de la composante longitudinale du vecteur de Poynting n'est pas encore au centre du plan d'observation (x = 0 et y = 0).



Figure II.79 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/7.7:$ (a) longitudinale, (b) transverse.

Dans le paragraphe suivant, nous étudions la variation du diamètre de cette zone active pour toutes les fréquences en fonction de la distance du plan d'observation.

II-2.2.6 Évolution de la zone active en fonction de la distance

Pour cela, nous allons déterminer les positions des maxima de la composante transverse, avec un pas de $0.1\lambda/z$. La Figure II.80 représente la variation du rapport λ/D en fonction de la distance d'observation z/λ , avec D le diamètre de la zone active.

Comme pour l'antenne spirale d'Archimède, le diamètre de la zone active formée par la composante transverse du vecteur de Poynting complexe est très proche de la valeur de $\lambda/2(\alpha+\delta)$, pour $z/\lambda = 4.5$, pour toutes les fréquences.



Figure II.80 - Variation du rapport (λ /D) en fonction de la distance d'observation (z/λ).

Si nous choisissons un écart relatif de 2.5 % par rapport à cette valeur (§ II-2.1.4), d'après la Figure II.81, nous constatons que l'écart relatif entre la valeur $\lambda/2(\alpha+\delta)$ et le diamètre calculé avec la composante transverse du vecteur de Poynting est inférieur à 2.5 % pour $3.7 < \lambda/z < 5$.



Figure II.81 - Écart relatif par rapport à la valeur $\lambda/2(\alpha+\delta)$.

Nous pouvons donc dire que le diamètre de la zone active formé par cette composante est égal à $\lambda/2(\alpha+\delta)$ lorsque le plan d'observation est placé à une distance proche $\lambda/4.5$ de la surface de l'antenne, ce qui justifie le choix de cette distance.

La valeur du diamètre en fonction du rapport z/λ est représentée sur la Figure II.82, ce qui permet de déterminer une loi de variation :

(II.11)
$$D = \begin{cases} \frac{\lambda}{2}, \frac{z}{\lambda} = 0.5\\ \frac{\lambda}{2} - 45\frac{z}{\lambda}, \ 0.2 < \frac{z}{\lambda} < 0.5\\ \frac{\lambda}{\pi}, \ 0.08 < \frac{z}{\lambda} < 0.2 \end{cases}$$



Figure II.82 - Variation du diamètre en fonction du rapport z/λ .

II-2.2.7 Conclusion

Ce deuxième paragraphe a montré un comportement analogue entre l'antenne sinueuse et l'antenne spirale d'Archimède (§ II-2.1.2), c'est-à-dire qu'en considérant l'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting, nous visualisons une zone active, avec un diamètre égal $D = \lambda/\pi$ quand le plan d'observation est placé à $z = \lambda/12$ et $D = \lambda/2(\alpha+\delta)$ pour $z = \lambda/4.5$.

II-2.3 Conclusion

Nous avons étudié le champ proche de deux antennes (spirale d'Archimède et sinueuse) en considérant de façon séparée chaque composante des champs électrique et magnétique à deux distances différentes. L'analyse de l'évolution des composantes en fonction de la distance d'observation a montré que les maxima d'amplitude des composantes de champ contribuant au rayonnement (composantes transverses au plan de l'antenne) sont placés au centre du plan d'observation (x = 0 et y = 0) à partir d'une distance égale à $z > \lambda/7.7$.

En étudiant les composantes du vecteur de Poynting, les deux études montrent que pour visualiser la zone active d'une antenne indépendante de la fréquence (au plus près de l'antenne), il faut considérer la composante transverse du vecteur de Poynting, même si l'amplitude de celle-ci diminue rapidement quand nous nous éloignons de l'antenne et qu'elle n'intervient pas dans le calcul du gain de l'antenne en champ lointain. Elle conserve une forme identique en fonction de la distance, et pour une distance comprise entre $z = \lambda/12$ et $z = \lambda/7.7$, l'amplitude de la composante transverse est supérieure à celle de la composante longitudinale.

L'étude de la composante transverse du vecteur de Poynting a montré que nous visualisons une zone active, avec une dimension qui évolue en fonction de la distance :

- Pour l'antenne spirale d'Archimède : D = $\lambda/4.4$ pour z = $\lambda/12$, D = λ/π pour z = $\lambda/4.5$ et D = $\lambda/1.95$ pour z = $\lambda/2$.

- Pour l'antenne sinueuse : D = λ/π pour z = $\lambda/12$, D = $\lambda/2(\alpha+\delta)$ pour z = $\lambda/4.5$ et D = $\lambda/2$ pour z = $\lambda/2$.

Pour l'antenne spirale d'Archimède, plus le plan d'observation est proche de l'antenne et plus le diamètre de la zone active diminue ; pour l'antenne sinueuse si le plan d'observation est à une distance inférieure à $\lambda/5$ le diamètre de la zone active tend vers λ/π .

II-3 Validation expérimentale

Afin de valider ces résultats, nous avons mis en place un banc de mesure, qui consiste à visualiser le champ proche de l'antenne spirale d'Archimède, en utilisant un polymère qui transforme en chaleur l'énergie électromagnétique rayonnée par l'antenne. Nous utiliserons ensuite une caméra infrarouge pour visualiser cette chaleur. Cette méthode, appelée thermographie, est déjà employée pour caractériser/quantifier le champ électromagnétique d'une source [7]-[9]. Cette mesure permet aussi de s'affranchir de longs calculs par exemple la modélisation complète d'une antenne et de son réflecteur qui peut dans certains cas prendre plus de 70 heures (cf. Annexe).

II-3.1 Banc de mesure

Une vue schématisée du banc de mesure est donnée sur la Figure II.83.



Figure II.83 - Schéma du banc de mesure.

Le montage est réalisé sur deux tables. Chaque dispositif est placé sur le bord de chaque table pour minimiser les réflexions et des absorbants sont utilisés pour masquer le sol et l'environnement autour de l'antenne.



Figure II.84 - Banc de mesure.

La Figure II.84 représente les deux tables utilisées pour la mesure. Tout le matériel nécessaire est placé derrière la table 2 (amplificateur, générateur de signaux, module de visualisation). Le

dispositif de fixation de la feuille est un double cadre en PVC avec des côtés de 380 mm, avec une ouverture en forme de disque au centre ayant un diamètre de 320 mm, la feuille carbonée vient se placer entre les deux parties du cadre.

L'antenne est posée sur le rebord d'une table comme sur la Figure II.86. La distance entre la surface rayonnante de l'antenne et la caméra infrarouge est de 1 m (mesure faite au mètre laser). L'axe de la caméra infrarouge et le centre de l'antenne sont alignés grâce à un laser qui se trouve sur la caméra.

a) Éléments de la table 1 :

La caméra infrarouge est placée devant la table 1 où sont présents des absorbants représentés sur la Figure III.85. La caméra infrarouge utilisée est une IC80V de la marque Trotec (cf. annexe p.319). Elle est fixée sur un trépied afin d'assurer son alignement avec l'axe de l'antenne spirale d'Archimède.



Figure II.85 - Caméra infrarouge sur trépied : (a) vue de derrière, (b) vue de face.

La caméra est placée à une distance nécessaire (1m) pour que son champ de vision vertical et horizontal (VFOV : Vertical Field of View, HFOV : Horizontal Field of View), corresponde aux dimensions du cadre en PVC.

b) Éléments de la table 2 :

L'antenne et le cadre en PVC sont posés sur la table 2, comme le montre la Figure II.86. Le cadre PVC est solidaire de l'antenne grâce à des tiges filetées en nylon vissées dans le support de l'antenne. Autour de chaque tige filetée est placée une entretoise qui permet de fixer la distance entre la feuille de carbone et la surface de l'antenne.

Chapitre II - Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence



Figure II.86 - Cadres en PVC fixés sur l'antenne.

La feuille de carbone est ainsi placée à une distance contrôlée et centrée par rapport à l'axe de l'antenne spirale d'Archimède (ou autre). Les absorbants placés à côté de l'antenne servent à masquer l'environnement proche pour que ce qui est visualisé avec la caméra ne soit pas trop perturbé.

Le polymère utilisé est du noir de Carbone ENSACO® 250 G de la marque Timcal (cf annexe p.319). Cette poudre est mélangée à de l'eau déminéralisée et appliquée sur une feuille cartonnée.

Une visualisation via un moniteur (cf. Figure II.87) placé au plus près des appareils permet d'avoir un retour de la caméra IR directement après avoir envoyé un signal RF sur l'antenne, mais surtout de ne pas être exposé directement au champ rayonné par l'antenne. Le curseur 1 (T = 19.9 °C) correspond au centre de l'objectif de la caméra. Le curseur 2 (T = 22 °C) correspond au point le plus chaud détecté dans le champ de vision de la caméra.



Figure II.87 - Dispositif de visualisation (f = 500 MHz, P = 3 W).

Nous pouvons voir ici qu'il y a une différence de 2,1 °C entre les températures données par les curseurs 1 et 2. Cette mesure a été faite avec une feuille de carbone plaquée à la surface de l'antenne et non avec une feuille de carbone placée dans le cadre qui va être détaillée par la suite.

c) Antenne spirale d'Archimède

Une antenne spirale d'Archimède à deux brins a été réalisée pour fonctionner de 0.5 GHz à 10 GHz. Les diamètres interne et externe de l'antenne sont respectivement $D_{in} = 3.4$ mm et $D_{ext} = 305$ mm. La largeur des pistes (w) et l'espace entre elles (s) valent w = s = 1.25 mm. L'antenne est

imprimée sur un substrat DiClad880[®] ayant un diamètre de 340 mm, avec une épaisseur $h_{sub} = 1.57$ mm, une permittivité relative $\varepsilon_r = 2.2$ et un facteur de dissipation tan $\delta = 9e-4$ à 10 GHz.

L'antenne étant auto-complémentaire son impédance de normalisation est $Z_{in} = 188 \Omega$, elle est alimentée par son centre par un balun³ progressif large bande. Le balun est imprimé sur le même type de substrat que celui de l'antenne spirale d'Archimède, et ces dimensions sont 300 mm x 60 mm.



Figure II.88 - Antenne spirale d'Archimède.

II-3.2 Configurations mesurées

Le banc de mesure présenté a permis de mesurer différentes configurations, que nous allons présenter. Nous allons comparer ces résultats à ceux de la simulation de la même antenne en espace libre. En simulation, l'antenne est alimentée par un « Discrete port » fournissant une puissance de 0.5 W RMS. En mesure l'antenne est alimentée par un amplificateur fournissant une puissance de 3 W RMS.

	Configuration n°1	Configuration n°2	Configuration n°3	Configuration n°4
Puissance (W)	3	3	3	3
Fréquence (GHz)	0.5	0.8	0.5	0.8
h (mm)	5	5	10	10
Temps d'apparition (s)	6	7	7	8

Tableau II.1 - Listes des différents cas mesurés.

Pour les mesures, le plan d'observation est beaucoup plus proche de l'antenne que pour les simulations des paragraphes précédents, nous traitons successivement $h/\lambda = 0.008$, 0.013, 0.017 et 0.027. Pour les différentes mesures, nous donnons le temps d'apparition de l'anneau sur la feuille de carbone, c'est-à-dire le temps entre le moment où l'on envoie le signal sur l'antenne et celui où la zone active apparait.

Un temps de repos entre chaque mesure est nécessaire pour permettre à la feuille de carbone de refroidir, cela correspond à la disparition de l'anneau.

³ BALanced to UNbalanced

II-3.2.1 Configuration $n^{\circ}1$, f = 0.5 GHz et h = 5 mm

La première configuration correspond au cas où la feuille de carbone est placée à 5 mm ($\lambda_{0.5GHz}/h = 120$) de la surface de l'antenne.

Pour une fréquence de 0.5 GHz, en simulation nous visualisons une zone active ayant un diamètre de 143 mm, toujours en considérant la composante transverse du vecteur de Poynting complexe, représenté sur la Figure II.89. Il est important de noter qu'à cette distance la composante longitudinale présente une amplitude très faible. En simulation, le diamètre de la zone active de l'antenne spirale d'Archimède sans substrat est de 155 mm.



Figure II.89 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe pour f = 0.5 GHz et h = 5 mm, (a) longitudinale, (b) transverse.

La Figure II.90 montre que nous visualisons bien un anneau de chaleur qui est produit par le rayonnement de l'antenne. Le changement de température à la surface de la feuille de carbone est de 2.7 °C.



Figure II.90 - Zone active visualisée avec la caméra infrarouge, pour f = 0.5 GHz et h = 5 mm.

La zone active visualisée n'est pas uniforme : cela est dû au fait que la feuille de carbone n'est pas parfaitement lisse, à cause du mélange eau + carbone qui l'a fait onduler.

Le cercle présent sur la figure représente le diamètre mesuré, qui est égal à 169 mm. Le diamètre mesuré est donné avec une certaine incertitude (due au post-traitement réalisé avec le logiciel de la caméra), mais cela permet quand même de justifier que nous retrouvons un anneau de chaleur avec un diamètre qui est très proche de la zone active simulée, l'écart étant de 18 % entre la simulation et la mesure.

Pour cette fréquence, la valeur théorique (sans substrat) de l'anneau de courant est de $\lambda_{0.5 \text{ GHz}}/\pi = 191 \text{ mm}.$

II-3.2.2 Configuration $n^{\circ}2$, f = 0.8 GHz et h = 5 mm

À présent, f = 0.8 GHz et h est toujours égale à 5 mm ($\lambda_{0.8GHz}$ /h = 75). En simulation, nous constatons sur la Figure II.91 que la composante longitudinale présente toujours une amplitude très faible. La zone active visualisée avec la composante transverse du vecteur de Poynting a un diamètre de 85 mm.



Figure II.91 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting pour f = 0.8 MHz et h = 5 mm : (a) longitudinale, (b) transverse.

Pour la simulation de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre la zone active a un diamètre de 95 mm.

En mesure, l'anneau de chaleur n'est pas aussi distinct que le cas précédent, car le niveau de chaleur au centre de la zone est assez important. Néanmoins, le maximum de chaleur est bien localisé sur un anneau représenté par le cercle en pointillé, dont le diamètre est de 91 mm.



Figure II.92 - Anneau de rayonnement visualisé avec la caméra infrarouge pour f= 0.8 GHz et h = 5 mm.

Pour cette configuration aussi, la différence entre le diamètre simulé et mesuré est assez faible (7%). Ces deux premiers résultats montrent une bonne cohérence entre la simulation et la mesure. Pour confirmer ceci, nous allons augmenter la distance entre la feuille de carbone et la surface de l'antenne, afin de vérifier si le diamètre de l'anneau de chaleur augmente.

II-3.2.3 Configuration n°3, f = 0.5 GHz et h = 10 mm

À présent, la distance entre la surface de l'antenne et la feuille de carbone est de h = 10 mm $(\lambda_{0.5GHz}/h = 60)$.

Pour f = 0.5 GHz, en simulation nous constatons que la composante longitudinale présente toujours une amplitude très faible, illustré sur la Figure II.93. Le diamètre de la composante transverse est de 151 mm. Comme indiqué sur la Figure II.45, le diamètre a augmenté par rapport au cas du paragraphe II-3.2.1.



Figure II.93 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting pour f = 0.5 GHz et h = 10 mm : (a) longitudinale, (b) transverse.

En mesure la zone de chaleur n'est pas aussi bien formée que le cas où h =5 mm, mais nous distinguons assez clairement une zone correspondant à un anneau. Le diamètre de cet anneau est de 174 mm.



Figure II.94 - Anneau de rayonnement visualisé avec la caméra infrarouge pour f= 0.5 GHz et h = 10 mm.

Nous notons encore un bon accord entre la simulation et la mesure. Pour finaliser notre validation expérimentale, nous allons comparer les diamètres simulés et mesurés pour f = 0.8 GHz et h = 10 mm.

II-3.2.4 Configuration n°4, f = 0.8 GHz et h = 10 mm

En simulation, l'amplitude de la composante longitudinale du vecteur de Poynting reste très faible en accord avec ce qui a été dit au paragraphe II-2.1.5, comme nous le constatons sur la Figure II.95. Le diamètre de la composante transverse du vecteur de Poynting est de 92 mm. Le diamètre a bien augmenté par rapport au cas où h = 5 mm.



Figure II.95 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting pour f = 0.8 GHz et h = 10 mm, (a) longitudinale, (b) transverse.

La mesure de cette configuration est représentée sur la Figure II.96. Nous visualisons une zone de chaleur assez distincte avec un diamètre représenté en pointillé. Cette zone de chaleur a un diamètre de 99 mm.



Figure II.96 - Anneau de rayonnement visualisé avec la caméra infrarouge pour f= 0.8 GHz et h = 5 mm.

Chapitre II - Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence

La variation du diamètre de l'anneau de chaleur entre h = 5 mm et h = 10 mm est très faible de l'ordre de 7 mm à 8 mm en simulation. Mais nous arrivons quand même à visualiser ces petites variations du diamètre, et nous trouvons un bon accord entre les simulations et les mesures.

Nous pouvons dire que les mesures confirment les simulations, et partiellement toute l'analyse qui a été faite dans ce chapitre, car les distances dans ce dernier paragraphe sont très inférieures à celles utilisées dans le paragraphe II-2.1.

II-3.2.5 Synthèse

Pour finir, nous allons regrouper les différents résultats des simulations et des mesures. Nous allons aussi comparer ces résultats à ceux de la même antenne spirale d'Archimède, mais sans substrat, pour regarder l'effet de celui-ci sur le diamètre de la zone active.

Config.		f (GHz)	h (mm)	Diamètre zone active (mm)	Diamètre zone active sans substrat (mm)	Erreur simulation/mesure (%)	Diamètre anneau de courant théorique λ/π (mm)
n° 1	Simulation	0.5		143 155 18	18	101	
	Mesure		- 5	169	155	10	171
n° 2	Simulation	0.8		85	95	7	119
	Mesure			91			
n° 3	Simulation	0.5		152	165	1.4	101
	Mesure		10	10 174 105 14	14	191	
n° 4	Simulation	0.8	10	92	100	7.6	119
	Mesure			99			

Tableau II.2 - Comparaison des diamètres de la zone active entre la simulation et la mesure.

Le tableau ci-dessus, montre le bon accord entre la simulation et la mesure. Il montre aussi l'effet du substrat sur la zone active, c'est-à-dire que le substrat diminue le diamètre de la zone active.

Cette dernière information est très importante pour la conception d'un réflecteur évolutif, composé de plusieurs réflecteurs ayant des dimensions adaptées en fonction de la bande de fréquences correspondante.

II-4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous cherchions une méthode permettant de visualiser le champ proche d'une antenne indépendante de la fréquence et plus précisément sa zone active, pour pouvoir ensuite venir placer un réflecteur adapté à la localisation en fonction de la fréquence.

Pour cela dans un premier temps, nous avons défini les composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting complexe. Ensuite, afin de bien comprendre le fonctionnement des antennes étudiées (une antenne spirale d'Archimède et une antenne sinueuse) nous avons étudié l'amplitude de chaque composante des champs électrique et magnétique.

À partir de cette étude, nous avons admis que seule la composante transverse du vecteur de Poynting complexe conserve une forme identique (dans l'intervalle de distance considérée) ayant la forme d'une zone active, car elle est en outre calculée à partir des composantes orientées selon l'axe z, qui présentent une amplitude nulle au centre.

L'étude de la composante transverse du vecteur de Poynting complexe a montré que le diamètre de la zone active varie en fonction de la distance :

- Pour l'antenne spirale d'Archimède : $D = \lambda/4.4$ pour $z = \lambda/12$, $D = \lambda/\pi$ pour $z = \lambda/4.5$ et $D = \lambda/1.95$ pour $z = \lambda/2$.

- Pour l'antenne sinueuse : D = λ/π pour z = $\lambda/12$, D = $\lambda/2(\alpha+\delta)$ pour z = $\lambda/4.5$ et D = $\lambda/2$ pour z = $\lambda/2$.

Cette étude a aussi montré que le diamètre de la zone active de la spirale d'Archimède diminue lorsque le plan d'observation se rapproche de l'antenne. Pour l'antenne sinueuse, le comportement de la zone active n'est pas le même : en effet, le diamètre tend vers une valeur fixe proche de $\lambda/D = \pi$, pour $0.08 < z/\lambda < 0.2$.

La connaissance précise de la position de cette zone active peut maintenant être anticipée grâce aux lois (interpolation) donnant le diamètre de la zone en fonction de la distance d'observation et de la fréquence.

Pour finir, afin de valider la méthode de visualisation de la zone active à partir de l'étude de la composante transverse du vecteur de Poynting, nous avons mis en place un banc de mesure, qui permet de visualiser la zone active de l'antenne grâce à une caméra infrarouge. Nous nous servons d'une feuille recouverte de noir de carbone afin de transformer en chaleur l'énergie électromagnétique rayonnée par l'antenne. Les résultats des différentes configurations mesurées avec une antenne spirale d'Archimède montrent un bon accord avec les résultats de simulations (écart maximum de 18 %), ce qui a permis de valider notre étude et la méthode de visualisation.

Ces résultats sont très importants pour la suite du manuscrit, car nous savons maintenant que la zone active d'une antenne indépendante de la fréquence n'a pas un diamètre fixe en fonction de la distance par rapport à l'antenne. De plus, cette zone a une largeur non nulle dont il faut tenir compte si nous souhaitons concevoir un réflecteur évolutif, avec plusieurs bandes de fonctionnement.

Mais avant ça dans le chapitre suivant nous allons nous intéresser à la bande d'intérêt d'une antenne large bande bidirectionnelle au-dessus d'un réflecteur parfait.

Chapitre II - Analyse du champ proche d'une antenne plane indépendante de la fréquence

Bibliographie

- [1] J. A. Kaiser, "The Archimedean two-wire spiral antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 8, no. 3, pp.312-323, may. 1960.
- [2] R. Bawer and J. Wolfe, "The spiral antenna", IRE International Convention Record, vol. 8, pp. 84-95, mar. 1960.
- [3] R.H. DuHamel, "Dual Polarized sinuous antennas", United States Patent n°4658262, 1987.
- [4] United States Departement of Labor, "Electromagnetic radiation and how it affects your instruments", Cincinnati Technical Center, Ohio, may 1990.
- [5] A. C. Newell, G. Hindman, "Antenna spherical coordinates systems and their applications in combining results from different antenna orientations", Nearfield Systems Incorporated, 1999.
- [6] Z. Chen and Q. Cao, "Study of a two-arm sinuous antenna and the relevant wideband balun", ICMMT, International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, pp. 1837-1840, apr. 2008.
- [7] A. Alnukari, P. Guillemet, Y. Scudeller, S. Toutain, "Determining Electromagnetic Loss Through a Radio-Frequency Transmission Line by Infrared Thermal Imaging", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 34, pp. 791-796, May 2010.
- [8] P. Levesque, M. Nacitas, D. Balageas, "Apports de la thermographie infrarouge à la mesure des champs électromagnétiques", ETTC, Conférence Européenne des Essais et Télémesures Spéciales Bases de Lancement et Centres d'Essais, juin 1995.
- [9] P. Levesque, L. Leylekian, "Capteur vectoriel de champs électromagnétiques par thermographie infrarouge", Brevet français n°9816079, 1998.

Chapitre III

Étude du fonctionnement d'une antenne large bidirectionnelle audessus d'un réflecteur parfait

Sommaire

III-1 III-2	Rappels sur le principe des interférences constructives Source d'ondes planes au-dessus d'un réflecteur parfait et infini				
	III-2.1 III-2.2	Rapj Char	pel sur la nature de la polarisation ngement du sens de rotation d'une onde plane à polarisation elliptiqu	126 .e 126	
	III-2 III-2 III-2	2.2.1 2.2.2 2.2.3	Cas d'un réflecteur CEP Cas d'un réflecteur CMP Généralisation	127 129 130	
	III-2.3	Con	clusion	131	
III-3	Source d' parfait et	onde: t infin	s planes bidirectionnelle à polarisation elliptique au-dessus d'un réfle	ecteur 131	
	III-3.1	Cas	d'un réflecteur parfait	131	
	III-3 III-3	3.1.1 3.1.2	Réflecteur CEP infini Réflecteur CMP infini	133 134	
	III-3.2	Con	clusion	135	
III-4	Antenne	spiral	e d'Archimède au-dessus d'un réflecteur parfait	135	
	III-4.1 III-4.2 III-4.3	Géo Cara Ante	métrie de l'antenne actéristiques de l'antenne en espace libre enne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP	135 136 140	
	III-4 III-4 III-4	4.3.1 4.3.2 4.3.3	Antenne spirale d'Archimède sur CEP pour $h = 20 \text{ mm}$ Antenne spirale d'Archimède sur CEP pour $h = 15 \text{ mm}$ Synthèse	140 144 148	
	III-4.4	Ante	enne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP	149	
	III-4 III-4 III-4	4.4.1 4.4.2 4.4.3	Antenne spirale d'Archimède sur CMP pour $h = 10 \text{ mm}$ Antenne spirale d'Archimède sur CMP pour $h = 5 \text{ mm}$ Synthèse	149 152 156	
	III-4.5 III-4.6	Synt Con	hèse clusion	156 157	
III-5	Antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur parfait				
	 III-5.1 Géométrie de l'antenne III-5.2 Caractéristiques de l'antenne en espace libre III-5.3 Antenne sinueuse simple polarisation au-dessus d'un réflecteur CEP 			158 158 162	
	111-5 111-5	5.3.1 5.3.2	Antenne sinueuse au-dessus d'un CEP pour $h = 20 \text{ mm}$ Antenne sinueuse au-dessus d'un CEP pour $h = 15 \text{ mm}$	163 168 123	

	III-5.	.3.3	Synthèse	172
	III-5.4	Ante	nne sinueuse simple polarisation au-dessus d'un réflecteur CMP	173
	III-5. III-5.	.4.1 .4.2	Antenne sinueuse au-dessus d'un CMP pour $h = 10 \text{ mm}$ Antenne sinueuse au-dessus d'un CMP pour $h = 5 \text{ mm}$	173 177
	III-5.5 III-5.6	Synt Conc	hèse clusion	
III-6	Validation	n expo	érimentale avec l'antenne spirale d'Archimède	
	III-6.1 III-6.2 III-6.3	Géor Conf Résu	nétrie de l'antenne spirale d'Archimède figurations mesurées ltats de mesures	
	III-6. III-6. III-6. III-6.	.3.1 .3.2 .3.3 .3.4	Adaptation de l'antenne Gain de l'antenne Taux d'ellipticité de l'antenne Synthèse	
	III-6.4	Rétro	os simulations	188
	III-6. III-6. III-6.	.4.1 .4.2 .4.3	Adaptation de l'antenne avec la couronne d'absorbant Gain de l'antenne avec la couronne d'absorbant Taux d'ellipticité de l'antenne avec la couronne d'absorbant	190 191 192
III-7	Validation	n expe	érimentale avec l'antenne sinueuse	193
	III-7.1 III-7.2 III-7.3	Géor Conf Résu	nétrie de l'antenne sinueuse figuration messurée iltat de mesure	193 193 194
	III-7. III-7. III-7. III-7.	.3.1 .3.2 .3.3 .3.4	Adapation de l'antenne Gain de l'antenne Découplage de la composante croisée Synthèse	
III-8 Conclusion Bibliographie				

Dans ce troisième chapitre, nous allons présenter une méthode qui permet de déterminer la bande de fréquences maximale d'intérêt d'une antenne indépendante ou quasi-indépendante de la fréquence au-dessus d'un réflecteur CEP¹ ou CMP². Cette bande de fréquence est définie comme la bande dans laquelle le gain de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne audessus d'un réflecteur considéré comme infini est supérieur à celui de la même antenne en espace libre, c'est-à-dire sans réflecteur.

Pour calculer cette bande de fréquences, nous allons proposer une méthode qui consiste à remplacer le champ électromagnétique de l'antenne bidirectionnelle large bande par une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique, puis à étudier ensuite les interférences entre le rayonnement direct de la source et celui provenant du réflecteur dans la direction de l'axe radioélectrique de l'antenne.

Les équations déduites seront ensuite appliquées à deux antennes large bande bidirectionnelle, une spirale d'Archimède ayant une polarisation circulaire et une antenne sinueuse double brins ayant une polarisation linéaire, toutes deux placées au-dessus d'un réflecteur CEP et CMP.

Pour finir, nous présenterons des mesures d'une antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur métallique.

III-1 Rappels sur le principe des interférences constructives

Avant de présenter la méthode, nous allons préciser quelques notions relatives à la composition de vecteurs dans le plan complexe. Soit $\underline{\mathbf{E}}_1$ et $\underline{\mathbf{E}}_3$ deux vecteurs de même norme \mathbf{E} . La norme de la somme vectorielle de ces deux vecteurs sera supérieure ou égale à \mathbf{E} , si et seulement si l'angle entre ces deux vecteurs (ϕ_R) est compris entre $\pm 120^\circ$, ce qui est décrit par l'équation (III.1) :

(III.1)
$$\|\underline{E}_1 + \underline{E}_3\|^2 = \|\underline{E}_1\|^2 + \|\underline{E}_3\|^2 + 2\|\underline{E}_1\|\|\underline{E}_3\|\cos(\phi_R) = 2E^2(1 + \cos(\phi_R))$$

La Figure III.1 illustre les différents cas d'interférences en fonction de l'angle (ϕ_R) entre les vecteurs \underline{E}_1 et \underline{E}_3 .



Figure III.1 - Les différents cas d'interférences : (a) destructives, (b) pas d'interférence, (c) constructives.

Supposons maintenant que ces deux vecteurs sont des champs électriques. Cela signifie que le champ électrique résultant de la somme vectorielle dans le plan complexe de deux champs électriques de même amplitude a une amplitude supérieure ou égale à celle de ces deux champs électriques si et seulement si la différence de phase entre ces deux champs électriques (ϕ_R) est comprise entre ±120°.

Ce critère, déjà utilisé dans [1], est démontré dans ce chapitre. De plus, nous allons montrer comment l'exploiter. Tout d'abord, nous allons nous intéresser à la réflexion d'une onde à polarisation

¹ Conducteur Électrique Parfait

² Conducteur Magnétique Parfait

elliptique sur un réflecteur parfait et infini afin de déterminer la différence de phase entre les deux champs électriques incident et réfléchi.

III-2 Source d'ondes planes au-dessus d'un réflecteur parfait et infini

III-2.1 Rappel sur la nature de la polarisation

La nature de la polarisation d'une onde électromagnétique est définie à partir de la variation temporelle ou spatiale de son champ électrique (III.2), plus exactement nous observons dans un plan normal à la direction de propagation le lieu géométrique que décrit le vecteur champ électrique.

Pour généraliser notre approche, nous allons considérer une polarisation elliptique, car il sera ensuite possible de spécifier tout type de polarisation (linéaire ou circulaire). Nous allons nous intéresser au champ électrique réfléchi par un réflecteur considéré comme parfait et infini, lorsqu'il est éclairé par une source d'ondes planes à polarisation elliptique, avec une incidence normale au plan du réflecteur, c'est-à-dire que les champs <u>E</u> et <u>H</u> sont en phase, perpendiculaires entre eux et à la direction de propagation. Tout d'abord, nous définirons l'expression complexe du champ électrique incident (<u>E</u>ⁱ), ayant comme direction de propagation l'axe z et se propageant des z positifs vers les z négatifs, donnée par l'équation (III.3), [2]:

(III.2)
$$\mathcal{E}^{i}(z,t) = \mathcal{R}e\{\underline{E}^{i}(z)e^{j\omega t}\} = E(A\cos(\omega t + k_{0})\,\widehat{x} + B\cos(\omega t + k_{0} + \Delta\varphi)\,\widehat{y})$$

(III.3)
$$\underline{E}^{i}(z) = Ee^{+jk_{0}z}(A\widehat{x} + Be^{j\Delta\varphi}\widehat{y})$$

Avec E l'amplitude du champ électrique, A et B des coefficients d'amplitude sans unité servant à modifier les amplitudes relatives des composantes du champ électrique. La pulsation (ou fréquence angulaire) est définie par $\omega = 2\pi f$. $k_0 = 2\pi/\lambda$ est le nombre d'onde dans le vide et $\Delta \phi$ est le déphasage entre les composantes du champ électrique. Ces différents paramètres déterminent la nature de la polarisation (elliptique, linéaire ou circulaire). Nous définissons dans le tableau ci-dessous la nature de polarisation en fonction des paramètres A, B et $\Delta \phi$.

A/B	$\Delta \phi = \pm \pi$	$\Delta \phi = \pm \pi/2$	$\Delta \phi = 0$	$\Delta \phi \neq 0, \pm \pi \text{ ou } \pm \pi/2$
∞	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire
<i>≠</i> 1	Linéaire	Elliptique	Linéaire	Elliptique
1	Linéaire	Circulaire	Linéaire	Elliptique
0	Linéaire	Linéaire	Linéaire	Linéaire

Tableau III.1 - Nature de la polarisation en fonction des paramètres.

III-2.2 Changement du sens de rotation d'une onde plane à polarisation elliptique

Tout d'abord, nous définissons le sens de rotation de l'onde à polarisation elliptique en fonction de la direction de propagation, soit une polarisation elliptique droite dite RHEP³, soit une polarisation elliptique gauche dite LHEP⁴. Dans le Tableau III.2, le sens d'observation est considéré pour une onde se dirigeant vers l'observateur [3]. Nous conserverons cette convention pour toutes les démonstrations qui vont suivre.

³ Right Hand Elliptical Polarization

⁴ Left Hand Elliptical Polarization



Tableau III.2 - Définition du sens de rotation de la polarisation en fonction de la direction de propagation.

D'après la convention décrite dans le tableau ci-dessus, l'onde se dirigeant vers un observateur et l'onde s'éloignant de l'observateur avec un sens de rotation identique (vu par lui ou un autre observateur) correspondent à deux polarisations croisées. C'est uniquement le sens de propagation qui change le nom de la polarisation, on peut parler de changement du sens de rotation. À présent, nous allons présenter l'impact de la présence d'un réflecteur sur le sens de rotation de la polarisation en fonction du type de réflecteur placé au-dessous d'une source d'ondes planes à polarisation elliptique.

III-2.2.1 Cas d'un réflecteur CEP

On s'intéresse à la réflexion d'une onde plane sur un CEP dans l'hypothèse de l'incidence normale. Soit $\underline{\mathbf{E}}^i$ un champ électrique à polarisation elliptique gauche (LHEP) se propageant selon les z décroissants (III.4), ayant comme plan de référence le plan (x0y). Un CEP infini est placé en z = -h. Nous allons déterminer l'expression du champ électrique réfléchi ($\underline{\mathbf{E}}^r$) dans le plan z = 0, c'est-à-dire dans le plan de la source d'onde plane.

(III.4)
$$\underline{E}^{i}(z) = Ee^{+jk_0 z} (A\hat{x} - jB\hat{y})$$



Figure III.2 - Champs électriques incident et réfléchi par un CEP.

La Figure III.2 représente l'orientation des vecteurs de chaque composante des champs électriques incident et réfléchi pour un réflecteur CEP. D'après les relations de continuité [2] & [3], nous pouvons écrire qu'à la surface du réflecteur (z = -h), la composante tangentielle du champ électrique total ($\underline{\mathbf{E}}^t$) doit respecter :

(III.5)
$$\hat{\mathbf{z}} \wedge \underline{\mathbf{E}}^t(-h) = 0$$

(III.6) $\underline{\mathbf{E}}^r(-h) = -\underline{\mathbf{E}}^i(-h)$

Donc dans le plan (x0y), le champ électrique réfléchi s'écrit de la façon suivante :

(III.7)
$$\underline{E}^{r}(z) = -Ee^{j(-k_0z-2k_0h)}(A\widehat{x}-jB\widehat{y})$$

L'expression du champ électrique donnée par l'équation (III.7) correspond à un champ électrique à polarisation elliptique droite (RHEP) se propageant selon les z croissants (cf. Tableau III.2), il y a donc bien changement du sens de rotation du champ électrique à polarisation elliptique après réflexion sur un réflecteur CEP considéré parfait et infini.

Ce champ électrique arrive dans le plan (x0y) avec un déphasage égal à $-2k_0h$ dû au trajet aller-retour du champ électrique réfléchi ($\underline{\mathbf{E}}^r$). Dans le cas d'une onde plane, les expressions des champs magnétiques incident et réfléchi peuvent directement être calculées à partir des équations (III.8) & (III.10).

(III.8)
$$\underline{H}^{i} = -\frac{1}{\eta_{0}} \hat{z} \wedge \underline{E}^{i}$$

(III.9) $\underline{H}^{i}(z) = -j \frac{E}{\eta_{0}} e^{+jk_{0}z} (B\hat{x} - jA\hat{y})$

Avec η_0 l'impédance d'onde égale à 377 Ω .

La Figure III.3 représente l'orientation des vecteurs de chaque composante des champs magnétiques incident et réfléchi pour un réflecteur CEP.



Figure III.3 - Champ magnétique réfléchi par un CEP.

L'expression donnée par l'équation (III.9), correspond au champ magnétique liée au champ électrique donnée par l'équation (III.4) décrivant une onde plane à polarisation elliptique gauche (LHEP) se propageant selon les z décroissants [3].

(III.10)
$$\underline{H}^{r} = \frac{1}{\eta_{0}} \hat{z} \wedge \underline{E}^{r}$$

(III.11) $\underline{H}^{r}(z) = -j \frac{E}{\eta_{0}} e^{j(-k_{0}z - 2k_{0}h)} (B\hat{x} - jA\hat{y})$

L'expression du champ magnétique donnée par l'équation (III.11) correspond au champ magnétique liée au champ électrique donnée par l'équation (III.7) décrivant une onde plane à polarisation elliptique droite (RHEP) se propageant selon les z croissants.

L'expression du champ magnétique réfléchi sera utilisée dans le paragraphe III-3 pour généraliser les équations.

III-2.2.2 Cas d'un réflecteur CMP

Dans ce paragraphe, nous allons calculer les champs électrique et magnétique réfléchis par un réflecteur CMP et mettre en évidence le caractère dual entre un réflecteur CEP et CMP, respectivement sur un champ électrique et magnétique, ce qui nous permettra de généraliser les équations. Comme dans le paragraphe III-2.2.1, nous considérons l'expression du champ magnétique donnée par l'équation (III.9) déterminée à partir du champ électrique d'une onde plane à polarisation elliptique. La Figure III.4 représente l'orientation des vecteurs de chaque composante des champs magnétiques incident et réfléchi pour un réflecteur CMP.



Figure III.4 - Champs magnétiques incident et réfléchi par un CMP.

D'après les relations de continuités [2] & [3], nous pouvons écrire qu'à la surface du réflecteur (z = -h):

(III.12)
$$\hat{\mathbf{z}} \wedge \underline{\mathbf{H}}^t(-h) = 0$$

(III.13) $\underline{\mathbf{H}}^r(-h) = -\underline{\mathbf{H}}^i(-h)$

Donc dans le plan z = 0, le champ magnétique réfléchi s'écrit de la façon suivante :

(III.14)
$$\underline{H}^{r}(z) = j \frac{E}{\eta_0} e^{j(-k_0 z - 2k_0 h)} (B \widehat{\boldsymbol{x}} - j A \widehat{\boldsymbol{y}})$$

Pour pouvoir généraliser les équations uniquement à partir du champ électrique, nous donnons aussi les expressions des champs électriques incident et réfléchi pour un réflecteur CMP. La résolution de l'équation (III.15) donne la même expression que l'équation (III.4).

(III.15)
$$\underline{E}^i = \eta_0 \hat{z} \wedge \underline{H}^i$$

C'est-à-dire un champ électrique à polarisation elliptique gauche (LHEP) se propageant selon les z décroissants (III.4). La Figure III.5 représente l'orientation des vecteurs de chaque composante des champs électriques incident et réfléchi pour un réflecteur CMP.



Figure III.5 - Champs électriques incident et réfléchi par un CMP.

(III.16)
$$\underline{E}^r = -\eta_0 \hat{z} \wedge \underline{H}^r$$

(III.17) $\underline{E}^r(z) = Ee^{j(-k_0 z - 2k_0 h)} (A\hat{x} - jB\hat{y})$

L'expression du champ électrique réfléchi donnée par l'équation (III.17) correspond à un champ électrique à polarisation elliptique droite (RHEP) se propageant selon les z croissants, c'est le même sens de rotation qu'un champ électrique réfléchi par un conducteur CEP (III.7), avec un signe (-) en plus qui est dû aux conditions aux limites de la composante tangentielle du champ électrique total à la surface d'un réflecteur CEP. Le constat est donc le même que pour un champ électrique réfléchi par un réflecteur CEP, il y a changement du sens de rotation.

III-2.2.3 Généralisation

Nous avons vu dans les paragraphes III-2.2.1 & III-2.2.2 que lorsque l'on éclaire un réflecteur CEP ou CMP avec une onde plane progressive en incidence normale en polarisation elliptique (cf. équations (III.4) & (III.15)), l'onde réfléchie a une polarisation en sens inverse quelle que soit la nature du réflecteur (cf. équations (III.7) & (III.17)).

Si le réflecteur est un CEP, le champ électrique réfléchi au niveau du réflecteur est en opposition de phase par rapport au champ incident et en phase lorsque le réflecteur est un CMP.

Supposons maintenant que le réflecteur possède un coefficient de réflexion complexe donné par (III.18).

(III.18)
$$\Gamma = ae^{jb}$$

Avec a le module du coefficient de réflexion du réflecteur et b la phase introduite par celui-ci. Nous considérons toujours une source d'ondes planes à polarisation elliptique placée en z = 0, au-dessus d'un réflecteur parfait et infini qui est placé en z = -h, comme représenté sur la Figure III.6.



Figure III.6 - Champs électriques incident et réfléchi par un réflecteur parfait et infini.

En supposant aussi que nous sommes suffisamment loin du réflecteur et que seules subsistent après réflexion les composantes transverses du champ électromagnétique, l'expression du champ électrique réfléchi est alors directement calculée à partir des expressions du champ électrique incident (III.2) et du coefficient de réflexion du réflecteur (III.18):

(III.19)
$$\underline{E}^{r}(z) = E \underline{\Gamma} e^{j(-k_0 z - 2k_0 h)} (A \widehat{x} + B e^{j \Delta \varphi} \widehat{y})$$

L'équation (III.19) permet de calculer la bande de fréquences d'intérêt maximale d'une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur parfait et infini. Pour cela, nous allons calculer la différence de phase entre le champ électrique incident (III.2) et le champ électrique réfléchi (III.19).

Cette différence de phase est définie par l'argument du rapport $\underline{\mathbf{E}^{r}}/\underline{\mathbf{E}^{i}}$:

(III.20)
$$\angle \underline{\Gamma}(z) = \angle \underline{\underline{E}}^r(z) - \angle \underline{\underline{E}}^i(z) = -2k_0(h+z) + b$$

Nous définissons par (ϕ_R) la différence de phase entre le champ électrique réfléchi et le champ électrique incident dans le plan de la source d'ondes planes, c'est-à-dire pour z = 0:

$$(\text{III.21}) \angle \Gamma(0) = \phi_R = -2k_0h + b$$

L'équation (III.21) permet de connaître le retard du champ électrique réfléchi par rapport au champ électrique incident dans le plan de la source d'ondes planes, ce qui va permettre par la suite de définir la bande de fréquences pour laquelle le gain de l'antenne au-dessus du réflecteur est supérieur à celui de l'antenne en espace libre.

Nous constatons que cette différence de phase dépend uniquement de la distance entre la source d'ondes planes et le réflecteur, ainsi que du déphasage introduit par le réflecteur (b). Dans le cas d'un réflecteur parfait CEP ou CMP, b est une constante, mais dans le cas d'un réflecteur CMA⁵, b est fonction de la fréquence. Nous aborderons ce sujet dans le chapitre 5.

III-2.3 Conclusion

Dans cette partie, nous avons rappelé le changement du sens de rotation d'une onde plane à polarisation elliptique sur un réflecteur CEP ou CMP. Nous avons proposé une équation générale du champ électrique réfléchi (III.19) en fonction du coefficient de réflexion du réflecteur (III.18). Nous avons ainsi pu calculer le retard du champ électrique dans le plan de la source d'ondes planes grâce à l'expression (III.21).

III-3 Source d'ondes planes bidirectionnelle à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur parfait et infini

À présent, nous allons considérer une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique placée au-dessus d'un réflecteur infini, la source est placée en z = 0 et le réflecteur en z = -h (cf. Figure III.7).

III-3.1 Cas d'un réflecteur parfait

Nous avons fait ce choix, car dans le cas d'une antenne spirale d'Archimède qui naturellement en espace libre rayonne par exemple, d'un côté une onde à polarisation circulaire droite et de l'autre circulaire gauche, on suppose qu'en présence d'un réflecteur, la polarisation peut être dégradée et devenir elliptique.





⁵ Conducteur Magnétique Artificiel

Le champ électrique $\underline{\mathbf{E}}_1$ est le champ rayonné dans l'axe radioélectrique de la source d'ondes planes à polarisation elliptique. Le champ électrique $\underline{\mathbf{E}}_2$ est le champ rayonné dans la direction inverse, et le champ électrique $\underline{\mathbf{E}}_3$ est le champ réfléchi par le réflecteur infini.

Les champs $\underline{\mathbf{E}}_1$ et $\underline{\mathbf{E}}_2$ ont des sens de rotation identiques, des directions de propagation opposées (cf. Tableau III.2) et la même phase initiale (même centre de phase). L'expression du champ électrique $\underline{\mathbf{E}}_1$ est la suivante :

(III.22)
$$\underline{E}_1(z) = Ee^{-jk_0 z} (A\widehat{x} + Be^{j\Delta\varphi}\widehat{y})$$

Grâce aux équations (III.19) & (III.21) nous déduisons l'expression du champ électrique réfléchi par le réflecteur infini (\underline{E}_3):

(III.23)
$$\underline{E}_{3}(z) = aEe^{j(-k_{0}z+\phi_{R})} (A\widehat{x} + Be^{j\Delta\varphi}\widehat{y})$$

Comme les champs électriques $\underline{\mathbf{E}}_1$ et $\underline{\mathbf{E}}_2$ sont issus du même centre de phase et que le champ électrique $\underline{\mathbf{E}}_3$ a la même polarisation que le champ électrique $\underline{\mathbf{E}}_1$, nous pouvons faire la somme vectorielle des deux champs $\underline{\mathbf{E}}_1$ et $\underline{\mathbf{E}}_3$ se propageant tous deux dans l'axe radioélectrique de la source d'ondes planes à polarisation elliptique.

$$(\text{III.24}) \ \underline{E}(z) = \underline{E}_1(z) + \underline{E}_3(z) = Ee^{-jk_0 z} (1 + ae^{j\phi_R}) (A\hat{x} + Be^{j\Delta\varphi} \hat{y})$$

Le champ magnétique associé à ce champ électrique se calcule à partir de l'équation (III.10) :

(III.25)
$$\underline{H}(z,t) = \frac{E}{\eta_0} e^{-jk_0 z} (1 + a e^{j\phi_R}) (-B e^{j\Delta\varphi} \hat{x} + A \hat{y})$$

Afin de déterminer la bande d'intérêt maximale d'une source d'ondes planes bidirectionnelle à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur infini, nous allons calculer le vecteur de Poynting \underline{S} de l'onde plane rayonnée dans l'axe radioélectrique de la source (III.27).

En effet, nous cherchons à quantifier le gain apporté par le réflecteur par rapport à une solution sans réflecteur. Nous allons donc comparer la puissance rayonnée dans la direction perpendiculaire à la source d'ondes planes avec et sans ce réflecteur.

(III.26)
$$\underline{S} = \frac{1}{2} \underline{E} \wedge \underline{H}^*$$

(III.27) $\underline{S} = \frac{E^2 (A^2 + B^2)}{2\eta_0} (1 + a^2 + ae^{j\phi_R} + ae^{-j\phi_R}) \hat{z}$

La moyenne temporelle du vecteur de Poynting s'écrit de la façon suivante :

(III.28)
$$\langle \boldsymbol{S} \rangle = \mathcal{R}e\{\underline{\boldsymbol{S}}\} = \frac{E^2(A^2 + B^2)}{2\eta_0} (1 + a^2 + 2a\cos(\phi_R)) = \frac{E^2(A^2 + B^2)}{2\eta_0} \alpha$$

(III.29) $\alpha = 1 + a^2 + 2a\cos(\phi_R)$

Nous appellerons α le coefficient du vecteur de Poynting. Pour que la valeur moyenne du vecteur de Poynting résultant de la composition des ondes directe et réfléchie (III.28) soit supérieure ou égale à la valeur moyenne du vecteur de Poynting de l'onde directe (c'est-à-dire a = 0), il faut que $\alpha \ge 1$, c'est-à-dire :

(III.30)
$$cos(\phi_R) \ge -\frac{a}{2}$$

132

Nous allons maintenant étudier la variation de α et de ϕ_R en fonction de la nature du réflecteur, i.e. CEP ou CMP.

III-3.1.1 Réflecteur CEP infini

Pour un réflecteur CEP nous avons a = 1 et b = π , donc selon l'équation (III.30) $\alpha \ge 1$ si et seulement si -120° $\le \phi_R \le +120^\circ$. La Figure III.8 représente l'évolution du coefficient du vecteur de Poynting (α) et de la différence de phase (ϕ_R) en fonction du rapport h/ λ pour un réflecteur CEP infini.



Figure III.8 - Échelle de gauche : coefficient du vecteur de Poynting (α), échelle de droite : différence de phase (φ_R) pour un réflecteur CEP.

D'après la figure ci-dessus nous constatons que :

Pour $\alpha = 1$ et $\phi_R = +120^\circ$ alors $h/\lambda = 1/12$, donc $f_{min} = c/12h$. Pour $\alpha = 4$ et $\phi_R = 0^\circ$ alors $h/\lambda = 1/4$, donc $f_{centre} = c/4h = 3f_{min}$. Pour $\alpha = 1$ et $\phi_R = -120^\circ$ alors $h/\lambda = 5/12$, donc $f_{max} = 5c/12h = 5f_{min}$. Pour $\alpha = 0$ et $\phi_R = \pm 180^\circ$ alors $h/\lambda = 1/2$, donc $f_{coupure} = c/2h = 6f_{min}$.

Avec c la vitesse de la lumière dans le vide.

 f_{min} la fréquence pour laquelle la valeur moyenne du vecteur de Poynting de la source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur CEP commence à être supérieure à la valeur moyenne du vecteur de Poynting de la même source sans réflecteur.

La fréquence centrale f_{centre} correspond au cas classique d'une antenne placée à $\lambda/4$, qui est déjà connu [4] & [5].

 f_{max} est la fréquence pour laquelle la valeur moyenne du vecteur de Poynting de la source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur CEP commence à être inférieure à la valeur moyenne du vecteur de Poynting de la même source sans réflecteur.

 $f_{coupure}$ est la fréquence pour laquelle la valeur moyenne du vecteur de Poynting de la source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur CEP est nulle. Dans le cas d'un réflecteur CEP cela correspond à une distance égale à $\lambda/2$.

La bande de fréquences d'intérêt maximale est donc définie par :

(III.31)
$$BP = \frac{f_{max}}{f_{min}} = 5:1$$

Ceci signifie que la bande d'intérêt maximale d'une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur CEP est égale à 5:1, quelle que soit la distance (h) entre la source et le réflecteur. D'après la Figure III.8, nous constatons que lorsque le rapport h/λ est inférieur à 1/12, alors α tend vers 0, c'est-à-dire qu'il ne peut plus y avoir d'interférences constructives (source court-circuitée).

On peut donc déduire que pour une antenne bidirectionnelle large bande au-dessus d'un réflecteur CEP, la bande maximale est de 5:1, tant que le réflecteur se trouve à $\lambda/12$ à la fréquence pour laquelle nous souhaitons améliorer le gain de l'antenne.

III-3.1.2 Réflecteur CMP infini

Pour un réflecteur CMP nous avons a = 1 et b = 0, donc selon l'équation (III.30) $\alpha \ge 1$ si et seulement si $-120^{\circ} \le \phi_R \le +120^{\circ}$. Mais d'après l'équation (III.21) il est seulement possible d'avoir $-120^{\circ} \le \phi_R \le 0^{\circ}$. La Figure III.9 représente l'évolution du coefficient de vecteur de Poynting (α) et de la différence de phase (ϕ_R) en fonction du rapport h/ λ pour un réflecteur CMP infini.



Figure III.9 - Échelle de gauche : coefficient du vecteur de Poynting (α), échelle de droite : différence de phase (φ_R) pour un réflecteur CMP.

D'après la figure ci-dessus nous constatons que :

Pour $\alpha = 4$ et $\phi_R = 0^\circ$ alors $h/\lambda = 0$, donc $f_{min} = 0$. Pour $\alpha = 1$ et $\phi_R = -120^\circ$ alors $h/\lambda = 1/6$, donc $f_{max} = c/6h$. Pour $\alpha = 0$ et $\phi_R = \pm 180^\circ$ alors $h/\lambda = 1/4$, donc $f_{coupure} = c/4h$.

Les fréquences f_{min} , f_{max} et $f_{coupure}$ ont les mêmes définitions que dans le paragraphe III-3.1.1. La fréquence minimale tendant vers 0, il n'est donc pas possible de définir une bande d'intérêt maximale comme pour un réflecteur CEP, nous pouvons uniquement calculer la fréquence maximale d'utilisation :

(III.32)
$$f_{max} = \frac{c}{6h}$$

Cela signifie que la bande d'intérêt maximale dépend de la fréquence minimale de la source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique et de la distance (h) entre la source et le réflecteur CMP. D'après la Figure III.9, nous constatons que lorsque le rapport h/λ diminue, alors α tend vers 4, c'est-à-dire que plus le réflecteur CMP est proche de la source et plus le phénomène

d'interférences constructives existe. Par contre quand le rapport h/λ devient supérieur à 1/6, α décroit vers 0.

On peut donc déduire que pour le cas d'une antenne bidirectionnelle large bande, il est possible de placer le réflecteur CMP très proche de l'antenne et d'avoir une bande maximale importante, supérieure à 5:1 par exemple.

III-3.2 Conclusion

Ce paragraphe a permis de mettre en évidence les bénéfices que l'on pourrait obtenir en plaçant une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur infini CEP ou CMP. Nous avons pu déterminer soit la bande d'intérêt maximale dans le cas d'un réflecteur CEP (III.31) ou soit la fréquence maximale de fonctionnement pour un réflecteur CMP (III.32). Afin de valider cette analyse, dans la partie suivante nous allons remplacer la source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique par une antenne bidirectionnelle large bande à polarisation circulaire (antenne spirale d'Archimède) ou à polarisation linéaire (antenne sinueuse à deux brins). Le réflecteur ne sera plus considéré comme infini, mais aura des dimensions plus grandes que celles de l'antenne utilisée.

III-4 Antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur parfait

III-4.1 Géométrie de l'antenne

Le diamètre externe de l'antenne est $D_{ext} = 200$ mm et le diamètre interne est $D_{int} = 3.4$ mm. Avec ces dimensions, l'antenne a une bande de fonctionnement théorique comprise entre 1 GHz ($\lambda_{1GHz}/\pi = 95.4$ mm) et 10 GHz ($\lambda_{10GHz}/\pi = 9.54$ mm). La largeur des pistes (w) et l'espace entre elles (s) valent w = s = 1.25mm. L'antenne étant auto-complémentaire, son impédance de normalisation est $Z_{in} = 188 \Omega$.

L'antenne est placée en espace libre et les coordonnées de son centre sont (0, 0, 0). Avec ce sens d'enroulement des pistes, la composante principale rayonnée par l'antenne (polarisation rayonnée dans l'axe radioélectrique de l'antenne z > 0) est une polarisation circulaire droite ou RHCP⁶. Par définition, la polarisation croisée de l'antenne est une polarisation circulaire gauche ou LHCP⁷.



Figure III.10 - Antenne spirale d'Archimède dans le plan x0y.

⁶ Right Hand Circularly Polarization

⁷ Left Hand Circularly Polarization

III-4.2 Caractéristiques de l'antenne en espace libre

Les simulations ont été effectuées avec le solveur temporel (transient) du logiciel CST MWSTM. Le module du coefficient de réflexion de l'antenne est représenté sur la Figure III.11. Nous constatons qu'avec ces dimensions l'antenne est très bien adaptée ($|S_{11}| < -15$ dB) entre 1 GHz et 10 GHz. Celui-ci sera probablement dégradé lorsque nous placerons un réflecteur en dessous de l'antenne spirale d'Archimède [6].

Nous rappelons que pour les différentes simulations l'alimentation de l'antenne est considérée comme idéale, et qu'un éventuel radôme ou un balun ne sont pas pris en compte.



Figure III.11 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre (Normalisée à Z_{in} = 188 Ω).

Le gain de la composante principale (RHCP) tenant compte des pertes par désadaptation (gain réalisé), dans l'axe radioélectrique de l'antenne est représenté sur la Figure III.12, avec un pas en fréquence de 0.1 GHz. Entre 1 GHz et 1.2 GHz le gain réalisé de l'antenne est compris entre 4.5 dB et 5 dB, au-delà 1.2 GHz le gain réalisé de l'antenne est compris entre 5 dB et 6.3 dB.



Figure III.12 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.

La Figure III.13 représente le taux d'ellipticité [7] dans l'axe radioélectrique de l'antenne, avec un pas en fréquence de 0.1 GHz. Entre 1 GHz et 1.5 GHz, le taux d'ellipticité est compris entre 0.5 dB et 1.2 dB, ensuite entre 1.5 GHz à 10 GHz le taux d'ellipticité reste inférieur à 0.1 dB.

La représentation du taux d'ellipticité ou AR permet d'évaluer directement la qualité de la polarisation circulaire qui est un paramètre essentiel pour les applications visées. Généralement, un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB est recherché [8]-[9].



Figure III.13 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.

Enfin, les Figure III.13 à Figure III.17 représentent l'évolution des diagrammes de rayonnement de la composante principale (RHCP) et de la composante croisée (LHCP) de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.

Les cartographies (RHCP et LHCP) sont toujours normalisées par rapport à la valeur du gain dans l'axe de la composante principale (cf. Figure III.12), c'est-à-dire que pour $El = 0^\circ$ et $Az = 0^\circ$ le gain réalisé RHCP normalisé est égal à 0 dB (cf. chapitre II).



Figure III.14 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.



Figure III.15 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.



Figure III.16 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.



Figure III.17 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.

Les cartographies présentées ci-dessus montrent que le rayonnement de l'antenne spirale d'Archimède est stable sur toute la bande de fréquences considérées.

En complément des cartographies, nous présentons sur la Figure III.18, l'ouverture angulaire à mi-puissance des diagrammes de rayonnement ($\theta_{-3 dB}$) dans les deux plans (Az = 0° et El = 0°). L'ouverture angulaire à mi-puissance des diagrammes de rayonnement varie de 68° à 88° de 1 GHz à 10 GHz.



Figure III.18 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.

Les caractéristiques de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre présentées montrent que l'antenne est correctement dimensionnée, car le module du coefficient est inferieure à -10 dB sur toute la bande, le gain de la composante principale est stable ainsi que l'ouverture angulaire à mi-puissance.

Nous allons à présent étudier ces mêmes paramètres lorsque l'antenne est placée au-dessus d'un réflecteur parfait (CEP ou CMP) de dimensions finies, Figure III.19. Le but est de comparer les résultats avec ceux obtenus avec une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur parfait et infini.





Dans le logiciel CST MWSTM les impédances de surface (Z_s) sont données en Ω/\Box , ceci explique pourquoi nous avons choisi un réflecteur carré de côté égal à 220 mm, représenté sur la Figure III.19. Nous considérons un réflecteur de taille plus grande que l'antenne afin de limiter les

effets de bord qui peuvent être causés par les arêtes du réflecteur. L'antenne est placée à une distance h au-dessus du réflecteur, le plan de l'antenne se trouve toujours dans le plan x0y (i.e. z = 0).

III-4.3 Antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP

Pour reproduire la caractéristique d'un conducteur électrique parfait (II.7), il faut considérer une impédance de surface $Zs = 0 \Omega/\Box$.

Nous allons présenter les résultats pour deux distances entre l'antenne spirale d'Archimède et le réflecteur CEP (h = 15 mm et 20 mm), afin de vérifier si la bande d'intérêt maximale définie par (III.31) existe et si elle se déplace vers les hautes fréquences quand la distance (h) diminue.

III-4.3.1 Antenne spirale d'Archimède sur CEP pour h = 20 mm

La Figure III.20 représente sur l'échelle de gauche le gain réalisé de la composante principale (RHCP) dans l'axe radioélectrique de l'antenne, en espace libre et au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm. Sur l'échelle de droite est représentée la différence de phase (ϕ_R) donnée par l'équation (III.21), en prenant $b = \pi$.

D'après le paragraphe III-3.1.1 et en utilisant l'approximation de la source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur CEP infini, nous avons $f_{min} = c/12h = 1.25 \text{ GHz}$ ($\phi_R = +120^\circ$) et $f_{max} = 5f_{min} = 6.25 \text{ GHz}$ ($\phi_R = -120^\circ$), i.e. une bande d'intérêt relative égale à 5:1, elle est représentée en pointillés sur les figures qui vont suivre.

Sur la Figure III.20, le gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP est strictement supérieur à de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre de $f_{min} = 1.2 \text{ GHz}$ (h = $\lambda/12.5$) à $f_{max} = 6.4 \text{ GHz}$ ($\lambda/2.3$), ce qui correspond à une bande d'intérêt relative égale à 5.3:1.

Nous notons que la bande d'intérêt théorique calculée à partir de la formule de ϕ_R en considérant une source d'ondes planes directionnelle à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur parfait et infini, et celle simulée avec une antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP de taille finie sont presque identiques.

La chute brutale du gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne à $f_{coupure} = 7.5$ GHz correspond au passage de ϕ_R par la valeur ±180°, cette fréquence correspond à une distance entre l'antenne et le réflecteur valant $\lambda_{7.5GHz}/2 = 20$ mm, une fois cette fréquence atteinte, nous considérons que l'antenne n'est plus fonctionnelle.



Figure III.20 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 20 mm.

La Figure III.21 représente le module du coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède placée 20 mm au-dessus du réflecteur CEP. Celui-ci est compris entre -3.7 dB et -10 dB entre 1 GHz et 1.44 GHz. Au-delà de 1.44 GHz, le module du coefficient de réflexion reste inférieur à -10 dB et la courbe du niveau d'adaptation de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP est proche de la courbe d'adaptation de l'antenne spirale en espace libre après 3.4 GHz.

Dans un cas concret, le balun et le radôme peuvent contribuer à ramener le module du coefficient de réflexion à -10 dB en début de bande.

Une hypothèse qui peut expliquer la remontée du module du coefficient de rfelexion entre 1 GHz et 1.44GHz est que le champ électrique réfléchi par le réflecteur CEP tourne dans le même sens que l'onde directe, mais si $\phi_R > 120^\circ$ (entre 1 GHz et 1.25 GHz) cela revient à avoir des ondes (directe et réfléchie) presqu'en « opposition de phase ». A basses fréquences là où $\phi_R > 120^\circ$, les courants induits par le champ électrique réfléchi tournent bien dans le même sens que les courants principaux générant l'onde directe, mais presque en « opposition de phase », ces courants (principaux et induits) vont être réfléchis à l'extrémité de l'antenne ce qui va générer une polarisation croisée et aussi détériorer l'adaptation de l'antenne. Ceci ne se produit pas à hautes fréquences car les courants sont atténuer par le trajet « centre de l'antenne -> extrémités de l'antenne -> centre de l'antenne ».

Si cette hypothèse est valable, cela signifie que plus le réflecteur est proche de l'antenne et plus l'adaptation de l'antenne est détériorée en début de bande, mais aussi qu'avec un réflecteur CMP ce problème ne devrait pas exister car à basses fréquence $\phi_R = 0$.



Figure III.21 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm (Normalisée à Z_{in} = 188 Ω).

Il faut noter que notre bande d'intérêt est donnée pour $f_{min} = 1.2 \text{ GHz}$ à $f_{max} = 6.4 \text{ GHz}$. Ainsi, l'antenne n'est pas correctement adaptée sur 4.6 % de la bande d'intérêt qui est de 137 %.

La Figure III.22 représente le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP. Celui-ci est inférieur à 3 dB entre 2.3 GHz et 7.4 GHz. Ceci s'explique par la remontée du niveau de composante croisée (LHCP) entre 1 GHz et 2 GHz que l'on observe sur les cartographies des diagrammes de rayonnement des Figure III.25 et Figure III.26. Après 7.4 GHz on considère que l'antenne n'est plus fonctionnelle, en effet les diagrammes de rayonnement de la composante principale (RHCP) sont inexploitables, car très déformés.


Figure III.22 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm.

Les diagrammes de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP représentés sur la Figure III.23 et la Figure III.24, présentent des variations par rapport à ceux de l'antenne spirale en espace libre.

Ceci peut s'expliquer par le fait que dans nos différentes simplifications nous considérons que l'antenne est « transparente » au champ EM renvoyé par le réflecteur, ce qui n'est pas correct, car le champ EM réfléchi influence forcement la distribution des courants sur les brins de l'antenne ce qui a pour effet de modifier l'ouverture angulaire des diagrammes. Néanmoins, le maximum de gain est toujours dirigé selon l'axe radioélectrique de l'antenne dans la bande d'intérêt (1.2 GHz - 6.4 GHz).



Figure III.23 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm.



Figure III.24 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm.



Figure III.25 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm.



Figure III.26 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm.

L'ouverture angulaire à mi-puissance des diagrammes de rayonnement (composante principale) de la spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP, représentée sur la Figure III.27, montre que le lobe principal varie beaucoup en fonction de la fréquence. En effet, il y a une alternance entre l'ouverture angulaire en élévation et en azimut en fonction de la fréquence, ce qui veut dire que le diagramme est de forme « ovale » et qu'il tourne autour de l'axe z en fonction de la fréquence.

Pour les deux plans considérés, l'ouverture angulaire à mi-puissance varie de 40° à 120° dans la bande d'intérêt 1.25 GHz - 6.25 GHz.

L'ouverture angulaire des diagrammes de rayonnement est donnée jusqu'à $f_{coupure}$ (7.5 GHz), car après cette fréquence le diagramme de la composante principale présente un creux dans l'axe radioélectrique de l'antenne, donc la notion d'ouverture angulaire à mi-puissance n'a plus de sens.



Figure III.27 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale d'Archimède audessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm.

Cette première étape a permis de comparer la bande d'intérêt théorique calculée à partir de l'équation de ϕ_R et la bande d'intérêt simulée. Nous constatons que les bandes correspondent, mais que certains paramètres de l'antenne sont dégradés, notamment l'adaptation et le taux d'ellipticité en début de bande et l'ouverture angulaire sur toute la bande d'intérêt.

III-4.3.2 Antenne spirale d'Archimède sur CEP pour h = 15 mm

Pour vérifier que la bande d'intérêt maximale ne dépend pas de la distance entre l'antenne et le réflecteur, et qu'elle reste égale à 5:1, nous allons diminuer la valeur de h.

La Figure III.28 représente sur l'échelle de gauche le gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne, en espace libre et au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm. Sur l'échelle de droite est représentée la différence de phase ϕ_R (III.21).

D'après la partie III-3.1.1 et en utilisant l'approximation de la source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur CEP infini, nous avons $f_{min} = c/12h = 1.66 \text{ GHz}$ ($\phi_R = +120^\circ$) et $f_{max} = 5f_{min} = 8.33 \text{ GHz}$ ($\phi_R = -120^\circ$), c'est-à-dire une bande d'intérêt relative égale à 5:1.

Sur la Figure III.28, le gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP est strictement supérieur au gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre de f_{min} = 1.6 GHz (λ /12.5) à f_{max} = 8.4 GHz (λ /2.4), ce qui correspond à une bande d'intérêt relative égale à 5.25:1.

Comme pour le cas h = 20 mm, la bande d'intérêt théorique calculée à partir de la formule de ϕ_R en considérant une source d'ondes planes directionnelle à polarisation elliptique au-dessus d'un

réflecteur parfait et infini, et celle simulée avec une antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP de taille finie sont presque identiques.

Ceci permet de confirmer que la distance entre l'antenne et le réflecteur CEP n'affecte pas la valeur de la bande d'intérêt, il y a simplement déplacement de la bande d'intérêt vers des fréquences plus hautes lorsque la distance (h) entre l'antenne et le réflecteur CEP diminue.



Figure III.28 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 15 mm.

Pour h = 15 mm le passage de ϕ_R par le point ±180° a lieu à f_{coupure} = 10 GHz ($\lambda_{10GHz}/2$ = 15 mm), ce qui conduit à une chute brutale du gain réalisé de la composante principale dans l'axe de l'antenne.

La Figure III.29 représente le module du coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède placée 15 mm au-dessus du réflecteur CEP. Celui-ci est compris entre -3.7 dB et -10 dB entre 1 GHz et 2 GHz. Après 2 GHz, il reste inférieur à -10 dB. La courbe du module du coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP est proche de la courbe module du coefficient de réflexion de l'antenne spirale en espace libre après 4.2 GHz.

Comme avancé dans le paragraphe précédent l'antenne est désadaptée sur une plus grande bande lorsque le réflecteur CEP est plus près de l'antenne.



Figure III.29 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm (Normalisée à $Z_{in} = 188 \Omega$).

Le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP, représenté sur la Figure III.30, est supérieur à 3 dB de 1 GHz à 2.4 GHz (sans tenir compte de la très faible remonté à 2.6 GHz). La distance entre l'antenne et le réflecteur CEP étant réduite, ce qui a pour effet de détériorer les performances de l'antenne (adaptation, taux d'ellipticité) au début de la bande d'intérêt, c'est-à-dire entre 1.6 GHz et 2.4 GHz, soit 11.2 % de bande sur une bande d'intérêt de 136 %.

Ceci signifie que la polarisation de l'antenne spirale d'Archimède entre 1.6 GHz et 2.4 GHz n'est plus parfaitement circulaire, comme le montrent les cartographies de la Figure III.33 et la Figure III.34.



Figure III.30 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15mm.

Plus la distance entre l'antenne spirale d'Archimède et le réflecteur CEP est petite et plus la bande d'utilisation définie pour AR < 3 dB et $|S_{11}| < -10$ dB diminue.

D'après les figures ci-dessous le lobe principale varie autant que pour le cas où h = 20 mm.



Figure III.31 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15mm.



Figure III.32 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm.



Figure III.33 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm.



Figure III.34 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15mm.

Pour les deux plans considérés, l'ouverture angulaire à mi-puissance des diagrammes de rayonnement représentée sur la Figure III.35 varie de 36° à 124° dans la bande d'intérêt 1.66 GHz - 8.33 GHz.



Figure III.35 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale d'Archimède audessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm.

En considérant une antenne plus grande, il est possible de déplacer la désadaptation de l'antenne due à la présence du CEP vers des fréquences plus basses que f_{min} . En effet, la désadaptation et le mauvais taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède sont dus au retour des courants aux extrémités des brins de l'antenne à bases fréquences. Donc si l'antenne est plus grande ces phénomènes se manifestent à des fréquences inférieures à f_{min} .

Dans le paragraphe III-6, nous verrons comment améliorer l'adaptation et le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède en mesure en plaçant une couronne d'absorbant en périphérie de l'antenne [10].

III-4.3.3 Synthèse

La bande d'intérêt simulée, définie pour un gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP supérieur à celui de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre a été vérifiée pour deux valeurs différentes de h. Les différentes bandes d'intérêts calculées et simulées sont regroupées dans le Tableau III.3.

Elément rayonnant	h (mm)	f _{min} (GHz)	f _{max} (GHz)	BP	$\lambda_{\rm fmin}/{ m h}$	λ_{fmax}/h	f _{coupure} (GHz)
Source d'ondes planes	15	1.66	8.33	5:1	12	2.4	10
Spirale d'Archimède		1.6	8.4	5.25:1	12.5	2.4	10
Source d'ondes planes	20	1.25	6.25	5:1	12	2.4	7.5
Spirale d'Archimède		1.2	6.4	5.3:1	12.5	2.3	7.5

Tableau III.3 - Comparaison entre les valeurs théoriques et simulées pour un réflecteur CEP.

À présent, nous allons étudier l'antenne spirale d'Archimède placée au-dessus d'un réflecteur CMP.

III-4.4 Antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP

La configuration est toujours celle représentée par la Figure III.19, mais afin de reproduire la caractéristique d'un conducteur magnétique parfait de l'équation (III.12), l'impédance de surface est maintenant égale à $Zs = 10e10 \ \Omega/\Box$. Nous allons présenter les résultats pour deux distances entre l'antenne spirale d'Archimède et le réflecteur CMP, h = 10 mm et 5 mm afin de vérifier que le gain dans l'axe est supérieur à celui dans l'antenne en espace libre dans la bande de fréquences où la fréquence maximale (f_{max}) est définie par l'équation (III.32) qu'elle augmente quand la distance (h) diminue.

III-4.4.1 Antenne spirale d'Archimède sur CMP pour h = 10 mm

La Figure III.36 représente sur l'échelle de gauche le gain réalisé de la composante principale (RHCP) dans l'axe radioélectrique de l'antenne en espace libre et au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm. Sur l'échelle de droite est représentée la différence de phase ϕ_R (III.21).

Nous considérons $f_{min} = 1$ GHz (fréquence minimale de fonctionnement de l'antenne spirale d'Archimède).

D'après la partie III-3.1.2 et en utilisant l'approximation de la source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur CMP infini, nous avons $f_{max} = c/6h = 5$ GHz ($\phi_R = -120^\circ$), c'est-à-dire une bande d'intérêt relative égale à 5:1. La fréquence de coupure a lieu pour $\phi_R = \pm 180^\circ$, c'est-à-dire f_{coupure} = c/4h = 7.5 GHz.

D'après la Figure III.36, le gain réalisé de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMP devient inférieur à celui de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre pour f_{max} = 5.1 GHz (λ /5.9), i.e. une bande d'intérêt relative égale à 5.1:1. La chute brutale du gain est bien présente à 7.5 GHz (ϕ_R =±180°).



Figure III.36 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 10 mm.

La Figure III.37 représente le module du coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMP. Celui-ci reste inférieur à -15 dB de 1 GHz à 10 GHz.

Le champ électrique réfléchi par le réflecteur CMP étant en phase avec l'onde directe à basses fréquences cela veut dire que les courants induits sont en phase avec ceux qui génèrent l'onde directe il en résulte une adaptation non détériorée par rapport au cas de l'antenne en espace libre. En toute logique plus le réflecteur CMP est proche de l'antenne et le module du coefficient de réflexion de l'antenne au-dessus du réflecteur CMP doit être proche de celui de l'antenne en espace libre.



Figure III.37 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10mm (Normalisée à Z_{in} = 188 Ω).

Le taux d'ellipticité de l'antenne au-dessus du réflecteur CMP est compris entre 3 dB et 4.4 dB entre 1 GHz et 1.4 GHz. Ensuite, il est inférieur à 3 dB jusqu'à la fréquence de coupure (7.5 GHz). Le taux d'ellipticité est légèrement détérioré car à 1 GHz $\phi_R \approx 30^\circ$). En rapprochant le réflecteur de l'antenne le taux d'ellipticité devrait être amélioré.



Figure III.38 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10mm.

Bien que le taux d'ellipticité soit supérieur à 3 dB au début de la bande d'intérêt, le niveau de la composante croisée (LHCP), reste assez faible comme on peut le constater sur les cartographies de la Figure III.41et la Figure III.42, car le taux d'ellipticité reste quand même majoritairement inférieur à 4 dB en début de bande.



Figure III.39 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm.



Figure III.40 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm.



Figure III.41 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm.



Figure III.42 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm.

Pour les deux plans considérés, l'ouverture angulaire à mi-puissance des diagrammes de rayonnement représentée sur la Figure III.43 varie de 49° à 140° dans la bande d'intérêt 1 GHz - 5 GHz. Plus la fréquence est proche de $f_{max} = 5$ GHz et plus le lobe principale varie, jusqu'à la fréquence $f_{coupure} = 7.5$ GHz, où la chute du gain dans l'axe apparait, donc un lobe scindé en deux faisceaux latéraux, comme nous le voyons sur les cartographies des figures ci-dessus.



Figure III.43 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale d'Archimède audessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm.

La simulation de l'antenne spirale d'Archimède placée 10 mm au-dessus du réflecteur CMP a permis de constater que la fréquence maximale de la bande d'intérêt (f_{max}) définie par (III.32) existe bien et qu'un réflecteur CMP permet d'améliorer les performances d'une antenne en basses fréquences.

À présent pour vérifier si la bande d'intérêt et la fréquence maximale augmentent lorsque l'on rapproche le réflecteur, nous plaçons le réflecteur CMP à 5 mm en dessous de l'antenne.

III-4.4.2 Antenne spirale d'Archimède sur CMP pour h = 5 mm

La Figure III.44 représente sur l'échelle de gauche le gain réalisé de la composante principale (RHCP) dans l'axe radioélectrique de l'antenne, en espace libre et au-dessus d'un réflecteur CMP pour

h = 5 mm. Sur l'échelle de droite est représentée la différence de phase ϕ_R (III.21). Nous considérons toujours $f_{min} = 1$ GHz.

D'après la partie III-3.1.2 et en utilisant l'approximation de la source d'ondes planes bidirectionnelle à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur CMP infini, nous avons $f_{max} = c/6h = 10 \text{ GHz}$ ($\phi_R = -120^\circ$), c'est-à-dire une bande d'intérêt relative égale à 10:1. La fréquence de coupure doit avoir lieu pour $\phi_R = -180^\circ$, c'est-à-dire f_{coupure} = c/4h = 15 GHz, non visible ici, car l'antenne est dimensionnée pour fonctionner jusqu'à 10 GHz.

D'après la Figure III.44, le gain réalisé de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMP n'est pas inférieur à celui de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre sur toute la bande considérée. Nous pouvons dire que la bande d'intérêt est égale à 10:1 avec $f_{max} = 10$ GHz (fréquence maximale de fonctionnement de l'antenne). La fréquence de coupure n'est pas visible, car elle doit apparaitre à 15 GHz.



Figure III.44 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 5 mm.

La Figure III.45, représente le module du coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMP pour h = 5 mm. Comme dans le cas précédent où h = 10 mm, il reste inférieur à -15 dB de 1 GHz à 10 GHz.



Figure III.45 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm (Normalisée à $Z_{in} = 188 \Omega$).

La courbe d'adaptation suit celle de l'antenne en espace libre, comme nous l'attendions car pour h = 5 mm $\phi_R \approx 0^\circ$ à 1 GHz. Les deux cas présentés montrent qu'un réflecteur avec une forte impédance de surface ne détériore pas l'adaptation de l'antenne spirale d'Archimède, et même que plus ce dernier est très proche de l'antenne et meilleur est l'adaptation.



Figure III.46 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.

Le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède placée, 5mm au-dessus du réflecteur CMP représenté sur la Figure III.46 est inférieur à 3 dB sur toute la bande d'intérêt. Plus le réflecteur est proche de l'antenne et plus les performances de l'antenne sont améliorées ou moins dégradées pour le cas du taux d'ellipticité. C'est-à-dire que la bande d'intérêt augmente et que la polarisation reste circulaire sur toute la bande, car le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB.

Les cartographies de la Figure III.47 et Figure III.48 montrent que les diagrammes de rayonnement sont stables sur toute la bande d'intérêt, qui correspond à la bande de fonctionnement de l'antenne spirale d'Archimède, soit de 1 GHz à 10 GHz.



Figure III.47 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.



Figure III.48 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.



Figure III.49 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.



Figure III.50 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.

Pour les deux plans considérés, l'ouverture angulaire à mi-puissance des diagrammes de rayonnement représentée sur la Figure III.51 varie de 43° à 142° dans la bande d'intérêt 1 GHz - 10 GHz. Nous remarquons que quelque soit le type de réflecteur (CEP ou CMP) l'ouverture angulaire à mi-puissance des diagrammes évolue beaucoup.

Mais pour un réflecteur CMP plus le réflecteur est proche est plus les variations de l'ouverture angulaire à mi-puissance dans les deux planes est faible à basses fréquences.



Figure III.51 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale d'Archimède audessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.

III-4.4.3 Synthèse

Le tableau ci-dessous, regroupe les résultats des deux cas de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP. Nous notons qu'il y a une parfaite correspondance entre les résultats calculés et ceux simulés. Le plus important est que les simulations montrent qu'il y a bien élargissement de la bande d'intérêt quand nous rapprochons le réflecteur de l'antenne, et que les performances de l'antenne sont améliorées à partir de la fréquence minimale de fonctionnement de l'antenne.

Élément rayonnant	h (mm)	f _{min} (GHz)	f _{max} (GHz)	BP	$\lambda_{f_{\min}}/h$	$\lambda_{f_{max}'}h$	f _{coupure} (GHz)
Source d'ondes planes	5	1	10	10:1	60	6	15
Spirale d'Archimède		1	10	10:1	60	6	-
Source d'ondes planes	10	1	5	5:1	30	6	7.5
Spirale d'Archimède		1	5.1	5.1:1	30	5.9	7.5

Tableau III.4 - Comparaison entre les valeurs théoriques et simulées pour un réflecteur CMP.

III-4.5 Synthèse

Le Tableau III.5 regroupe les quatre configurations présentées, c'est-à-dire l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm ou 15 mm, et d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm ou 5 mm. Nous comparons ces résultats avec ceux calculés à partir de l'équation de ϕ_R donnée par (III.21).

Nous introduisons la grandeur ΔG représentant la différence de gain réalisé entre l'antenne spirale au-dessus d'un réflecteur et l'antenne spirale en espace libre, de f_{min} à f_{max}.

e frequences pour faquene $\Delta 0 \ge 0$ a la bande de frequences pour faquene -120 $- \varphi_R < +120$.						
Fréquences		Réflecteur	Réflecteur	Réflecteur	Réflecteur	
	requences	CEP h = 15 mm	CEP h = 20 mm	CMP h = 5 mm	$\mathbf{CMP} \ \mathbf{h} = 10 \ \mathbf{mm}$	
	$\Delta G \ge 0$ 1.6 GHz - 8.4 GHz ϕ_R = +120° 1.66 GHz		1.2 GHz - 6.4 GHz	1 GHz - 10 GHz	1 GHz - 5.1 GHz -	
			1.25 GHz	-		
	$\phi_{\rm R}$ = -120°	8.33 GHz	6.25 GHz	10 GHz	5 GHz	
	$\Delta \mathbf{G}_{\mathbf{max}}$	4.8 GHz	3.5 GHz	1 GHz	1 GHz	
	$\phi_{\rm R} = 0^{\circ}$	5 GHz	3.75 GHz	0 GHz	0 GHz	
$\Delta \mathbf{G}_{\min}$		10 GHz	7.5 GHz	-	7.5 GHz	
	$\phi_{\rm R}$ = ±180°	10 GHz	7.5 GHz	15 GHz	7.5 GHz	

Nous comparons les fréquences correspondantes à certaines valeurs ΔG , par exemple la bande de fréquences pour laquelle $\Delta G \ge 0$ à la bande de fréquences pour laquelle -120 ° < ϕ_R < +120°.

Tableau III.5 - Synthèse des différents cas simulés avec l'antenne spirale d'Archimède

Nous notons la correspondance entre les valeurs théoriques calculées à partir des équations du paragraphe III-3, en considérant une source d'ondes planes à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur parfait et infini, et les valeurs simulées à partir de l'antenne spirale d'Archimède placée au-dessus d'un réflecteur parfait de dimensions finies.

Pour les deux types de réflecteurs nous constatons que la bande de fréquences où $\Delta G \ge 0$ correspond bien au critère d'interférences constructives $-120^{\circ} \le \phi_{R} \le +120^{\circ}$. ΔG_{max} correspond à $\phi_{R} = 0^{\circ}$, pour rappel c'est la valeur où $\alpha = 4$. Et ΔG_{min} correspond à $\phi_{R} = \pm 180^{\circ}$, c'est-à-dire $\alpha = 0$.

III-4.6 Conclusion

Cette partie a permis de mettre en évidence la bonne adéquation entre la formulation théorique de la bande d'intérêt obtenue à l'aide d'une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur parfait et infini, et les simulations de l'antenne spirale d'Archimède placée au-dessus d'un réflecteur parfait de dimensions finies.

La bande maximale d'intérêt définie à partir du principe des interférences constructives (-120° $\leq \phi_R \leq +120$) s'applique correctement à une large bande bidirectionnelle à polarisation circulaire.

Nous avons aussi vu l'intérêt des deux types de réflecteurs, le réflecteur CEP permet d'améliorer les performances de l'antenne à partir f_{min} où la distance entre l'antenne et le réflecteur est égale à $\lambda/12$, jusqu'à f_{max} où la distance est égale à $\lambda/2.4$. Alors que le réflecteur CMP est limité à $\lambda/6$ à f_{max} , il ne possède pas de limite basse de fonctionnement si le réflecteur est placé à une distance inférieure à $\lambda/6$ à f_{max} et que bien sûr l'antenne fonctionne pour des fréquences inferieures à f_{max} .

L'objectif par la suite est d'approcher le réflecteur CMP par un réflecteur CMA, donc d'avoir un réflecteur CMA en périphérie par le fonctionnement à basses fréquences et un réflecteur CEP au centre pour le fonctionnement à hautes fréquences ce qui devrait permettre d'avoir un fonctionnement large bande comme proposé par [1].

III-5 Antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur parfait

À présent, nous allons vérifier si les résultats de la partie précédente peuvent aussi s'appliquer à une antenne bidirectionnelle large bande, mais à polarisation linéaire, le cas de la polarisation circulaire a été vérifié dans le paragraphe précédent. Pour cela, nous utilisons une antenne sinueuse à 2 brins.

III-5.1 Géométrie de l'antenne

Le diamètre externe de l'antenne est $D_{ext} = 210$ mm et le diamètre interne est $D_{int} = 5$ mm, les paramètres géométriques de l'antenne sont $\alpha = 60^{\circ}$ ($\pi/3$), $\delta = 22.5^{\circ}$ ($\pi/8$) et $\tau = 0.8$ (cf. chapitre I). Avec ces dimensions, l'antenne a une bande de fonctionnement comprise entre 1GHz ($\lambda_{1GHz}/2(\alpha+\delta) = 65.4$ mm) et 10 GHz ($\lambda_{10GHz}/2(\alpha+\delta) = 8.46$ mm). L'antenne n'est pas auto-complémentaire et son impédance de normalisation est de $Z_{in} = 270 \ \Omega$ [6]. L'antenne est placée en espace libre et les coordonnées de son centre sont (0, 0, 0). L'antenne sinueuse est alignée selon l'axe x donc sa composante principale (polarisation rayonnée dans l'axe radioélectrique de l'antenne z > 0) est une polarisation linéaire suivant y ou Co-Polar⁸. Par définition, la composante croisée de l'antenne est une polarisation linéaire suivant x ou Cross-Polar⁹.



Figure III.52 - Antenne sinueuse en espace libre.

III-5.2 Caractéristiques de l'antenne en espace libre

Le module du coefficient de réflexion de l'antenne sinueuse est représenté sur la Figure III.53. Nous constatons qu'avec ces dimensions et cette impédance de normalisation, l'antenne est très bien adaptée ($|S_{11}| < -10 \text{ dB}$) entre 1 GHz et 10 GHz.

⁸ Co-Polarization

⁹ Cross-Polarization

¹⁵⁸



Figure III.53 - Adaptation de l'antenne sinueuse en espace libre (Normalisée à $Z_{in} = 270 \Omega$).

Le gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique est représenté sur la Figure III.54, avec un pas en fréquence de 0.1 GHz. Entre 1 GHz et 10 GHz, le gain réalisé de la composante principale est compris entre 4.6 dB et 6.3 dB. Comme pour l'antenne spirale d'Archimède l'alimentation est considérée comme idéale, un balun ou un radôme ne sont pas pris en compte.



Figure III.54 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne sinueuse en espace libre.

La Figure III.55 représente le découplage de la polarisation croisée ou XPD¹⁰ dans l'axe radioélectrique de l'antenne, avec un pas en fréquence de 0.1 GHz. Entre 1 GHz et 10 GHz, le découplage de la composante croisée est supérieur à 15 dB. Pour garantir une bonne polarisation linéaire, il faut que le découplage de la composante croisée soit supérieur à 10 dB, nous constatons que ce critère est largement respecté.

Nous faisons le choix de représenter le découplage de la composante croisée à la place de la composante croisée, car lorsque l'antenne sera placée au-dessus d'un réflecteur, le niveau de la composante croisée risque de remonter, mais le plus important est de savoir si le découplage de la composante croisée reste supérieur à 10dB.

¹⁰ Cross-Polarization Discrimination



Figure III.55 - Découplage de la composante croisée de l'antenne sinueuse en espace libre.

Enfin, les Figure III.56 à Figure III.59 représentent l'évolution des diagrammes de rayonnement de la composante principale et de la composante croisée de l'antenne sinueuse en espace libre. Ces cartographies sont données avec un pas de 2° en azimut et en élévation et avec un pas de 0.1 GHz pour la fréquence.

Les cartographies sont normalisées par rapport à la valeur du gain dans l'axe de la composante principale (cf. Figure III.54), c'est-à-dire que pour $Az = 0^\circ$ et $El = 0^\circ$, le gain réalisé Co-Polar égale à 0 dB.



Figure III.56 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne sinueuse en espace libre.



Figure III.57 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne sinueuse en espace libre.



Figure III.58 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne sinueuse en espace libre.



Figure III.59 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne sinueuse en espace libre.

Les cartographies des diagrammes montrent que l'antenne est correctement dimensionnée et que le rayonnement est stable sur toute la bande de fréquences considérées.

La Figure III.60 représente l'ouverture angulaire à mi-puissance des diagrammes de rayonnement de l'antenne sinueuse dans les deux plans ($Az = 0^\circ$ et $El = 0^\circ$). L'ouverture angulaire à mi-puissance varie de 64° à 92° entre 1 GHz et 10 GHz.



Figure III.60 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne sinueuse en espace libre.

Maintenant que les caractéristiques de l'antenne sinueuse en espace libre ont été présentées, nous allons étudier ces mêmes paramètres lorsque l'antenne est placée au-dessus d'un réflecteur parfait (CEP ou CMP) de dimensions finies (cf. Figure III.61). Le but est de comparer les résultats obtenus avec ceux d'une source d'ondes planes à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur parfait et infini. Les dimensions du réflecteur sont les mêmes que pour l'antenne spirale d'Archimède, i.e. 220 mm x 220 mm.



Figure III.61 - Antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur parfait et fini, a : vue de haut, b : vue de profil.

III-5.3 Antenne sinueuse simple polarisation au-dessus d'un réflecteur CEP

Nous procédons dans le même ordre que pour l'antenne spirale d'Archimède, c'est-à-dire que nous allons considérer deux valeurs de h soit 20 mm et 15 mm.

III-5.3.1 Antenne sinueuse au-dessus d'un CEP pour h = 20 mm

La Figure III.62 représente sur l'échelle de gauche le gain réalisé de la composante principale (Co-Polar) dans l'axe radioélectrique de l'antenne, en espace libre et au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm. Sur l'échelle de droite est représentée la différence de phase ϕ_R (III.21).

D'après la partie III-3.1.1 et en utilisant l'approximation de la source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur CEP infini, nous avons $f_{min} = c/12h = 1.25 \text{ GHz}$ ($\phi_R = +120^\circ$) et $f_{max} = 5f_{min} = 6.25 \text{ GHz}$ ($\phi_R = -120^\circ$), i.e. une bande d'intérêt relative égale à 5:1.

Sur la Figure III.62, le gain réalisé de la composante principale de l'antenne sinueuse audessus du réflecteur CEP est strictement supérieur au gain réalisé de la polarisation principale de l'antenne sinueuse en espace libre de $f_{min} = 1.3$ GHz (h = $\lambda/11.5$) à $f_{max} = 6.8$ GHz (h = $\lambda/2.2$), ce qui correspond à une bande d'intérêt relative égale à 5.2:1.

Nous notons que la bande d'intérêt théorique calculée à partir de la formule de ϕ_R en considérant une source d'ondes planes directionnelle à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur parfait et infini, et celle simulée avec une antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP de taille finie sont presque identiques.

La chute brutale du gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne à f_{coupure} = 7.5 GHz correspond au passage de ϕ_R par la valeur ±180°. Cette fréquence correspond à une distance entre l'antenne et le réflecteur valant $\lambda_{7.5GHz}/2 = 20$ mm, une fois cette fréquence atteinte, nous considérons que l'antenne n'est plus fonctionnelle.



Figure III.62 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 20 mm.

La Figure III.63 représente le module du coefficient de réflexion de l'antenne sinueuse placée 20 mm au-dessus du réflecteur CEP. Celui-ci varie entre -1.3 dB et -9 dB jusqu'à 2.75 GHz, ce qui explique les fortes variations du gain réalisé de la polarisation principale entre 1.3 GHz et 2.75 GHz.

Après 2.75 GHz, le niveau d'adaptation de l'antenne varie entre -6 dB et -17 dB, mais il est majoritairement inférieur à -10 dB.

Nous notons que l'adaptation de l'antenne sinueuse est fortement dégradée par la présence du réflecteur CEP [12], par rapport au cas de l'antenne spirale d'Archimède. Ce qui est dû au fait que les courants induits par le champ électrique réfléchi, retournent « plus rapidement » vers le centre de l'antenne (vers l'alimentation) à cause des points de rebroussement de celle-ci. Les courants ne s'atténuent pas et détériorent l'adaptation de l'antenne sur toute la bande.

Par contre cela ne devrait pas trop dégrader la polarisation croisée car la polarisation de l'antenne est due à l'alignement des brins selon l'axe y et non au sens propagation des courants.



Figure III.63 - Adaptation de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm (Normalisée à Z_{in} = 270 Ω).

D'après l'abaque de Smith de la Figure III.64, nous constatons que la désadaptation de l'antenne n'est pas due à simple un décalage de l'impédance d'entrée de l'antenne, mais à une variation de celle-ci sur toute la bande de fréquences, dans ce cas il n'est pas possible de déterminer une nouvelle impédance de normalisation.



Figure III.64 - Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm (Normalisée à $Z_{in} = 270 \Omega$).

La Figure III.65 représente le gain de la composante principale en ne considérant que les pertes par rayonnement (sans les pertes par désadaptation). Nous notons que dans ce cas la bande d'intérêt est plus grande, car elle est comprise entre 1 GHz et 6.8 GHz. De plus les oscillations du gain ne sont plus présentes, ce qui montre qu'elles sont bien dues à la désadaptation de l'antenne.



Figure III.65 - Gain dans l'axe de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm.

Néanmoins, le découplage de la composante croisée représenté sur la Figure III.66 reste supérieur à 11 dB de 1 GHz à 9 GHz, ce qui peut être suffisant pour assurer une bonne polarisation linéaire selon l'axe y.



Figure III.66 - Découplage de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm.

Les cartographies des Figure III.67 à Figure III.70 montrent que les diagrammes de rayonnement de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus du réflecteur CEP ne sont pas déformés, c'est-à-dire que l'ouverture des diagrammes est proche de celle de l'antenne en espace libre de 1 GHz à 6.8 GHz. Donc, bien que l'adaptation de l'antenne soit dégradée par la présence du réflecteur CEP, les diagrammes de rayonnement de l'antenne sinueuse sont stables sur toute la bande d'intérêt, et le niveau de la composante croisée est faible.



Figure III.67 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm.



Figure III.68 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm.



Figure III.69 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm.



Figure III.70 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm.

L'ouverture angulaire à mi-puissance des diagrammes de rayonnement représentée sur la Figure III.71 confirme ce que montrent les cartographies, c'est-à-dire que les diagrammes de la composante principale ne sont pas déformés par la présence du réflecteur CEP, contrairement à l'antenne spirale d'Archimède. Dans les deux plans considérés, l'ouverture angulaire à mi-puissance varie entre 54° et 82° entre 1 GHz et 5.5 GHz. Lorsque la fréquence est proche de f_{coupure} l'angle d'ouverture s'élargit.



Figure III.71 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 2 0mm.

Avec cette première simulation, nous constatons que la bande d'intérêt définie par les relations de la partie III-3.1.1, est aussi compatible avec une antenne large bande bidirectionnelle à polarisation linéaire. La présence d'un réflecteur ayant une impédance de surface nulle favorise sa désadaptation. Mais cela n'affecte pas la bande d'intérêt, nous observons juste une oscillation du gain dans le début de la bande.

Dans la partie suivante, nous réduisons la distance (h) entre l'antenne sinueuse et le réflecteur CEP pour vérifier si cela induit simplement un déplacement de la bande d'intérêt comme pour le cas de l'antenne spirale d'Archimède.

III-5.3.2 Antenne sinueuse au-dessus d'un CEP pour h = 15 mm

À présent, la distance entre l'antenne et le réflecteur CEP est de 15mm. La Figure III.72 représente sur l'échelle de gauche le gain réalisé de la composante principale de l'antenne en espace libre et au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm. Sur l'échelle de droite est représentée la différence de phase ϕ_R (III.21).

D'après la partie III-3.1.1 et en utilisant l'approximation de la source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur CEP infini, nous avons $f_{min} = c/12h = 1.66 \text{ GHz}$ ($\phi_R = +120^\circ$) et $f_{max} = 5f_{min} = 8.33 \text{ GHz}$ ($\phi_R = -120^\circ$), i.e. une bande d'intérêt relative égale à 5:1.

Sur la Figure III.72, le gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne sinueuse au-dessus du réflecteur CEP est strictement supérieur au gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne sinueuse en espace libre de f_{min} = 1.65 GHz (h = $\lambda/12.1$) à f_{max} = 8.8 GHz (h = $\lambda/2.3$), ce qui correspond à une bande d'intérêt relative égale à 5.3:1. Pour h = 15 mm le passage de ϕ_R par la valeur ±180° a lieu à f_{coupure} = 10 GHz ($\lambda_{10GHz}/2 = 15$ mm), ce qui conduit à une chute brutale du gain réalisé de la composante principale dans l'axe de l'antenne.



Figure III.72 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 15 mm.

Comme pour le cas où h = 20 mm l'adaptation de l'antenne sinueuse est fortement dégradée par la présence du réflecteur CEP, comme le montre la Figure III.73. Le module du coefficient de réflexion est strictement supérieur à -5 dB jusqu'à 2.2 GHz, et il devient strictement inférieur à -5 dB après 3.2 GHz. L'allure de la courbe d'adaptation de l'antenne sinueuse oscille beaucoup, ceci explique les variations du gain réalisé de la composante principale dans l'axe entre 1 GHz et 4 GHz.



Figure III.73 - Adaptation de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm (Normalisée $Z_{in} = 270\Omega$).

D'après l'abaque de Smith de la Figure III.74, nous constatons que plus l'antenne est proche du réflecteur CEP et plus l'impédance d'entrée de l'antenne varie.



Figure III.74 - Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm (Normalisée à Z_{in} = 270 Ω).

La Figure III.75 représente le gain de l'antenne sans les pertes par désadaptation. Nous notons que dans ce cas la bande d'intérêt est aussi plus grande, car elle est comprise en 1 GHz et 9 GHz.



Figure III.75 - Gain dans l'axe de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm.

Bien que le module du coefficient de réflexion de l'antenne soit strictement supérieur à -10 dB jusqu'à 4.2 GHz (ce qui impose une diminution du gain de la composante principale), le découplage de la composante croisée (cf. Figure III.76) reste supérieur à 12 dB de 1 GHz à 10 GHz.



Figure III.76 - Découplage de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm.

D'après les cartographies de la Figure III.77 et de la Figure III.78, nous constatons que, sur la bande d'intérêt, les diagrammes de la composante principale sont stables, il n'y a pas de variations sur l'ouverture du diagramme, tout comme les diagrammes de l'antenne sinueuse en espace libre.



Figure III.77 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm.



Figure III.78 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm.



Figure III.79 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm.



Figure III.80 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm.

L'ouverture angulaire à mi-puissance des diagrammes de rayonnement représentée sur la Figure III.81 est assez stable, car elle varie entre 55° et 110° entre 1 GHz et 8.8 GHz dans les deux plans considérés.



Figure III.81 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h =15 mm.

III-5.3.3 Synthèse

Le Tableau III.6 compare les bandes d'intérêts calculées en considérant une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique, et les bandes d'intérêts simulées avec une antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP.

Élément rayonnant	h (mm)	f _{min} (GHz)	f _{max} (GHz)	BP	$\lambda_{f_{\min}}/h$	$\lambda_{f_{max}}/h$	f _{coupure} (GHz)
Source d'ondes planes	15	1.66	8.33	5:1	12	2.4	10
Sinueuse	15	1.65	8.8	5.3:1	12.1	2.3	10
Source d'ondes planes	20	1.25	6.25	5:1	12	2.4	7.5
Sinueuse	20	1.3	6.8	5.2:1	11.5	2.2	7.5

Tableau III.6 - Comparaison entre les valeurs théoriques et simulées pour un réflecteur CEP.

Ces résultats montrent que les formules du paragraphe III-3.1.1 utilisées pour définir la bande d'intérêt et la fréquence de coupure sont valides pour une antenne spirale d'Archimède et pour une antenne sinueuse. Il y a bien déplacement de la bande d'intérêt vers des fréquences plus hautes lorsque la distance entre l'antenne et le réflecteur diminue.

Dans la suite, nous allons étudier le comportement de la même antenne placée au-dessus d'un réflecteur CMP.

III-5.4 Antenne sinueuse simple polarisation au-dessus d'un réflecteur CMP

La configuration est toujours celle représentée par la Figure III.61. L'impédance de surface est maintenant égale à Zs = 10e10 Ω/\Box . Nous allons présenter la même étude que pour l'antenne spirale d'Archimède, c'est-à-dire une distance égale à h = 10 mm et 5 mm, afin de vérifier si la fréquence maximale définie par l'équation (III.32) existe et si elle augmente quand la distance entre l'antenne et le réflecteur (h) diminue.





Figure III.82 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 10 mm.

La Figure III.82 représente sur l'échelle de gauche le gain réalisé de la composante principale (Co-Polar) dans l'axe radioélectrique de l'antenne, en espace libre et au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm. Sur l'échelle de droite est représentée la différence de phase ϕ_R (III.21).

Nous considérons $f_{min} = 1 \text{ GHz}$ (fréquence minimum de l'antenne sinueuse). D'après le paragraphe III-3.1.2 et en utilisant l'approximation de la source d'ondes planes bidirectionnelle à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur CMP infini, nous avons $f_{max} = c/6h = 5 \text{ GHz}$ ($\phi_R = -120^\circ$), c'est-à-dire une bande d'intérêt relative égale à 5:1. La fréquence de coupure a lieu pour $\phi_R = \pm 180^\circ$, avec $f_{coupure} = c/4h = 7.5 \text{ GHz}$.

D'après la Figure III.82, le gain réalisé de la composante principale de l'antenne sinueuse audessus du réflecteur CMP devient inférieur à celui de l'antenne sinueuse en espace libre pour $f_{max} = 5.5$ GHz ($\lambda/5.5$), soit une bande d'intérêt relative égale à 5.5:1. La chute brutale du gain a bien lieu à 7.5 GHz.

Le module du coefficient de réflexion de l'antenne sinueuse au-dessus du réflecteur CMP représenté sur la Figure III.83, est ponctuellement supérieur à -10 dB entre 1 GHz et 3.2 GHz. Après 3.2GHz il est strictement supérieur à -10 dB. La courbe d'adaptation suit une pente ascendante en

fonction de la fréquence, c'est-à-dire que plus le rapport h/λ augmente et plus la désadaptation de l'antenne est importante. Ce qui est dû au fait que ϕ_R augmente quand la fréquence augmente.



Figure III.83 - Adaptation de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm (Normalisée à Z_{in} = 270 Ω).

L'abaque de Smith de la Figure III.83, montre que l'impédance d'entrée de l'antenne sinueuse placée 10 mm au-dessus du réflecteur CMP, varie beaucoup, ce n'est pas simplement un décalage de l'impédance.



Figure III.84 - Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10mm (Normalisée à $Z_{in} = 270 \ \Omega$).

Néanmoins, le découplage de la composante croisée représenté sur la Figure III.85 est supérieur à 15 dB de 1 GHz à 7.5 GHz.



Figure III.85 - Découplage de la polarisation croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10mm.

Ceci est aussi visible sur les cartographies des Figure III.86 et Figure III.87, nous observons que le niveau de la composante croisée est inférieur à -15 dB de 1 GHz à 7.5 GHz. Les diagrammes de rayonnement de la composante principale ne subissent aucune déformation sur toute la bande d'intérêt, tout comme le cas de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP, mais avec un réflecteur CMP le niveau de la composante croisée est plus faible (-15 dB maximum).



Figure III.86 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm.



Figure III.87 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm.



Figure III.88 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm.



Figure III.89 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm.

176

L'ouverture angulaire à mi-puissance des diagrammes de rayonnement représentée sur la Figure III.90 est moins stable que le cas d'un réflecteur CEP, car elle varie entre 62° et 108° entre 1 GHz et 5.5 GHz, dans les deux plans considérés.



Figure III.90 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm.

Cette simulation a permis de constater que la fréquence $f_{max} = c/6h$ calculée à partir d'une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique existe, mais la valeur trouvée en simulation (5.5 GHz) est décalée de 10 %. La valeur de la fréquence de coupure ($f_{max} = c/4h = 7.5$ GHz) a aussi été retrouvée, et les valeurs théorique et simulée correspondent.

À présent, nous réduisons la distance (h = 5 mm) entre l'antenne sinueuse et le réflecteur CMP pour vérifier si la bande d'intérêt augmente comme défini dans le paragraphe III-3.1.2.

III-5.4.2 Antenne sinueuse au-dessus d'un CMP pour h = 5 mm

La Figure III.91 représente sur l'échelle de gauche le gain réalisé de la composante principale (Co-Polar) dans l'axe radioélectrique de l'antenne en espace libre et au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm. Sur l'échelle de droite est représentée la différence de phase ϕ_R (III.21). Nous considérons toujours $f_{min} = 1$ GHz.

D'après le paragraphe III-3.1.2 et en utilisant l'approximation de la source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur CMP infini, nous avons $f_{max} = c/6h = 10 \text{ GHz}$ ($\phi_R = -120^\circ$), c'est-à-dire une bande d'intérêt relative égale à 10:1. La fréquence de coupure doit avoir lieu pour $\phi_R = \pm 180^\circ$, c'est-à-dire $f_{coupure} = c/4h = 15 \text{ GHz}$, non visible ici, car l'antenne est dimensionnée pour fonctionner jusqu'à 10 GHz.

D'après la Figure III.91, le gain réalisé de la composante principale de l'antenne sinueuse audessus du réflecteur CMP n'est jamais inférieur à celui de l'antenne sinueuse en espace libre sur toute la bande considérée. Nous pouvons dire que la bande d'intérêt est égale à 10:1 avec $f_{max} = 10$ GHz (fréquence maximum de l'antenne). La fréquence de coupure n'est pas visible, car elle doit avoir lieu à 15 GHz.


Figure III.91 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 5 mm.

Le module du coefficient de réflexion de l'antenne sinueuse au-dessus du réflecteur CMP représentée sur la Figure III.92, est ponctuellement supérieur à -10 dB entre 1 GHz et 4.3 GHz. Après 4.5 GHz il est majoritairement supérieur à -10 dB. Ici aussi l'adaptation se dégrade lorsque le rapport h/λ augmente.



Figure III.92 - Adaptation de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5mm (Normalisée à Z_{in} = 270 Ω).

Sur l'abaque de Smith de la Figure III.93, l'impédance d'entrée de l'antenne sinueuse placée 5 mm au-dessus du réflecteur CMP, varie moins que dans le cas où h = 10 mm, comme nous l'attendions. Plus l'antenne est proche du réflecteur CMP et plus l'impédance d'entrée est stable.



Figure III.93 - Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5mm (Normalisée à $Z_{in} = 270 \Omega$).

Le découplage de la composante croisée représenté sur la Figure III.94 est supérieur à 15 dB de 1 GHz à 8.5 GHz.



Figure III.94 - Découplage de la polarisation croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.

Nous constatons d'après la Figure III.95 et la Figure III.96 que les diagrammes de rayonnement de la composante principale ne sont pas déformés sur toute la bande d'intérêt, i.e. 1 GHz - 10 GHz. Sur les cartographies des Figure III.97 et Figure III.98 nous constatons que le niveau de la composante croisée est très faible, inférieur à -15 dB.



Figure III.95 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.



Figure III.96 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.



Figure III.97 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.



Figure III.98 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.

L'ouverture angulaire à mi-puissance des diagrammes de rayonnement représentée sur la Figure III.99 est assez stable sur toute la bande considérée, elle varie de varie entre 60° et 110°, dans les deux plans considérés.



Figure III.99 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.

Le Tableau III.7 compare les différents résultats entre les valeurs calculées en considérant une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur CMP infini, et ceux simulés avec une antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP de dimensions finies pour h = 5 mm et 10 mm.

	h (mm)	f _{min} (GHz)	f _{max} (GHz)	BP	$\lambda_{f_{\min}}\!/\!h$	$\lambda_{f_{max}'} h$	f _{coupure} (GHz)
Source d'ondes plane	5	1	10	10:1	60	6	15
Sinueuse	5	1	10	10:1	60	6	-
Source d'ondes plane	10	1	5	5:1	30	6	7.5
Sinueuse	10	1	5.5	5.5:1	30	5.5	7.5

Tableau III.7 - Comparaison entre les valeurs théoriques et simulées pour un réflecteur CMP.

Le tableau ci-dessus, montre un bon accord entre les valeurs théoriques et simulées.

III-5.5 Synthèse

Le Tableau III.8 regroupe les quatre configurations présentées, c'est-à-dire l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm ou 20 mm, et d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm ou 10 mm. Avec ΔG la différence de gain réalisé dans la bande d'intérêt entre l'antenne sinueuse audessus d'un réflecteur et l'antenne sinueuse en espace libre.

Fréquences	Réflecteur CEP h = 15 mm	Réflecteur CEP h = 20 mm	Réflecteur CMP h = 5 mm	Réflecteur CMP h = 10 mm
$\Delta \mathbf{G} > 0$	1.6 GHz - 8.8 GHz	1.3 GHz - 6.8 GHz	1 GHz - 10 GHz	1 GHz - 5.5 GHz
$\phi_{\rm R}$ = +120°	1.66 GHz	1.25 GHz	-	-
$\phi_{\rm R}$ = -120°	8.33 GHz	6.25 GHz	10 GHz	5 GHz
$\Delta \mathbf{G}_{\mathbf{max}}$	3.5 GHz	3.4 GHz	1.3 GHz	1.3 GHz
$\phi_{\rm R} = 0^\circ$	5 GHz	3.75 GHz	0 GHz	0 GHz
$\Delta \mathbf{G}_{\min}$	10 GHz	7.5 GHz	-	7.5 GHz
$\phi_{\rm R} = \pm 180^\circ$	10 GHz	7.5 GHz	15 GHz	7.5 GHz



Nous notons la correspondance entre les valeurs théoriques (ϕ_R) calculées à partir des équations du paragraphe III-3, en considérant une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur parfait et infini, et les valeurs simulées (ΔG) avec l'antenne sinueuse placée au-dessus d'un réflecteur parfait de dimensions finies.

III-5.6 Conclusion

Cette partie a permis de mettre en évidence la bonne adéquation entre la formulation théorique de la bande d'intérêt d'une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur parfait et infini, et les simulations de l'antenne sinueuse placée au-dessus d'un réflecteur parfait de dimension finie.

La bande d'intérêt définie à partir du principe des interférences constructives $(-120^{\circ} \le \phi_R \le +120)$ s'applique correctement à une antenne sinueuse. Contrairement à l'antenne spirale d'Archimède, l'antenne sinueuse subit une importante désadaptation lorsqu'elle est placée audessus d'un réflecteur. Mais par contre dans la bande d'intérêt les diagrammes reste identiques à ceux de l'antenne en espace libre, et le niveau de polarisation croisée est très faible.

Dans la partie suivante, nous présentons des mesures de l'antenne spirale d'Archimède et de l'antenne sinueuse associées à un réflecteur métallique afin de confirmer les résultats calculés et simulés.

III-6 Validation expérimentale avec l'antenne spirale d'Archimède

III-6.1 Géométrie de l'antenne spirale d'Archimède

Une antenne spirale d'Archimède à deux brins a été réalisée pour fonctionner de 1 GHz à 10 GHz. Les diamètres interne et externe de l'antenne sont respectivement $D_{in} = 3.4$ mm et $D_{ext} = 305$ mm. La largeur des pistes (w) et l'espace entre elles (s) valent w = s = 1.25 mm. L'antenne est imprimée sur un substrat DiClad880[®] ayant un diamètre de 340 mm, une épaisseur h_{sub} = 1.57 mm, une permittivité relative $\varepsilon_r = 2.2$ et un facteur de dissipation tan δ = 9e-4 à 10 GHz.

L'antenne étant auto-complémentaire, son impédance de normalisation est $Z_{in} = 188 \ \Omega$. Elle est alimentée par son centre par un balun¹¹ large bande progressif. Le balun est imprimé sur le même substrat que celui de l'antenne spirale d'Archimède, et ces dimensions sont 300 mm x 60 mm.



Figure III.100 - (a) Antenne spirale d'Archimède et faces du balun progressif (b).

Le sens de rotation des pistes implique que la composante principale de l'antenne (polarisation rayonnée dans l'axe radioélectrique de l'antenne z > 0) est une polarisation circulaire droite ou RHCP. Par définition, la composante croisée de l'antenne est une polarisation circulaire gauche ou LHCP.

III-6.2 Configurations mesurées

L'espace entre le réflecteur métallique et l'antenne est réalisé avec quatre cubes de Plexiglas de largeur 25 mm, placés aux extrémités du substrat de l'antenne, ce qui est représenté sur la Figure III.101. Nous avons considéré deux épaisseurs de cubes $h_{cube} = 15$ mm ou 20 mm. Mais il faut aussi tenir compte de l'épaisseur du substrat (h_{sub}), car le phénomène d'interférences constructives est défini dans le plan de l'antenne, cela donne comme épaisseur totale $h_t = h_{sub} + h_{cube} = 16.57$ mm ou 21.57 mm. Le diamètre du réflecteur métallique est de 340 mm.



Figure III.101 - Antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur métallique.

¹¹ BALanced to UNbalanced

Le plan de coupe de la Figure III.102, représente la disposition de chaque élément. Il est important de noter qu'aucun absorbant électromagnétique n'est placé entre l'antenne et le réflecteur métallique.



Figure III.102 - Plan de coupe de l'antenne spirale au-dessus du réflecteur métallique.

L'antenne spirale associée au réflecteur métallique et le balun sont assemblés et placés dans une cavité métallique représentée sur la Figure III.103. Pour la mesure, l'ensemble est placé sur deux trépieds, un premier où l'antenne est vissée et le deuxième sert à aligner le centre de l'antenne avec l'antenne cornet de référence utilisée pour la mesure.



Figure III.103 - Assemblage complet de l'antenne spirale d'Archimède et du balun.

Un absorbant souple de type muRata EA300[®] (cf. annexe p.319) est placé entre l'antenne et la cavité métallique pour deux raisons, tout d'abord pour éviter le contact entre les pistes de l'antenne et la cavité métallique, mais aussi pour absorber les courants à l'extrémité des pistes de l'antenne [13].

III-6.3 Résultats de mesures

Nous présentons les résultats des deux configurations citées précédemment. Pour comparer les résultats de mesures, la même antenne a été simulée, en espace libre et au-dessus d'un réflecteur métallique. En simulation, l'absorbant, les cubes de Plexiglas et le balun ne sont pas considérés.

III-6.3.1 Adaptation de l'antenne

Les deux figures ci-dessous représentent l'adaptation de l'antenne spirale d'Archimède pour $h_t = 21.57$ mm et 16.57 mm. Nous constatons que pour la simulation de l'antenne au-dessus du réflecteur métallique l'adaptation est dégradée comme dans le paragraphe III-4.3. Mais en mesure, l'adaptation reste inférieure à -13 dB de 1 GHz à 10 GHz, pour les deux cas mesurés, car les courants en bout de brin sont absorbés.



Figure III.104 - Adaptation pour $h_t = 21.57$ mm.

En simulation plus le réflecteur est proche de l'antenne spirale d'Archimède et plus l'adaptation de l'antenne est dégradée sur une large bande. Nous constatons qu'en mesure l'adaptation ne varie pas beaucoup en fonction de la distance entre l'antenne spirale d'Archimède et le réflecteur métallique.



Figure III.105 - Adaptation pour h_t = 16.57 mm.

III-6.3.2 Gain de l'antenne

Pour comparer les résultats théoriques, simulés et mesurés, nous représentons la différence de phase ϕ_R en tenant compte du substrat de l'antenne, c'est-à-dire que dans l'équation (III.21), il faut considérer k_{eff}à la place de k₀, avec :

(III.33)
$$k_{eff} = 2\pi/\lambda_{eff}$$

(III.34) $\lambda_{eff} = \lambda_0/\sqrt{\varepsilon_{r,eff}}$

Il est possible de déterminer la valeur de la permittivité effective, en fonction des différentes permittivités des milieux et de leurs épaisseurs [14]. Dans notre cas il est plus simple d'utiliser la

méthode de la phase réfléchie ou RPM¹², méthode présentée dans le chapitre I, en prenant comme plan de référence la surface du substrat (plan de l'antenne). Ceci permet de déterminer l'évolution de la différence de phase en fonction de la fréquence. Cette méthode consiste aussi à considérer une source d'ondes planes avec une incidence normale.

Pour le cas $h_t = 21.57$ mm, Figure III.106, la simulation de l'antenne spirale au-dessus du réflecteur métallique présente une bande d'intérêt qui commence à 1 GHz et s'arrête à 5.3 GHz, i.e. une bande relative de 5.3:1. La bande d'intérêt définie en considérant une source d'ondes planes est comprise entre 1.1 GHz et 5.6 GHz, c'est-à-dire une bande relative de 5:1. Nous ne disposons pas de mesure de référence pour comparer le gain réalisé de la spirale sur le réflecteur métallique par rapport au gain réalisé de l'antenne sur cavité absorbante [15]. Cependant, l'allure de la courbe du gain réalisé de la mesure de l'antenne spirale au-dessus du réflecteur métallique suit la courbe de gain de la simulation de la même configuration.



Figure III.106 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour ht = 21.57 mm.

Pour le cas $h_t = 16.57$ mm, Figure III.107, la simulation de l'antenne spirale au-dessus du réflecteur métallique présente une bande d'intérêt qui commence à 1.5 GHz et s'arrête à 7 GHz, soit une bande relative de 4.7:1. La bande d'intérêt définie considérant une source d'ondes planes est comprise entre 1.47 GHz et 7.2 GHz, soit une bande relative de 4.9:1. Comme pour le cas précédent, l'allure de la courbe du gain réalisé de la mesure de l'antenne spirale au-dessus du réflecteur métallique suit la courbe de gain réalisé de la simulation de la même configuration.



Figure III.107 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour ht = 16.57 mm.

Il est intéressant de noter que la bande d'intérêt théorique diminue lorsque la distance entre l'antenne et le réflecteur diminue, ce qui signifie que la valeur k_{eff} change quand la distance h_t change. Ceci est logique, car la longueur électrique diminue à cause de l'influence du substrat qui devient plus importante lorsque h_{cube} diminue.

Malgré l'écart de gain entre 1 GHz et 2 GHz, qui est probablement dû à l'absorbant présent à l'extrémité de la spirale en mesure, on peut affirmer que les mesures valident les simulations et par conséquent valident l'approche analytique présentée dans ce chapitre. La méthode consistant à considérer des interférences constructives dans le plan de l'antenne pour définir la bande d'intérêt est valide, et confirmée par les mesures.

III-6.3.3 Taux d'ellipticité de l'antenne

Nous avons vu en simulation que le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède audessus d'un réflecteur métallique est fortement dégradé dans le début de la bande d'intérêt (cf. paragraphe III-4.3). En mesure, pour le cas $h_t = 21.57$ mm le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB de 1 GHz à 7 GHz, c'est à dire jusqu'au passage de ϕ_R par la valeur ±180°.



Figure III.108 - Taux d'ellipticité pour $h_t = 21.57$ mm.

Pour $h_t = 16.57$ mm le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB de 1 GHz à 9.15 GHz avec un petite remontée à 1.4 GHz (3.3 dB). Le taux d'ellipticité est fortement dégradé quand la fréquence est proche de la fréquence de coupure soit 9GHz ($\phi_R = \pm 180^\circ$).



Figure III.109 - Taux d'ellipticité pour h_t = 16.57 mm.

Nous constatons qu'en mesure le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur métallique est inférieur à 3 dB de la fréquence minimale de fonctionnement de l'antenne (1 GHz), jusqu'à la fréquence de coupure qui a lieu pour $h_t = \lambda_{eff}/2$.

III-6.3.4 Synthèse

Le Tableau III.9 compare les bandes d'intérêts obtenues grâce à la formule analytique en utilisant la RPM, et les bandes d'intérêts simulées avec l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur métallique. Pour les deux cas considérés, l'erreur entre les résultats analytiques et simulée est de 4 %. Ceci signifie que la courbe de la Figure III.8 peut servir d'outil de dimensionnement, car elle permet d'estimer la distance entre l'antenne et le réflecteur en fonction de la fréquence et du gain désirés.

	h _t (mm)	f _{min} (GHz)	f _{max} (GHz)	BP	$\lambda_{f_{\min}}/_{ht}$	$\lambda_{f_{max}'} h_t$	f _{coupure} (GHz)
Source d'ondes planes	16 57	1.47	7.2	4.9:1	12.3	2.5	9.24
Spirale d'Archimède	10.37	1.5	7	4.7:1	12	2.6	9
Source d'ondes planes	21.57	1.1	5.6	5.1:1	12.6	2.5	6.9
Spirale d'Archimède	21.37	1	5.3	5.3:1	13.9	2.6	6.9

Tableau III.9 - Co	mparaison calcul	analytique -	simulation	(spirale d'A	Archimède).
--------------------	------------------	--------------	------------	--------------	-------------

III-6.4 Rétros simulations

Afin d'expliquer les écarts entre les résultats des simulations et des mesures, principalement sur le module du coefficient de réflexion et sur le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur métallique, nous avons effectué des rétros simulations dans lesquelles nous avons considéré la couronne d'absorbant modélisée à partir des données du fabricant (muRata) représentées sur la Figure III.110 (cf. annexe p.319). Nous utilisons un modèle polynomial du 2nd ordre calculé grâce au logiciel CST MWS pour approcher les courbes du fabricant, représenté sur la Figure III.111.

La Figure III.112 représente le modèle simulé de l'antenne spirale d'Archimède avec la couronne d'absorbant. Les diamètres externe et interne de la couronne d'absorbant sont respectivement 340 mm et 285 mm, et son épaisseur est de 2.5 mm. L'antenne spirale d'Archimède, le substrat et le réflecteur CEP sont identiques aux paragraphes III-6.1et III-6.2.



Figure III.110 - Données du constructeur (μ ' et μ '').



Figure III.111 - Modèle du 2^{nd} ordre calculé avec CST MWS ($\mu^{`}$ et $\mu^{``}).$



Figure III.112 - Spirale d'Archimède avec couronne d'absorbant au-dessus d'un réflecteur métallique.

Nous allons comparer les résultats des deux configurations ($h_t = 21.57$ mm et 16.57 mm), afin de visualiser l'effet de la couronne d'absorbant sur les performances de l'antenne spirale d'Archimède. Il faut cependant preciser que les mesures sont réalisées avec un balun et que pour des raisons de temps de calcul, la simulation est effectuée avec un port discret.

III-6.4.1 Adaptation de l'antenne avec la couronne d'absorbant

Les deux figures ci-dessous représentent l'adaptation de l'antenne spirale d'Archimède pour $h_t = 21.57$ mm et 16.57 mm avec la couronne d'absorbant. Nous constatons que la présence de la couronne d'absorbant en simulation permet de faire disparaître la désadaptation présente en début de bande, pour les deux cas considérés. Effet le module du coefficient de réflexion reste inférieur à -13 dB de 1 GHz à 10 GHz, il est quasiment identique à celui de l'antenne spirale en espace libre. La présence de la couronne d'absorbant permet donc d'absorber les courants en bout de brin (lorsque l'antenne est en présence d'un réflecteur métallique) qui sont à l'origine de la désadaptation de l'antenne (courbe rouge pointillé).



Figure III.113 - Adaptation avec la couronne d'absorbant pour $h_t = 21.57$ mm.



Figure III.114 - Adaptation avec la couronne d'absorbant pour h_t = 16.57 mm.

III-6.4.2 Gain de l'antenne avec la couronne d'absorbant

Les deux figures ci-dessous représentent le gain réalisé dans l'axe de l'antenne spirale d'Archimède pour $h_t = 21.57$ mm et 16.57 mm et avec la couronne d'absorbant. La présence de la couronne d'absorbant permet de diminuer les variations du gain dans l'axe de l'antenne spirale audessus du réflecteur métallique entre 1 GHz et 2 GHz, sans modifier les bandes d'intérêts données dans le Tableau III.9.



Figure III.115 - Gain réalisé dans l'axe avec la couronne d'absorbant pour ht = 21.57 mm.



Figure III.116 - Gain réalisé dans l'axe avec la couronne d'absorbant pour ht = 16.57 mm.

III-6.4.3 Taux d'ellipticité de l'antenne avec la couronne d'absorbant

Nous avons constaté que la présence de la couronne d'absorbant permet d'absorber les courants en bout de brin. Ce qui signifie qu'il n'y a pas ou peu de courant qui circule de l'extérieur de l'antenne vers le centre de l'antenne, ce qui contribue à diminuer le niveau de la polarisation croissée. Car sur une antenne spirale d'Archimède la polarisation croisée est principalement dûe à des courants circulant dans le sens inverse.

Les figures ci-dessous montrent que le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède avec la couronne d'absorbant placée au-dessus d'un réflecteur métallique reste inférieur à 1 dB sur les bandes d'intérêts données dans le Tableau III.9.

Les rétros simulations effectuées ont montré qu'en modélisant la couronne d'absorbant présente sur le prototype, ont confirmé l'amélioration des performances de l'antenne spirale d'Archimède par rapport à ceux du paragraphe III-6.3, et d'expliquer une partie des écarts entre les simulations et les mesures. Les autres écarts sont liés au fait que la simulation ne prend pas en compte la présence du balun.



Figure III.117 - Taux d'ellipticité avec la couronne d'absorbant pour h_t = 21.57 mm.



Figure III.118 - Taux d'ellipticité avec la couronne d'absorbant pour h_t = 16.57 mm.

III-7 Validation expérimentale avec l'antenne sinueuse

III-7.1 Géométrie de l'antenne sinueuse

Une antenne sinueuse simple polarisation (deux brins) a été réalisée pour fonctionner de 1 GHz à 5.5 GHz. Les diamètres interne et externe de l'antenne sont respectivement D_{in} = 305 mm et D_{ext} = 10 mm. L'antenne est imprimée sur un substrat DiClad880[®] ayant un diamètre de 340 mm, une épaisseur h_{sub} = 1.57 mm, une permittivité relative ϵ_r = 2.2 et un facteur de dissipation tan δ = 9e-4 à 10 GHz.

L'impédance de normalisation de l'antenne est $Z_{in} = 270 \ \Omega$. Elle est alimentée en son centre par un balun large bande progressif. Le balun est imprimé sur le même substrat que celui de l'antenne sinueuse, et ses dimensions sont 300 mm x 60 mm.

III-7.2 Configuration messurée

Comme dans le paragraphe III-6.2, l'espace entre le réflecteur et l'antenne est réalisé avec quatre cubes de Plexiglas de largeur 25 mm, placés aux extrémités du substrat de l'antenne, comme représenté sur la Figure III.119. Nous avons considéré qu'une seule épaisseur de cubes $h_{cube} = 20$ mm. En effet l'antenne sinueuse étant dimensionnée pour fonctionner de 1 GHz à 5.5 GHz, il n'est pas intéressant de faire une mesure avec $h_{cube} = 15$ mm, car la bande d'intérêt s'étend largement après 5.5 GHz (cf. Tableau III.6). La Figure III.119 représente l'antenne sinueuse au-dessus du réflecteur métallique avec $h_t = 21.57$ mm, le diamètre du réflecteur est toujours de 340 mm.



Figure III.119 - Antenne sinueuse au-dessus du reflecteur métallique.



Figure III.120 - Assemblage complet de l'antenne sinueuse et du balun.

L'antenne sinueuse associée au réflecteur métallique et le balun sont assemblés et placés dans une cavité métallique représentée sur la Figure III.120. L'absorbant souple de type muRata EA300[®] (cf. annexe p.319) est placé entre l'antenne et la cavité métallique, pour éviter le contact entre les pistes de l'antenne et la cavité métallique.

III-7.3 Résultats de mesure

Nous présentons les résultats pour $h_t = 21.57$ mm. Pour comparer les résultats de mesure, la même antenne a été simulée, en espace libre et au-dessus du réflecteur métallique. En simulation, les cubes de Plexiglass et le balun ne sont pas pris en compte, mais nous considérons la couronne d'absorbant comme dans le paragraphe III-6.4.

III-7.3.1 Adaptation de l'antenne

La Figure III.121 représente l'adaptation de l'antenne sinueuse au-dessus du réflecteur métallique. Comme constaté dans le paragraphe III-5.3.1, l'antenne subit une forte désadaptation entre 1 GHz et 2.75 GHz, en simulation comme en mesure. Après 2.75 GHz le module du coefficient de réflexion est majoritairement inférieur à -10 dB. La couronne d'absorbant n'apporte aucune amélioration, car pour l'antenne sinueuse la désadaptation est dûe au retour des courants causés par les

différents points de rebroussement, comme expliqué dans le paragraphe III-5.3.1. Le module du coefficient de l'antenne sinueuse en espace libre ou au-dessus du réflecteur métallique remonte après 5.5 GHz, ce qui correspond à la fréquence de coupure haute de l'antenne sinueuse.



Figure III.121 - Adaptation pour $h_t = 21.57$ mm.

III-7.3.2 Gain de l'antenne

La Figure III.122 représente le gain réalisé dans l'axe radioélectrique de l'antenne sinueuse ainsi que la différence de phase ϕ_R en considérant une source d'ondes planes avec une incidence normale ainsi que le substrat de l'antenne. La simulation de l'antenne sinueuse au-dessus du réflecteur métallique avec ou sans couronne d'absorbant commence à 1 GHz et s'arrête à 5.4 GHz, soit une bande relative de 5.4:1. La bande d'intérêt définie à partir de la source d'ondes planes est comprise entre 1.1 GHz et 5.6 GHz, i.e. une bande relative de 5:1.





Nous constatons que comme dans le paragraphe III-6.3.2 il y a un écart entre la simulation et la mesure de 1 GHz à 1.8 GHz.

III-7.3.3 Découplage de la composante croisée

Le découplage de la polarisation croisée de l'antenne sinueuse au-dessus du réflecteur métallique représenté sur la Figure III.123, est majoritairement supérieur à 10 dB sur la bande d'intérêt en simulation et en mesure.



Figure III.123 - Découplage de la polarisation croisée pour h_t = 21.57 mm.

Il y a un important écart entre la simulation et la mesure à 1.55 GHz, à cette fréquence le découplage de la polarisation croisée descend à 6 dB en mesure.

III-7.3.4 Synthèse

Le tableau Tableau III.10 regroupe les bandes d'intérêts calculée et simulée.

	ht (mm)	f _{min} (GHz)	f _{max} (GHz)	BP	$\lambda_{f_{min}}/h_t$	$\lambda_{f_{max}}\!/h_t$
Source d'ondes planes	21.57	1.1	5.6	5.1:1	12.6	2.5
Sinueuse	21.37	1	5.4	5.4:1	13.9	2.6

 Tableau III.10 - Comparaison calcul analytique - simulation (sinueuse).

La mesure de l'antenne sinueuse placée au-dessus du réflecteur métallique montre un assez bon accord avec la simulation, ce qui permet de dire que notre approche théorique fonctionne pour différents types de polarisation.

III-8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons dans un premier temps défini le phénomène d'interférences constructives à partir d'une simple expression analytique, qui consiste à considérer que les interférences entre deux vecteurs sont constructives quand l'angle entre ces deux vecteurs (ϕ_R) est compris entre ±120°.

Dans un deuxième temps, le changement du sens de rotation d'une onde à polarisation elliptique après réflexion sur un conducteur électrique ou magnétique parfait et infini a été démontrée en utilisant les relations de continuités [2] & [3].

Nous avons utilisé cette propriété pour définir la différence de phase (ϕ_R) entre deux ondes électromagnétiques, afin d'appliquer le principe des interférences constructives à la somme de deux

ondes électromagnétiques à polarisation elliptique ayant le même sens de rotation et la même direction de propagation. Les deux ondes électromagnétiques correspondent respectivement à l'onde rayonnée dans la direction normale à la source d'ondes planes bidirectionnelle à polarisation elliptique et l'onde réfléchie par le réflecteur parfait et infini placé sous cette même source.

À partir de la valeur moyenne du vecteur de Poynting de la somme de ces deux ondes électromagnétiques, nous avons pu définir un coefficient (α), permettant de déterminer dans quel intervalle de fréquences, appelé bande d'intérêt, les interférences constructives ont lieu, ce qui correspond à $\alpha \ge 1$.

Ensuite, nous avons étudié la variation de α et ϕ_R , en fonction de la nature du réflecteur (CEP ou CMP) placé sous la source d'ondes planes. Nous avons déterminé que pour un réflecteur CEP $\alpha \ge 1$ quand $-120^\circ \le \phi_R \le +120^\circ$ (cf. Figure III.8). Et pour un réflecteur CMP $\alpha \ge 1$ quand $-120^\circ \le \phi_R \le 0^\circ$ (cf. Figure III.9). Grâce à ces résultats analytiques il est possible de définir une bande d'intérêt pour chaque type de réflecteur, pour un réflecteur CEP, nous avons une BP = 5:1, et pour un réflecteur CMP f_{max} = c/6h.

Pour vérifier les expressions analytiques obtenues nous avons considéré deux antennes bidirectionnelles et larges bandes, une antenne spirale d'Archimède ayant une polarisation circulaire et une antenne sinueuse simple polarisation ayant une polarisation linéaire. Les bandes d'intérêts simulées avec ces deux antennes placées au-dessus d'un réflecteur parfait de dimensions finies correspondent aux résultats théoriques. Mais deux problèmes ont été constatés, le premier est que l'antenne spirale d'Archimède subit une désadaptation en début de bande, qui peut-être corrigé en mesure en plaçant une couronne d'absorbant servant à absorber les courants aux extrémités de l'antenne spirale d'Archimède. Le second qui est plus problématique est que l'antenne sinueuse subit une forte désadaptation ce qui engendre de grandes variations du gain réalisé de la composante principale. Même si le gain est supérieur à celui de l'antenne en espace libre, une mauvaise adaptation peut poser des problèmes aux appareils électroniques placés avant l'antenne sinueuse.

Pour l'antenne spirale d'Archimède les diagrammes de rayonnement sont fortement perturbés par la présence d'un réflecteur (CEP ou CMP), ce qui n'est pas le cas pour l'antenne sinueuse ou les diagrammes de rayonnement ne subissent pas de déformation dans la bande d'intérêt quel que soit le réflecteur utilisé.

L'étude du fonctionnement des ces deux antennes placées au-dessus d'un réflecteurs CEP ou CMP a montré l'utilité d'un réflecteur composé deux types de réflecteurs différents avec une partie CMP en périphérie pour un fonctionnement aux basses fréquences et un réflecteur CEP au centre pour le fonctionnement aux hautes fréquences. Dans le chapitre suivant nous allons étudier quelles peuvent être les limitations d'un tel réflecteur.

Enfin pour finir, nous avons mesuré deux configurations de l'antenne spirale d'Archimède placée au-dessus d'un réflecteur métallique. Les résultats de mesures montrent que les bandes d'intérêts définies à partir des équations existent, ce qui permet de valider notre analyse théorique. En mesure une bonne adaptation ($|S_{11}| \le -10 \text{ dB}$) et un bon taux d'ellipticité (AR $\le 3 \text{ dB}$) ont été constatés sur les bandes d'intérêts mesurées. De plus, des rétros simulations effectuées en considérant la couronne d'absorbant ont permis de réduire les écarts entre les simulations et les mesures.

Une mesure présente sur le prototype de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur métallique a aussi été réalisée, pour démontret que la formulation théorique fonctionne pour tous types de polarisation. La mesure montre un assez bon accord avec la simulation sur le gain dans l'axe de l'antenne, le module du coefficient de réflexion et le niveau de polarisation croisée.

Bibliographie

- [1] M. Grelier, *Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériaux artificiels*, Télécom ParisTech, Thèse de doctorat, 2011.
- [2] C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design, third edition*, John Wiley & Sons, pp. 63-71, 2005.
- [3] D.M. Pozar, *Microwave Engineering third, edition*, John Wiley & Sons, pp. 23-48, 1998
- [4] H. Nakano, K. Nogami, S, Arai, H. Mimaki and J. Yamauchi, "A spiral antenna backed by a conducting plane reflector", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 6, pp. 791-796, jun. 1986.
- [5] A. Bellion and C. Le Meins, "Reseau d'antennes directives multi polarisations large bande", *Brevet N°INPI : FR 2925 771*, déposé le 19.12.08.
- [6] M. Tanabe et Y. Masuda, "Archimedean spiral antenna over a PEC reflector with a thin magnetic sheet", *AWPC*, *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications*, pp.425-428, sept. 2011.
- [7] L. Schreider, Antennes à très large bande passante et de très faible épaisseur Application à l'intégration d'antennes dans des structures de porteurs dans la bande 100MHz-1GHz, Télécom ParisTech, Thèse de doctorat, 2006.
- [8] E. Arnaud, *Contribution à la conception d'antennes B.I.E métalliques à polarisation circulaire alimentées par cornet*, Université de Limoges, Thèse de doctorat, 2010.
- [9] K. Louertani, *Conception d'antennes spirales large bande à alimentation coplanaire pour des applications radar sur dirigeable*, Université Pierre et Marie Curie, Thèse de doctorat, 2010.
- [10] C. Djoma, X. Begaud, A.C. Lepage, S. Mallégol and M. Jousset, "Wideband reflector for Archimedean spiral antenna", *EuCAP*, *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 776-780, mar. 2012.
- [11] Z. Chen and Q. Cao, "Study of a two-arm sinuous antenna and the relevant wideband balun", *ICMMT, International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 1837-1840, apr. 2008.
- [12] M. Buck, J. Burford et D. Filipovic, "Multiband two arm slot sinuous antenna", *APS/URSI*, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp.165-168, 2004.
- [13] H. Nakano, S. Sasaki, H. Oyanagi and J. Yamauchi, "Cavity-backed Archimedean spiral antenna with strip absorber", *IET Microwaves*, *Antennas and Propagation*, vol. 2, no. 7, pp. 725-730, 2008.
- [14] F. Grange, *Matériaux composites pour antenne miniature intégrée*, Université de Rennes 1, Thèse de doctorat, 2010.
- [15] C.M. Seong et D.C. Park, "Design of cavity-backed spiral antennas", *GSMM*, *Global Symposium on Millimeter Waves*, pp. 186-190, 2013.

Chapitre IV Limitation d'un réflecteur évolutif ou multi-périodes

Sommaire

IV-1 IV-2	 Principe du recouvrement des bandes Mise en évidence de l'influence du saut de phase à l'aide d'un réflecteur CEP à 					
	IV-2.1 Géo IV-2.2 Géo	ométrie du réflecteur ométrie de l'antenne spirale d'Archimède	205 206			
	IV-2.2.1 IV-2.2.2 IV-2.2.3	Adaptation de l'antenne Gain de l'antenne Taux d'ellipticité de l'antenne				
IV-3	Études des lin	nitations	208			
	IV-3.1 Ant 120	enne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi^\circ$	_{2.5GHz} = 209			
	IV-3.1.1 IV-3.1.2 IV-3.1.3 IV-3.1.4	Gain de l'antenne Adaptation de l'antenne Rayonnement de l'antenne Conclusion	209 210 210 210 212			
	IV-3.2 Ant 90°	enne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi$	_{2.5GHz} = 213			
	IV-3.2.1 IV-3.2.2 IV-3.2.3 IV-3.2.4	Gain de l'antenne Adaptation de l'antenne Rayonnement de l'antenne Conclusion	213 214 214 214 216			
	IV-3.3 Ant 60°	enne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi$	_{2.5GHz} =			
	IV-3.3.1 IV-3.3.2 IV-3.3.3 IV-3.3.4	Gain de l'antenne Adaptation de l'antenne Rayonnement de l'antenne Conclusion				
	IV-3.4 Ant 30°	enne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi$	_{2.5GHz} =			
	IV-3.4.1 IV-3.4.2 IV-3.4.3	Gain de l'antenne Adaptation de l'antenne Rayonnement de l'antenne				
	IV-3.5 Syn IV-3.6 Cor	thèse clusion	222			
IV-4	Analyse du fo	nctionnement de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflec	teur à 225			
	IV-4.1 Ant	enne spirale d'Archimède en espace libre	226			
			201			

	IV-4 IV-4 IV-4	4.1.1 4.1.2 4.1.3	Zone active de l'antenne à f = 2.5 GHz, pour z = $-h_2$ Zone active de l'antenne à f = 2.5 GHz, pour z = $\lambda_{2.5GHz}/4.5$ Conclusion	. 226 . 227 . 229
	IV-4.2	Ante 120°	nne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GH2}$	_z = . 229
	IV-4 IV-4 IV-4 IV-4	4.2.1 4.2.2 4.2.3 4.2.4 4.2.5	Courants de surface à la fréquence de transition $f = 2.5 \text{ GHz}$ Zone active de l'antenne à la fréquence de transition $f = 2.5 \text{ GHz}$ Courants de surface pour $f_G = 3.6 \text{ GHz}$ Zone active de l'antenne à $f_G = 3.6 \text{ GHz}$ Conclusion	. 229 . 230 . 236 . 236 . 242
	IV-4.3	Ante 90°	nne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz}$	z= . 243
	IV-4 IV-4 IV-4	4.3.1 4.3.2 4.3.3	Courants de surface pour $f_G = 4 \text{ GHz}$ Zone active de l'antenne à $f_G = 4 \text{ GHz}$ Conclusion	. 243 . 244 . 248
	IV-4.4	Ante 60°	nne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GH2}$	_z = . 249
	IV-4 IV-4 IV-4	4.4.1 4.4.2 4.4.3	Courant de surface pour f_G = 4.5 GHz Zone active de l'antenne à f_G = 4.5 GHz Conclusion	. 249 . 249 . 254
	IV-4.5 Ant 30°		nne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GHz}$	z= . 255
	IV-4 IV-4 IV-4	4.5.1 4.5.2 4.5.3	Courants de surface à $f_{\Delta\phi0} = 6 \text{ GHz}$ Zone active de l'antenne à $f_{\Delta\phi0} = 6 \text{ GHz}$ Conclusion	. 255 . 255 . 260
	IV-4.6	Conc	lusion	. 261
IV-5	Validation	n expé	érimentale	. 261
	IV-5.1 IV-5.2 IV-5.3	Géor Conf Gain	nétrie de l'antenne spirale d'Archimède igurations mesurées de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur métallique à	. 261 . 261
		étage	2S	. 262
	IV-5 IV-5 IV-5 IV-5 IV-5 IV-5	5.3.1 5.3.2 5.3.3 5.3.4 5.3.5 5.3.6	$\begin{array}{l} \mbox{Gain de l'antenne pour $h_1 = 30$ mm} (\Delta \varphi_{2.5GHz} = 120^\circ) \hdots \\ \mbox{Gain de l'antenne pour $h_1 = 25$ mm} (\Delta \varphi_{2.5GHz} = 90^\circ) \hdots \\ \mbox{Gain de l'antenne pour $h_1 = 20$ mm} (\Delta \varphi_{2.5GHz} = 60^\circ) \hdots \\ \mbox{Gain de l'antenne pour $h_1 = 15$ mm} (\Delta \varphi_{2.5GHz} = 30^\circ) \hdots \\ \mbox{Gain de l'antenne pour $h_1 = 12.5$ mm} (\Delta \varphi_{2.5GHz} = 15^\circ) \hdots \\ \mbox{Synthèse} \hdots \\ \end{array}$. 262 . 263 . 263 . 264 . 264 . 264
IV-6 Biblio	Conclusic graphie	on		. 265 . 267

Dans le chapitre précédent, nous avons défini la bande de fréquence où le gain d'une antenne plane bidirectionnelle large bande au-dessus d'un réflecteur parfait est supérieur à celui de la même antenne en espace libre c'est-à-dire sans réflecteur. Cette bande de fréquences d'intérêt est définie par des interférences constructives, ce qui correspond à une différence de phase entre l'onde incidente et l'onde réfléchie comprise entre $\pm 120^{\circ}$. Lorsque l'antenne est placée au-dessus d'un réflecteur métallique, cette bande d'intérêt est égale à 5:1.

L'objectif de la thèse est de concevoir un réflecteur couvrant une bande de fréquences supérieure à 10:1. Pour y parvenir, nous proposons d'augmenter la bande d'intérêt de 5:1 en utilisant des réflecteurs couvrant différentes bandes de fréquences, en vérifiant si le recouvrement des bandes se fait correctement. Le recouvrement des bandes, proposé par [1], consiste à utiliser la bande de fréquences d'intérêt de plusieurs réflecteurs afin de concevoir un réflecteur large bande, associant par exemple un réflecteur CMP et un réflecteur CEP [2]. Notre objectif final est de remplacer la partie CMP par un réflecteur évolutif composé de CMA. Nous supposerons que la zone active de l'antenne spirale d'Archimède définie au chapitre II est localisée sur un anneau et se déplace en fonction de la fréquence (position vue au chapitre II).

Ainsi, cette zone active se déplacera au-dessus d'un CMA conçu à partir du diagramme de phase calculé pour un réseau infini de motifs périodiques, ce dernier étant éclairé par une onde plane en incidence normale.

IV-1 Principe du recouvrement des bandes

Pour concevoir un réflecteur, ayant une bande d'intérêt supérieur à 10:1, il est donc nécessaire d'associer plusieurs réflecteurs. En effet, un réflecteur CMA étant un matériau résonant est par définition faible bande [3]. Notons qu'il est néanmoins possible d'atteindre une bande d'intérêt de 2.3:1, avec certains motifs CMA [4] & [5] (cf. chapitre I).

Pour augmenter la bande de fréquences d'intérêt, il faut donc associer plusieurs réflecteurs CMA ou associer des réflecteurs de natures différentes. L'idée est d'utiliser la bande de fréquences d'intérêt de chaque réflecteur en assurant un recouvrement des bandes comme illustré sur la Figure IV.1.



Figure IV.1 - Principe du recouvrement des bandes.

Le principe est de faire chevaucher les différentes bandes d'intérêts des réflecteurs. Ainsi, le recouvrement commence à la fréquence correspondant à $\phi_R = 0^\circ$ du réflecteur n et $\phi_R = +120^\circ$ du réflecteur n+1 et ainsi de suite. Un exemple schématisé d'un réflecteur évolutif est présenté sur la Figure IV.2.

Chapitre IV - Limitation d'un réflecteur évolutif ou multi-périodes



Figure IV.2 - Exemple de réflecteur évolutif.

La zone active de l'antenne spirale d'Archimède est localisée sur un anneau, (cf. chapitre II). Lorsque la fréquence varie, il faut que cette zone active soit toujours au-dessus d'un réflecteur où la différence de phase entre l'onde incidente et l'onde réfléchie reste comprise entre $\pm 120^{\circ}$. Dans ce cas, on peut espérer élargir la bande de fréquences de l'antenne à l'intérieur de laquelle le gain sera supérieur à celui de l'antenne en espace libre. La Figure IV.3 représente la position de l'anneau de rayonnement au-dessus du réflecteur évolutif à une fréquence où $0 < \varphi_{Rn} < \pm 120^{\circ}$ (Figure IV.3 gauche) et à la fréquence où cas $\varphi_{Rn} = 0^{\circ}$ et $\varphi_{Rn+1} = \pm 120^{\circ}$ (Figure IV.3 droite).



Figure IV.3 - Anneau de rayonnement au-dessus d'un réflecteur évolutif : (a) cas où $0 < \phi_{Rn} < +120^{\circ}$, (b) cas $\phi_{Rn} = 0^{\circ}$ et $\phi_{Rn+1} = +120^{\circ}$

Pour conserver le rayonnement en champ lointain de l'antenne, il faut que la zone active soit préservée lors du passage du réflecteur n au réflecteur n+1. Chaque transition d'un réflecteur n à un réflecteur n+1 induit un saut de phase dont nous allons étudier l'influence sur le gain réalisé de l'antenne. Dans tout ce chapitre, nous appellerons $\Delta \phi$ le saut de phase à la fréquence de transition entre deux réflecteurs contigus ayant des bandes de fréquences d'intérêt différentes, mais conjointes.

IV-2 Mise en évidence de l'influence du saut de phase à l'aide d'un réflecteur CEP à étages

À terme, nous souhaitons associer à un réflecteur central métallique, un ou plusieurs réflecteurs CMA périphériques. Afin de simplifier l'étude de l'influence du saut de la phase et du recouvrement des bandes, nous allons considérer un réflecteur CEP à étages, représenté sur la Figure IV.4. Le fait de considérer un réflecteur ayant des caractéristiques indépendantes de la fréquence permet de s'affranchir du couplage qui peut exister en associant deux réflecteurs CMA ayant des périodes différentes [7].

Cette simplification permet de diminuer les temps de calcul, mais on passe d'un problème 2.5D à un problème 3D.

IV-2.1 Géométrie du réflecteur

Le réflecteur CEP à étages de la Figure IV.4 est composé de deux étages : le premier étage est placé à une distance h_1 de l'antenne spirale d'Archimède, et le deuxième étage est placé à une distance h_2 de l'antenne. Le premier réflecteur est un disque de diamètre $D_{ext} = 150$ mm. Le second réflecteur est un cylindre plein de diamètre $D_{2.5GHz} = 38.16$ mm et de hauteur ($h_1 - h_2$) posé sur le premier réflecteur et concentrique. Le diamètre du cylindre correspond à un anneau de rayonnement ayant une circonférence égale à $\lambda_{2.5GHz}$, de telle façon que la transition entre les deux étages ait lieu à cette fréquence.



Figure IV.4 - Réflecteur CEP à étages.

Cette transition entre les deux étages du réflecteur induit un saut de phase $(\Delta \varphi)$ à cette fréquence :

(IV.1)
$$\Delta \phi = 2k_0(h_1 - h_2)$$

La distance h_2 est fixée à 10 mm, ce qui correspond à ϕ_{Rh_2} = +120° à 2.5 GHz ($\lambda_{2.5GHz}/h_2$ = 12). La distance h_1 varie de 15 mm à 30 mm. En diminuant l'écart entre les deux étages, nous diminuons aussi la valeur du saut de phase à la fréquence de transition, comme le montre la Figure IV.5.



Figure IV.5 - Exemple de saut de phase pour deux valeurs de h₁, avec h₂ = 10mm.

La bande de fréquences d'intérêt définie par $[f_{min}, f_{max}]$ est la bande de fréquences dans laquelle le gain de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages est supérieur au gain de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre, avec :

(IV.2)
$$f_{min} = \frac{c}{12*h_1}$$

(IV.3) $f_{max} = \frac{c}{2.4*h_2}$

Ceci signifie qu'un tel réflecteur devrait avoir une bande d'intérêt égale à :

(IV.4)
$$BW = 5\frac{h_1}{h_2}$$

Si $h_1 = h_2$, nous retrouvons la même bande d'intérêt de 5:1, définie dans le chapitre précédent. Nous allons étudier l'effet du saut en hauteur $(h_1 - h_2)$ que nous relions au saut de phase $(\Delta \phi)$, sur la bande d'intérêt de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP à étages, en prenant comme hypothèse que l'onde incidente est une onde plane comme dans le chapitre III. Ceci permettra de donner les limitations d'un réflecteur évolutif et du principe du recouvrement des bandes.

IV-2.2 Géométrie de l'antenne spirale d'Archimède

Pour cette étude nous considérons une spirale d'Archimède comme au chapitre III, mais ayant un diamètre externe plus petit pour diminuer les temps de calcul. Le diamètre externe est égal à D_{ext} =134 mm ($\lambda_{1GHz}/\pi = 95.4$ mm). Le diamètre interne reste le même soit 3.4mm. La largeur des pistes métalliques et l'espacement entre celles-ci restent égaux à 1.25 mm. L'impédance de normalisation est toujours $Z_{in} = 188 \Omega$. Le centre de l'antenne reste placé en (0, 0, 0). Avec ces dimensions, l'antenne en espace libre conserve une bande de fonctionnement comprise entre 1 GHz et 10 GHz. Pour le vérifier, nous présentons brièvement les caractéristiques de cette antenne en espace libre.

IV-2.2.1 Adaptation de l'antenne

Le module du coefficient de réflexion de l'antenne en espace libre, représenté sur la Figure IV.6, reste inférieur à -15 dB sur toute la bande de fréquences considérée.



Figure IV.6 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre ($Z_{in} = 188 \Omega$).

IV-2.2.2 Gain de l'antenne

Le gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne est représenté sur la Figure IV.7 avec un pas en fréquence de 0.1 GHz.



Figure IV.7 - Gain réalisé dans l'axe radioélectrique de l'antenne.

Le gain est compris entre 3.7 dB et 5 dB entre 1 GHz et 2 GHz et entre 5 dB et 6.2 dB de 2 GHz à 10 GHz. Avec ces dimensions, l'antenne spirale d'Archimède présente bien un gain stable sur toute la bande de fréquences considérée. Nous rappelons que l'alimentation de l'antenne est considérée comme idéale, comme au chapitre III.

IV-2.2.3 Taux d'ellipticité de l'antenne

Enfin, nous présentons le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre. Le taux d'ellipticité varie entre 0.4 dB et 2.9 dB entre 1 GHz et 2.2 GHz, ensuite il reste inférieur à 0.1dB au-delà de 2.2 GHz. Ceci montre que même avec un diamètre plus petit que celui de l'antenne utilisée au chapitre précédent, l'antenne conserve une bonne polarisation circulaire entre 1 GHz et 10 GHz.



Figure IV.8 - Taux d'ellipticité dans l'axe radioélectrique de l'antenne.

Nous avons montré que l'antenne fonctionne correctement de 1 GHz à 10 GHz. À présent, nous allons étudier l'effet du saut de phase ($\Delta \phi$) sur le gain dans l'axe et donc sur la bande d'intérêt de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP à étages.

IV-3 Études des limitations

Pour l'étude qui va suivre, nous présenterons successivement le gain de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne, l'adaptation de l'antenne et les cartographies des diagrammes de rayonnement, afin de connaitre l'influence du saut de phase sur les principales performances de l'antenne.

Pour toutes les configurations, la fréquence de transition entre les deux étages du réflecteur reste fixée à 2.5 GHz (cf. Figure IV.4). À cette fréquence, un décalage de 5 mm entre les deux étages équivaut à un saut de phase de 30° (équation (IV.1)).

Nous rappelons que ces hypothèses sont faites à partir d'une source d'ondes planes bidirectionnelle large bande comme dans le chapitre III. L'origine des phases correspond au plan de la source comme le montre la Figure IV.9. Nous calculons donc les différences de phases (différences de trajets) ϕ_{Rh1} et ϕ_{Rh2} et ensuite le saut de phase entre ces deux grandeurs, ceci en considérant une source d'ondes planes.



Figure IV.9 - Exemple du saut de phase avec une source d'ondes planes bidirectionnelle.

Nous présentons d'abord le cas où le saut de phase est le plus grand $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 120^{\circ}$, ce qui correspond au principe du recouvrement des bandes de la partie IV-1.

IV-3.1 Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 120^{\circ}$

La configuration correspond à $h_1 = 30 \text{mm} (\lambda_{2.5 \text{GHz}}/h_1 = 4)$. La Figure IV.10 représente en fonction de la fréquence, les différences de phase ϕ_R des deux étages h_1 et h_2 , l'évolution du saut de phase $\Delta \phi$ et la différence des valeurs absolues de ϕ_{Rh2} et ϕ_{Rh1} , ce qui permet de connaitre pour quelle fréquence $\phi_{Rh2} = -\phi_{Rh1}$.



Figure IV.10 - Différence de phase ϕ_R et saut de phase $\Delta \phi$ en fonction de la fréquence pour $\Delta \phi_{2.5 GHz}$ = 120°.

Nous définissons la valeur particulière $f_{\Delta\phi_0}$, la fréquence pour laquelle $\phi_{Rh2} = -\phi_{Rh1}$. Nous appelons $\Delta\phi_0$ la valeur du saut de phase à cette fréquence. D'après la Figure IV.10, $f_{\Delta\phi_0} = 3.75$ GHz et $\Delta\phi_0 = 180^{\circ}$ ($\phi_{Rh2} = -\phi_{Rh1} = 90^{\circ}$).

IV-3.1.1 Gain de l'antenne

La Figure IV.11 représente le gain réalisé dans l'axe radioélectrique de la composante principale de l'antenne au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$. Nous constatons qu'à la fréquence de transition (2.5 GHz), le gain ne présente pas de discontinuité. Par contre, il chute brutalement à $f_G = 3.6$ GHz. Désormais, nous appellerons f_G la fréquence pour laquelle le gain de la composante principale de l'antenne présente un creux dans l'axe radioélectrique. Il est intéressant de noter que $f_{\Delta \phi_0} \approx f_G$. G₀ est la valeur du gain à la fréquence f_G, pour ce cas G₀ = -19.2 dB.

Chapitre IV - Limitation d'un réflecteur évolutif ou multi-périodes



Figure IV.11 - Gain réalisé dans l'axe pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 120^{\circ}$.

Le gain dans l'axe de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages est inférieur à celui de l'antenne en espace libre entre 3.2 GHz et 4.1 GHz.

IV-3.1.2 Adaptation de l'antenne

La Figure IV.12 représente le module du coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages. Celui-ci est supérieur à -10 dB de 1 GHz jusqu'à 2 GHz, ce qui a déjà été observé dans le chapitre III, avec les simulations de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP plan.

Au-delà de 2 GHz le module du coefficient de réflexion de l'antenne au-dessus du réflecteur à étages est strictement inférieur à -10 dB, il ne remonte ni à la fréquence de transition (2.5 GHz), ni la fréquence $f_G = 3.6$ GHz où le gain de la composante principale chute brutalement.



Figure IV.12 - Adaptation de l'antenne pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 120^{\circ}$ (Normalisée à Z_{in} = 188 Ω).

IV-3.1.3 Rayonnement de l'antenne

Les cartographies présentées sont toujours normalisées par rapport à la valeur du gain de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède.

En observant les cartographies des diagrammes de rayonnement de la composante principale représentées sur la Figure IV.13 et la Figure IV.14, nous constatons qu'à la fréquence f_G le faisceau principal se sépare en deux lobes latéraux et que l'énergie est rayonnée sur les côtés. Après la

fréquence f_G , les diagrammes de la composante principale ne sont pas exploitables, car ils présentent des déformations importantes bien que le gain réalisé dans l'axe soit supérieur à celui de l'antenne en espace libre.



Figure IV.13 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$.



Figure IV.14 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 120^{\circ}$.

Chapitre IV - Limitation d'un réflecteur évolutif ou multi-périodes



Figure IV.15 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour Δφ_{2.5GHz} = 120°.



Figure IV.16 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en site de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 120^{\circ}$.

Les diagrammes de rayonnement de la composante croisée représentés sur la Figure IV.15 et la Figure IV.16, montrent que le niveau de la composante croisée reste faible après 2 GHz. La chute de gain de la composante principale à la fréquence $f_G = 3.6$ GHz est très importante ($G_0 = -19.2$ dB) et a pour effet de faire remonter le niveau de la composante croisée, dû à la normalisation.

IV-3.1.4 Conclusion

Cette première configuration ne permet pas de conserver un gain constant et supérieur à l'antenne en espace libre sur toute la bande (1 GHz - 10 GHz). Le recouvrement des bandes se fait correctement à la fréquence de transition, mais une chute du gain apparaît 1.1 GHz au-delà de la fréquence de transition.

De plus, les diagrammes ne sont pas exploitables au-dessus de cette fréquence (3.6 GHz). La transition et la chute de gain dans l'axe de la composante principale n'ont pas d'effet sur l'adaptation de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages.

À présent, nous allons diminuer la valeur de $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}}$ en diminuant la distance h₁ pour voir si la chute de gain dans l'axe présente à 3.6 GHz disparaît.

IV-3.2 Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 90^{\circ}$

Nous réduisons la distance h₁ à 25 mm ($\lambda_{2.5GHz}/h_1 = 4$), ce qui correspond à un saut de phase à la fréquence de transition égal à $\Delta \phi_{2.5GHz} = 90^{\circ}$. D'après la Figure IV.17, pour cette configuration, $f_{\Delta \phi_0} = 4.3$ GHz et $\Delta \phi_0 = 155^{\circ}$ ($\phi_{Rh2} = -\phi_{Rh1} = 77.5^{\circ}$).



Figure IV.17 - Différence de phase ϕ_R et saut de phase $\Delta \phi$ en fonction de la fréquence pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 90^\circ$.

IV-3.2.1 Gain de l'antenne

Le gain dans l'axe de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP à étages pour $h_1 = 25$ mm est représenté sur la Figure IV.18. Comme pour le cas précédent, le gain de la composante principale ne chute pas à la fréquence de transition, mais à $f_G = 4$ GHz. Le décalage entre f_G et $f_{\Delta\phi_0}$ est de 7.5%.

La chute du gain est moins importante que pour le cas où $\Delta \phi_{2.5G \text{ Hz}} = 120^{\circ}$. En effet, $G_0 = -4 \text{ dB}$, mais le gain de la composante principale devient quand même négatif et il est inferieur à celui de l'antenne en espace libre entre 3.5 GHz et 4.5 GHz.



Figure IV.18 - Gain réalisé dans l'axe pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 90^{\circ}$.
IV-3.2.2 Adaptation de l'antenne

L'adaptation de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages est représentée sur la Figure IV.19. L'adaptation de l'antenne est supérieure à -10dB entre 1 GHz et 2.1 GHz. Ainsi, plus la distance h_1 diminue, plus la désadaptation de l'antenne est importante au début de la bande de fonctionnement de l'antenne, comme nous l'avons constaté dans le chapitre III.

Comme pour le cas précédent, le module du coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages ne remonte ni à la fréquence de transition (2.5 GHz), et ni la fréquence pour laquelle le gain dans l'axe chute (4 GHz).



Figure IV.19 - Adaptation de l'antenne pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 90^{\circ}$ (Normalisée à Z_{in} = 188 Ω).

IV-3.2.3 Rayonnement de l'antenne

En observant les cartographies des diagrammes de rayonnement de la composante principale sur la Figure IV.20 et la Figure IV.21, nous constatons que pour ce cas aussi lorsque la fréquence est supérieure à f_G les diagrammes sont déformés, ce qui les rend inexploitables.



Figure IV.20 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 90^{\circ}$.



Figure IV.21 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour Δφ_{2.5GHz} = 90°.



Figure IV.22 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour Δφ_{2.5GHz} = 90°.



Figure IV.23 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 90^{\circ}$.

IV-3.2.4 Conclusion

Nous pouvons déjà noter qu'en réduisant la distance h_1 et donc la valeur du saut de phase à la fréquence de transition ($\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}}$), la chute du gain dans l'axe de la composante principale est moins brutale, avec $G_0 = -4$ dB.

Il est certain que le réflecteur à étages crée de la diffraction au niveau de l'arête du cylindre du deuxième étage, ce qui pourrait laisser présager que la chute du gain dans l'axe de la composante principale est due à des effets de bords. Mais nous constatons que la chute du gain a lieu à une fréquence plus élevée ($f_G = 4GHz$) lorsque nous réduisons la distance h_1 (sans modifier le diamètre du cylindre). Ceci signifie que la chute du gain n'est pas due à la diffraction créée l'arête du cylindre du deuxième étage.

Nous allons encore réduire la distance h_1 pour vérifier si comme pour le cas présenté, f_G se décale vers des fréquences plus hautes et si la valeur de G_0 augmente.

IV-3.3 Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 60^{\circ}$

Nous fixons $h_1 = 20 \text{ mm} (\lambda_{2.5 \text{GHz}}/h_1 = 6)$, ce qui correspond à un saut de phase à la fréquence de transition égal à $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 60^\circ$. D'après la Figure IV.24, pour cette configuration, $f_{\Delta \phi_0} = 5 \text{ GHz}$ et $\Delta \phi_0 = 120^\circ (\phi_{\text{Rh}2} = -\phi_{\text{Rh}1} = 60^\circ)$.



Figure IV.24 - Différence de phase ϕ_R et saut de phase $\Delta \phi$ en fonction de la fréquence pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 60^\circ$.

IV-3.3.1 Gain de l'antenne

Le gain dans l'axe de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $h_1 = 20$ mm est représenté sur la Figure IV.25. Nous constatons que cette configuration présente encore une chute du gain dans l'axe qui a lieu pour $f_G = 4.5$ GHz ; dans ce cas, le décalage entre $f_{\Delta \varphi_0}$ et f_G est de 10% et $f_{\Delta \varphi_0} > f_G$ contrairement aux deux cas précédents.



Figure IV.25 - Gain réalisé dans l'axe pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 60^{\circ}$.

Mais comme nous le pensions la valeur du gain dans l'axe à la fréquence f_G est plus grande que pour le cas précédent c'est-à-dire $\Delta \phi_{2.5 \text{ GHz}} = 90^\circ$ où $G_0 = -4 \text{ dB}$, ici $G_0 = 1.8 \text{ dB}$. Mais le gain dans l'axe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages est quand même inferieur à celui de l'antenne en espace libre entre 3.9 GHz à 4.9 GHz.

IV-3.3.2 Adaptation de l'antenne

Le module du coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages devient strictement inférieure à -10 dB au-delà de 2.18 GHz. Encore une fois, la transition à 2.5 GHz et la chute du gain dans l'axe de la composante principale à 4.5 GHz n'ont pas d'influence sur le module du coefficient de réflexion de l'antenne.



Figure IV.26 - Adaptation de l'antenne pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 60^{\circ}$ (Normalisée à Z_{in} = 188 Ω).

IV-3.3.3 Rayonnement de l'antenne

Les cartographies de la composante principale représentées sur la Figure IV.27 et la Figure IV.28, montrent que les diagrammes sont encore fortement déformés après la fréquence f_G .

Chapitre IV - Limitation d'un réflecteur évolutif ou multi-périodes



Figure IV.27 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour Δφ_{2.5GHz} = 60°.



Figure IV.28 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en site de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 60^{\circ}$.



Figure IV.29 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour Δφ2.5GHz = 60°.



Figure IV.30 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 60^{\circ}$.

Les cartographies des diagrammes de la composante croisée représentées sur la Figure IV.29 et la Figure IV.30 montrent que la remontée de la polarisation croisée à la fréquence f_G est faible, car la valeur de G_0 est plus grande que les cas précédents

IV-3.3.4 Conclusion

Cette configuration a montré qu'en réduisant encore le saut de phase à la fréquence de transition, nous arrivons à diminuer la valeur de la chute de gain et à conserver un gain positif. Mais les diagrammes sont encore très déformés.

IV-3.4 Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 30^{\circ}$

Pour finir, nous fixons à présent $h_1 = 15 \text{ mm} (\lambda_{2.5\text{GHz}}/h_1 = 8)$, le décalage entre les deux étages n'est plus que de 5mm, ce qui induit un saut de phase à la fréquence de transition égal à $\Delta\phi_{2.5\text{GHz}} = 30^\circ$. D'après la Figure IV.31, pour cette configuration, $f_{\Delta\phi_0} = 6 \text{ GHz}$ et $\Delta\phi_0 = 72^\circ (\phi_{Rh2} = -\phi_{Rh1} = 36^\circ)$.



Figure IV.31 - Différence de phase ϕ_R et saut de phase $\Delta \phi$ en fonction de la fréquence pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 30^\circ$.

IV-3.4.1 Gain de l'antenne

Pour cette configuration avec un saut de phase de seulement 30° à la fréquence de transition, le gain dans l'axe de la composante principale de l'antenne représenté sur la Figure IV.32 ne présente pas de chute de gain.



Nous constatons qu'il y a un lien entre la valeur du saut de phase à la fréquence de transition et la valeur de la chute du gain dans l'axe, car avec cette valeur de saut de phase, nous conservons un gain dans l'axe supérieur à celui de l'antenne en espace libre au-delà de la fréquence de transition.

IV-3.4.2 Adaptation de l'antenne

Le module du coefficient de réflexion de l'antenne au-dessus du réflecteur à étages représenté sur la Figure IV.33, montre qu'il est supérieure à -10 dB de 1 GHz à 2.2 GHz. Au-delà de2.2 GHz le module du coefficient de réflexion reste inférieure à -10 dB, comme les précédents cas présentés.



Figure IV.33 - Adaptation de l'antenne pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 30^{\circ}$ (Z_{in} = 188 Ω).

IV-3.4.3 Rayonnement de l'antenne

Les cartographies des diagrammes de rayonnement de la composante principale représentées sur la Figure IV.35 et la Figure IV.35, montrent que les diagrammes sont moins déformés et sont plus proches de ceux de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP plan.



Figure IV.34 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 30^{\circ}$.



Figure IV.35 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour Δφ2.5GHz = 30°.



Figure IV.36 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour Δφ_{2.5GHz} = 30°.

Chapitre IV - Limitation d'un réflecteur évolutif ou multi-périodes



Figure IV.37 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 30^{\circ}$.

IV-3.5 Synthèse

Le Tableau III.2 regroupe les résultats des différents cas présentés. Il permet de confirmer qu'il y a bien une relation entre la valeur du saut de phase à la fréquence de transition ($\Delta \phi_{2.5 GHz}$) et la valeur de la chute du gain (G₀).

h ₁	$\Delta \phi_{2.5 \mathrm{GHz}}$	$\mathbf{f}_{\Delta \phi 0}$	$\Delta \phi_0$	$\mathbf{f}_{\mathbf{G}}$	G ₀
(mm)	(°)	(GHz)	(°)	(GHz)	(dB)
15	30	6	72	-	-
20	60	5	120	4.5	1.8
25	90	4.3	155	4	-4
30	120	3.75	180	3.6	-19.2

Tableau IV.1 - Synthèse des différents cas considérés.

Cette relation peut difficilement être mise en équation, nous pouvons juste constater que plus le saut de phase à la fréquence de transition est faible et moins la chute du gain est importante comme le montre la Figure IV.38.



Figure IV.38 - Valeur du gain dans l'axe (G₀) à la fréquence (f_G) en fonction du saut de phase à la transition ($\Delta \phi_{2.5GHz}$).

Pour essayer de mettre en équation la relation entre la valeur du saut de phase $(\Delta\phi_0)$ à la fréquence $f_{\Delta\phi0}$ où $\phi_{Rh2} = -\phi_{Rh1}$ et la chute du gain associé (G₀), nous nous inspirons du paragraphe III-3 et du paragraphe IV-2. C'est-à-dire que nous considérons une source d'ondes planes bidirectionnelles large bande placée au-dessus d'un réflecteur métallique comme sur la Figure IV.9 qui a un coefficient de réflexion égale à :

(IV.5)
$$\Gamma = e^{j\Delta\phi} = e^{j2k_0(h_1 - h_2)}$$

Toujours en s'inspirant du paragraphe III-3 nous considérerons l'expression du champ électrique ($\underline{\mathbf{E}}_1$) rayonnée dans l'axe radioélectrique de la source d'ondes planes et l'expression du champ électrique ($\underline{\mathbf{E}}_3$) réfléchi par le réflecteur métallique à étage.

(IV.6)
$$\underline{E}_{1}(z) = Ee^{-jk_{0}z} (A\widehat{x} + Be^{j\Delta\varphi}\widehat{y})$$

(IV.7) $\underline{E}_{3}(z) = Ee^{j(-k_{0}z + \Delta\varphi)} (A\widehat{x} + Be^{j\Delta\varphi}\widehat{y})$

Si nous considerons la somme vectorielle des deux champs $\underline{\mathbf{E}}_1$ et $\underline{\mathbf{E}}_3$ dans l'axe radioelectrique de la source d'ondes planes à polarisation elliptique.

(IV.8)
$$\underline{E}(z) = \underline{E}_1(z) + \underline{E}_3(z) = Ee^{-jk_0 z} (1 + e^{j\Delta\phi}) (A\hat{x} + Be^{j\Delta\phi} \hat{y})$$

Nous savons déjà que la moyenne temporelle du vecteur de Poynting s'écrit de la façon suivante (cf. équations (III.27) et (III.28)) :

(IV.9)
$$\langle \boldsymbol{S} \rangle = \mathcal{R}e\{\underline{\boldsymbol{S}}\} = \frac{E^2(A^2 + B^2)}{2\eta_0}(2 + 2\cos(\Delta\phi)) = \frac{E^2(A^2 + B^2)}{2\eta_0}\alpha$$

(IV.10) $\alpha = 2 + 2\cos(\Delta\phi) = 2 + 2\cos(2k_0(h_1 - h_2))$

Nous représentons sur la Figure IV.41 l'évolution du coefficient du vecteur de Poynting (α) et du saut de phase ($\Delta \phi$) en fonction de la distance (h_1 - h_2)/ λ .



Figure IV.39 - Echelle de gauche : coefficient du vecteur de Poynting (α), échelle de droite : saut de phase ($\Delta \phi$) pour un reflecteur CEP à étage.

D'après la figure ci-dessus nous constatons que $\alpha \ge 1$ si et seulement si $0^{\circ} \le \Delta \phi \le +120^{\circ}$, c'est à dire $(h_1-h_2)/\lambda \le 1/6$. Ce qui signifie que le saut de phase doit rester inférieur à 120° pour que la valeur moyenne du vecteur Poynting de la source d'ondes planes placée au-dessus du réflecteur à étages soit supérieure ou égale à la valeur moyenne du vecteur de Poynting de l'onde directe (sans réflecteur à étages).

La Figure IV.40 représente le saut de phase $(\Delta \phi)$ ainsi que la difference des valeurs absolues de ϕ_{Rh2} et ϕ_{Rh1} en fonction de $(h_1-h_2)/\lambda$ pour les differentes valaurs de h_1 considérées. Cela permet d'observer la relation entre la valeur de $(h_1-h_2)/\lambda$ pour laquelle $\phi_{Rh2} = -\phi_{Rh1}$ et la valeur du saut de phase correspondant.



Figure IV.40 - Saut de phase $(\Delta \phi)$ et difference des valeurs absolues $|\phi_{Rh2}| - |\phi_{Rh1}|$ en fonction de $(h_1-h_2)/\lambda$.

En observant la Figure IV.39 et la Figure IV.40 nous constatons que si $|\phi_{Rh2}| - |\phi_{Rh1}| = 0$, et $\Delta \phi \ge 120^{\circ}$ alors $\alpha \le 1$. Autrement dit, si à la fréquence $f_{\Delta \phi 0}$ nous avons $\Delta \phi \ge 120^{\circ}$ alors la valeur moyenne du vecteur de Poynting de la source d'ondes planes placée au-dessus du réflecteur à étages est inférieure à celle d'une source d'ondes planes sans réflecteur. Dans le cas concret, cela signifie que le gain dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède placée au-dessus du réflecteur à étages présentera une chute du gain dans l'axe à une fréquence f_G qui doit etre proche de la fréquence théorique $f_{\Delta \phi 0}$.

De plus, à la fréquence f_G plus le saut de phase théorique $\Delta \phi$ est grand devant la valeur limite de 120° est plus la chute du gain dans l'axe sera importante, car le coefficient $\alpha \rightarrow 0$, comme le montre le Tableau IV.1 et la Figure IV.38. Nous notons aussi que plus $\Delta \phi_{2.5GHz}$ est grand et plus l'écart entre $f_{\Delta \phi 0}$ et f_G est faible, voir Figure IV.41.



Figure IV.41 - $f_{\Delta\phi0}$ et f_G en fonction du saut de phase à la transition ($\Delta\phi_{2.5GHz}$).

Ce problème n'est pas simple à analyser pour de multiples raisons. Tout d'abord, on peut noter que la chute du gain a lieu à des fréquences où la zone active de l'antenne devrait être uniquement positionnée sur le deuxième étage du réflecteur.

Ceci peut signifier que :

- Soit la zone active est plus large que prévu,
- Soit la zone active n'est pas là où nous l'attendions,
- Soit le réflecteur cylindrique apporte d'autres perturbations.

Selon l'équation (IV.4), il est possible de calculer la bande d'intérêt d'une antenne bidirectionnelle large bande au-dessus d'un réflecteur CEP à étages. D'après le Tableau IV.2, nous constatons que cette formule ne s'applique pas correctement, car la valeur de l'écart de phase à la fréquence de transition induit une chute du gain dans l'axe, ce qui a pour effet de réduire fortement la bandes de fréquences d'intérêt car au-delà de la fréquence f_G, les diagrammes sont inexploitables (pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$, 90° et 60°), bien que le gain dans l'axe redevienne supérieur à celui de l'antenne espace libre.

$\Delta \phi_{2.5 m GHz}$	BW	BW
(°)	(Formule)	(Simulation)
30	7.5:1	5.1:1
60	10:1	2.6:1
90	12.5:1	2.7:1
120	15:1	3:1

Tableau IV.2 - Comparaison entre les bandes d'intérêts calculées et simulées.

Pour certains auteurs, une telle configuration peut permettre d'avoir deux bandes de fonctionnements [8] & [9], mais ce n'est pas notre objectif, car nous cherchons à réaliser un réflecteur avec une bande d'intérêt continue et supérieure à 10:1 mais surtout que les diagrammes de rayonnement soient exploitables.

IV-3.6 Conclusion

Dans ce paragraphe nous avons étudié le fonctionnement de l'antenne spirale d'Archimède audessus du réflecteur à étages pour quatre hauteurs (h_1) différentes : 30 mm, 25 mm, 20 mm et 15 mm ; ce qui conduit respectivement à quatre valeurs de saut de phase ($\Delta \phi_{2.5GHz}$) : 120°, 90°, 60° et 30°.

Les résultats ont montré que les différents cas ne présentent pas de chute du gain dans l'axe autour de la fréquence de transition égale à 2.5 GHz. Mais une chute du gain dans l'axe apparait à une certaine fréquence en fonction de la valeur du saut de phase, nous avons appelé cette fréquence f_G . Nous avons constaté qu'il y a un lien entre la fréquence pour laquelle le gain dans l'axe chute (f_G), et la fréquence théorique ($f_{\Delta\phi0}$) pour laquelle $\phi_{Rh2} = -\phi_{Rh1}$, résultat obtenu en considérant une onde plane.

Nous avons aussi constaté que plus la valeur du saut de phase est grande, plus la fréquence f_G diminue, et plus la valeur du gain dans l'axe à cette fréquence (G_0) est faible.

Afin de mieux comprendre le comportement de l'antenne au-dessus du réflecteur à étages à la fréquence f_G , nous allons effectuer une analyse du champ proche de l'antenne spirale d'Archimède audessus du réflecteur à étages pour les différents cas présentés.

IV-4 Analyse du fonctionnement de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages

Nous allons présenter les courants à la surface de l'antenne ainsi que les composantes longitudinales et transverses du vecteur de Poynting de la spirale d'Archimède en espace libre et audessus du réflecteur CEP à étages à la fréquence f_G pour les différentes valeurs de $\Delta \phi_{2.5GHz}$.

Chapitre IV - Limitation d'un réflecteur évolutif ou multi-périodes

Nous présentons les composantes du vecteur de Poynting entre le réflecteur et l'antenne à une distance égale à $\lambda_{IG}/4.5$ au-dessus de l'antenne, car nous avons montré dans le chapitre II que c'est à cette distance que la zone active (pour la composante transverse du vecteur de Poynting) a un diamètre égal à λ/π .

IV-4.1 Antenne spirale d'Archimède en espace libre

Tout d'abord, nous présentons les composantes du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède à 2.5 GHz (fréquence de transition), afin d'identifier le fonctionnement « nominal» à cette fréquence, car toutes les configurations présentées de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages ont un gain dans l'axe supérieur à celui de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.

IV-4.1.1 Zone active de l'antenne à f = 2.5 GHz, pour $z = -h_2$

Nous présentons les composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à $z = -h_2$ (-10 mm) pour f = 2.5 GHz, afin de visualiser la position de la zone active sans la présence du réflecteur à étages.



Figure IV.42 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à z = -10 mm et f = 2.5 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.

Comme nous l'avons montré dans le chapitre II, à cette distance ($\lambda_{2.5GHz}/12$), les composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting complexe, représentées sur la Figure IV.42, forment toutes les deux un anneau ayant un diamètre différent. Le diamètre de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe est égal à 27 mm, et celui de la composante transverse du vecteur de Poynting complexe est égal à 33 mm.



Figure IV.43 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à z = -10 mm et f = 2.5 GHz, pour y = 0.

Nous rappelons que lorsque l'antenne spirale d'Archimède est placée au-dessus du réflecteur à étages, la transition entre les deux étages correspond à la circonférence du cylindre qui est égale à $\lambda_{2.5GHz}$, donc à un diamètre de $\lambda/\pi = 38.16$ mm.



Figure IV.44 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à z = -10 mm et f = 2.5 GHz, pour x = 0.

Donc d'après la Figure IV.43 et la Figure IV.44 la zone active (pour les deux composantes) se trouve en principe à l'intérieur du diamètre du réflecteur cylindrique (deuxième étage du réflecteur), à la fréquence de transition.

IV-4.1.2 Zone active de l'antenne à f = 2.5 GHz, pour z = $\lambda_{2.5 \text{GHz}}/4.5$

À présent, le plan d'observation est placé à $\lambda_{2.5 \text{GHz}}/4.5$ (26.65 mm). À cette distance, nous savons que la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe ne forme plus un anneau, mais présente un maximum au centre du plan d'observation (cf. chapitre II). La composante transverse du vecteur de Poynting complexe forme toujours un anneau à cette distance, comme nous pouvons le voir sur la Figure IV.45.





Figure IV.45 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à $\lambda_{2.5GHz}/z = 4.5$ et f = 2.5 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.



Figure IV.46 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à $\lambda_{2.5 \text{GHz}}/z = 4.5$ et f = 2.5 GHz, pour y = 0.



Figure IV.47 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à $\lambda_{2.5 \text{GHz}}/z = 4.5$ et f = 2.5 GHz, pour x = 0.

Les coupes suivant les directions x (Figure IV.46) et y (Figure IV.47), montrent que les maxima d'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting complexe sont placés à une distance égale à $\lambda/2\pi$ du centre du plan d'observation, comme dans le chapitre II.

IV-4.1.3 Conclusion

Nous avons présenté le comportement de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre, en montrant que les composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting complexe ont bien un diamètre inférieur à celui du cylindre du deuxième étage pour z = -10 mm (position du deuxième étage du réflecteur). Nous continuons l'étude en présentant l'analyse de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages.

IV-4.2 Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 120^{\circ}$

Nous étudions deux fréquences distinctes, la fréquence de transition (2.5 GHz) et la fréquence f_G (3.6 GHz) pour laquelle le gain dans l'axe de la composante principale chute (cf. Figure IV.11). Pour chacune de ces fréquences, nous présentons les courants de surface, les composantes du vecteur de Poynting complexe et les diagrammes de rayonnement.

IV-4.2.1 Courants de surface à la fréquence de transition f = 2.5 GHz

Nous rappelons qu'il n'est pas évident de visualiser l'anneau de courant à la surface de l'antenne due à la présence de la source d'alimentation (cf. chapitre II). Nous allons donc considérer l'amplitude des courants de surface en sachant que le diamètre maximum correspond à un anneau de courant de diamètre égal à λ/π .

La Figure IV.48 représente les courants de surface de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre et au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 120^\circ$ et f = 2.5 GHz.



Figure IV.48 - Courants de surface de l'antenne spirale d'Archimède à f = 2.5 GHz : (a) en espace libre, (b) au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz}$ = 120°.

Nous constatons que l'anneau de courant ne subit pas de déformation lorsque l'antenne est placée au-dessus du réflecteur à étages. Mais il y a quand même des zones de courants que nous qualifierons de zones parasites qui sont présentes les brins de l'antenne.

IV-4.2.2 Zone active de l'antenne à la fréquence de transition f = 2.5 GHz

Nous allons essayer de déterminer la cause de l'apparition de ces zones parasites en analysant les composantes du vecteur de Poynting entre l'antenne et le réflecteur.

a) Zone active de l'antenne à z = -8.5 mm

En présence du réflecteur il est difficile de placer le plan d'observation à -10 mm, car, les données extraites sont déformées. Pour cela le plan d'observation est placé à -8.5 mm, c'est-à-dire un peu au-dessus de la surface du second étage du réflecteur. Comme point de comparaison nous considérons la Figure IV.49 représentant les composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à cette distance.

Sur la Figure IV.50 représentant les composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour z = -8.5 mm, nous constatons que les composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting complexe présentent des zones parasites ayant quasiment la même forme que celles observées sur les courants à la surface de l'antenne de la Figure IV.48. La composante transverse du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$ a une amplitude beaucoup plus élevée que celle de l'antenne en espace libre.



Figure IV.49 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à z = -8.5 mm et f = 2.5 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.





Figure IV.50 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$ à z = -8.5 mm et f = 2.5 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.

En analysant les coupes suivant les directions x (Figure IV.51) et y (Figure IV.52) nous pouvons voir que la composante longitudinale du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages est très déformée par rapport à celle de l'antenne en espace libre. Ceci est dû aux effets de bord créés au niveau de l'arête du cylindre du deuxième étage du réflecteur, représenté en pointillé.



Figure IV.51 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à z = -8.5 mm et f = 2.5 GHz, pour y = 0.



Figure IV.52 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à z = -8.5 mm et f = 2.5 GHz, pour x = 0.

La composante transverse du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages ne présente pas de déformations au niveau de l'arête du cylindre du deuxième réflecteur.

b) Zone active à $z = \lambda_{2.5 \text{GHz}}/4.5$ (26.65 mm)

À présent, le plan d'observation est placé à $\lambda_{2.5 \text{GHz}}/4.5$ (26.65 mm) au-dessus de l'antenne. La Figure IV.53, montre que les composantes du vecteur de Poynting complexe ne subissent pas trop de déformations par rapport au cas de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre (cf. Figure IV.45). Elles ont simplement une forme plus elliptique que circulaire.



Figure IV.53 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$ à $\lambda/z = 4.5$ et f = 2.5 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.

Les coupes suivant les directions x et y des deux figures ci-dessous montrent que les maxima d'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting complexe de l'antenne au-dessus du réflecteur à étages et en espace libre sont quasiment placés à la même distance par rapport au centre du plan d'observation. Mais la forme n'est pas la même comme dit précédemment. Il faut regarder quelle est l'influence de ceci sur le rayonnement en champ lointain.



Figure IV.54 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $\lambda/z = 4.5$ et f = 2.5 GHz, pour y = 0.



Figure IV.55 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $\lambda/z = 4.5$ et f = 2.5 GHz, pour x = 0.

Pour savoir quelle est la différence de puissance transportée entre le cas de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages et celui de l'antenne spirale en espace libre, il faudrait uniquement considérer la partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe (cf. chapitre III). Mais d'après le chapitre II nous savons que pour connaitre le comportement en champ lointain il faut se placer à une distance proche de 2λ , mais cela implique une boite de calcul du simulateur de même dimension. Pour avoir un aperçu du rayonnement en champ lointain, nous plaçons le plan d'observation à une distance λ du plan de l'antenne.

À cette distance, le rayonnement de l'antenne n'est pas parfaitement une onde plane, mais la composante transverse du vecteur doit avoir une amplitude très faible par rapport à la composante longitudinale, et la forme du diagramme de rayonnement de la composante principale doit être quasiment fixée.

c) Vecteur de Poynting à $z = \lambda_{2.5GHz}$ (119.92 mm)

La Figure IV.56 représente la partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède, en espace libre et au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$ et f = 2.5 GHz, avec un plan d'observation placé à une distance égale à z = 119.92 mm au-dessus de l'antenne. Cette figure nous montre que la puissance rayonnée par l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages est supérieure à celle de l'antenne en espace libre. Mais

la forme de la partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages est elliptique par rapport à celle de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre qui est circulaire.



Figure IV.56 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{2.5GHz}$ et f = 2.5 GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$.

Les figures ci-dessous montrent que la puissance est bien dirigée dans l'axe Oz (axe radioélectrique de l'antenne). La différence de puissance entre les deux configurations est déjà significative (2.5 dB) même si le plan d'observation se trouve seulement à une distance λ du plan de l'antenne. En champ lointain la différence de gain entre les deux configurations est de 3.2 dB (cf. Figure IV.11).

Ceci peut signifier que l'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting n'est pas encore assez faible à cette distance, le plan d'observation est encore dans la zone intermédiaire.



Figure IV.57 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{2.5 \text{GHz}}$ et f = 2.5 GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}}$ = 120°, pour y = 0.



Figure IV.58 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{2.5GHz}$ et f = 2.5 GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$, pour x = 0.

Ces résultats correspondent à un gain de la composante principale maximum dans l'axe radioélectrique de l'antenne. Nous présentons les diagrammes de rayonnement à 2.5 GHz de la composante principale de ces deux configurations ; sur la Figure IV.59. Nous observons que le maximum de gain est bien dirigé dans l'axe radioélectrique de l'antenne, mais le lobe de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$ a une forme elliptique. Cette forme est liée aux zones parasites observées sur les courants à la surface de l'antenne spirale d'Archimède de la Figure IV.48.



Figure IV.59 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède à 2.5 GHz : (a) en espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 120^{\circ}$.

Les autres configurations ($\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 90^\circ$, 60° et 30°) ont le même comportement en champ lointain à 2.5 GHz, donc afin de ne répéter plusieurs fois les mêmes remarques et observations, nous ne présentons pas le comportement de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages à cette fréquence pour les trois autres cas.

Maintenant, nous allons faire la même analyse, mais à la fréquence pour laquelle le gain dans l'axe de la composante principale chute fortement.

IV-4.2.3 Courants de surface pour $f_G = 3.6 \text{ GHz}$

La Figure IV.60 représente les courants de surface à 3.6 GHz, de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre et au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 120^{\circ}$. En comparaison avec le cas précèdent (i.e. 2.5 GHz), à 3.6 GHz nous n'observons pas des zones parasites, mais un anneau parasite complet placé autour de la zone de courant principale.



Figure IV.60 - Courants de surface de l'antenne spirale d'Archimède à f = 3.6 GHz : (a) en espace libre, (b) au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz}$ = 120°.

Nous savons déjà que le gain dans l'axe de la composante principale chute fortement à cette fréquence, ce qui est certainement dû à cet anneau parasite, nous allons analyser ce phénomène.

IV-4.2.4 Zone active de l'antenne à $f_G = 3.6$ GHz

Pour cela, nous allons étudier l'effet de cet anneau parasite sur les composantes du vecteur de Poynting complexe et sur le rayonnement en champ lointain.

a) Zone active à z = -8.5 mm

Le plan d'observations est placé à z = -8.5mm, en analysant les composantes du vecteur de Poynting à cette distance, sur la Figure IV.61 et la Figure IV.62, nous observons que les composantes du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages présentent des zones parasites qui doivent correspondre à l'anneau de courant parasite observé sur la Figure IV.60.





Figure IV.61 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à z = -8.5 mm et f = 3.6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.



Figure IV.62 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$ à z = -8.5 mm et f = 3.6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.

Les coupes suivant les directions x et y des deux figures ci-dessous montrent que les maxima d'amplitude des composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages se trouvent bien au-dessus de la surface du deuxième étage du réflecteur (≈ 12 mm du centre du plan d'observation). Mais chacune de ces composantes présente des zones parasites.

La composante longitudinale du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède audessus réflecteur à étages a une zone parasite positionnée au niveau de la transition entre les deux étages du réflecteur (\approx 19 mm du centre du plan d'observation), cette zone parasite a la même amplitude que la zone principale, positionnée uniquement au-dessus du deuxième étage. Il y a aussi une zone parasite au niveau du premier étage du réflecteur (\approx 40 mm du centre du plan d'observation), mais elle est difficilement visible à cause de la dynamique utilisée due au niveau de la composante transverse du vecteur de Poynting. Mais en observant la Figure IV.62 et la Figure IV.64, nous distinguons ces zones parasites qui sont éloignées de la transition entre les deux étages.

La composante transverse du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages a une zone parasite qui se trouve à la surface du premier réflecteur (≈ 40 mm du

centre du plan d'observation), cette zone parasite a une amplitude beaucoup plus faible que celle de la zone principale se trouvant uniquement dans la partie correspondant au deuxième étage.

Il est intéressant de noter que l'amplitude de la composante longitudinale du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages a une amplitude inférieure à celle de l'antenne en espace libre, tandis que c'est l'inverse pour la composante transverse du vecteur de Poynting.



Figure IV.63 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à z = -8.5 mm et f = 3.6 GHz, pour y = 0.



Figure IV.64 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à z = -8.5 mm et f = 3.6 GHz, pour x = 0.

Nous plaçons le plan d'observation au-dessus de la surface de l'antenne pour analyser comment évoluent ces zones parasites sur chacune des composantes du vecteur de Poynting.

b) Zone active à $z = \lambda_{3.6GHz}/4.5$ (18.5 mm)

Le plan d'observation est placé à z = 18.5 mm au-dessus de l'antenne. D'après la Figure IV.66, nous constatons que les composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages sont très déformées par rapport à celles de l'antenne espace libre de la Figure IV.65.

En effet les zones parasites observées dans le paragraphe précédent qui étaient situées au niveau du premier étage du réflecteur sont présentes et ont une amplitude non négligeable par rapport au maximum d'amplitude de chaque composante.



Figure IV.65 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à $\lambda_{3.6 \text{GHz}}/z = 4.5$ et f = 3.6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.



Figure IV.66 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$, à $\lambda_{3.6GHz}/z = 4.5$ et f = 3.6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.

Les coupes suivant les directions x (Figure IV.67) et y (Figure IV.68) des figures ci-dessous montrent que la composante transverse du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages est fortement déformée, car elle présente plusieurs maxima d'amplitude par rapport à la composante transverse du vecteur de Poynting complexe de l'antenne en espace libre. Ces maxima d'amplitude correspondent aux zones parasites observées dans le paragraphe précèdent, elles sont placées aux alentours de la même position (\approx 40 mm du centre du plan d'observation).

La composante longitudinale du vecteur de Poynting de l'antenne au-dessus du réflecteur à étages présente aussi des zones parasites, mais qui sont plus difficilement identifiables à cause de la forme de la composante qui a un maximum d'amplitude dans la direction Oz. Mais ces zones parasites sont bien présentes à une distance proche de celle observée dans le paragraphe précédent.



Figure IV.67 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $\lambda_{3.6GHz}/z = 4.5$ et f = 3.6 GHz, pour y = 0.



Figure IV.68 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède pour $\lambda_{3.6GHz}/z = 4.5$ et f = 3.6 GHz, pour x = 0.

L'amplitude de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages est beaucoup plus faible que celle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.

c) Vecteur de Poynting à $z = \lambda_{3.6GHz}$ (83.28 mm)

Pour finir, le plan d'observation est placé à z = 83.28 mm au-dessus de l'antenne. La Figure IV.69 représente la partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale en espace libre et au-dessus du réflecteur à étages. Nous pouvons déjà dire que pour le cas de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages le maximum de puissance n'est pas dirigé dans la direction Oz (axe radioélectrique de l'antenne), ce qui signifie que le gain dans l'axe de la composante principale sera faible, comme nous le savons (cf. Figure IV.11).





Figure IV.69 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{3.6 \text{GHz}}$ et f = 3.6 GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}}$ = 120°.

Les figures ci-dessous montrent que dans la direction Oz, la puissance de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages est très inférieure à celle de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre. Mais surtout que la puissance maximum n'est pas rayonnée dans l'axe radioélectrique, mais sur les côtés, ce qui explique la forme des diagrammes de rayonnement à cette fréquence (cf. Figure IV.13 à Figure IV.16).



Figure IV.70 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur Poynting de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{3.6 \text{GHz}}$ et f = 3.6 GHz, pour y = 0.



Figure IV.71 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur Poynting de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{3.6 \text{GHz}}$ et f = 3.6 GHz, pour x = 0.

Nous présentons sur la Figure IV.72 les diagrammes de rayonnement 2D à 3.6 GHz, de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède en espace et au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$.



Figure IV.72 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède à f = 3.6 GHz: (a) en espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5\text{GHz}} = 120^{\circ}$.

Comme nous le savons déjà pour l'antenne spirale d'Archimède en espace libre le maximum de gain est dirigé dans l'axe radioélectrique de l'antenne. Pour l'antenne spirale d'Archimède audessus du réflecteur à étages, le lobe est scindé en deux faisceaux latéraux avec un minimum de gain dans l'axe radioélectrique de l'antenne. Le rayonnement en champ lointain est fortement perturbé par la présence de l'anneau parasite qui est lui-même dû aux zones parasites crées par le premier étage du réflecteur à cette fréquence. Ceci semble confirmer notre hypothèse que lorsque $\phi_{Rh2} = -\phi_{Rh1}$ et que $\Delta \phi_0$ est élevé cela crée un anneau parasite à la surface de l'antenne ce qui donne lieu à la une chute du gain dans l'axe et la déformation du lobe principale.

IV-4.2.5 Conclusion

Dans ce paragraphe, nous avons étudié différents paramètres de l'antenne spirale d'Archimède, les courants de surface et les composantes du vecteur de Poynting deux fréquences, la

fréquence de transition i.e. 2.5 GHz, et la fréquence $f_G = 3.6$ GHz pour laquelle le gain dans l'axe de la composante principale chute.

À la fréquence de transition, nous avons observé la présence de courants parasites à la surface de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur. Nous avons aussi constaté que l'arête du cylindre du deuxième étage du réflecteur déforme la composante longitudinale du vecteur de Poynting de l'antenne, lorsque le plan d'observation est placé à -8.5 mm. Lorsque le plan d'observation est placé au-dessus de l'antenne, nous avons constaté que les zones parasites sont toujours présentes, mais que leur amplitude est assez faible, ce qui conduit à un rayonnement en champ lointain avec un maximum de gain dirigé dans la direction Oz, mais avec un lobe ayant une forme elliptique plutôt que circulaire.

À la fréquence f_G où le gain dans l'axe de la composante principale chute fortement (3.6 GHz), nous avons vu qu'à la surface de l'antenne apparait un anneau de courant, qualifié d'anneau parasite. Cet anneau parasite est dû à une partie du champ électromagnétique renvoyé par le premier étage du réflecteur, qui a une phase de signe opposée par rapport au champ électromagnétique renvoyé par le second étage ($\phi_{Rh2} = -\phi_{Rh1}$). Cet anneau de courant crée des zones parasites sur les composantes du vecteur de Poynting de l'antenne, ce qui engendre un rayonnement en champ lointain déformé avec un minimum de gain dans l'axe et deux faisceaux latéraux.

IV-4.3 Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 90^{\circ}$

Dans ce paragraphe nous allons uniquement étudier les paramètres de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages à la fréquence pour laquelle le gain dans l'axe de la composante principale chute fortement (i.e. 4GHz).

IV-4.3.1 Courants de surface pour $f_G = 4$ GHz

Nous analysons les courants de surface de l'antenne spirale d'Archimède, en espace libre et au-dessus du réflecteur à étages à 4GHz, représentés sur la Figure IV.73.



Figure IV.73 - Courants de surface de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz : (a) en espace libre, (b) au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 90^{\circ}$.

Un anneau parasite est aussi présent pour cette configuration, mais son amplitude est plus faible que dans le paragraphe IV-4.2.3. Nous allons déterminer la provenance de cet anneau et son influence sur le rayonnement en champ lointain de l'antenne.

IV-4.3.2 Zone active de l'antenne à $f_G = 4$ GHz

Pour cela, nous étudions les composantes du vecteur de Poynting à 4 GHz.

a) Zone active à z = -8.5 mm

D'abord, nous plaçons le plan d'observation à -8.5 mm, c'est-à-dire un peu au-dessus de la surface du deuxième étage du réflecteur. Les composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre et au-dessus du réflecteur à étages sont représentées sur la Figure IV.74 et la Figure IV.75.



Figure IV.74 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à z = -8.5 mm et f = 4 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.



Figure IV.75 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 90^\circ$, à z = -8.5 mm et f = 4 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.

Nous observons le même type de déformations des composantes du vecteur de Poynting que pour le cas où $\Delta\phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$. C'est-à-dire que des zones parasites sont présentes sur les deux composantes du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède et que leurs positions sont proches de celles de l'anneau de courant de la Figure IV.73.

Les coupes suivant les directions x (Figure IV.76) et y (Figure IV.77), représentées ci-dessous, montrent qu'il y a toujours de l'effet de bord sur la composante longitudinale du vecteur de Poynting dû à l'arête du cylindre du deuxième étage.



Figure IV.76 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à z = -8.5 mm et f = 4 GHz, pour y = 0.



Figure IV.77 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à z = -8.5 mm et f = 4 GHz, pour x = 0.

Nous éloignons le plan d'observation pour voir comment évoluent ces zones parasites.

b) Zone active à $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ (16.65 mm)

Le plan d'observation est placé à 16.65 mm de la surface de l'antenne. Sur les figures cidessous sont représentées les composantes du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède, en espace libre et au-dessus du réflecteur à étages.

Les composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting de l'antenne spirale audessus du réflecteur à étages sont encore fortement déformées par rapport à celle de l'antenne en espace libre représentée sur la Figure IV.78. C'est-à-dire que l'anneau de courant génère encore des zones parasites.





Figure IV.78 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à $\lambda_{4GHz}/z = 4.5$ et f = 4 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.



Figure IV.79 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 90^{\circ}$, à $\lambda_{4GHz}/z = 4.5$ et f = 4 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.

La coupe suivant la direction x (Figure IV.80) montre que la composante transverse du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages présente des zones parasites à environ 35 mm du centre du plan d'observation.

La déformation sur la composante longitudinale est moins importante, il y a certes une zone parasite qui est présente à environ 31 mm du centre du plan d'observation, mais son amplitude est faible.

La coupe suivant la direction y (Figure IV.81) montre que dans cette direction les composantes du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages ne subissent pas de déformation. Il est important de noter que les effets de bord observés entre l'antenne et le réflecteur à étages ne sont plus présents à cette distance, les déformations observées sont dues à l'anneau de courant parasite.



Figure IV.80 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $\lambda_{4GHz}/z = 4.5$ et f = 4 GHz, pour y = 0.



Figure IV.81 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $\lambda_{4GHz}/z = 4.5$ et f = 4 GHz, pour x = 0.

L'amplitude de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de la spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages est aussi très faible par rapport à celle de l'antenne en espace libre.

c) Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting à $z = \lambda_{4GHz}$ (74.95 mm)

Pour avoir un aperçu du rayonnement en champ lointain, nous plaçons le plan d'observations à 74.95 mm de la surface de l'antenne, et nous représentons sur la Figure IV.82 la partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting, en espace libre et au-dessus du réflecteur à étages.

Premièrement, la composante longitudinale du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages est très fortement déformée, par rapport à celle en espace libre. Ensuite la puissance maximum n'est pas dirigée dans l'axe radioélectrique de l'antenne.





Figure IV.82 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{4GHz}$ et f = 4 GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz}$ = 90°.

Ceci engendre un diagramme de rayonnement en champ lointain tout aussi déformé, comme nous le voyons sur la Figure IV.83. Le diagramme est encore composé de faisceaux latéraux.



Figure IV.83 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède à f = 4 GHz: (a) en espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5\text{GHz}} = 90^{\circ}$.

Le gain dans l'axe est moins faible que pour le cas où $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$, mais le maximum de gain n'est toujours pas dirigé dans l'axe radioélectrique de l'antenne, c'est-à-dire qu'un saut de saut de 90° la fréquence de transition ne permet pas un fonctionnement optimal de l'antenne spirale d'Archimède.

IV-4.3.3 Conclusion

L'étude des différents paramètres de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages a montré qu'un anneau de courant parasite est toujours présent à la surface de l'antenne, ce qui engendre des déformations sur les composantes du vecteur de Poynting de l'antenne. Ces déformations conduisent à un diagramme de rayonnement inexploitable avec deux faisceaux latéraux et un gain dans l'axe faible (-4 dB).

Dans le paragraphe suivant nous étudions le cas où le gain dans l'axe reste positif à la fréquence f_G .

IV-4.4 Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 60^{\circ}$

À présent, nous étudions le cas où $\Delta\phi_{2.5GHz} = 60^{\circ}$ (h₁ = 20mm). Pour cette configuration, la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages présente un creux dans l'axe à 4.5 GHz (cf. Figure IV.25), mais avec une valeur G₀ positive (1.8 dB).

IV-4.4.1 Courant de surface pour $f_G = 4.5$ GHz

Nous constatons que l'anneau de courant parasite est toujours présent à la surface de l'antenne, mais sont amplitude est beaucoup plus faible que celle de l'anneau de courant principal.



Figure IV.84 - Courants de surface de l'antenne spirale d'Archimède à 4.5 GHz : (a) en espace libre, (b) au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 60^{\circ}$.

Nous savons que la chute du gain dans l'axe pour cette configuration est moins importante que les deux cas précédents, nous allons donc voir si cela est dû au fait que l'anneau de courants parasites a une amplitude faible.

IV-4.4.2 Zone active de l'antenne à $f_G = 4.5$ GHz

Nous passons à l'analyse des composantes du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède.

a) Zone active à z = -8.5mm

Le plan d'observation est placée à -8.5 mm. L'anneau parasite crée toujours des déformations sur les composantes du vecteur de Poynting de l'antenne spirale au-dessus du réflecteur à étages, comme le montrent les figures ci-dessous.




Figure IV.85 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à z = -8.5 mm et f = 4.5 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.



Figure IV.86 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 60^{\circ}$, à z = -8.5 mm et f = 4.5 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.

D'après la Figure IV.87 pour les deux composantes du vecteur de Poynting, ces zones parasites sont situées à environ 30 mm du centre du plan d'observation. Les effets de bord crées par l'arête du cylindre du deuxième étage, sont visibles suivant les deux directions x et y des Figure IV.87 et Figure IV.88. Mais l'amplitude de ces déformations est plus faible que celle de la zone principale.



Figure IV.87 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à z = -8.5 mm et f = 4.5 GHz, pour y = 0.



Figure IV.88 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à z = -8.5 mm et f = 4.5 GHz, pour y = 0.

Nous passons à l'analyse des composantes du vecteur de Poynting au-dessus du plan de l'antenne.

a) Zone active à $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ (14.8 mm)

Le plan d'observation est placé à z = 14.8 mm au-dessus de l'antenne. Nous rappelons que pour cette configuration ($\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 60^\circ$) la valeur de G₀ = 1.8 dB (cf. Figure IV.25).

En observant les composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne en espace libre de la Figure IV.89 et celles de l'antenne au-dessus du réflecteur à étages de la Figure IV.90, nous constatons que la déformation de la composante transverse est toujours présente. Mais les amplitudes des zones parasites sont devenues plus faibles, notamment pour la composante transverse du vecteur de Poynting.





Figure IV.89 - Composante du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre pour $\lambda/z = 4.5$ et f = 4 GHz : (a) longitudinal, (b) transverse.



Figure IV.90 - Composante du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP à étages pour $\lambda/z = 4.5$, avec $\Delta\phi_{2.5GHz} = 60^{\circ}$ et f = 4GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.

D'après les coupes suivant la direction x (Figure IV.91) la zone parasite de la composante transverse du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages placée à $x \approx 33$ mm du centre du plan d'observation a bien une amplitude inférieure à celle de la zone active principale qui se trouve x = 10.5 mm ($\lambda/2\pi$) du centre du plan d'observation.

Sur la coupe suivant la direction y (Figure IV.92), les composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages ont la même forme que celles en espace libre, seule une différence d'amplitude existe.



Figure IV.91 - Composantes du vecteur de Poynting complexe pour $\lambda/z = 4.5$ pour f = 4.5 GHz, pour x = 0.



Figure IV.92 - Composantes du vecteur de Poynting complexe pour $\lambda/z = 4.5$ pour f = 4.5 GHz, pour y = 0.

Le maximum d'amplitude de la composante longitudinale est bien dirigé dans la direction Oz. Ces observations laissent présager que le comportement en champ lointain devrait être moins perturbé que les cas où $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 120^{\circ}$ et 90°.

b) Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting à $z = \lambda_{4.5GHz}$ (66.62 mm)

À présent le plan d'observation est placé à z = 66.62 mm, soit une longueur d'onde à 4.5 GHz. La partie réelle du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède représenté sur la Figure IV.93 montre une petite amélioration par rapport aux deux précédents cas. C'est-à-dire que la puissance est un peu plus concentrée vers le centre du plan d'observation, mais la forme est très loin de celle recherchée, si nous comparons par rapport à l'antenne spirale en espace libre.





Figure IV.93 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{4.5GHz}$ et f = 4.5 GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 60^{\circ}$.

Ceci explique l'allure du diagramme de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages représenté sur la Figure IV.94.



Figure IV.94 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède à f = 4.5 GHz: (a) en espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5\text{GHz}} = 60^{\circ}$.

Le lobe principal est encore scindé en deux faisceaux latéraux, mais le gain dans l'axe radioélectrique est moins faible, mais nous le savions déjà.

IV-4.4.3 Conclusion

Dans ce paragraphe, nous avons constaté que pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 60^\circ$, l'anneau de courant parasite est toujours présent, mais avec une amplitude plus faible que celle de l'anneau principal. Ceci engendre des zones parasites sur les composantes du vecteur de Poynting ayant une amplitude plus petite que la zone active. En particulier, il semblerait que plus la composante transverse est déformée c'est-à-dire que la zone parasite de cette composante est importante et plus le diagramme de rayonnement est déformé, et la valeur du gain dans l'axe faible. Ceci signifie que le transfert d'énergie d'une composante vers l'autre (transverse => longitudinale) ne s'effectue par correctement à cause des zones parasites présentes sur la composante transverse du vecteur de Poynting. Pour finir nous présentons le cas où $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 30^{\circ}$.

IV-4.5 Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 30^{\circ}$

Cette configuration ne présentant pas de creux dans l'axe (cf. Figure IV.32), donc pas de fréquence f_G (cf. Tableau III.2) ; nous prenons comme fréquence $f_{\Delta\phi0} = 6$ GHz, fréquence théorique pour laquelle $\phi_{Rh2} = -\phi_{Rh1} = 36^\circ$ (cf. paragraphe IV-3.4)

IV-4.5.1 Courants de surface à $f_{\Delta\phi0} = 6$ GHz

D'après la Figure IV.95, l'anneau de courant parasite a presque disparu de la surface de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages. Il est présent, mais a une amplitude beaucoup plus faible par rapport à l'anneau principal.



Figure IV.95 - Courants de surface de l'antenne spirale d'Archimède à 6 GHz : (a) en espace libre, (b) au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 30^{\circ}$.

Nous allons voir si cela conduit à la disparition des zones parasites sur les composantes du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède.

IV-4.5.2 Zone active de l'antenne à $f_{\Delta\phi0} = 6$ GHz

Nous procédons comme les autres cas exposés, en analysant les composantes du vecteur de Poynting.

a) Zone active de l'antenne à z = -8.5 mm

Le plan d'observation est placé à z = -8.5 mm, les figures ci-dessous représentent les composantes du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre et au-dessus du réflecteur à étages. Elles montrent qu'il y a quand même des zones parasites, mais que leurs amplitudes sont très faibles par rapport aux maxima d'amplitude des composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting de l'antenne au-dessus du réflecteur à étages.





Figure IV.96 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à z = -8.5 mm et f = 6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.



Figure IV.97 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 30^\circ$, à z = -8.5 mm et f = 6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.

Les coupes suivant les directions x (Figure IV.98) et y (Figure IV.99) confirment que les composantes du vecteur de Poynting ne sont pas déformées et que les amplitudes des zones parasites sont très faibles.

Nous pouvons même dire que seule une différence d'amplitude subsiste entre les deux cas, il faut maintenant analyser ce qui se passe au-dessus de l'antenne.



Figure IV.98 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à z = -8.5 mm et f = 6 GHz, pour y = 0.



Figure IV.99 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à z = -8.5 mm et f = 6 GHz, pour y = 0.

b) Zone active à $z = \lambda_{6GHz}/4.5$ (11.1 mm)

Le plan d'observation est donc placé à 11.1 mm. En observant les composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne en espace libre sur la Figure IV.100, et celles de l'antenne au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 30^{\circ}$ sur la Figure IV.101, nous constatons que la forme des composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne au-dessus du réflecteur à étages est plus elliptique, mais surtout que les zones parasites ont des amplitudes très faibles.





Figure IV.100 - Composante du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à $\lambda_{6GHz}/z = 4.5$ pour f = 6 GHz : (a) longitudinal, (b) transverse.



Figure IV.101 - Composante du vecteur de Poynting complexe de l'antenne au-dessus du réflecteur CEP à étages pour $\lambda_{\delta GHz}/z = 4.5$, avec $\Delta\phi_{2.5GHz} = 30^{\circ}$ et f = 6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.

En effet, en observant les coupes suivant les directions x et y des figures ci-dessous, nous constatons que les composantes du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages ont des maxima d'amplitude positionnés à la même distance par rapport au centre du plan d'observations que l'antenne en espace libre. C'est-à-dire pour la composante longitudinale du vecteur de Poynting, l'amplitude maximale est dans la direction Oz. Et pour la composante transverse du vecteur de Poynting les maxima d'amplitude sont placés à $\lambda/2\pi$ du centre du plan d'observation, suivant les directions x et y. Mais d'après la coupe suivant la direction y la composante transverse du vecteur de Poynting a une forme légèrement différente de celle en espace libre. Les zones parasites sont présentes, mais comme dit juste avant leurs amplitudes sont faibles.



Figure IV.102 - Composantes du vecteur de Poynting complexe pour $\lambda_{6GHz}/z = 4.5$ et f = 6 GHz, pour x = 0.



Figure IV.103 - Composantes du vecteur de Poynting complexe pour $\lambda_{6GHz}/z = 4.5$ et f = 6 GHz, pour y = 0.

Nous allons étudier comment évoluent ces composantes en éloignant le plan d'observations.

c) Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting à $z = \lambda_{6GHz}$ (49.97 mm)

Le plan d'observation est placé à 49.97 mm. La partie réelle des composantes longitudinales du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre et au-dessus du réflecteur à étages sont représentés sur la Figure IV.104.

Pour l'antenne spirale d'Archimède, le maximum de puissance est bien dirigé dans la direction Oz (axe radioélectrique de l'antenne), mais la forme de la composante est très différente de celle de l'antenne en espace libre.

Si nous observons les diagrammes de rayonnement à cette fréquence nous constatons que le lobe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages a une forme très différente par rapport à l'antenne en espace libre. Le lobe n'est pas vraiment scindé en deux, car le gain dans l'axe n'est pas nul (7.4 dB), il est même supérieur à celui de l'antenne en espace libre (5.2 dB), mais le maximum de gain (8.8 dB) est dirigé sur les côtés.





Figure IV.104 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{6GHz}$ et f = 6 GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 30^{\circ}$.



Figure IV.105 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède à f = 6 GHz: (a) en espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5\text{GHz}} = 30^{\circ}$.

Il y a donc un lien entre la conservation de l'anneau de rayonnement formé par la composante transverse du vecteur de Poynting complexe et le fonctionnement de l'antenne en champ lointain, même si nous savons que le gain de l'antenne est uniquement lié à la partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting (cf. chapitre III-3).

IV-4.5.3 Conclusion

Dans ce dernier paragraphe, nous avons étudié le seul cas où le gain dans l'axe de la composante de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages ne présente pas de chute. Nous avons vu que pour ce cas, l'anneau de courants parasites a une amplitude très faible par rapport à l'anneau principal. Cela conduit à avoir des zones parasites sur les composantes du vecteur de Poynting ayant des amplitudes très faibles, ce qui permet de mieux préserver les formes des composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting. Mais cela n'est pas suffisant, car le diagramme de rayonnement a une forme très différente de celle attendue, c'est-à-dire la forme du diagramme en espace libre.

IV-4.6 Conclusion

L'étude des courants de surface et du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède placée au-dessus du réflecteur CEP à étages a permis de mieux comprendre les phénomènes en jeu. En effet, il apparait un anneau de courants à la surface de l'antenne aux fréquences où le gain dans l'axe chute. Cet anneau est dû à une partie du champ électromagnétique réfléchi par le premier étage du réflecteur avec une phase de signe opposée par rapport au champ électromagnétique réfléchi par le deuxième étage, c'est-à-dire que dans le plan de l'antenne $\phi_{Rh2} = -\phi_{Rh1}$.

Cet anneau de courant génère des zones parasites sur les composantes du vecteur de Poynting de l'antenne lorsque nous plaçons le plan d'observation au-dessus de l'antenne. Plus le saut de phase à la fréquence de transition ($\Delta \phi_{2.5GHz}$) est grand et plus les zones parasites ont des amplitudes élevées et voire mêmes égales à celles des zones principales, ce qui conduit à un rayonnement en champ lointain très perturbé avec un lobe séparé en deux faisceaux.

Dans le meilleur des cas ($\Delta \phi_{2.5GHz} = 30^{\circ}$), nous arrivons à avoir un gain dans l'axe supérieur à celui de l'antenne en espace libre, mais le diagramme est fortement déformé. Les différents cas étudiés semblent indiquer que la conservation de l'anneau formé par la composante transverse du vecteur de Poynting (en zone intermédiaire $z < \lambda$) a une importance sur la forme du diagramme de rayonnement en champ lointain.

IV-5 Validation expérimentale

IV-5.1 Géométrie de l'antenne spirale d'Archimède

Afin de vérifier la présence des chutes du gain dans l'axe observées en simulation, nous avons effectué la mesure de chaque configuration présentée. Une antenne spirale d'Archimède à deux brins a été réalisée pour fonctionner de 1GHz à 10GHz. Les diamètres interne et externe sont respectivement D_{in} =3.4 mm et D_{ext} =134 mm. L'antenne spirale est imprimée sur un substrat CuClad 250[®] ayant un diamètre de 150mm, avec une épaisseur h_{sub} = 1.57mm, une permittivité relative ε_r = 2.5 et un facteur de dissipation tan δ = 18e-4 à 10 GHz.

L'antenne étant auto-complémentaire, son impédance de normalisation est $Z_{in} = 188 \ \Omega$. Elle est alimentée en son centre par un balun large bande progressif. Le balun est imprimé sur le même type de substrat que celui de l'antenne spirale d'Archimède et ses dimensions sont 100mm x 30mm.



Figure IV.106 - Antenne spirale d'Archimède sur substrat.

Le sens de rotation des pistes fait que la polarisation principale de l'antenne (polarisation rayonnée dans l'axe radioélectrique de l'antenne z > 0) est une polarisation circulaire droite ou RHCP.

IV-5.2 Configurations mesurées

L'espace entre l'antenne et le second étage du réflecteur métallique est réalisé avec de la mousse dure Eccostock[®] (cf.annexe p.320) de dimensions 50 mm x 50 mm, ayant une hauteur $h_{mousse} \approx$

8.4 mm et une permittivité relative $\varepsilon_r \approx 1$, ce qui donne $h_2 = h_{sub} + h_{mousse} \approx 10$ mm (cf. Figure IV.107 (a)).



Figure IV.107 - (a) : Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages, (b) : cales métalliques de différentes hauteurs.

Nous faisons varier la hauteur h_1 , qui correspond à la distance entre la surface de l'antenne et le premier étage du réflecteur, en utilisant des cales métalliques de différentes hauteurs représentées sur la Figure IV.107 (b). Le diamètre du réflecteur du premier étage est égal à 150 mm, et le diamètre des cales est de 38 mm. L'antenne est fixée sur un support métallique grâce à des vis en nylon.

Afin de comparer les résultats de mesure, la même antenne a été simulée (sans balun). Pour les mesures et les simulations, nous n'avons pas considéré de couronne d'absorbant à l'extrémité de l'antenne.

IV-5.3 Gain de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur métallique à étages

Dans cette partie, nous présenterons uniquement le gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne au-dessus du réflecteur métallique à étages en simulation et en mesure, pour les différentes valeurs de h_1 .

IV-5.3.1 Gain de l'antenne pour $h_1 = 30 \text{ mm} (\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 120^\circ)$

La Figure IV.108 représente le gain dans l'axe de la composante principale pour $h_1 = 30$ mm. Nous constatons que la simulation et la mesure présentent une chute du gain dans l'axe à la même fréquence $f_G = 3.5$ GHz.



Figure IV.108 - Gain réalisé dans l'axe pour h₁ = 30 mm.

Nous allons procéder comme dans le paragraphe IV-3, en diminuant la valeur de h_1 , pour réduire le saut de phase.

IV-5.3.2 Gain de l'antenne pour $h_1 = 25 \text{ mm} (\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 90^\circ)$

À présent, $h_1 = 25$ mm d'après la Figure IV.109 la chute du gain dans l'axe de la composante principale de l'antenne spirale au-dessus du réflecteur métallique à étages est encore présente, elle a lieu à $f_G = 3.9$ GHz en simulation et à $f_G = 3.8$ GHz en mesure. Nous constatons aussi que la chute du gain est moins importante que le cas précédent.



Figure IV.109 - Gain réalisé dans l'axe pour h₁ = 25 mm.

IV-5.3.3 Gain de l'antenne pour $h_1 = 20 \text{ mm} (\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 60^\circ)$

En diminuant encore la valeur de h_1 à 20 mm, nous constatons non pas une chute brutale du gain comme les deux cas précédents, mais une diminution du gain qui reste supérieur à 0 dB, ce phénomène a lieu à $f_G = 4.4$ GHz en simulation et $f_G = 4.2$ GHz en mesure.



Figure IV.110 - Gain réalisé dans l'axe pour $h_1 = 20$ mm.

IV-5.3.4 Gain de l'antenne pour $h_1 = 15 \text{ mm} (\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 30^\circ)$

Pour le cas $h_1 = 15$ mm, la simulation ne présente pas de chute du gain dans l'axe, comme dans le paragraphe IV-3.4.1. Cependant en mesure il y a une diminution du gain dans l'axe entre 3 GHz et 3.5 GHz. Jusqu'ici, nous avions un très bon accord entre les simulations et les mesures, cette différence entre la simulation et la mesure reste inexpliquée pour le moment.



Figure IV.111 - Gain réalisé dans l'axe pour $h_1 = 15$ mm.

Pour finir nous présentons le cas où $h_1 = 12.5$ mm.

IV-5.3.5 Gain de l'antenne pour $h_1 = 12.5 \text{ mm} (\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 15^\circ)$

Pour cette configuration nous notons encore un bon accord entre la simulation et la mesure. Cette configuration ne présente pas de chute du gain dans l'axe, comme cela devrait normalement être le cas pour la configuration précédente.



Figure IV.112 - Gain réalisé dans l'axe pour h₁ = 12.5mm.

Les différentes mesures présentées permettent de confirmer les résultats du paragraphe IV-3, c'est-à-dire que la différence de hauteur entre h_1 et h_2 se traduisant pour un saut de phase à la fréquence de transition ($\Delta \varphi_{2.5 GHz}$) influe sur le gain dans l'axe de la composante principale.

IV-5.3.6 Synthèse

Le Tableau IV.3 compare les résultats des simulations et des mesures présentées. Nous notons un bon accord entre les simulations et les mesures (sauf pour le cas où $h_1 = 30$ mm i.e. $\Delta \phi_{2.5\text{GHz}} = 30^\circ$).

	h ₁ (mm)	f _G (GHz)	G ₀ (dB)	
Mesure	12.5	-	-	
Simulation	12.3	-	-	
Mesure	15	3.4	2.3	
Simulation	15	-	-	
Mesure	20	4.2	1	
Simulation	20	4.4	1.2	
Mesure	25	3.8	-7	
Simulation	23	3.9	-4.9	
Mesure	20	3.5	-14.2	
Simulation	30	3.5	-17.2	

Tableau IV.3 - Comparaison entre la simulation et la mesure de la fréquence fG et de la valeur du gain G0.

Ceci montre encore une fois que nos simulations sont prédictives, mais aussi que le problème de saut de phase est un réel obstacle à la conception d'un réflecteur large bande évolutif ou multipériodes.

IV-6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé le principe du recouvrement des bandes proposé par [1]. Ce principe a été développé pour concevoir un réflecteur large bande évolutif ou multi-périodes réalisé avec des CMA. Il propose d'utiliser le maximum de la bande de fréquences d'intérêt de chaque réflecteur tout en assurant un recouvrement fréquentiel entre chaque réflecteur consécutif.

Chapitre IV - Limitation d'un réflecteur évolutif ou multi-périodes

Afin de vérifier la validité de cette hypothèse, nous avons utilisé un réflecteur métallique à étages pour modéliser des bandes de fréquences d'intérêts différentes sur un même réflecteur composé d'un même matériau pour limiter les temps de calcul. Il s'agit donc d'une simplification par rapport à deux réflecteurs CMA consécutifs ou encore un réflecteur CMA associé à un réflecteur CEP comme nous le verrons dans le chapitre suivant. Les simulations effectuées ont montré qu'une chute du gain apparaît à différentes fréquences en fonction du saut de phase induit par le décalage des deux étages du réflecteur. Nous avons constaté que plus le saut phase à la fréquence de transition ($\Delta \phi_{2.5GHz}$) est important et plus la chute du gain dans l'axe (G₀) est importante et se rapproche de la fréquence de transition. Donc, pour contrôler cela, il faut un plan de masse en forme de cône, c'est-à-dire une transition douce entre les étages du réflecteur. Mais dans notre étude le but n'était pas d'optimiser ce type de réflecteur, mais de mettre en avant la problématique liée au recouvrement des bandes d'intérêts et du saut de phase associé.

Une analyse de la zone active pour les différents cas simulés montre que lorsque le gain dans l'axe de la spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur métallique à étages présente un creux, cela correspond à une zone active très déformée, notamment sur la composante transverse du vecteur de Poynting où une zone parasite apparait. En diminuant la valeur de $\Delta\phi_{2.5GHz}$ à seulement 30°, nous arrivons à améliorer la forme de la zone active et aussi à avoir un gain dans l'axe qui ne chute pas.

Plusieurs solutions peuvent être envisagées pour atténuer ou supprimer ce défaut par exemple placer des anneaux métalliques au-dessus de la spirale [10] ou placer des charges sur le futur réflecteur évolutif composé de plusieurs rangés de motifs CMA en périphérie et d'un réflecteur CEP au centre [5] & [11]. La deuxième solution fera l'objet du chapitre suivant.

Afin de confirmer cela, nous avons mesuré différentes configurations. Les mesures ont permis de confirmer que l'écart de phase à la fréquence de transition a une influence sur tout le reste de la bande de fréquences de fonctionnement et qu'un écart de phase à la fréquence de transition supérieure à 30° induit une chute du gain dans l'axe qui n'est pas compatible avec l'objectif d'un réflecteur large bande tel que recherché.

Bibliographie

- [1] M. Grelier, *Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériaux artificiels*, Télécom ParisTech, PhD dissertation, 2011.
- [2] M. Grelier, S.Mallégol, M. Jousset, and X. Begaud, "Réflecteur d'antenne large bande pour une antenne filaire plane à polarisation circulaire et procédé de réalisation du réflecteur d'antenne", *Brevet N°INPI : FR 1003 900*, déposé le 01.10.10.
- [3] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. Jimenez Broas, N. Alexopolous and E. Yablonovitch, "Highimpedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, n° 11, pp. 2059-2074, 1999
- [4] M. Grelier, C. Djoma, M. Jousset, S. Mallégol, A.C. Lepage, and X. Begaud, "Axial ratio improvement of an Archimedan spiral antenna over a radial AMC reflector" *Applied Physics A*, vol. 109, issue 4, pp. 1081-1086, dec. 2012.
- [5] M. Grelier, S. Mallégol, M. Jousset, A.C Lepage and X. Begaud, "Dispositif d'antenne comportant une antenne filaire plane et un réflecteur d'antenne large bande et procédé de réalisation du réflecteur d'antenne ", *Brevet N°INPI : FR 1000 943*, déposé le 09.03.10.
- [6] C. Liu, Y. Lu, C. Du, J. Cui & X. Shen, "The Broadband Spiral Antenna Design Based on Hybrid Backed-Cavity", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 6, pp. 1876-1882, 2010.
- [7] H. Nakano, H. Oyanagi & J. Yamauchi, "Spiral antenna above a composite HIS reflector", *APS/URSI, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1-4, 2010.
- [8] M. C. Buck, J. Burford and D. Filipovic, "Multiband two arm slot sinuous antenna", APS/URSI, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 165-168, 2004.
- [9] P. Rao, M. Sreenivasan and L. Naragani, "Dual Band Planar Spiral Feed Backed by a Stepped Ground Plane Cavity for Satellite Boresight Reference Antenna Applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 12, no. 57, pp. 3752-3756, 2009.
- [10] V. Callec, E. Fourn, R. Gillard and H. Diez, "Antenne spirale avec élément rayonnant parasite", *JNM*, *Journées Nationales Microondes*, 2013.
- [11] L. Schreider, X. begaud, M. Soiron, B. Perpere, C. Renard, "Broadband Archimedean spiral antenna above a loaded electromagnetic band gap substrate", *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 1, issue 1, no. 7, pp. 212-216, 2007.

Chapitre V

Étude de la spirale d'Archimède en présence d'un réflecteur CMA évolutif ou d'un réflecteur hybride

Sommaire

V-1	Réflecteu	irs CN	/A circulaire évolutif	. 271
	V-1.1	Con	ception d'un réflecteur CMA évolutif	. 272
	V-1	.1.1	Caractérisation de la première couronne	. 274
	V-1 V-1	.1.2	Association des deux couronnes	. 275
	V-1.2	Ante	enne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif	. 277
	V-1	.2.1	Géométrie de l'antenne	. 277
	V-1 V-1	.2.2	Configuration	.277
	V-1	.2.4	Analyse et Synthèse	. 282
	V-1.3	Con	clusion	. 285
V-2	Réflecteu	ır hyb	ride	. 285
	V-2.1	Con	ception d'un réflecteur hybride CMA + CEP	. 286
	V-2	2.1.1	Caractérisation du CMA	. 286
	V-2.2	Ante	enne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride CMA + CEP	. 288
	V-2	2.2.1	Association du CMA et du CEP	. 288
	V-2	2.2.2	Caractéristiques de l'antenne au-dessus du réflecteur hybride	. 289
	V-2.3	Con	ception d'un réflecteur hybride LEBG + CEP	. 292
	V-2	2.3.1	Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride LEBG + CEP	292
	V-2.4	Con	clusion	. 296
V-3	Optimisa	tion d	u réflecteur hybride LEBG + CEP	. 296
	V-3.1	Épai	sseur du substrat	. 297
	V-3.2 V 3 3	Vale	eur des charges résistives	. 299
V-4	v-5.5 Réflecteu	ur hyh	ride LEBG + CEP complet	300
v - 1	V-4 1	Δnte	anne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride complet	301
	V 1.1 V-4		Adaptation de l'antenne	301
	V-4	L.1.2	Gain de l'antenne	. 302
	V-4	1.3	Taux d'ellipticité	. 303
	V-4	1.1.4	Rayonnement de l'antenne	. 303
	V-4	1.5	Ouverture angulaire a mi-puissance de l'antenne	. 307
				209

	V-4.1.6	Synthèse	308
	V-4.1.7	Conclusion	309
V-5	Conclusion		309
Biblio	graphie		311

Dans le chapitre III, nous avons défini et validé la bande de fréquences maximale d'intérêt (i.e. la bande de fréquences où le gain de la composante principale de l'antenne au-dessus du réflecteur est supérieur à celui de l'antenne en espace libre) d'une antenne bidirectionnelle large bande au-dessus d'un réflecteur parfait, à l'aide du phénomène d'interférences constructives. Pour une antenne spirale d'Archimède placée au-dessus d'un conducteur électrique parfait (CEP), cette bande de fréquences est égale à 5:1.

Ensuite, dans le chapitre IV, nous avons rappelé les principes du réflecteur hybride et du recouvrement des bandes. Pour simplifier l'analyse, nous avons étudié une spirale d'Archimède placée au-dessus d'un réflecteur métallique à étages pour modéliser la difference de phase ($\Delta \phi$) existant entre deux CMA concentriques (un au centre et l'autre en périphérie du premier) à une fréquence donnée. Les résultats ont montré qu'un saut de phase important entre deux réflecteurs consécutifs crée une chute du gain de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède. Ceci n'est pas compatible avec le fonctionnement large bande recherché, consistant à avoir un gain de la composante principale dans l'axe de l'antenne au-dessus d'un réflecteur supérieur à celui de la même antenne sans réflecteur et cela sur une bande de fréquences supérieure à 10:1.

Dans ce chapitre, nous allons étudier l'association de deux réflecteurs CMA [1], ayant des bandes de fonctionnement différentes l'une de l'autre, mais satisfaisant le critère du recouvrement des bandes. Chaque réflecteur CMA sera dimensionné en fonction de zone la active de l'antenne déterminée au chapitre II. Nous allons essayer de minimiser le saut de phase à la fréquence de transition, pour ne pas engendrer de chute du gain dans de la composante principale comme dans le chapitre IV.

Ensuite, nous étudierons le réflecteur hybride composé d'un réflecteur CMA en périphérie et d'un réflecteur CEP au centre [2] & [3]. Pour cette configuration, nous essayerons de satisfaire les critères nécessaires, c'est-à-dire assurer le recouvrement des bandes entre les deux réflecteurs consécutifs et aussi minimiser le saut de phase à la fréquence de transition.

V-1 Réflecteurs CMA circulaire évolutif

La méthode développée dans le chapitre III, consistant à déterminer la bande de fréquences d'intérêt définie pour des interférences constructives dans le plan de la source dans le cas d'un réflecteur parfait, peut aussi être appliquée lorsque le coefficient de réflexion du réflecteur est fonction de la fréquence, ce qui est le cas pour un réflecteur CMA [4]. En effet, le critère de $-120^{\circ} < \phi_R < +120^{\circ}$ reste valable quel que soit le type de réflecteur (CEP, CMP ou CMA). Nous avons montré qu'un réflecteur CMA ayant des motifs suivant une répartition circulaire et concentrique ([5] & [6]) permettait d'améliorer le gain de la composante principale d'une antenne spirale d'Archimède.

La méthode développée par [7] permet de caractériser ce type de réflecteur CMA en utilisant un guide coaxial dont les parois ont des conditions CMP (cf. chapitre I), ce qui permet d'avoir un champ électrique concentrique tournant à l'intérieur du guide et ainsi approcher au mieux le champ électrique de l'antenne spirale d'Archimède.

L'objectif est d'avoir une bande commune entre les deux couronnes de motifs pour assurer le recouvrement des bandes (représenté sur la Figure V.1) tout en essayant de conserver un saut de phase faible à la fréquence de transition, si possible inférieur à 30° (cf. chapitre IV), ce qui montre la complexité du problème, car satisfaire toutes ces conditions n'est pas simple.



Figure V.1 - Exemple d'une bande de fréquences commune entre deux CMA consécutifs.

V-1.1 Conception d'un réflecteur CMA évolutif

Le réflecteur CMA évolutif est composé de deux couronnes de motifs CMA représentées sur la Figure V.2, ayant des bandes de fréquences de fonctionnement différentes, qui sont données dans les paragraphes V-1.1.1 et V-1.1.2.



Figure V.2 - Réflecteur CMA évolutif.

Chaque couronne est composée de 12 motifs, l'angle de rotation entre chaque motif est de 30° pour les deux couronnes. Nous allons déterminer la bande de fréquences utile de chacune des couronnes et ensuite les associer. Pour finir, ce réflecteur sera associé à une antenne spirale d'Archimède.

Le logiciel HFSS (solveur fréquentiel) est utilisé pour déterminer la bande utile du réflecteur CMA avec la méthode du guide coaxial.

Le diagramme de phase est obtenu pour une structure infinie, c'est-à-dire que la continuité du champ électrique (dans le sens radial) après la deuxième couronne est assurée. Mais pour des contraintes de réalisation et d'intégration liées à la place disponible correspondant à une bande de fréquences, chaque CMA est réalisée avec une seule couronne.

Pour simuler une structure considérée comme infinie suivant la direction radiale, il est possible de considérer la totalité de la couronne ou juste une cellule unitaire, toutes deux représentées sur la Figure V.3. Dans les deux cas, le diagramme de phase obtenu est identique (cf. Figure V.7)



Figure V.3 - Symétries utilisées pour l'obtention du digramme de phase d'une couronne CMA, (a) couronne entière, (b) cellule unitaire.

Pour la simulation de la couronne CMA entière il faut appliquer des conditions magnétiques aux parois du guide coaxial comme sur la Figure V.3 (a) ce qui engendre un champ électrique tangent aux parois du guide et concentrique [7], Figure V.4 (a).

Pour la simulation d'une cellule unitaire du CMA il faut appliquer des conditions électriques sur les parois latérales, afin que le champ électrique soit normal à ces parois et qu'il garde une répartition concentrique, Figure V.4 (b).



Figure V.4 - Orientation du champ électrique à l'intérieure du guide coaxial : (a) guide complet, (b) guide pour cellule unitaire.

Les motifs CMA sont imprimés sur un substrat Cuclad250[®], avec une épaisseur $h_{sub} = 6.3$ mm, une permittivité relative $\varepsilon_r = 2.5$ et un facteur de dissipation $\tan \delta = 2.3e-3$ à 10 GHz. Le choix d'un substrat épais permet d'avoir une bande relative de fonctionnement du CMA plus grande [8] & [9]. De plus, dans un premier temps, l'objectif n'étant pas de concevoir une antenne de très faible épaisseur, mais de mettre en évidence le fonctionnement de deux CMA fonctionnant sur bandes de fréquences différentes, l'épaisseur du substrat n'est pas une contrainte. Le plan de référence pour déterminer la bande de fréquences utile est pris à 5 mm au-dessus du réflecteur, ce qui correspondra à l'espace entre le plan de l'antenne et la surface du réflecteur. Le but étant de placer le réflecteur CMA évolutif au plus près de l'antenne.

La Figure V.5 représente un schéma de l'antenne spirale d'Archimède placée à une distance $h_{air} = 5$ mm au-dessus du réflecteur CMA évolutif.



Figure V.5 - Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif.

V-1.1.1 Caractérisation de la première couronne

Les motifs de la première couronne (CMA₁) ont une largeur $w_1 = 17.5$ mm et sont espacés les uns des autres d'un gap g = 2 mm. Les rayons externe (R_{ext}) et interne (R_{int}) de cette couronne sont respectivement de 25.5 mm et 6 mm, représentés sur la Figure V.6



Figure V.6 - Première couronne de motifs (CMA₁).

La bande de fréquence utile du CMA₁ représentée sur la Figure V.7, commence à 2.05 GHz ($\phi_R CMA_1 = +120^\circ$) et s'étend jusqu'au-delà de 5 GHz.

Le but étant de placer le réflecteur CMA évolutif en dessous d'une antenne spirale d'Archimède, il faut donc tenir compte des dimensions des couronnes (R_{ext} et R_{int}), pour savoir si elles correspondent au diamètre de la zone active en fonction de la bande de fréquences d'intérêt. C'est-àdire que le diamètre de la zone active correspondant à la fréquence $\phi_R CMA_1 = +120^\circ$, doit être inférieur à 2* R_{ext} et inversement le diamètre de la zone active correspondant à $\phi_R CMA_1 = -120^\circ$ doit être supérieur à 2* R_{int} . Pour s'assurer que la zone active reste au-dessus du réflecteur CMA sur toute la bande de fréquences d'intérêt.

Dans notre cas, l'antenne spirale d'Archimède sera placée à $h_{air} = 5 \text{ mm}$ au-dessus du réflecteur CMA évolutif. La fréquence basse de fonctionnement de cette couronne de motifs est 2.05 GHz, ce qui signifie que le rapport $\lambda_{2.05\text{GHz}}/h_{air}$ est égal à 21.5. En exploitant les résultats du chapitre II, à une autre fréquence, cela est possible car le fonctionnement de l'antenne spirale est homothétique en fréquence, nous pouvons dire que pour une distance proche de $\lambda/21.5$, la zone active (en espace libre) de l'antenne a un diamètre proche de D $\approx \lambda/4.5$ ce qui donne un diamètre D $\approx \lambda_{2.05\text{GHz}}/4.5 = 32.5 \text{ mm}$.

Donc, le diamètre de la zone active est bien inférieur au diamètre $2*R_{ext}$, la zone active se trouve au-dessus de la couronne de motifs, compte tenu du diamètre de celle-ci, cf. Figure V.5.



Figure V.7 - Diagramme de phase du CMA₁ (HFSS).

La première couronne étant définie, nous passons à la caractérisation de la couronne extérieure (CMA₂).

V-1.1.2 Caractérisation de la deuxième couronne

Les motifs de la deuxième couronne ont une largeur $w_2 = 35$ mm et sont aussi espacés les uns des autres d'un gap g = 2 mm. Les rayons externe (R_{ext}) et interne (R_{int}) de cette couronne sont respectivement de 62.5 mm et 25.5 mm, représentés sur la Figure V.8.



Figure V.8 - Deuxième couronne de motifs CMA (CMA2) : (a) couronne complète, (b) cellule unitaire.

La bande de fréquences utile de cette couronne de motifs obtenue à partir d'une cellule unitaire est représentée sur la Figure V.9. Avec les dimensions données, la bande utile commence à 1.63 GHz et s'étend jusqu'à 2.8 GHz ce qui correspond à $-120^{\circ} < \phi_R CMA_2 < +120^{\circ}$, soit une bande relative de 1.72:1.

Nous avons bien une bande de fréquences commune entre les deux couronnes pour assurer le recouvrement des bandes, qui est comprise entre 2.05 GHz ($\phi_R \ CMA_1 = +120^\circ$) et 2.8 GHz ($\phi_R \ CMA_2 = -120^\circ$), soit une bande de recouvrement égale à 1.3:1, représentée sur la Figure V.9. Ceci signifie que la bande de recouvrement devrait être suffisante pour assurer la transition entre les deux couronnes de motifs CMA.



Figure V.9 - Diagramme de phase des CMA2 et CMA1 et recouvrement des bandes (HFSS).

Le diamètre interne de cette couronne (CMA₂), qui est aussi le diamètre externe de la couronne placée à l'intérieur (CMA₁), est de 50 mm (cf. Figure V.5). Ceci correspond à une zone active (en espace libre) ayant un diamètre proche 32.5 mm à f = 2.05 GHz, qui est la fréquence de transition entre les deux couronnes de motifs CMA. Le saut de phase à la fréquence de transition est inférieur à 42°.

Les deux couronnes de CMA ont été définies, maintenant nous allons caractériser le CMA évolutif en les associant comme sur la Figure V.2. Pour cela nous utilisons le logiciel HFSS et la méthode décrite au paragraphe V-1.1.

V-1.1.3 Association des deux couronnes

Le CMA évolutif complet est caractérisé et représenté sur la Figure V.10. La différence de phase de ce réflecteur (ϕ_R CMA évolutif) est comprise entre ±120°, entre 1.82 GHz et 2.72 GHz soit une bande relative de 1.5:1. Nous pouvons déjà noter que la bande utile du CMA évolutif est plus faible que celles des CMA_{1,2}, et un passage par ±180° a lieu à 2.85 GHz.

De plus, les différences de phase obtenues pour les deux couronnes de motifs ($\phi_R \ CMA_1$ et $\phi_R \ CMA_2$) sont de signes opposés à 2.7 GHz, avec $\phi_R \ CMA_1 = -\phi_R \ CMA_2 = 95^\circ$, ce qui nous donne un saut de phase de 190°. Nous avons vu dans le chapitre IV que cela induit une chute du gain de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne.



Figure V.10 - Diagramme de phase du CMA évolutif.

Nous cherchons à mettre en œuvre le principe du réflecteur CMA évolutif, afin de démontrer sa faisabilité. Pour cela nous plaçons une antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif défini.

V-1.2 Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif V-1.2.1 Géométrie de l'antenne

Le diamètre externe de l'antenne est $D_{ext} = 300 \text{ mm}$ et le diamètre interne est $D_{int} = 3.4 \text{ mm}$. Avec ces dimensions, l'antenne a une bande de fonctionnement théorique comprise entre 0.5 GHz ($\lambda_{0.5GHz}/\pi = 191 \text{ mm}$) et 10 GHz ($\lambda_{10GHz}/\pi = 9.54 \text{ mm}$). La largeur des pistes (w) et l'espace entre elles (s) valent à w = s = 1.25 mm. L'antenne étant auto-complémentaire, son impédance de normalisation est $Z_{in} = 188 \Omega$. Les coordonnées du centre de l'antenne sont (0, 0, 0). La composante principale de l'antenne est une polarisation circulaire droite et la composante croisée de l'antenne est donc une polarisation circulaire gauche.



Figure V.11 - Antenne spirale d'Archimède.

V-1.2.2 Configuration

Nous allons comparer les caractéristiques de l'antenne spirale au-dessus du réflecteur CMA évolutif à celles de la même antenne en espace libre.

V-1.2.3 Caractéristiques de l'antenne au-dessus du réflecteur CMA évolutif

Les simulations ont été effectuées avec CST MWS™ et le solveur temporel (transient).

a) Adaptation de l'antenne

Le module du coefficient de réflexion de l'antenne pour les deux configurations est représenté sur la Figure V.12. Le module du coefficient de réflexion de l'antenne au-dessus du réflecteur CMA évolutif reste inférieur à -10 dB sur toute la bande considérée entre 1 GHz et 5 GHz.



Figure V.12 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations, (Normalisée à $Z_{in} = 188 \Omega$).

b) Gain de l'antenne

Le gain de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne est représenté sur la Figure V.13, avec un pas en fréquence de 0.1 GHz. Le gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif est supérieur au gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre de 1.95 GHz à 2.5 GHz soit une bande relative égale à 1.3:1, ce qui est inférieur à la bande déterminée à partir du diagramme de phase qui est égale à 1.5:1, i.e. 1.82 GHz à 2.72 GHz (cf. Figure V.10).

Le réflecteur CMA évolutif a un diamètre externe inférieur à celui de l'antenne spirale d'Archimède, ce qui peut expliquer pourquoi la fréquence basse de la bande de fréquences utile de l'antenne au-dessus du réflecteur (1.95 GHz) est supérieure à celle déterminée à partir du diagramme de phase (1.82 GHz). Ainsi, le rayonnement de l'antenne est déformé à cause des effets de bord. De plus, la caractérisation avec le diagramme de phase suppose que le champ électrique est uniforme et continue, comme s'il y avait d'autres motifs CMA avant le CMA₂. Ce qui n'est pas le cas pour la simulation de l'antenne au-dessus du réflecteur CMA évolutif, en effet il n'y a pas de motifs CMA avant le CMA₂, il y a un donc un changement de milieu (air -> CMA₂), lorsque la zone active de l'antenne arrive sur le réflecteur CMA évolutif.



Figure V.13 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède et différence de phase du CMA évolutif.

Le gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif chute brutalement à 2.6 GHz. Cette fréquence est proche de celle pour laquelle les différences de phase des deux couronnes de motifs (ϕ_R CMA1 et ϕ_R CMA2) sont de signes opposés, i.e. ϕ_R CMA1 = - ϕ_R CMA2 = 95° à 2.7 GHz.

c) Taux d'ellipticité de l'antenne

La Figure V.14 représente le taux d'ellipticité dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif. Entre 1 GHz et 4.9 GHz, le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB. Il est important de noter que la chute du gain dans l'axe de la composante principale n'affecte pas le taux d'ellipticité, ce qui signifie que la composante croisée conserve un niveau très bas à cette fréquence, comme nous pouvons le voir sur la Figure V.15.



Figure V.14 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède.



Figure V.15 - Composante croisée dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif.

d) Courants de surface

En observant les courants à la surface du réflecteur CMA évolutif représentés sur la Figure V.16, à 2.6 GHz fréquence pour laquelle le gain dans l'axe de la composante principale chute

brutalement, nous constatons que des courants sont présents sur la couronne extérieure (CMA₂) du CMA évolutif. Ces courants ne sont pas répartis de façon uniforme sur tous les motifs de cette couronne, contrairement aux courants sur la couronne intérieure (CMA₁) qui sont répartis sur tous les motifs et qui forment un anneau. En comparaison, nous présentons aussi les courants de surface à 2 GHz, fréquence pour laquelle le gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif est supérieur (de peu) à celui de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre. Les courants de surface sont principalement localisés sur le CMA₁. Ceci signifie qu'en toute logique à 2.6 GHz il n'y aurait pas dû y avoir de courants de surface sur les motifs du CMA₂.



Figure V.16 - Courant à la surface du réflecteur évolutif : (a) 2 GHz, (b) 2.6 GHz.

Ceci peut s'expliquer par le fait qu'à 2.7 GHz d'après le diagramme de phase de la Figure V.10, les différences de phase des deux couronnes de motifs ($\phi_R CMA_1$ et $\phi_R CMA_2$) sont de signes opposés et que la chute du gain est due au courants de surface sur le CMA₂.

e) Zone active de l'antenne

Pour analyser ce phénomène, nous procédons comme au chapitre IV, nous allons étudier les composantes du vecteur de Poynting de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif. Le plan d'observation est placé à z = -4 mm (i.e. au-dessus du réflecteur à CMA évolutif), nous présentons les composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting à f = 2 GHz (Figure V.17) et f = 2.6 GHz (Figure V.18).

Nous constatons que pour f = 2 GHz la zone active de l'antenne (composante transverse) est composée d'un seul anneau qui chevauche le CMA₂ et le CMA₁ mais il est en majorité sur le CMA₁. L'anneau présent en périphérie correspond au diamètre externe (125 mm) du réflecteur CMA évolutif, qui est dû au changement de milieu air -> CMA₂.



Figure V.17 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus CMA évolutif à z = -4 mm et f = 2 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.



Figure V.18 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus CMA évolutif à z = -4 mm et f = 2.6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.

À la fréquence où le gain dans l'axe chute fortement (2.6 GHz), nous observons sur la Figure V.18, que la zone active (composante transverse) se situe sur le CMA₁, mais il y a une zone parasite qui est placée sur le CMA₂, ce qui concorde avec les courants de surface observés sur la Figure V.16. Cet anneau ne devrait pas exister, car en toute logique l'anneau de courant à la surface de l'antenne spirale d'Archimède se déplace vers le centre quand la fréquence augmente. Donc seul le CMA₁ devrait être éclairé par cet anneau de courant.

f) Diagramme de rayonnement de l'antenne

En observant les diagrammes de rayonnement de la composante principale à pour f = 2 GHz et 2.6 GHz, représentés sur la Figure V.19. Nous constatons qu'à 2 GHz même si le gain dans l'axe ne chute pas, le maximum de gain n'est pas rayonné dans l'axe radioélectrique de l'antenne, mais sur les cotés. Pour f = 2.6 GHz, le lobe est scindé en quatre faisceaux.



Figure V.19 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif : (a) f = 2 GHz, (b) f = 2.6 GHz.

V-1.2.4 Analyse et Synthèse

Les différents résultats présentés montrent que l'association des deux couronnes de motifs CMA en vue de concevoir un réflecteur CMA évolutif ne fonctionne pas comme nous l'attendions. Afin de savoir à quoi est dû le mauvais fonctionnement de cette configuration, nous avons simulé chaque couronne de façon séparée. Ainsi, nous supprimons une couronne à la fois (uniquement les motifs) tout en conservant le même diamètre du substrat et du plan de masse que celui du réflecteur CMA évolutif. Le gain de la composante principale des différents cas est représenté sur la Figure V.20.

Pour la configuration où seuls les motifs du CMA₁ sont présents, le gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus de cette configuration est supérieur à celui de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre de 2.27 GHz à 4.64 GHz. Donc le CMA₁ remplit bien sa fonction, le gain décroit au-delà de 4.64 GHz, car si nous considérons le diagramme de phase du plan de masse et du substrat placé au-dessus représenté sur la Figure V.21, nous constatons qu'à 4.75 GHz nous avons ϕ_R (sub+plan de masse) = - ϕ_R CMA₁ = 36°.

Par contre, pour la configuration où seul le CMA_2 est présent, le gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus de cette configuration est supérieur à celui de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre de 2.12 GHz à 2.51 GHz. La transition entre les deux CMA n'est donc pas réalisée.

Cette couronne de CMA ne fonctionne pas comme nous le voulons, et détériore fortement le fonctionnement du CMA évolutif. L'allure du gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif est très proche, de celle du gain de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du CMA₂.

Cela s'explique par le fait que d'après la Figure V.21, nous constatons qu'à 2.72 GHz nous avons ϕ_R (sub+plan de masse) = - ϕ_R CMA₂ = 102°.



Figure V.20 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède, pour les différents cas.



Figure V.21 - Diagramme de phase des CMA_{1,2} et du plan de masse avec substrat.

Si nous observons les composantes du vecteur de Poynting représentées sur la Figure V.22 à 2.6 GHz fréquence pour laquelle le gain de la composante principale dans l'axe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA_2 chute. Nous constatons que l'anneau parasite est toujours présent sur le CMA_2 . Ceci signifie que les motifs que CMA_2 continue à interférer même sans la présence des motifs du CMA_1 .

Alors que pour le cas où seul le CMA₁ est présent (cf. Figure V.23), pour la même fréquence (i.e. 2.6 GHz) nous pouvons voir qu'il n'y a pas d'anneau parasite.

Chapitre V - Étude de la spirale d'Archimède en présence d'un réflecteur CMA évolutif ou d'un réflecteur hybride



Figure V.22 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus CMA₂ (seul) à z = -4 mm et f = 2.6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.



Figure V.23 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus CMA₁ à (seul) z = -4 mm et f = 2.6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.

Le Tableau V.1 regroupe les différentes valeurs des configurations présentées. Nous rappelons

-Pour définir les bandes utiles des CMA, f_{min} correspond à $\phi_R = +120^\circ$ et f_{max} correspond à $\phi_R = -120^\circ$.

-Pour la simulation de l'antenne spirale au-dessus d'un réflecteur f_{min} et f_{max} correspondent aux fréquences minimale et maximale pour lesquelles le gain de la composante principale est supérieur à celui de l'antenne en espace libre.

- f_G est la fréquence pour laquelle le gain dans l'axe de la composante principale chute. - $f_{\Delta\phi0}$ est la fréquence pour laquelle $\phi_R CMA_1 = -\phi_R CMA_2$ pour les réflecteurs CMA évolutifs, ou ϕ_R (sub+plan de masse) = - $\phi_R CMA_{1,2}$, pour le cas ou seul une couronne de motifs CMA est présente.

que :

	f _{min} (GHz)	f _{max} (GHz)	BP	f _G (GHz)	${f f}_{\Delta\phi0}\ (GHz)$	$f_{\phi R = \pm 180^{\circ}}$ (GHz)
φ _R CMA ₁	2.05	> 5	-	-	4.75	-
φ _R CMA ₂	1.63	2.8	1.7:1	-	2.72	3.3
φ _R CMA évolutif	1.82	2.72	1.5:1	-	2.7	2.85
φ _R sub + plan de masse	2.17	> 5	-	-		-
Spirale sur CMA1	2.27	4.64	2:1	5	-	-
Spirale sur CMA ₂	2.12	2.51	1.2:1	2.6	-	-
Spirale sur CMA évolutif	1.95	2.5	1.3:1	2.6	-	-

Tableau V.1 - Comparaison des différentes configurations.

V-1.3 Conclusion

La configuration présentée n'atteint pas les résultats escomptés, ceci est probablement dû au fait que chaque partie du réflecteur CMA évolutif est composée d'une seule couronne, ce qui ne permet pas d'assurer une périodicité dans la direction radiale, ce qui veut aussi dire que les conditions de fonctionnement des CMA basées sur des structures périodiques et infinies ne sont pas respectées. Une solution serait peut-être de multiplier le nombre de couronnes, mais cela complique très fortement le dimensionnement.

Dans le cas de la configuration présentée, il est possible que la caractérisation en guide coaxiale ne reflète pas la vraie géométrie du réflecteur, ce qui peut expliquer pourquoi la transition entre les deux couronnes ne s'effectue pas comme voulu.

Si nous voulons doubler le nombre de motifs de couronnes dans le sens radial, cela complique fortement le problème, car il faut que la taille de chaque couronne corresponde à une bande de fréquences sans empiéter sur l'espace disponible pour la bande de fréquences voisine occupée par une autre couronne de motifs.

Dans la partie suivante, nous allons mettre en pratique l'idée du réflecteur hybride, en associant deux réflecteurs de natures différentes.

V-2 Réflecteur hybride

À présent, nous allons associer un réflecteur CMA composé de plusieurs couronnes et un réflecteur CEP, ce qui correspond à un réflecteur dit hybride [2]& [3]. D'après le chapitre III, nous savons que la fréquence minimale pour l'utilisation d'un réflecteur CEP correspond à une distance entre l'antenne et le réflecteur égale à $\lambda/12$. Le réflecteur CEP a une bande maximale limitée à 5:1 et la fréquence minimale d'utilisation est fonction de la hauteur entre l'antenne et le réflecteur. Le réflecteur CMP n'a pas de fréquence minimale d'utilisation. L'idée est donc d'approcher le réflecteur CMP par un réflecteur CMA pour étendre la fréquence minimale d'utilisation de l'antenne au-dessus du réflecteur vers les basses fréquences. Nous allons nous inspirer du réflecteur à étages du chapitre IV, mais nous allons remplacer l'étage du bas (simple disque de CEP) par un réflecteur CMA dont les
motifs sont sur le même plan que la base supérieure du cylindre de CEP au centre, un schéma de principe est donné sur la Figure V.24.



Figure V.24 - Schéma du réflecteur hybride CMA + CEP.

V-2.1 Conception d'un réflecteur hybride CMA + CEP

Nous conservons la même distance entre l'antenne et le réflecteur qu'au chapitre IV, c'est-àdire que $h_{air} = 10$ mm. Cette distance est fixée par la partie CEP du réflecteur, car elle permet d'avoir un gain dans l'axe supérieur à celui de l'antenne en espace libre à partir de 2.5 GHz. Le diamètre du cylindre, de hauteur h_{cyl} , au centre du réflecteur est de 38.16 mm. Nous avons vu dans le chapitre IV que la zone active se trouve bien au-dessus du cylindre de CEP à 2.5 GHz.

V-2.1.1 Caractérisation du CMA

Le réflecteur CMA utilisé est composé de 4 couronnes de patchs, comme représenté sur la Figure V.25. Le nombre de patchs par couronne est optimisé afin de conserver une bande CMA utile assez large [10], mais surtout d'avoir une fréquence basse d'utilisation éloignée de 2.5 GHz; la bande CMA étant toujours définie avec le critère de $\pm 120^{\circ}$.

L'angle entre deux patchs consécutifs d'une même couronne et par conséquent le nombre de patchs de cette couronne a une influence sur la bande utile d'un réflecteur CMA circulaire [2]. Nous avons essayé d'optimiser le nombre de patchs par couronne, afin que la fréquence basse d'utilisation du réflecteur CMA reste la plus basse possible pour bien distinguer les bandes utiles des deux réflecteurs composant le réflecteur hybride, tout en assurant un recouvrement des bandes.

Les motifs CMA sont imprimés sur un substrat Cuclad250[®], avec une épaisseur $h_{sub} = h_{cyl}$ 6.3 mm, une permittivité relative $\varepsilon_r = 2.5$ et un facteur de dissipation tan $\delta = 2.3e-3$ à 10 GHz. Comme dans le paragraphe V-1, nous considérons un substrat épais afin d'accroitre la bande de fréquences utile du réflecteur CMA, vers les basses fréquences.



Figure V.25 - Partie CMA du réflecteur hybride.

La couronne₁ comporte 12 patchs avec un angle de rotation de 30° entre chaque patch, et les 3 autres couronnes comportent 24 patchs avec un angle de rotation de 15° entre chaque motif. Pour l'ensemble des couronnes la largeur des patchs dans la direction radiale est égale à w = 17.5 mm, l'espace entre deux patchs suivant les directions radiale et ortho-radiale est égal à g = 2 mm.

Les différentes couronnes sont caractérisées avec le logiciel HFSS comme au paragraphe précédent avec un plan de référence pris à 10 mm au-dessus de la surface des motifs (plan de l'antenne). Les différentes cellules unitaires utilisées pour obtenir les diagrammes de phase en fonction du nombre de couronnes sont représentées sur la Figure V.26.



Figure V.26 - Cellule unitaire des différentes couronnes : (a) 1 couronne, (b) 2 couronnes, (c) 3 couronnes, (d) 4 couronnes.

La Figure V.27 représente le diagramme de phase du réflecteur CMA pour un nombre différent de couronnes. Nous constatons que la fréquence basse d'utilisation du réflecteur CMA ne change pas en fonction du nombre de couronnes du réflecteur CMA et reste égale à $f_{min} = 1.45$ GHz ($\phi_R = +120^\circ$).

Par contre, l'ajout d'une couronne fait apparaître une résonnance ($\phi_R = \pm 180^\circ$). Donc bien que la fréquence haute de la bande utile du réflecteur CMA ($\phi_R = -120^\circ$) diminue lorsque le nombre de couronnes augmente, cela devrait a priori ne pas poser de problème sachant que pour des fréquences supérieures à 2.5 GHz, la zone active se trouve au-dessus de la partie CEP du réflecteur hybride. La partie CEP du réflecteur doit permettre d'améliorer le gain de la composante principale de l'antenne jusqu'à 12.5 GHz (cf. Chapitre III), mais dans un premier temps nous limiterons notre étude à 5 GHz, pour observer comment la transition entre le réflecteur CMA et CEP s'effectue, mais aussi pour limiter les temps de calcul.



Figure V.27 - Diagramme de phase du CMA pour différents nombres de couronnes.

Il est important de noter qu'à la fréquence basse $f_{min} = 1.45$ GHz, la zone active se trouve uniquement sur la couronne₁, les couronnes supérieures servent à assurer la périodicité dans la direction radiale ainsi qu'à déplacer les effets de bord à une fréquence inférieure à f_{min} comme représenté sur la Figure V.28. Le diamètre externe du réflecteur est égal 196.16 mm.



Figure V.28 - Différentes zones au-dessus du réflecteur hybride.

La partie CMA du réflecteur étant caractérisée, le réflecteur hybride est placé en dessous de l'antenne spirale d'Archimède.

V-2.2 Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride CMA + CEP V-2.2.1 Association du CMA et du CEP

À la fréquence basse d'utilisation du réflecteur hybride, soit 1.45 GHz, la zone active de l'antenne spirale d'Archimède se trouve au-dessus de la couronne₁ du réflecteur hybride. Donc pour analyser les caractéristiques de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride, nous considérons le diagramme de phase de la couronne₁ et le diagramme de phase d'un réflecteur CEP représentés sur la Figure V.29, avec un plan de référence placé 10 mm au-dessus, ce qui correspond au plan de l'antenne.



Figure V.29 - Différence de phase de la couronne₁ et du réflecteur CEP.

L'antenne utilisée est la même que dans le paragraphe V-1.2, en principe le gain dans l'axe de la composante principale de l'antenne au-dessus du réflecteur hybride devrait être amélioré de 1.45 GHz à 5 GHz. Nous comparons les résultats de l'antenne au-dessus du réflecteur hybride à ceux de l'antenne en espace libre, mais aussi à ceux de l'antenne placée 10 mm au-dessus d'un réflecteur CEP afin de savoir quels sont les apports du réflecteur CMA aux fréquences basses.

V-2.2.2 Caractéristiques de l'antenne au-dessus du réflecteur hybride

a) Adaptation de l'antenne

D'après la Figure V.30, le module du coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride est inférieur à -10 dB de 1.54 GHz à 5 GHz. Une remontée du coefficient de réflexion a lieu autour de la fréquence f_{min} du réflecteur hybride, soit 1.45 GHz.



Figure V.30 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède ($Z_{in} = 188\Omega$).

b) Gain de l'antenne

Le gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride, représenté sur la Figure V.31, est supérieur à celui de l'antenne spirale d'Archimède en

espace libre de 1.7 GHz à 2.7 GHz. Ensuite, le gain chute brutalement à 3 GHz. Si nous analysons les différences de phase de la couronne₁ et du CEP, ces deux réflecteurs ont des différences de phase de signes opposés à 3.4 GHz, avec $\phi_{R \ CEP} = -\phi_{R \ couronne1} = 96^{\circ}$, ce qui nous donne un saut de phase de 192°. Un décalage de 0.4 GHz (11%) entre la fréquence théorique pour laquelle $\phi_{CEP} = -\phi_{R \ couronne1}$, obtenue à partir du diagramme de phase en considérant une onde plane, et la fréquence pour laquelle le gain dans l'axe chute est cohérent avec ce qui a été observé dans le chapitre IV.

Ensuite, le gain redevient supérieur à celui de l'antenne de référence entre 3.21 GHz et 3.85 GHz. Il rechute à 3.95 GHz, cette fréquence est très proche de la fréquence pour laquelle $\phi_{R \text{ couronne1}} = \pm 180^{\circ}$ (4 GHz). Enfin, le gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride reste supérieur à celui de l'antenne spirale en espace libre de 4.12 GHz à 5 GHz.



Figure V.31 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède.

Il est important de noter que le gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride est supérieur de 1 dB à 2 dB à celui de l'antenne audessus du réflecteur CEP entre 1 GHz et 2.3 GHz. La partie CMA du réflecteur hybride permet donc une amélioration du gain en basse fréquence.

Les différentes chutes du gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride, semblent pouvoir s'expliquer en analysant les différences de phase de la première couronne du réflecteur hybride et du réflecteur CEP.

c) Taux d'ellipticité de l'antenne

Le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride est supérieur à 3 dB de 1.34 GHz à 1.6 GHz, phénomène analogue à celui observé sur le module du coefficient de réflexion de la Figure V.32.

Le taux d'ellipticité de l'antenne spirale au-dessus du réflecteur hybride, reste inférieur à 3 dB à 3 GHz alors que pour cette fréquence le gain de la composante principale dans l'axe radioélectrique chute brutalement. Mais à 4 GHz le taux d'ellipticité présente une remontée importante, fréquence pour laquelle $\phi_{R \text{ couronnel}} = \pm 180^{\circ}$.



Figure V.32 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède.

d) Courant à la surface du réflecteur hybride

Pour déterminer la cause de la chute du gain dans l'axe de la composante principale qui a lieu à 3 GHz, nous observons les courants à la surface du réflecteur à cette fréquence, représentés sur la Figure V.33. Les courants de surfaces sont majoritairement regroupés sur la couronne₁ du réflecteur hybride avec deux zones diamétralement opposées, ils sont aussi présents sur les couronnes_{2,3} mais avec une amplitude plus faible. Ce qui signifie que notre hypothèse consistant à ne considérer que le diagramme de phase de la couronne₁ est valide.

Sur la partie CEP du réflecteur hybride, l'amplitude des courants de surfaces est beaucoup plus faible. Une solution pour supprimer la chute du gain à cette fréquence est de réussir à absorber les courants de surfaces se propageant sur la partie CMA, afin de limiter les courants de surface à la partie CEP.



Figure V.33 - Courants de surface sur le réflecteur hybride (CMA + CEP) à 3 GHz.

Pour cela une solution possible est de transformer le réflecteur CMA en un réflecteur LEBG (Loaded Electromagnetic Band Gap) [11], ce que nous allons faire dans le paragraphe suivant. Cela devrait permettre de supprimer les chutes de gain dans l'axe liées au saut de phase à 3 GHz et au passage par $\pm 180^{\circ}$ du réflecteur CMA,

V-2.3 Conception d'un réflecteur hybride LEBG + CEP

Pour transformer un CMA en LEBG, il faut placer des charges entre les gaps du CMA, afin de transformer le réflecteur en absorbant planaire comme représenté sur la Figure V.34.



Figure V.34 - Réflecteur hybride LEBG + CEP.

Les charges sont des rubans résistifs de $R_{LEBG} = 50 \ \Omega/\Box$, elles permettent de connecter les différents patchs entre eux afin d'absorber les courants à la surface. La surface des charges est de 2.1 mm x 2.1 mm.

V-2.3.1 Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride LEBG + CEP

La configuration est la même que celle du paragraphe V-2.2.

a) Courant à la surface du réflecteur LEBG + CEP

Nous observons en premier lieu les courants à la surface de ce nouveau réflecteur. Comme le montre Figure V.35, avec cette configuration les courants de surface à 3 GHz sont uniquement présents sur la partie CEP du réflecteur et présentent une forme annulaire.



Figure V.35 - Courants de surface sur le réflecteur hybride (LEBG + CEP) à 3 GHz.

b) Adaptation de l'antenne

Le module du coefficient de réflexion de l'antenne au-dessus de ce réflecteur est représenté sur la Figure V.36. Avec la présence des charges résistives, le module du coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB de 1 GHz à 5 GHz.



Figure V.36 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède (Z_{in} = 188 Ω).

La remontée du module du coefficient de réflexion autour de 1.45 GHz est fortement diminuée, nous notons l'amélioration de l'adaptation de l'antenne par rapport au cas du réflecteur CMA + CEP.

c) Gain de l'antenne

Sur la Figure V.37, nous constatons que les chutes de gain dans l'axe de la composante principale ont disparu, mais en contrepartie le gain de la composante principale de l'antenne au-dessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP) est inférieur à celui de l'antenne au-dessus du réflecteur hybride (CMA + CEP) de 1 GHz à 2.7 GHz.

Il faut aussi noter qu'entre 1 GHz et 2.9 GHz, le gain de la composante principale de l'antenne spirale au-dessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP) est inférieur à celui de l'antenne au-dessus d'un réflecteur CEP, la différence étant inférieure à 1 dB.



Figure V.37 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations.

Une étude sur la valeur des charges résistives (R_{LEBG}) peut permettre d'améliorer la valeur du gain entre 1GHz et 2.9 GHz.

Nous présentons sur la Figure V.38 les diagrammes de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède à f = 3 GHz pour les réflecteurs hybride (CMA + CEP) et hybride (LEBG + CEP). La présence des charges résistives supprime la chute du gain dans l'axe.



Figure V.38 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède à f = 3 GHz : (a) réflecteur CMA + CEP, (b) réflecteur LEBG + CEP.

d) Taux d'ellipticité de l'antenne

Le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP) représenté sur la Figure V.39 est aussi grandement amélioré, il est inférieur à 3dB sur toute la bande de fréquences considérée.



Figure V.39 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède pour les différences configurations.

e) Rayonnement de l'antenne

Nous représentons uniquement les cartographies des diagrammes de rayonnement en élévation de l'antenne spirale au-dessus des deux réflecteurs présentés, c'est-à-dire hybride (CMA + CEP) sur la Figure V.40 et hybride (LEBG + CEP) sur la Figure V.41.



Figure V.40 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride (CMA + CEP).



Figure V.41 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP).

Le creux dans l'axe présent autour de 3 GHz dans le cas de l'antenne spirale d'Archimède placée au-dessus du réflecteur hybride (CMA + CEP), entrainant des déformations sur les diagrammes de rayonnement, disparait complètement lorsque l'antenne spirale d'Archimède est placée au-dessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP). Il est important de noter qu'avec cette dernière configuration, l'antenne reste directive sur toute la bande de fréquences considérée.

V-2.4 Conclusion

La présence des charges résistives entre les patchs du réflecteur permet d'améliorer certaines performances de l'antenne spirale d'Archimède par rapport au cas du réflecteur hybride (CMA + CEP). Ceci se fait au détriment du gain dans l'axe de la composante principale qui est diminué en début de bande, cependant une étude sur la valeur des charges peut aider à améliorer cet inconvénient.

Il doit aussi être possible de réduire l'épaisseur du substrat, car nous n'avons plus besoin d'avoir une bande utile la plus large possible. Avec cette solution, le champ électromagnétique qu'il n'est pas possible de renvoyer avec le critère de $\pm 120^{\circ}$ est absorbé par les charges résistives pour supprimer les problèmes constatés.

Une telle configuration doit normalement fonctionner jusqu'à f_{max} du réflecteur CEP, c'est-àdire 12.5 GHz, pour un réflecteur CEP placé à 10 mm sous l'antenne, nous ne l'avons pas vérifié, car premièrement l'antenne utilisée fonctionne jusqu'à 10 GHz et deuxièmement cela aurait augmenté les de simulations. Nous savons d'après le chapitre III que la bande des fréquences d'intérêt d'une antenne spirale au-dessus d'un réflecteur CEP est égale à 5:1 ($f_{min} = 2.5$ GHz et $f_{max} = 12.5$ GHz).

Dans le paragraphe suivant, nous allons donc essayer d'améliorer les performances de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP).

V-3 Optimisation du réflecteur hybride LEBG + CEP

Dans un premier temps, nous regardons l'influence de l'épaisseur du substrat du réflecteur qui est originellement égale à $h_{sub} = 6.3$ mm, ensuite nous étudions l'effet de la valeur des charges résistives sur les performances de l'antenne spirale d'Archimède placée au-dessus du réflecteur LEBG + CEP.

V-3.1 Épaisseur du substrat

Nous réduisons l'épaisseur du substrat à $h_{sub} = h_{cyl} = 1.575$ mm, les performances de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP) avec cette épaisseur de substrat sont représentées sur les figures suivantes.

a) Adaptation de l'antenne

La Figure V.42, représente le module du coefficient de réflexion de chaque configuration. L'épaisseur du substrat n'a pas d'influence sur le module du coefficient de réflexion, il reste inférieur à -10dB sur toute la bande de fréquences considérée, i.e. de 1 GHz à 5 GHz.



Figure V.42 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède ($Z_{in} = 188 \Omega$).

Le module du coefficient de réflexion reste donc inchangé pour les deux épaisseurs de substrats considérés.

b) Gain de l'antenne

Par contre, le gain dans l'axe de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP) pour $h_{sub} = 1.575$ mm représenté sur la Figure V.43, devient quasiment égal à celui de l'antenne au-dessus du réflecteur CEP.



Figure V.43 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations.

Dans cette configuration le réflecteur hybride (LEBG + CEP) ne présente pas pour l'instant davantage par rapport à un simple réflecteur CEP placé 10 mm en dessous de l'antenne spirale d'Archimède.

c) Taux d'ellipticité de l'antenne

Le taux d'ellipticité représenté sur la Figure V.44 reste aussi inférieur à 3 dB sur toute la bande de fréquences considérées, mise à part une très petite remontée à 1.5 GHz.



Figure V.44 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations.

Avec cette épaisseur de substrat, l'antenne au-dessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP) égale les performances de celles de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP. Dans le paragraphe suivant, nous étudions l'effet de la valeur des charges résistives de la partie LEBG sur les performances de l'antenne spirale d'Archimède, afin de savoir s'il est possible d'améliorer les performances de l'antenne par rapport au cas où elle est placée au-dessus d'un réflecteur CEP.

V-3.2 Valeur des charges résistives

Nous considérons cinq valeurs différentes pour R_{LEBG} , 50 Ω (valeur initiale), 100 Ω , 200 Ω , 377 Ω et 500 Ω , toujours avec $h_{sub} = h_{cyl} = 1.575$ mm.

a) Adaptation de l'antenne

Le module du coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP) pour différentes valeurs de R_{LEBG} est représenté sur la Figure V.45.

La valeur de R_{LBEG} ne semble pas avoir une très grande influence sur le module du coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède placée au-dessus du réflecteur hybride. En effet, le module du coefficient de réflexion reste inférieur à -10 dB sur toute la bande considérée i.e. de 1 GHz à 5 GHz.



Figure V.45 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède (Z_{in} = 188 Ω), pour les différentes valeurs de R_{LEBG}.

b) Gain de l'antenne

Au contraire, le gain dans l'axe de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP) présente des variations en fonction de la valeur R_{LEBG} .



Figure V.46 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations.

La Figure V.46 montre que plus la valeur de R_{LEBG} est grande et plus le gain dans l'axe de la composante principale présente des variations. Notamment, pour $R_{LEBG} > 200 \Omega$, une variation du gain apparait à 4.8 GHz. D'après la figure ci-dessus la valeur optimum pour R_{LEBG} est 50 Ω .

c) Taux d'ellipticité

La valeur de R_{LEBG} a aussi une influence sur le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride, représenté sur la Figure V.47.



Figure V.47 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations.

Ici aussi plus la valeur de R_{LEBG} est grande et plus le taux d'ellipticité remonte à 1.5 GHz, c'est à dire que plus la valeur de R_{LEBG} est grande et plus le fonctionnement ressemble à celui du réflecteur CMA + CEP de la Figure V.39.

V-3.3 Conclusion

Ce paragraphe a permis d'améliorer les performances de l'antenne spirale d'Archimède audessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP), en réduisant l'épaisseur du substrat du réflecteur, et en regardant l'influence de la valeur de R_{LEBG} sur les performances de l'antenne. Ces différentes étapes n'ont pas permis d'améliorer les performances de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP) par rapport à celles de la même antenne placée au-dessus d'un simple réflecteur CEP placé à la même distance.

Mais le réflecteur ne couvrant pas toute la surface de l'antenne, nous ne pouvons pas totalement comparer le réflecteur hybride à un réflecteur CEP. Le but étant d'avoir un réflecteur fonctionnant de 1 GHz jusqu'à 10 GHz, nous allons, dans le paragraphe suivant, augmenter le diamètre du réflecteur hybride afin qu'il couvre toute la surface de l'antenne spirale d'Archimède.

V-4 Réflecteur hybride LEBG + CEP complet

À présent, le réflecteur LEBG + CEP est composé de 7 couronnes de motifs comme représenté sur la Figure V.48. Son diamètre est de 313 mm, il couvre donc tout la surface de l'antenne qui a un diamètre externe de 300 mm (cf. § V-1.2.1). Comme signifié dans le §V-2.1.1, la partie CEP du réflecteur permet d'améliorer le gain de la composante principale de l'antenne pour des fréquences supérieures à 10 GHz, mais la fréquence maximale de l'antenne étant égale à 10 GHz, nous limiterons notre étude à cette fréquence. Nous rappelons que la hauteur totale (antenne + réflecteur hybride) est de $h_t = h_{air} + h_{sub} = 11.575$ mm.



Figure V.48 - Réflecteur 1 GHz - 10 GHz.

Nous comparons les performances de l'antenne placée au-dessus du réflecteur de la Figure V.48 à celles de la même antenne au-dessus d'un réflecteur CEP ayant le même diamètre soit 313 mm et placé 10 mm en dessous de l'antenne.

V-4.1 Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride complet

L'étude faite dans le paragraphe V-3 a montré qu'une valeur de R_{LEBG} supérieure à 200 Ω détériore les performances de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride. Nous considérons deux valeurs pour R_{LEBG} , 50 Ω , valeur optimum déterminée au paragraphe suivant, et 200 Ω pour vérifier si les variations observées sur le gain dans l'axe sont toujours présentes.

V-4.1.1 Adaptation de l'antenne

La Figure V.49 représente le module du coefficient de réflexion des différentes configurations. Le module du coefficient de réflexion de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP est supérieur à -10 dB de 1 GHz jusqu'à 2.1 GHz, l'antenne est désadaptée en début de bande comme constaté dans le chapitre III.



Figure V.49 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède (Z_{in} = 188 Ω), pour les différentes configurations

Pour l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride complet avec $R_{LEBG} = 50$ Ω , le module du coefficient réflexion est proche de -10 dB entre 1 GHz et 1.34 GHz, et il est strictement inférieur à -10 dB après 1.34 GHz. Pour le cas $R_{LEBG} = 200 \Omega$ le module du coefficient de réflexion est strictement inferieur à -10 dB au-delà de 1.52 GHz.

Notons déjà que le réflecteur hybride complet avec des charges résistives de 50 Ω , permet d'avoir une bande d'adaptation définie pour $|S_{11}| < -10$ dB de 7.5:1, contrairement au cas du réflecteur CEP où la bande d'adaptation est de 4.8:1.

En ce qui concerne, l'épaisseur si nous prenons comme critère $|S_{11}| < -10$ dB, l'antenne audessus du réflecteur hybride avec $R_{LEBG} = 50 \Omega$ a une hauteur relative de $\lambda_{1.5GHz}/19$, et pour l'antenne au-dessus du réflecteur CEP la hauteur relative est de $\lambda_{2.1GHz}/12$.

V-4.1.2 Gain de l'antenne

Le gain dans l'axe de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus des différents réflecteurs est représenté sur la Figure V.50. Le fait d'avoir un réflecteur couvrant toute la surface de l'antenne spirale d'Archimède permet de supprimer les effets de bords, et par conséquent le gain dans l'axe de la composante principale remonte à 2 dB à 1 GHz, contrairement au cas où le réflecteur avait un diamètre plus petit avec un gain à 1 GHz proche de 0 dB (cf. Figure V.46).



Figure V.50 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations.

L'évolution du gain de la composante principale en fonction de la fréquence est similaire pour les différents cas considérés. Ainsi, le gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus des réflecteurs considérés est inférieur à celui l'antenne en espace libre entre 1 GHz et 2.5 GHz et ensuite supérieur à celui de l'antenne en espace libre de 2.5 GHz à 10 GHz. Même si le gain de la composante principale est inférieur à la référence sur une partie de la bande considérée, il est important de noter qu'il est positif et compris entre 2 dB et 5.5 dB entre 1 GHz et 2.5 GHz, mais aussi qu'il reste continu, il n'y a pas de creux dans l'axe de 1 GHz à 10 GHz.

Donc les différentes configurations présentent les mêmes bandes d'intérêts :

- Si nous considérons la bande utile comme la bande de fréquences pour laquelle le gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur est strictement supérieur à celui de l'antenne en espace libre, alors la bande relative est de 4:1 (i. e. 2.5 GHz à 10 GHz).

- Si nous considérons la bande utile comme la bande de fréquences pour laquelle le gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur est positif alors la bande relative est de 10:1 (i. e. 1 GHz à 10 GHz).

Il en est de même pour la hauteur relative de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride, elle est soit égale à $\lambda_{2.5GHz}/10$ ou $\lambda_{1GHz}/26$.

V-4.1.3 Taux d'ellipticité

Le taux d'ellipticité des différentes configurations est représenté sur la Figure V.51. Pour le cas de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride avec R_{LEBG} le taux d'ellipticité est strictement inférieur à 3 dB au-delà de 1.9 GHz, et pour le cas $R_{LEBG} = 200 \Omega$, au-delà de 2.2 GHz. Tandis que le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP n'est strictement inférieur à 3 dB qu'à partir de 3.2 GHz.



Figure V.51 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations.

Le taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride est donc amélioré par rapport à celui de l'antenne au-dessus du réflecteur CEP.

V-4.1.4 Rayonnement de l'antenne

Nous présentons les cartographies des diagrammes de rayonnement des différentes configurations de l'antenne spirale d'Archimède, en espace libre, sur réflecteur CEP et sur réflecteur hybride pour $R_{LEBG} = 50 \ \Omega$ et 200 Ω . Les figures ci-dessous représentent les diagrammes de rayonnement de la composante principale en fonction de l'angle d'élévation.

Les cartographies des diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale d'Archimède audessus du réflecteur CEP ou hybride sont similaires. Comme dans le chapitre III, la présence d'un réflecteur déforme les diagrammes de rayonnement par rapport à ceux de l'antenne en espace libre (cf. Figure V.52)



Figure V.52 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.



Figure V.53 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP.



Figure V.54 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride pour R_{LEBG} = 50 Ω.



Figure V.55 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride pour R_{LEBG} = 200 Ω.

Les figures ci-dessous représentent les cartographies des diagrammes de rayonnement de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations. Nous avons déjà constaté que le niveau dans l'axe de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède audessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP) est amélioré par rapport à celui de l'antenne spirale audessus du réflecteur CEP, car le taux d'ellipticité de la configuration avec le réflecteur hybride (LEBG + CEP) est meilleur (cf. Figure V.51).



Figure V.56 - Cartographies des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.

Les Figure V.57 à Figure V.59 montrent l'amélioration apportée en début de bande par le réflecteur hybride par rapport à un réflecteur CEP sur le niveau de la composante croisée.

Chapitre V - Étude de la spirale d'Archimède en présence d'un réflecteur CMA évolutif ou d'un réflecteur hybride



Figure V.57 - Cartographies des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP.



Figure V.58 - Cartographies des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride pour R_{LEBG} = 50 Ω.



Figure V.59 - Cartographies des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride pour R_{LEBG} = 200 Ω.

La différence de niveau est aussi visible pour les deux configurations du réflecteur hybride $R_{LEBG} = 50 \Omega$ et 200 Ω : la première configuration (Figure V.58) a une composante croisée plus faible que la seconde (Figure V.59).

V-4.1.5 Ouverture angulaire à mi-puissance de l'antenne

Pour finir notre comparaison nous présentons sur les figures ci-dessous, l'ouverture angulaire à mi-puissance des diagrammes ($\theta_{-3 dB}$) des différentes configurations, dans les deux plans ($Az = 0^{\circ}$ et $El = 0^{\circ}$). Pour les cas de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP ou du réflecteur hybride, l'ouverture angulaire à mi-puissance varie quasiment de la même façon. C'est-à-dire que le lobe principal a une forme qui évolue en fonction de la fréquence.



Figure V.60 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.



Figure V.61 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP.



Figure V.62 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride pour $R_{LEBG} = 50 \Omega$.



Figure V.63 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride pour $R_{LEBG} = 200 \Omega$.

V-4.1.6 Synthèse

Le tableau ci-dessous regroupe les résultats des configurations présentées.

Configuration	S ₁₁ < -10 dB	BP S11 < -10 dB	$G > G_{ref}$	$\mathbf{BP}_{\mathrm{G}} > \mathrm{Gref}$	AR < 3 dB	$BP_{AR} < 3 dB$
Réflecteur CEP	2.1 GHz -	4 7.1	2.5 GHz -	4:1	2.9 GHz -	3.4:1
	10 GHz	4.7.1	10 GHz		10 GHz	
Réflecteur hybride,	1.34 GHz -	7.5.1	2.5 GHz -	4:1	1.9 GHz -	5.3:1
$R_{LEBG} = 50 \Omega$	10 GHz	7.3.1	10 GHz		10 GHz	
Réflecteur hybride,	1.55 GH -	6.5.1	2.5 GHz -	4:1	2.1 GHz -	4.8:1
$R_{\text{LEBG}} = 200 \ \Omega$	10 GHz	0.5.1	10 GHz		10 GHz	

Tal	bleau	V.2 -	Synthèse	des	différentes	configurations
-----	-------	--------------	----------	-----	-------------	----------------

La configuration la plus intéressante est celle du réflecteur hybride avec $R_{LEBG} = 50 \Omega$, car la bande en adaptation est la plus importante. Si nous considérons que le gain dans l'axe de la composante principale reste positif sur toute la bande de fréquences considérée, et qu'il est compris

entre 2 dB et 5 dB de 1 GHz jusqu'à 2.5 GHz, et qu'ensuite il est strictement supérieur au gain de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre jusqu'à 10 GHz, alors cette configuration présente une bande relative de fonctionnement de 10:1 et une épaisseur de $\lambda_{1GHz}/26$.

V-4.1.7 Conclusion

Dans ce paragraphe nous avons considéré deux types de réflecteurs, un réflecteur CEP et un réflecteur hybride (LEBG + CEP) avec deux valeurs différentes pour les charges résistives du LEBG $R_{LEBG} = 50 \ \Omega$ ou 200 Ω . Nous avons constaté qu'en ce qui concerne le gain dans l'axe de la composante principale, les différentes configurations présentent des performances similaires. Par contre, pour les autres caractéristiques de l'antenne, module du coefficient de réflexion et taux d'ellipticité, il y a une nette amélioration lorsque l'antenne spirale d'Archimède est placée au-dessus d'un réflecteur hybride, notamment lorsque $R_{LEBG} = 50 \ \Omega$.

V-5 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons essayé de concevoir un réflecteur CMA évolutif associant différentes couronnes de motifs ayant des bandes utiles différentes. Mais il semblerait que l'absence d'une couronne dans le sens radial assurant la périodicité soit un paramètre critique et que cela complique fortement la problématique liant :

- La taille des motifs en fonction de l'espace disponible sous l'antenne.
- Le recouvrement des bandes.
- Le saut de phase entre les différentes parties.

Ensuite, nous avons étudié un réflecteur hybride associant un réflecteur CMA en périphérie avec un réflecteur CEP au centre. Cette configuration présente aussi des chutes de gain à différentes fréquences avec une forte déformation des diagrammes de rayonnement.

Pour pallier à ces problèmes, nous avons transformé la partie CMA en LEBG, ce qui a permis de lisser le gain sur toute la bande. En revanche, le gain de l'antenne est plus faible dans la bande CMA initiale. À défaut ne pas pouvoir renvoyer le champ électromagnétique de l'antenne pour concevoir des interférences constructives, nous avons fait le choix d'en absorber une partie, mais une telle configuration sera limitée à une hauteur minimale de $\lambda/12$ avec λ la longueur d'onde correspondante à la fréquence pour laquelle nous désirons avoir un gain plus élevé que la référence, c'est la fréquence basse de la partie CEP qui fixe la distance entre l'antenne et le réflecteur.

Pour finir, nous avons proposé un réflecteur hybride (LEBG + CEP) présentant des performances très intéressantes, mais surtout supérieures à celles d'un simple réflecteur CEP qui serait placé à la même distance. Cette configuration permet d'avoir un gain dans l'axe de la composante principale positif et continu de 1 GHz à 10 GHz. Ce réflecteur permet aussi de réduire fortement le niveau de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède en début de bande de 1 GHz à 1.9 GHz.

Il est certainement possible d'améliorer les performances de ce réflecteur en modifiant la valeur de R_{LEBG} de façon plus locale, couronne par couronne par exemple, de modifier la position des charges ou encore de modifier la taille du cylindre de CEP au centre.

Bibliographie

- [1] H. Nakano, H. Oyanagi & J. Yamauchi, "Spiral antenna above a composite HIS reflector", *APS/URSI, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1-4, 2010.
- [2] C. Liu, Y. Lu, C. Du, J. Cui & X. Shen, "The Broadband Spiral Antenna Design Based on Hybrid Backed-Cavity", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 6, pp. 1876-1882, jun. 2010.
- [3] M. Grelier, S.Mallegol, M. Jousset, et X. Begaud, "Réflecteur d'antenne large bande pour une antenne filaire plane à polarisation circulaire et procédé de réalisation du réflecteur d'antenne", *Brevet N°INPI : FR 1003 900*, déposé le 01.10.10.
- [4] I. T. McMichael, A. I. Zaghloul and M. S. Mirotznik, "A Method for Determining Optimal EBG Reflection Phase for Low Profile Dipole Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 5, pp.2411-2417, may 2013.
- [5] M. Grelier, C. Djoma, M. Jousset, S. Mallégol, A.C. Lepage, and X. Begaud, "Axial ratio improvement of an Archimedan spiral antenna over a radial AMC reflector" *Applied Physics A*, vol. 109, issue 4, pp. 1081-1086, dec. 2012.
- [6] M. Grelier, *Miniaturisation des antennes large bande à l'aide de matériaux artificiels*, Thèse de doctorat, Télécom ParisTech, 2011.
- [7] J. Sarrazin, A. C. Lepage and X. Begaud, "Circular High-Impedance Surfaces Characterization", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp 260-263, mar. 2012.
- [8] S. Clavijo, R.E. Diaz, W.E. McKinzie, "Design methodology for Sievenpiper high-impedance surfaces : an artificial magnetic conductor for positive gain electrically small antennas", IEEE *Transactions on Antennas and Propagation*, vol.51, no. 10, pp. 2678-2690, oct. 2003.
- [9] M. Grelier, A.C. Lepage, X. Begaud, M. Jousset and S. Mallégol, "Design methodology to enhance high impedance surfaces performance", *in proceeding of META*, *International Conference on Metamaterials Photonics Crystal and Plasmonics*, 2012.
- [10] G. Ruvio, M.J. Ammann, X. Bao, "Radial EBG cell layout for GPS patch antennas", *IET Electronics Letters*, vol. 45, no.13, pp. 663-664, jun. 2009.
- [11] L. Schreider, X. Begaud, M. Soiron, B. Perpere, "Design of a broadband Archimedean spiral antenna above a thin modified Electromagnetic Band Gap substrate", *EUCAP*, *European Conference on Antennas and Propagation*, pp.1-4, 2006.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit de thèse s'inscrivent dans le contexte de la recherche de solutions innovantes pour optimiser l'encombrement et le fonctionnement d'antennes à très large bande en présence de réflecteurs plans.

Dans le premier chapitre, nous avons étudié deux antennes large bande, une antenne quasiindépendante de la fréquence, l'antenne spirale d'Archimède et une antenne indépendante de la fréquence, l'antenne sinueuse. Ces deux antennes ont été retenues pour nos travaux, car elles présentent des propriétés intrinsèques nécessaires pour les applications visées, c'est dire un gain dans l'axe stable et des diagrammes de rayonnement stables avec un lobe formé.

Ensuite, nous avons présenté les différents types de réflecteurs plans, à savoir le conducteur électrique parfait (CEP) qui est considéré comme faible bande, le conducteur magnétique parfait (CMP) qui est large bande mais qui est purement théorique et le conducteur magnétique artificiel (CMA) dont la bande de fonctionnement dépend des motifs utilisés. Une classification des différents motifs CMA a été proposée, elle est composée de trois groupes, les motifs unitaires, les motifs imbriqués et les motifs complémentaires. Le premier groupe a une bande passante assez limitée ce qui est contradictoire avec nos objectifs, le deuxième groupe a une large bande passante, mais la modélisation de motifs imbriqués est très complexe et demande de grandes ressources matérielles et logicielles pour pouvoir les caractériser. Et le troisième groupe nécessite une épaisseur de substrat importante pour avoir une large bande passante.

Ce chapitre a aussi donné lieu à un inventaire des différentes solutions existantes associant un réflecteur CMA et une antenne large bande planaire. Les différentes solutions exposées proposent des axes de recherche intéressants, mais aucune solution à ce jour ne fonctionne sur une décade (10:1).

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude du champ proche des deux antennes candidates. Pour cette étude, nous avons proposé une méthode consistant à visualiser conjointement les composantes longitudinale et transverse du vecteur de Poynting des antennes, pour une distance antenne/réflecteur comprise entre $\lambda/12$ et $\lambda/2$. Nous avons aussi présenté les différentes composantes des champs électrique et magnétique afin de mieux comprendre le fonctionnement de ces antennes en zone de champ proche. À partir de l'étude de la composante transverse du vecteur de Poyting, nous avons pu identifier une zone active ayant un diamètre (D) qui évolue en fonction de la distance (z) entre le plan de l'antenne et le plan d'observation.

Pour l'antenne spirale d'Archimède la zone active a un diamètre qui est égal à $D = \lambda/4.4$ pour une distance antenne/plan d'observation égale $z = \lambda/12$, quand la distance est égale à $z = \lambda/4.5$ alors le diamètre est égal à $D = \lambda/\pi$, et pour une distance égale à $z = \lambda/2$ alors le diamètre est égal à $D = \lambda/1.95$.

Pour l'antenne sinueuse la zone active a un diamètre qui est égal à $D = \lambda/\pi$ pour une distance antenne/plan d'observation égale $z = \lambda/12$, quand la distance est égale à $z = \lambda/4.5$ alors le diamètre est égal à $D = \lambda/2(\alpha+\delta)$, et pour une distance égale à $z = \lambda/2$ alors le diamètre est égal à $D = \lambda/2$.

Pour valider cette analyse, une technique de mesure originale a été proposée, consistant à visualiser à l'aide d'une caméra infrarouge la dissipation thermique produite par la densité de puissance rayonnée par l'antenne. Un polymère à base de noir de carbone est utilisé pour mettre en évidence la transformation du champ EM en chaleur. Le banc de mesure mis en place a permis de visualiser des anneaux de rayonnement au plus près de la face rayonnante de l'antenne ayant des diamètres assez proches de ceux de la composante transverse du vecteur de Poynting calculés à partir du logiciel CST MWSTM.

Le troisième chapitre a permis de mettre en évidence la bande d'intérêt d'une antenne large bande bidirectionnelle au-dessus d'un réflecteur parfait. Cette bande de fréquences est définie pour un gain de la composante de polarisation principale de l'antenne au-dessus d'un réflecteur supérieur à celui de la même antenne sans réflecteur. Pour cela, nous avons fait une simplification consistant dans un premier temps à considérer une source d'ondes planes large bande bidirectionnelle à polarisation elliptique placée au-dessus d'un réflecteur parfait. Ensuite, nous avons déterminé la différence de phase (ϕ_R) dans le plan de la source entre l'onde directe et l'onde réfléchie. En cherchant des interférences constructives nous avons défini la bande de fréquences d'intérêt comme la bande correspondant à une différence de phase (ϕ_R) comprise entre -120° $\leq \phi_R \leq$ +120, ce qui donne en théorie une bande de 5:1 pour une distance antenne/réflecteur égale à $\lambda/12$ à la fréquence basse dans le cas d'un réflecteur CEP. Pour valider cela, nous avons analysé les deux antennes candidates placées au-dessus d'un réflecteur CEP puis d'un réflecteur CMP. Les résultats des simulations correspondent avec les valeurs calculées grâce à l'équation de ϕ_R .

Pour un réflecteur CEP à la fréquence minimum d'utilisation (f_{min}) la distance antenne/réflecteur est égale $h = \lambda/12$ et à la fréquence maximale d'utilisation (f_{max}) la distance est égale à $h = \lambda/2.4$, la bande de fréquences d'intérêt est donc égale à $f_{max}/f_{min} = 5:1$.

Un réflecteur CMP ne possédant pas de fréquence minimum d'utilisation, la bande de fréquences d'intêret est donnée pour $f_{max} = c/6h$, soit une distance antenne/réflecteur égale à $h = \lambda/6$.

Des mesures de l'antenne spirale d'Archimède sur réflecteur métallique avec deux hauteurs différentes ont validé ces résultats. Ce chapitre a aussi mis en avant l'intérêt d'un réflecteur hybride associant un réflecteur CMP (par la suite remplacé par un réflecteur CMA) en périphérie pour étendre le fonctionnement à basses fréquences et un réflecteur CEP au centre pour le fonctionnement à hautes fréquences.

Dans le quatrième chapitre nous avons analysé la problématique d'un réflecteur évolutif ou multi-periodes devant satisfaire le principe du recouvrement des bandes et du saut de phase $(\Delta \phi)$ engendré à la transition de deux réflecteurs contigus quand la zone active ayant la forme d'un anneau se déplace de l'extérieur vers l'intérieur. Ce comportement a été modélisé avec un réflecteur CEP à étages pour simplifier l'étude. Les différents cas simulés et mesurés ont montré que la valeur du saut de phase devait être très petite (< 30°) afin de ne pas détériorer les performances de l'antenne (chute du gain dans l'axe, diagrammes de rayonnement déformés). Ceci implique qu'il faudrait réaliser de nombreux réflecteurs artificiels composés d'un certains nombre de motifs et sur une surface réduite pour mettre en oeuvre le principe de recouvrement des bandes.

Une étude des courants de surfaces sur les brins de l'antenne spirale d'Archimède et des composantes du vecteur de Poynting a mis en évidence l'apparition d'anneaux ou de zones parasites aux fréquences où les problèmes ont été identifiés. Ces fréquences correspondent au cas où les deux parties du réflecteur ont des différences de phase de signes opposés i.e. $\phi_{R \text{ étage1}} = -\phi_{R \text{ étage2}}$. Ces zones parasites sont plus importantes quand le saut de phase est grand, et elles s'atténuent si le saut de phase est petit.

Le cinquième chapitre synthétise les principaux résultats des trois chapitres précédents. Dans ce dernier chapitre, nous avons associé deux couronnes de motifs CMA fonctionnant sur des bandes différentes, mais présentant une bande de fréquences commune (pour satisfaire le principe du recouvrement des bandes) dans l'objectif de concevoir un réflecteur CMA évolutif. Ce réflecteur a été associé à une antenne spirale d'Archimède. Les simulations ont montré que le fonctionnement n'est pas celui attendu, car les problèmes identifiés au quatrième chapitre avec un réflecteur à étages sont aussi présents. À savoir une chute du gain de la composante principale quand $\phi_{R CMA1} = -\phi_{R CMA 2}$.

Ensuite, nous avons dimensionné un réflecteur hybride composé de plusieurs couronnes de motifs CMA et d'un réflecteur CEP au centre, là aussi une chute du gain dans l'axe de la composante principale apparaît quand $\phi_{R CMA} = -\phi_{R CEP}$. Une solution alternative pour palier ce problème a été de charger les motifs CMA par des résistances afin d'absorber le champ électromagnétique qui ne peut être réfléchi sans créer de chute du gain de la composante principale dans l'axe radioélectrique de

l'antenne. Avec cette solution hybride LEBG + CEP (Loaded Electromagnetic Band Gap) nous proposons donc une antenne spirale d'Archimède au dessus d'un réflecteur ayant un gain dans l'axe continu et croissant de 2 dB à 8 dB entre 1 GHz à 10 GHz, avec une épaisseur totale de 11.57 mm soit $\lambda_{1GHz}/26$. L'adaptation et le niveau de polarisation croisée sont très peu détériorés.

Les résultats présentés dans ce manuscrit ouvrent de nombreuses perspectives. La bande de fréquences d'intérêt d'une antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un relecteur CEP étant à présent connue, il faudrait travailler sur une solution pour améliorer la stabilité des diagrammes de rayonnement. Ensuite, la problématique liée au recouvrement des bandes et au saut de phase entre deux réflecteurs consécutifs montre la limitation des réflecteurs CMA classiques composés de motifs unitaires. Il faut trouver des motifs fonctionnant sur des bandes plus larges pour supprimer ces problèmes, les motifs imbriqués peuvent être une piste intéressante.

Pour finir, la configuration présentée au dernier chapitre montre que le principe du réflecteur hybride est toujours valide, mais que la partie LEBG doit être optimisée ou remplacée par un autre matériau se rapprochant plus d'un CMP afin d'augmenter l'efficacité de l'antenne.

Publications personnelles

Revues internationales avec comité de lecture :

M. Grelier, C. Djoma, M. Jousset, S. Mallégol, A.C. Lepage, and X. Begaud, "Axial ratio improvement of an Archimedan spiral antenna over a radial AMC reflector", *Applied Physics A*, vol. 109, issue 4, pp. 1081-1086, dec. 2012.

C. Djoma, M. Jousset, A.C. Lepage, S. Mallégol, C. Renard and X. Begaud "Maximal bandwith of an Archimedean Spiral antenna above a reflector", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp 333-336, jan. 2014.

Colloques internationaux avec comité de lecture :

C. Djoma, X. Begaud, A.C. Lepage, S. Mallégol and M. Jousset, "Wideband reflector for Archimedean spiral antenna", *EuCAP*, *European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 776-780, 2012.

M. Grelier, C. Djoma, M. Jousset, S. Mallégol, A.C. Lepage, and X. Begaud, "Axial ratio improvement of an Archimedan spiral antenna over a radial AMC reflector", *in proceedding of META*, *International Conference on Metamaterials Photonics Crystal and Plasmonics*, 2012.

C. Djoma, X. Begaud, A.C. Lepage, S. Mallégol and M. Jousset, "Wideband stepped reflector for Archimedean spiral antenna", *APS/URSI*, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp.1-2, 2012.

Colloques nationaux avec comité de lecture :

C. Djoma, M. Grelier, X. Begaud, A.C. Lepage, S. Mallégol et M. Jousset, "Influence du nombre de cellules élémentaires sur le comportement des Surfaces hautes Impédance", *17^{ième} Journées Nationales Microondes*, 2011, poster.

C. Djoma, M. Jousset, A.C. Lepage, S. Mallégol, C. Renard et X. Begaud, "Optimisation du gain d'une antenne bidirectionnelle large bande au-dessus d'un reflecteur", *18^{ième} Journées Nationales Microondes*, 2013, poster.

Annexes

Annexe chapitre II

- a) Caractéristiques de la machine de simulation
 - Dell precision : T5500
 - CPU : Intel Xeon, E5520 2.27 GHz
 - OS : Windows 64 bits
 - RAM : 72 Go
- b) Caractéristiques de la camera IC80V
 - Caméra thermique radiométrique intégrale de fabrication UE
 - Plage de mesure de -20 °C à 600 °C
 - Résolution spatiale de 2,2 mrad
 - Résolution thermique élevée de 0,08 °C
 - Fréquence de balayage élevée de 50/60 Hz
 - Caméra numérique intégrée pour prises de vue réelles
 - Affichage LCD et viseur laser
 - Fonction DuoVision pour affichage superposé des images
 - Détection automatique des extrêmes
 - Quatre points de mesure mobiles
 - Focale min. de 10 cm
- c) Caractéristiques du noir de Carbone ENSACO 250 G
 - Form : Powder
 - OAN Absorption : 190 ml/100 g
 - COAN Crushed OAN : 104 ml/100 g
 - Pour Density : 170 kg/m³
 - Moisture : 0.1 %
 - Sieve residue 325 mesh (45 µm) : 2 ppm
 - Ash Content : 0.01 %
 - Volatile Content : max 0.2 %
 - Sulphur Content : 0.02 %
 - Toluene Extract : max 0.1 %
 - pH : 8-11
 - Volume Resistivity : max 10 Ohm.cm

Annexe chapitre III

- a) Caractéristiques de l'absorbant souple muRata serie EA30
 - Applicable Frequency : 0.1 GHz 3 GHz
 - Thickness : 2.5 mm

- Flame Class : UL94V-0
- Operating temperature range : -40° C $+120^{\circ}$ C
- µ': 6.8 @ 0.1 GHz, 3.2 @ 1 GHz, 1.5 @ 3 GHz
- µ'': 1.5 @ 0.1 GHz, 2.5 @ 1 GHz ,1.5 @ 3 GHz

Annexe chapitre IV

- a) Caractéristiques de la mousse dure Eccostock SH
 - Bulw Density : 2 g/cc
 - Dielectric Constant (1 MHz) : 1.04
 - Dissipation Factor (1 MHz) : 0.001
 - Dielectric Strength : 1.58 Kv/mm
 - Compressive Strength : 2.1 kg/cm
 - Flexural Strength at 5% strain : 1.8 kg/cm
 - Flexural Modulus : 35.2 kg/cm
 - Tensile Strength : 2.8 kg/cm
 - Shear Strength : 2.5 kg/cm
 - Coefficient of Thermal Expansion per $^{\circ}$ C : 25 x 10⁻⁶
 - Water Absorption, % of gain in 24 hours : 3

Listes des figures

Figure I.1 - Antenne spirale d'Archimède à deux brins.	. 22
Figure I.2 - (a) Fonctionnement de l'antenne spirale d'Archimède [6], (b) Circulation des courants pour m = [7].	= 1 . 23
Figure I.3 - (a) Antenne planaire, (b) Antenne à fente (complémentaire) [8].	. 23
Figure I.4 - Antenne sinueuse double polarisation.	. 24
Figure I.5 - Brin de l'antenne sinueuse.	. 24
Figure I.6 - Antenne spirale d'Archimède étoilée [17].	. 25
Figure I.7- Antenne spirale équiangulaire placée dans un matériau [18].	. 26
Figure I.8 - Spirale d'Archimède avec anneau, (a) étoilée [17], (b) classique [20]	. 26
Figure I.9 - Zones des champs rayonnés par l'antenne en fonction de la distance d'observation [22]	. 27
Figure I.10 - Zone de champ proche une antenne petite devant la longueur d'onde [23].	28
Figure I.11 - Courant à la surface d'une antenne équiangulaire en fonction de la fréquence [25]	28
Figure I.12 - Courant à la surface d'une antenne spirale d'Archimède en fonction de la fréquence comportant p d'enroulement [26]	peu . 29
Figure I.13 - Courant à la surface d'une antenne spirale d'Archimède en fonction de la fréquence avec un gra nombre d'enroulement [27]	and . 29
Figure I.14 - Interférences des ondes incidentes et réfléchies à proximité d'un CEP.	30
Figure I.15 - Interférences des ondes incidentes et réfléchies à proximité d'un CMP.	30
Figure I.16 - Interférences des ondes incidentes et réfléchies à proximité d'un CMA.	31
Figure I.17 - Configuration des champs en fonction de l'impédance de surface.	31
Figure I.18 - SHI Champignon [37].	32
Figure I.19 - Modèle équivalent simple d'une SHI Champignon [38]	32
Figure I.20 - (a) Cellule élémentaire illuminée par une onde plane [39], (b) Phase du coefficient de réflex d'une SHI.	ion . 33
Figure I.21 - SHI champignon éclairée par un mode TE ou TM en fonction de l'angle d'incidence θ [41]	33
Figure I.22 - SHI : (a) Cellule unitaire carrée, (b) Anneau radial unitaire [43]	. 34
Figure I.23 - Différence du diagramme de phase en fonction du nombre de cellules et du mode utilisé [43]	. 34
Figure I.24 - Différents types de CMA [44]	35
Figure I.25 - Phase du coefficient de réflexion des différents motifs CMA pour une incidence normale [44]	35
Figure I.26 - Phase du coefficient de réflexion : (a) pour une incidence normale, (b) en fonction de l'an d'incidence à 9.5 GHz [45].	igle . 36
Figure I.27 - SHI étudiées : (a) Croix, (b) Patch, (c) Patch interdigités, (d) Cellules serpentées [46].	36
Figure I.28 - Substrat et SHI modélisés par un circuit équivalent	36
Figure I.29 - Partie réelle de Z en fonction de la pulsation.	37
Figure I.30 - (a) Partie imaginaire de Z en fonction de la fréquence, (b) Phase du coefficient de réflexion	. 37
Figure I.31 - Géométrie des motifs CMA imbriqués [48].	. 39
Figure I.32 - Critère de la bande CMA des motifs [48].	. 39
Figure I.33 - Différentes cellules unitaires [49]	40
Figure I.34 - Bande passante en fonction du nombre de motifs dans la cellule unitaire [49]	40
Figure I.35 - Antenne spirale d'Archimède : (a) sur CMA avec substrat diélectrique (b) adaptation p différents réflecteurs [51].	our . 42
Figure I.36 - Diagramme de rayonnement de l'antenne spirale d'Archimède pour différents réflecteurs [51]	42
Figure I.37 - (a) CMA avec substrat magnétique, (b) bande CMA pour $\mu r = 1$ ou 6 [52].	. 43
Figure I.38 - (a) Spirale carrée sur CMA avec substrat magnétique, (b) Adaptation pour $\mu r = 1$ ou 6 [52]	. 43 321
Figure I.39 - Diagramme de rayonnement de l'antenne placée au-dessus de différents réflecteurs (a) à 14 GHz, (b) à 18 GHz [52]	

Figure I.40 - Maquette d'une antenne spirale équiangulaire au-dessus d'un CMA modifié [53]	
Figure I.41 - (a) Gain d'une spirale équiangulaire en espace libre et au-dessus d'un CMA modifié, (b) Taux d'ellipticité d'une spirale équiangulaire au-dessus de différents réflecteurs [53]	
Figure I.42 - Antenne spirale d'Archimède placée au-dessus d'un CMA modifié [54]	
Figure I.43 - (a) Influence du nombre de motifs sur le taux d'ellipticité, (b) influence des vias sur le taux d'ellipticité [54]	
Figure I.44 - Configuration des différentes mesures, (a) antenne de référence, (b) antenne + OAMC [55]	
Figure I.45 - (a) : OAMC cartésien. (b) : phase réfléchie des deux SHI (V03 & V04) [55]	
Figure I.46 - Gain dans l'axe des différentes configurations, (a) polarisation principale (RHCP), (b) polarisation croisée (LHCP) [55]	
Figure I.47 - (a) CMA ordonné selon un repère radial, (b) Gain et coefficient de réflexion pour les cas cartésien et radial [57]	
Figure I.48 - Gain dans l'axe des différentes configurations, (a) polarisation principale (RHCP), (b) polarisation croisée (LHCP) [57]	
Figure I 49 - Phase réfléchie par les deux SHI [58]	
Figure I 50 - (a) CMA composite (b) Antenne spirale au-dessus du CMA composite [58] 48	
Figure I 51 - Taux d'ellipticité de l'antenne en espace libre et au-dessus d'un CEP placé à 7 mm [58]	
Figure I.52 - (a)Taux d'ellipticité (b) gain de l'antenne spirale placée au-dessus du CMA composite [58] 49	
Figure I.53 - (a): CMA évolutif (b) phase du coefficient de réflexion pour un CMA classique et évolutif [59] 50	
Figure I.54 - Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif	
Figure I 55 - Gain de l'antenne spirale d'Archimède [59]	
Figure 1.56 - (a)Antenne spirale d'Archimède au-dessus d'une cavité métallique. (b) réflecteur hybride [60] 51	
Figure I 57- Phase réfléchie du CMA [60]	
Figure 1.57 Thuse rencembe du civil [00]	
l'antenne placée au-dessus du CMA [60]	
[60]	
Figure I.60 - (a) Maquette du système complet, (b) Comparaison entre la simulation et la mesure [60]	
Figure I.61 - Réflecteur hybride n°2 [61]	
Figure I.62- (a) Gain dans l'axe de l'antenne au-dessus du réflecteur hybride n°2, (b) Niveau de polarisation croisée de l'antenne au-dessus du réflecteur hybride n°2 [61]	
Figure II.1 - Antenne spirale d'Archimède en espace libre	
Figure II.2 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède (Normalisée à $Zin = 188 \Omega$)	
Figure II.3 - Gain dans l'axe radioélectrique de la composante principale et de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre	
Figure II.4 - Cartographies des diagrammes de rayonnement dans la direction Oz de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre	
Figure II.5 - Ouverture angulaire à mi-puissance de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre	
Figure II.6 - Courants de surface sur les brins de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz : (a) Jx, (b) Jy	
Figure II.7 - Courants de surface sur les brins de l'antenne spirale d'Archimède à 9 GHz : (a) Jx, (b) Jy	
Figure II.8 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$: (a) E_x , (b) E_y , (c) E_z	
Figure II.9 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/12$: (a) E _{LHCP} , (b) E _{RHCP}	
Figure II.10 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour	
$z = \lambda_{4GHz}/12$ et y = 0	

Figure II.11 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$ et $x = 0$
Figure II.12 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$: (a) H_x , (b) H_y , (c) H_z
Figure II.13 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$ et $y = 0$
Figure II.14 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$ et $x = 0$
Figure II.15 - Impédance d'onde à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$
Figure II.16 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$: (a) longitudinale, (b) transverse
Figure II.17 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$ et $y = 0$
Figure II.18 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$ et $x = 0$
Figure II.19 - Amplitudes des composantes du champ électrique à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$: (a) E_x , (b) E_y , (c) E_z
Figure II.20 - Amplitudes des composantes du champ électrique à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$: (a) E_{LHCP} , (b) E_{RHCP}
Figure II.21 - Amplitudes des composantes du champ électrique à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et $y = 0$
Figure II.22 - Amplitudes des composantes du champ électrique à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et $x = 0$ 77
Figure II.23 - Rapport $ E_x / E_y $ à 4 GHz pour z = $\lambda_{4GHz}/4.5$
Figure II.24 - Amplitudes des composantes du champ magnétique à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$: (a) H _x , (b) H _y , (c) H _z
Figure II.25 - Amplitudes des composantes du champ magnétique à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$, coupe dans le plan $y = 0$
Figure II.26 - Amplitudes des composantes du champ magnétique à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$, coupe dans le plan $x = 0$
Figure II.27 - Impédance d'onde à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$. 80
Figure II.28 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$: (a) longitudinale, (b) transverse
Figure II.29 - Amplitudes des composantes longitudinale et transverse du vecteur du Poynting complexe à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et $y = 0$
Figure II.30 - Amplitudes des composantes longitudinale et transverse du vecteur du Poynting complexe à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et $x = 0$
Figure II.31 - Évolution de l'amplitude de la composante E_x de l'antenne spirale d'Archimède
Figure II.32 - Évolution de l'amplitude de la composante E _y de l'antenne spirale d'Archimède
Figure II.33 - Évolution de l'amplitude de la composante E_z de l'antenne spirale d'Archimède
Figure II.34 - Évolution de l'amplitude de la composante E _{LHCP} de l'antenne spirale d'Archimède
Figure II.35 - Rapport $ E_x / E_y $ en fonction de la distance
Figure II.36 - Évolution de l'amplitude de la composante E _{RHCP} de l'antenne spirale d'Archimède
Figure II.37 - Évolution de l'amplitude de la composante longitudinale du vecteur de Poynting
Figure II.38 - Évolution de l'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting
Figure II.39 - Rapport S _{trans} / S _{long} en fonction de la distance
Figure II.40 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/7.7$: (a) longitudinale, (b) transverse
Figure II.41 - Amplitudes des composantes longitudinale et transverse du vecteur du Poynting complexe à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/7.7$ et $y = 0$
Figure II.42 - Amplitudes des composantes longitudinale et transverse du vecteur du Poynting complexe à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/7.7$ et $x = 0$

Figure II.43 - Variation du rapport (λ /D) en fonction de la distance d'observation (z/λ).	88
Figure II.44 - Écart relatif par rapport à la valeur λ/π .	88
Figure II.45 - Variation du diamètre en fonction du rapport z/λ	89
Figure II.46 - Variation du diamètre de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe fonction du rapport z/λ .	en 89
Figure II.47 - Antenne sinueuse en espace libre.	91
Figure II.48 - Adaptation de l'antenne sinueuse en espace libre (Normalisée à $Z_{in} = 270 \Omega$)	91
Figure II.49 - Gain de la composante principale et de la composante croisée dans l'axe radioélectrique l'antenne sinueuse en espace libre.	de 92
Figure II.50 - Cartographies des diagrammes de rayonnement dans la direction Oz de l'antenne sinueuse espace libre	en 92
Figure II.51 - Ouverture angulaire à mi-puissance de l'antenne sinueuse en espace libre.	92
Figure II.52 - Courant de surface sur les brins de l'antenne sinueuse : (a) J_x , (b) J_y	93
Figure II.53 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z $\lambda_{4GHz}/12$: (a) E_x , (b) E_y , (c) E_z	<u>z</u> = 94
Figure II.54 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}$ et $y = 0$.	/12 95
Figure II.55 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}$ et $x = 0$.	/12 95
Figure II.56 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z $\lambda_{4GHz}/12$: (a) H_x , (b) H_y , (c) H_z .	z = 96
Figure II.57 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z $\lambda_{4GHz}/12$ et $y = 0$.	z = 96
Figure II.58 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z $\lambda_{4GHz}/12$ et x = 0.	z = 97
Figure II.59 - Impédance d'onde à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/12$	97
Figure II.60 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 G pour $z = \lambda_{4GHz}/12$: (a) longitudinale, (b) transverse.	Hz 98
Figure II.61 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 G pour $z = \lambda_{4GHz}/12$ et $x = 0$.	Hz 98
Figure II.62 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 G pour $z = \lambda_{4GHz}/12$ et $y = 0$.	Hz 98
Figure II.63 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z $\lambda_{4GHz}/4.5$: (a) E_x , (b) E_y , (c) E_z	<u>z</u> = 99
Figure II.64 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z $\lambda_{4GHz}/4.5$ et $y = 0$	z = 100
Figure II.65 - Amplitudes des composantes du champ électrique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z $\lambda_{4GHz}/4.5$ et x = 0.	z = 100
Figure II.66 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z $\lambda_{4GHz}/4.5$: (a) H _x , (b) H _y , (c) H _z	z = 101
Figure II.67 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z $\lambda_{4GHz}/4.5$ et y = 0	z = 101
Figure II.68 - Amplitudes des composantes du champ magnétique de l'antenne sinueuse à 4 GHz pour z $\lambda_{4GHz}/4.5$ et x = 0	z = 102
Figure II.69 - Impédance d'onde à 4 GHz pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$.	102
Figure II.70 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 G pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$: (a) longitudinale, (b) transverse.	rHz 103
Figure II.71 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 G pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et y = 0.	Hz 103
Figure II.72 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 G pour $z = \lambda_{4GHz}/4.5$ et $x = 0$.	Hz 104

Figure II.73 - Évolution de l'amplitude de la composante Ex de l'antenne sinueuse.	105
Figure II.74 - Évolution de l'amplitude de la composante Ey de l'antenne sinueuse.	105
Figure II.75 - Évolution de l'amplitude de la composante E _z de l'antenne sinueuse.	105
Figure II.76 - Évolution de l'amplitude de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe	e de
l'antenne sinueuse.	106
Figure II.77 - Évolution de l'amplitude de la composante transverse du vecteur de Poynting complexe l'antenne sinueuse.	e de 106
Figure II.78 - Rapport Strans / Slong en fonction de la distance	107
Figure II.79 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe de l'antenne sinueuse à 4 (pour $z = \lambda_{4GHz}/7.7$: (a) longitudinale, (b) transverse.	GHz 107
Figure II.80 - Variation du rapport (λ /D) en fonction de la distance d'observation (z/λ).	108
Figure II.81 - Écart relatif par rapport à la valeur $\lambda/2(\alpha+\delta)$.	108
Figure II.82 - Variation du diamètre en fonction du rapport z/λ .	109
Figure II.83 - Schéma du banc de mesure.	110
Figure II.84 - Banc de mesure.	110
Figure II.85 - Caméra infrarouge sur trépied : (a) vue de derrière, (b) vue de face.	111
Figure II.86 - Cadres en PVC fixés sur l'antenne.	112
Figure II.87 - Dispositif de visualisation ($f = 500 \text{ MHz}$, $P = 3 \text{ W}$).	112
Figure II.88 - Antenne spirale d'Archimède.	113
Figure II.89 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting complexe pour $f = 0.5$ GHz et $h = 5$ mm, longitudinale, (b) transverse.	, (a) 114
Figure II.90 - Zone active visualisée avec la caméra infrarouge, pour $f = 0.5$ GHz et $h = 5$ mm.	114
Figure II.91 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting pour $f = 0.8$ MHz et $h = 5$ mm : longitudinale, (b) transverse.	: (a) 115
Figure II.92 - Anneau de rayonnement visualisé avec la caméra infrarouge pour f= 0.8 GHz et h = 5 mm	116
Figure II.93 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting pour $f = 0.5$ GHz et $h = 10$ mm songitudinale, (b) transverse.	: (a) 116
Figure II.94 - Anneau de rayonnement visualisé avec la caméra infrarouge pour f= 0.5 GHz et h = 10 mm	117
Figure II.95 - Amplitudes des composantes du vecteur du Poynting pour $f = 0.8$ GHz et $h = 10$ mm, longitudinale, (b) transverse.	, (a) 117
Figure II.96 - Anneau de rayonnement visualisé avec la caméra infrarouge pour f= 0.8 GHz et h = 5 mm	117
Figure III.1 - Les différents cas d'interférences : (a) destructives, (b) pas d'interférence, (c) constructives	125
Figure III.2 - Champs électriques incident et réfléchi par un CEP	127
Figure III.3 - Champ magnétique réfléchi par un CEP.	128
Figure III.4 - Champs magnétiques incident et réfléchi par un CMP	129
Figure III.5 - Champs électriques incident et réfléchi par un CMP	130
Figure III.6 - Champs électriques incident et réfléchi par un réflecteur parfait et infini	130
Figure III.7 - Source d'ondes planes bidirectionnelle à polarisation elliptique au-dessus d'un réflecteur parfa infini.	uit et 131
Figure III.8 - Échelle de gauche : coefficient du vecteur de Poynting (α), échelle de droite : différence de p (ϕ_R) pour un réflecteur CEP.	hase 133
Figure III.9 - Échelle de gauche : coefficient du vecteur de Poynting (α), échelle de droite : différence de p (ϕ_R) pour un réflecteur CMP.	hase 134
Figure III.10 - Antenne spirale d'Archimède dans le plan x0y.	135
Figure III.11 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre (Normalisée à $Z_{in} = 188 \Omega$)	136
Figure III.12 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne sp d'Archimède en espace libre.	irale 136
Figure III.13 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre.	137

Figure III.14 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre
Figure III.15 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre
Figure III.16 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre
Figure III.17 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre
Figure III.18 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre. 139
Figure III.19 - Antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur parfait et fini, a : vue de haut, b : vue de profil
Figure III.20 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 20 mm
Figure III.21 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm . 141
Figure III.22 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm
Figure III.23 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 20 \text{ mm}$
Figure III.24 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 20 \text{ mm}$
Figure III.25 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 20 \text{ mm}$
Figure III.26 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm
Figure III.27 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 20 \text{ mm}$
Figure III.28 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 15 mm
Figure III.29 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 15 \text{ mm}$ (Normalisée à $Z_{in} = 188 \Omega$). 145
Figure III.30 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15mm.
Figure III.31 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 15mm$
Figure III.32 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 15 \text{ mm}$
Figure III.33 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 15 \text{ mm}$
Figure III.34 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15mm
Figure III.35 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm
Figure III.36 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 10 mm
Figure III.37 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 10mm$ (Normalisée à $Z_{in} = 188 \Omega$)
Figure III.38 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10mm.
Figure III.39 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 10 \text{ mm}$

Figure III.40 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 10 \text{ mm}$
Figure III.41 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 10 \text{ mm}$
Figure III.42 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 10 \text{ mm}$
Figure III.43 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 10 \text{ mm}$
Figure III.44 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 5 mm. 153
Figure III.45 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 5 \text{ mm}$ (Normalisée à $Z_{in} = 188 \Omega$)
Figure III.46 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm
Figure III.47 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 5 mm$
Figure III.48 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 5 mm$
Figure III.49 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 5 mm$
Figure III.50 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 5 mm$
Figure III.51 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 5 mm$
Figure III.52 - Antenne sinueuse en espace libre
Figure III.53 - Adaptation de l'antenne sinueuse en espace libre (Normalisée à $Z_{in} = 270 \Omega$)
Figure III.54 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne sinueuse en espace libre
Figure III.55 - Découplage de la composante croisée de l'antenne sinueuse en espace libre
Figure III.56 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne sinueuse en espace libre
Figure III.57 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne sinueuse en espace libre
Figure III.58 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne sinueuse en espace libre
Figure III.59 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne sinueuse en espace libre
Figure III.60 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne sinueuse en espace libre
Figure III.61 - Antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur parfait et fini, a : vue de haut, b : vue de profil 162
Figure III.62 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 20 mm
Figure III.63 - Adaptation de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 20 \text{ mm}$ (Normalisée à $Z_{in} = 270 \Omega$)
Figure III.64 - Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 20 \text{ mm}$ (Normalisée à $Z_{in} = 270 \Omega$)
Figure III.65 - Gain dans l'axe de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm 165
Figure III.66 - Découplage de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm
Figure III.67 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 20 \text{ mm}$

Figure III.68 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm. 166
Figure III.69 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm
Figure III.70 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 20 mm
Figure III.71 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 2 0mm. 167
Figure III.72 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour $h = 15 \text{ mm}$.
Figure III.73 - Adaptation de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 15 \text{ mm}$ (Normalisée $Z_{in} = 270\Omega$).
Figure III.74 - Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 15 \text{ mm}$ (Normalisée à $Z_{in} = 270 \Omega$).
Figure III.75 - Gain dans l'axe de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm
Figure III.76 - Découplage de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour 170
Figure III.77 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour $h = 15$ mm
Figure III.78 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm
Figure III.79 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm
Figure III.80 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h = 15 mm. 172
Figure III.81 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CEP pour h =15 mm. 172
Figure III.82 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 10 mm
Figure III.83 - Adaptation de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 10 \text{ mm}$ (Normalisée à $Z_{in} = 270 \Omega$)
Figure III.84 - Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 10mm$ (Normalisée à $Z_{in} = 270 \Omega$)
Figure III.85 - Découplage de la polarisation croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10mm
Figure III.86 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 10 \text{ mm}$
Figure III.87 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 10 \text{ mm}$
Figure III.88 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm. 176
Figure III.89 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 10 mm. 176
Figure III.90 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 10 \text{ mm}$
Figure III.91 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour h = 5 mm.
Figure III.92 - Adaptation de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 5mm$ (Normalisée à $Z_{in} = 270 \Omega$)
Figure III.93 - Impédance d'entrée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 5mm$ (Normalisée à $Z_{in} = 270 \Omega$)

Figure III.94 - Découplage de la polarisation croisée de l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP $h = 5 mm$.	pour . 179
Figure III.95 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principal l'antenne sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 5 \text{ mm}$	le de . 180
Figure III.96 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'ant sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour $h = 5 mm$	tenne . 180
Figure III.97 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'ant sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.	tenne . 180
Figure III.98 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'ant sinueuse au-dessus d'un réflecteur CMP pour h = 5 mm.	tenne . 181
Figure III.99 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de rayonnement de l'antenne sinueuse au-de d'un réflecteur CMP pour $h = 5 \text{ mm}$.	essus . 181
Figure III.100 - (a) Antenne spirale d'Archimède et faces du balun progressif (b).	. 183
Figure III.101 - Antenne spirale d'Archimède au-dessus d'un réflecteur métallique.	. 183
Figure III.102 - Plan de coupe de l'antenne spirale au-dessus du réflecteur métallique.	. 184
Figure III.103 - Assemblage complet de l'antenne spirale d'Archimède et du balun.	. 184
Figure III.104 - Adaptation pour $h_t = 21.57$ mm.	. 185
Figure III.105 - Adaptation pour $h_t = 16.57$ mm.	. 185
Figure III.106 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour 21.57 mm.	h _t =
Figure III.107 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour 16.57 mm.	h _t =
Figure III.108 - Taux d'ellipticité pour $h_t = 21.57$ mm.	. 187
Figure III.109 - Taux d'ellipticité pour $h_t = 16.57$ mm.	. 188
Figure III.110 - Données du constructeur (μ ' et μ '')	. 189
Figure III.111 - Modèle du 2^{nd} ordre calculé avec CST MWS (μ ' et μ '')	. 189
Figure III.112 - Spirale d'Archimède avec couronne d'absorbant au-dessus d'un réflecteur métallique	. 190
Figure III.113 - Adaptation avec la couronne d'absorbant pour $h_t = 21.57$ mm.	. 190
Figure III.114 - Adaptation avec la couronne d'absorbant pour $h_t = 16.57$ mm.	. 191
Figure III.115 - Gain réalisé dans l'axe avec la couronne d'absorbant pour $h_t = 21.57 \text{ mm}$. 191
Figure III.116 - Gain réalisé dans l'axe avec la couronne d'absorbant pour $h_t = 16.57 \text{ mm}$. 192
Figure III.117 - Taux d'ellipticité avec la couronne d'absorbant pour $h_t = 21.57$ mm	. 192
Figure III.118 - Taux d'ellipticité avec la couronne d'absorbant pour $h_t = 16.57$ mm	. 193
Figure III.119 - Antenne sinueuse au-dessus du reflecteur métallique.	. 194
Figure III.120 - Assemblage complet de l'antenne sinueuse et du balun.	. 194
Figure III.121 - Adaptation pour $h_t = 21.57$ mm.	. 195
Figure III.122 - Échelle de gauche : gain réalisé dans l'axe, échelle de droite : différence de phase, pour 21.57 mm.	h _t =
Figure III.123 - Découplage de la polarisation croisée pour $h_t = 21.57$ mm.	. 196
Figure IV.1 - Principe du recouvrement des bandes.	. 203
Figure IV.2 - Exemple de réflecteur évolutif.	. 204
Figure IV.3 - Anneau de rayonnement au-dessus d'un réflecteur évolutif : (a) cas où $0 < \phi_{Rn} < +120^{\circ}$, (b) ca = 0° et $\phi_{Rn+1} = +120^{\circ}$	ιs φ _{Rn} 204
Figure IV.4 - Réflecteur CEP à étages.	. 205
Figure IV.5 - Exemple de saut de phase pour deux valeurs de h_1 , avec $h_2 = 10$ mm	. 206
Figure IV.6 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre ($Z_{in} = 188 \Omega$)	. 207
Figure IV.7 - Gain réalisé dans l'axe radioélectrique de l'antenne.	. 207
Figure IV.8 - Taux d'ellipticité dans l'axe radioélectrique de l'antenne	. 208

Figure IV.9 - Exemple du saut de phase avec une source d'ondes planes bidirectionnelle
Figure IV.10 - Différence de phase ϕ_R et saut de phase $\Delta \phi$ en fonction de la fréquence pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^\circ \dots 209$
Figure IV.11 - Gain réalisé dans l'axe pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 120^{\circ}$
Figure IV.12 - Adaptation de l'antenne pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 120^{\circ}$ (Normalisée à $Z_{in} = 188 \Omega$)
Figure IV.13 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 120^{\circ}$
Figure IV.14 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 120^{\circ}$
Figure IV.15 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$
Figure IV.16 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en site de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$
Figure IV.17 - Différence de phase ϕ_R et saut de phase $\Delta \phi$ en fonction de la fréquence pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 90^{\circ}$ 213
Figure IV.18 - Gain réalisé dans l'axe pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 90^{\circ}$.
Figure IV.19 - Adaptation de l'antenne pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 90^{\circ}$ (Normalisée à $Z_{\text{in}} = 188 \Omega$)
Figure IV.20 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 90^{\circ}$
Figure IV.21 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 90^{\circ}$
Figure IV.22 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 90^{\circ}$
Figure IV.23 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 90^{\circ}$
Figure IV.24 - Différence de phase ϕ_R et saut de phase $\Delta \phi$ en fonction de la fréquence pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 60^{\circ}$ 216
Figure IV.25 - Gain réalisé dans l'axe pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 60^{\circ}$
Figure IV.26 - Adaptation de l'antenne pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 60^{\circ}$ (Normalisée à $Z_{in} = 188 \Omega$)
Figure IV.27 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 60^{\circ}$
Figure IV.28 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en site de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 60^{\circ}$
Figure IV.29 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 60^{\circ}$
Figure IV.30 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 60^{\circ}$.
Figure IV.31 - Différence de phase $\phi_{\rm R}$ et saut de phase $\Delta \phi$ en fonction de la fréquence pour $\Delta \phi_{2.5 \rm GHz} = 30^{\circ}$ 219
Figure IV.32 - Gain réalisé dans l'axe pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 30^{\circ}$
Figure IV.33 - Adaptation de l'antenne pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 30^{\circ} (Z_{in} = 188 \Omega)$
Figure IV.34 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 30^{\circ}$
Figure IV.35 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 30^{\circ}$
Figure IV.36 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 30^{\circ}$
Figure IV.37 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en azimut de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 30^{\circ}$
Figure IV.38 - Valeur du gain dans l'axe (G ₀) à la fréquence (f _G) en fonction du saut de phase à la transition $(\Delta \phi_{2.5GHz})$.
Figure IV.39 - Echelle de gauche : coefficient du vecteur de Poynting (α), échelle de droite : saut de phase ($\Delta \phi$) pour un reflecteur CEP à étage
Figure IV.40 - Saut de phase ($\Delta\phi$) et difference des valeurs absolues $ \phi_{Rh2} - \phi_{Rh1} $ en fonction de $(h_1-h_2)/\lambda$ 224

$\label{eq:Figure IV.41 - f_{\Delta \phi 0} et f_G en fonction \ du \ saut \ de \ phase \ à \ la \ transition \ (\Delta \phi_{2.5 GHz}).$	224
Figure IV.42 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace l	ibre
à $z = -10$ mm et f = 2.5 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.	226
Figure IV.43 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace l	ibre
à $z = -10$ mm et f = 2.5 GHz, pour y = 0	227
Figure IV.44 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace l	ibre
à $z = -10$ mm et f = 2.5 GHz, pour x = 0	227
Figure IV.45 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace l	ibre
à $\lambda_{2.5GHz}/z = 4.5$ et f = 2.5 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse	228
Figure IV.46 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace l	ibre
à $\lambda_{2.5GHz}/z = 4.5$ et f = 2.5 GHz, pour y = 0.	228
Figure IV.47 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace l	ibre
à $\lambda_{2.5GHz}/z = 4.5$ et f = 2.5 GHz, pour x = 0.	228
Figure IV.48 - Courants de surface de l'antenne spirale d'Archimède à f = 2.5 GHz : (a) en espace libre, (b) dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$.	au- 229
Figure IV.49 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace l	ibre
à $z = -8.5$ mm et $f = 2.5$ GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.	230
Figure IV.50 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessur réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$ à z = -8.5 mm et f = 2.5 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse	s du 231
Figure IV.51 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = -8.5$ et $f = 2.5$ GHz, pour $y = 0$.	mm 231
Figure IV.52 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = -8.5$ et $f = 2.5$ GHz, pour $x = 0$.	mm 232
Figure IV.53 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessur réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$ à $\lambda/z = 4.5$ et f = 2.5 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.	s du 232
Figure IV.54 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $\lambda/z = 4.5$	et f
= 2.5 GHz, pour y = 0.	233
Figure IV.55 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $\lambda/z = 4.5$	et f
= 2.5 GHz, pour x = 0.	233
Figure IV.56 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spi	irale
d'Archimède à $z = \lambda_{2.5GHz}$ et $f = 2.5$ GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$	234
Figure IV.57 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spi	irale
d'Archimède à $z = \lambda_{2.5GHz}$ et $f = 2.5$ GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$, pour	y =
0.	234
Figure IV.58 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spi d'Archimède à $z = \lambda_{2.5GHz}$ et $f = 2.5$ GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$, pour 0.	irale x = 235
Figure IV.59 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède à GHz : (a) en espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$	1 2.5 235
Figure IV.60 - Courants de surface de l'antenne spirale d'Archimède à $f = 3.6 \text{ GHz}$: (a) en espace libre, (b) dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5\text{GHz}} = 120^{\circ}$.	au- 236
Figure IV.61 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace l	ibre
à $z = -8.5$ mm et f = 3.6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse	237
Figure IV.62 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessur réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$ à z = -8.5 mm et f = 3.6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse	s du 237
Figure IV.63 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = -8.5$ et $f = 3.6$ GHz, pour $y = 0$.	mm 238
Figure IV.64 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = -8.5$ et $f = 3.6$ GHz, pour $x = 0$.	mm 238
Figure IV.65 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace l	ibre
à $\lambda_{3.6GHz}/z = 4.5$ et f = 3.6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse.	239

Figure IV.66 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5\text{GHz}} = 120^\circ$, à $\lambda_{3.6\text{GHz}}/z = 4.5$ et f = 3.6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse 239
Figure IV.67 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $\lambda_{3.6GHz}/z = 4.5$ et f = 3.6 GHz, pour y = 0. 240
Figure IV.68 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède pour $\lambda_{3.6GHz}/z = 4.5$ et f = 3.6 GHz, pour x = 0
Figure IV.69 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{3.6GHz}$ et $f = 3.6$ GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 120^{\circ}$
Figure IV.70 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur Poynting de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{3.6GHz}$ et f = 3.6 GHz, pour y = 0
Figure IV.71 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur Poynting de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{3.6GHz}$ et f = 3.6 GHz, pour x = 0
Figure IV.72 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède à $f = 3.6 \text{ GHz}$: (a) en espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5\text{GHz}} = 120^{\circ}$
Figure IV.73 - Courants de surface de l'antenne spirale d'Archimède à 4 GHz : (a) en espace libre, (b) au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 90^{\circ}$
Figure IV.74 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à $z = -8.5$ mm et f = 4 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse
Figure IV.75 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 90^{\circ}$, à z = -8.5 mm et f = 4 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse
Figure IV.76 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = -8.5$ mm et f = 4 GHz, pour y = 0
Figure IV.77 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = -8.5$ mm et f = 4 GHz, pour x = 0
Figure IV.78 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à $\lambda_{4GHz}/z = 4.5$ et f = 4 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse
Figure IV.79 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta\phi_{2.5GHz} = 90^{\circ}$, à $\lambda_{4GHz}/z = 4.5$ et f = 4 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse
Figure IV.80 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $\lambda_{4GHz}/z = 4.5$ et f = 4 GHz, pour y = 0. 247
Figure IV.81 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $\lambda_{4GHz}/z = 4.5$ et f = 4 GHz, pour x = 0. 247
Figure IV.82 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{4GHz}$ et $f = 4$ GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 90^{\circ}$
Figure IV.83 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède à $f = 4 \text{ GHz}$: (a) en espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5\text{GHz}} = 90^{\circ}$
Figure IV.84 - Courants de surface de l'antenne spirale d'Archimède à 4.5 GHz : (a) en espace libre, (b) au- dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 60^{\circ}$
Figure IV.85 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à $z = -8.5$ mm et f = 4.5 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse
Figure IV.86 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 \text{GHz}} = 60^{\circ}$, à z = -8.5 mm et f = 4.5 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse
Figure IV.87 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = -8.5$ mm et f = 4.5 GHz, pour y = 0
Figure IV.88 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = -8.5$ mm et f = 4.5 GHz, pour y = 0
Figure IV.89 - Composante du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre pour $\lambda/z = 4.5$ et f = 4 GHz : (a) longitudinal, (b) transverse
Figure IV.90 - Composante du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP à étages pour $\lambda/z = 4.5$, avec $\Delta\phi_{2.5GHz} = 60^{\circ}$ et f = 4GHz : (a) longitudinale, (b) transverse 252
Figure IV.91 - Composantes du vecteur de Poynting complexe pour $\lambda/z = 4.5$ pour f = 4.5 GHz, pour x = 0 253

Figure IV.92 - Composantes du vecteur de Poynting complexe pour $\lambda/z = 4.5$ pour f = 4.5 GHz, pour y = 0 253
Figure IV.93 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{4.5GHz}$ et $f = 4.5$ GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 60^{\circ}$
Figure IV.94 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède à $f = 4.5 \text{ GHz}$: (a) en espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5\text{GHz}} = 60^{\circ}$
Figure IV.95 - Courants de surface de l'antenne spirale d'Archimède à 6 GHz : (a) en espace libre, (b) au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 30^{\circ}$
Figure IV.96 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à $z = -8.5$ mm et f = 6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse
Figure IV.97 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5 GHz} = 30^{\circ}$, à z = -8.5 mm et f = 6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse
Figure IV.98 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = -8.5$ mm et $f = 6$ GHz, pour $y = 0$
Figure IV.99 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = -8.5$ mm et $f = 6$ GHz, pour $y = 0$
Figure IV.100 - Composante du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre à $\lambda_{6GHz}/z = 4.5$ pour f = 6 GHz : (a) longitudinal, (b) transverse
Figure IV.101 - Composante du vecteur de Poynting complexe de l'antenne au-dessus du réflecteur CEP à étages pour $\lambda_{6\text{GHz}}/z = 4.5$, avec $\Delta \phi_{2.5\text{GHz}} = 30^{\circ}$ et f = 6 GHz : (a) longitudinale, (b) transverse
Figure IV.102 - Composantes du vecteur de Poynting complexe pour $\lambda_{6GHz}/z = 4.5$ et f = 6 GHz, pour x = 0. 259
Figure IV.103 - Composantes du vecteur de Poynting complexe pour $\lambda_{6GHz}/z = 4.5$ et f = 6 GHz, pour y = 0 259
Figure IV.104 - Partie réelle de la composante longitudinale du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède à $z = \lambda_{6GHz}$ et f = 6 GHz : (a) espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5GHz} = 30^{\circ}$ 260
Figure IV.105 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède à $f = 6 \text{ GHz}$; (a) en espace libre, (b) réflecteur à étages pour $\Delta \phi_{2.5\text{GHz}} = 30^{\circ}$
Figure IV 106 - Antenne spirale d'Archimède sur substrat
Figure IV.107 - (a) : Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur à étages, (b) : cales métalliques de différentes hauteurs
Figure IV 108 - Gain réalisé dans l'axe pour $h_1 = 30$ mm 263
Figure IV.109 - Gain réalisé dans l'axe pour $h_1 = 25 \text{ mm}$
Figure IV.110 - Gain réalisé dans l'axe pour $h_1 = 20 \text{ mm}$
Figure IV.111 - Gain réalisé dans l'axe pour $h_1 = 15$ mm
Figure IV.112 - Gain réalisé dans l'axe pour $h_1 = 12.5$ mm. 265
Figure V.1 - Exemple d'une bande de fréquences commune entre deux CMA consécutifs
Figure V.2 - Réflecteur CMA évolutif
Figure V.3 - Symétries utilisées pour l'obtention du digramme de phase d'une couronne CMA, (a) couronne entière, (b) cellule unitaire
Figure V.4 - Orientation du champ électrique à l'intérieure du guide coaxial : (a) guide complet, (b) guide pour cellule unitaire
Figure V.5 - Antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif
Figure V.6 - Première couronne de motifs (CMA ₁)
Figure V.7 - Diagramme de phase du CMA ₁ (HFSS)
Figure V.8 - Deuxième couronne de motifs CMA (CMA ₂) : (a) couronne complète, (b) cellule unitaire 275
Figure V.9 - Diagramme de phase des CMA2 et CMA1 et recouvrement des bandes (HFSS)
Figure V.10 - Diagramme de phase du CMA évolutif
Figure V.11 - Antenne spirale d'Archimède. 277
Figure V.12 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations, (Normalisée à $Z_{in} = 188 \ \Omega$)
Figure V.13 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale
d'Archimède et différence de phase du CMA évolutif

Figure V.14 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède
Figure V.15 - Composante croisée dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CMA évolutif
Figure V.16 - Courant à la surface du réflecteur évolutif : (a) 2 GHz, (b) 2.6 GHz
Figure V.17 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus CMA évolutif à $z = -4$ mm et $f = 2$ GHz : (a) longitudinale, (b) transverse
Figure V.18 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus CMA évolutif à $z = -4$ mm et $f = 2.6$ GHz : (a) longitudinale, (b) transverse
Figure V.19 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède audessus du réflecteur CMA évolutif : (a) $f = 2 \text{ GHz}$, (b) $f = 2.6 \text{ GHz}$
Figure V.20 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède, pour les différents cas
Figure V.21 - Diagramme de phase des CMA _{1,2} et du plan de masse avec substrat
Figure V.22 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus CMA_2 (seul) à $z = -4$ mm et $f = 2.6$ GHz : (a) longitudinale, (b) transverse
Figure V.23 - Composantes du vecteur de Poynting complexe de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus CMA_1 à (seul) $z = -4$ mm et $f = 2.6$ GHz : (a) longitudinale, (b) transverse
Figure V.24 - Schéma du réflecteur hybride CMA + CEP
Figure V.25 - Partie CMA du réflecteur hybride
Figure V.26 - Cellule unitaire des différentes couronnes : (a) 1 couronne, (b) 2 couronnes, (c) 3 couronnes, (d) 4 couronnes.
Figure V.27 - Diagramme de phase du CMA pour différents nombres de couronnes
Figure V.28 - Différentes zones au-dessus du réflecteur hybride
Figure V.29 - Différence de phase de la couronne ₁ et du réflecteur CEP
Figure V.30 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède ($Z_{in} = 188\Omega$)
Figure V.31 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède
Figure V.32 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède
Figure V.33 - Courants de surface sur le réflecteur hybride (CMA + CEP) à 3 GHz
Figure V.34 - Réflecteur hybride LEBG + CEP
Figure V.35 - Courants de surface sur le réflecteur hybride (LEBG + CEP) à 3 GHz
Figure V.36 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède ($Z_{in} = 188\Omega$)
Figure V.37 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations
Figure V.38 - Diagramme de rayonnement de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède à $f = 3$ GHz : (a) réflecteur CMA + CEP, (b) réflecteur LEBG + CEP
Figure V.39 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède pour les différences configurations
Figure V.40 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride (CMA + CEP)
Figure V.41 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride (LEBG + CEP)
Figure V.42 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède ($Z_{in} = 188 \Omega$)
Figure V.43 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations
Figure V.44 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations
Figure V.45 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède (Z_{in} = 188 Ω), pour les différentes valeurs de R _{LEBG} .
Figure V.46 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations
Figure V.47 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations

Figure V.48 - Réflecteur 1 GHz - 10 GHz
Figure V.49 - Adaptation de l'antenne spirale d'Archimède (Z_{in} = 188 Ω), pour les différentes configurations 301
Figure V.50 - Gain réalisé de la composante principale dans l'axe radioélectrique de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations
Figure V.51 - Taux d'ellipticité de l'antenne spirale d'Archimède pour les différentes configurations
Figure V.52 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre
Figure V.53 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP
Figure V.54 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride pour $R_{LEBG} = 50 \Omega$
Figure V.55 - Cartographie des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante principale de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride pour $R_{LEBG} = 200 \Omega$
Figure V.56 - Cartographies des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre
Figure V.57 - Cartographies des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP
Figure V.58 - Cartographies des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride pour $R_{LEBG} = 50 \Omega$
Figure V.59 - Cartographies des diagrammes de rayonnement en élévation de la composante croisée de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride pour $R_{LEBG} = 200 \Omega$
Figure V.60 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de l'antenne spirale d'Archimède en espace libre. 307
Figure V.61 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur CEP
Figure V.62 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride pour $R_{LEBG} = 50 \Omega$
Figure V.63 - Ouverture angulaire à -3 dB des diagrammes de l'antenne spirale d'Archimède au-dessus du réflecteur hybride pour $R_{LEBG} = 200 \Omega$

Listes des tableaux

Tableau I.1 - Tableau comparatif des différentes SHI étudiées	38
Tableau I.2- Largeur de la bande CMA en fonction de la permittivité relative.	43
Tableau I.3 - Comparaison des différentes solutions associant une antenne large bande et un réflecteur	54
Tableau II.1 - Listes des différents cas mesurés	113
Tableau II.2 - Comparaison des diamètres de la zone active entre la simulation et la mesure	118
Tableau III.1 - Nature de la polarisation en fonction des paramètres	126
Tableau III.2 - Définition du sens de rotation de la polarisation en fonction de la direction de propagation	127
Tableau III.3 - Comparaison entre les valeurs théoriques et simulées pour un réflecteur CEP	148
Tableau III.4 - Comparaison entre les valeurs théoriques et simulées pour un réflecteur CMP.	156
Tableau III.5 - Synthèse des différents cas simulés avec l'antenne spirale d'Archimède	157
Tableau III.6 - Comparaison entre les valeurs théoriques et simulées pour un réflecteur CEP	173
Tableau III.7 - Comparaison entre les valeurs théoriques et simulées pour un réflecteur CMP.	181
Tableau III.8 - Synthèse des différents cas simulés avec l'antenne sinueuse	182
Tableau III.9 - Comparaison calcul analytique - simulation (spirale d'Archimède).	188
Tableau III.10 - Comparaison calcul analytique - simulation (sinueuse).	196
Tableau IV.1 - Synthèse des différents cas considérés	222
Tableau IV.2 - Comparaison entre les bandes d'intérêts calculées et simulées.	225
Tableau IV.3 - Comparaison entre la simulation et la mesure de la fréquence f_G et de la valeur du gain G_0	265
Tableau V.1 - Comparaison des différentes configurations.	285
Tableau V.2 - Synthèse des différentes configurations.	308