



HAL
open science

Antenne universelle pour lanceur

Nicolas Attaja

► **To cite this version:**

Nicolas Attaja. Antenne universelle pour lanceur. Electronique. Université de Rennes, 2022. Français.
NNT : 2022REN1S076 . tel-04420883

HAL Id: tel-04420883

<https://theses.hal.science/tel-04420883>

Submitted on 27 Jan 2024

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

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

THÈSE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1

ÉCOLE DOCTORALE N° 601
*Mathématiques et Sciences et Technologies
de l'Information et de la Communication*
Spécialité : « *Électronique* »

Par

« **Nicolas ATTAJA** »

« **Antenne Universelle pour Lanceur** »

Thèse présentée et soutenue à « Rennes », le « 26 janvier 2022 »

Unité de recherche : « IETR – UMR CNRS 6164, Institut d'Électronique et des Technologies du numÉrique, Université de Rennes 1. »

Rapporteurs avant soutenance :

Thierry MONÉDIÈRE Professeur des Universités, HDR, Université de Limoges, Limoges, France.
Robert STARAJ Professeur des Universités, HDR, Université Côte d'Azur, Sophia Antipolis, France.

Composition du Jury :

Président :	Thierry MONÉDIÈRE	Professeur des Universités, HDR, Université de Limoges, Limoges, France.
Examineurs :	Thierry MONÉDIÈRE	Professeur des Universités, HDR, Université de Limoges, Limoges, France.
	Nathalie LECERF	Ingénieur Radiofréquence, ArianeGroup, Issac, France.
	Robert STARAJ	Professeur des Universités, HDR, Université Côte d'Azur, Sophia Antipolis, France.
Dir. de thèse :	Mauro ETTORRE	Chercheur CNRS, HDR, IETR, Rennes, France.
Co-dir. de thèse :	Ronan SAULEAU	Professeur des universités, HDR, Université de Rennes 1, Rennes, France.
Co-encadrant :	Davy GUIHARD	Ingénieur Radiofréquence, ArianeGroup, Issac, France.

Invité(s) :

Rmili BADR Ingénieur Avionique, CNES, Direction des lanceurs, France.

À mes parents, ma sœur et mon grand-père,

REMERCIEMENT

Avant toute chose, je tiens à remercier tout particulièrement mes encadrants qui m'ont soutenu et offert cette incroyable opportunité. Un grand merci à Mauro Ettorre et Ronan Sauleau pour leur présence et leur support permanent au cours de ces dernières années. Un grand merci également à Davy Guihard pour son professionnalisme, son soutien ainsi que ses précieux conseils sur l'aspect industriel. Sans leur présence, ce travail de recherche n'aurait pas été possible.

Je souhaite également remercier M. Thierry Monédière, M. Robert Staraj, Mme. Nathalie Lecerf et M. Rmili Badr pour avoir accepté de participer au jury thèse.

J'adresse mes sincères remerciements à Frédéric Boutet et Xavier Morvan pour leur aide lors de la phase de fabrication. En particulier, je tiens à remercier chaleureusement Freddy Arhuero pour son travail, sa rigueur et pour le temps passé à me former lors des campagnes de mesure chez ArianeGroup.

Merci également au CNES et en particulier Rmili Badr, pour le suivi de ce sujet de recherche et de manière général, pour la collaboration avec ArianeGroup.

Un chaleureux merci à M. Mohamed Himdi, M. Franck Colombel et M. Olivier Lafond pour leur soutien et leur aide présents dès le début de mon arrivée à l'IETR.

Enfin, je remercie tous les collègues doctorants et post-doctorants de l'IETR pour les moments passés au labo à se creuser les méninges mais aussi en dehors pour recharger les batteries. Un merci spécial à Zain Haider, mon éternel voisin de bureau, pour toutes les discussions aussi enrichissantes et intéressantes les unes que les autres. Évidemment, un grand merci à toute la clique du laboratoire, Yann Chao-Oger, Petros Bentavis, David René-Loxq, Gaëtan Herry, Yousra Benserhir, Nicolas Mezières, Mattia Maggi, Srđan Pakovic, Moon, Michele Del Mastro, Gabriel Gaugain, Léonin Lassauce, Lorette Quéguiner et à tous ceux avec qui j'ai passé du temps lors de ces trois années de thèse.

TABLE OF CONTENTS

Remerciement	4
1 Introduction générale	11
1.1 Motivation industrielle	11
1.2 Spécification	13
1.3 Approche	14
2 État de l'art	17
2.1 Miniaturisation des antennes	17
2.1.1 Définition	17
2.1.2 Limites fondamentales	18
2.1.2.1 Facteur de qualité et bande passante	18
2.1.2.2 Adaptation et efficacité de rayonnement	20
2.1.3 Techniques de miniaturisation	21
2.1.3.1 Modification de la géométrie	21
2.1.3.1.1 Allongement du chemin du courant	21
2.1.3.1.2 Théorie des images	24
2.1.3.2 Utilisation de matériaux	24
2.1.3.2.1 Matériaux diélectriques	24
2.1.3.2.2 Matériaux magnéto-diélectriques	25
2.1.3.2.3 Méta-matériaux	26
2.2 Antenne patch	28
2.2.1 Polarisation circulaire	28
2.2.1.1 À une alimentation	29
2.2.1.2 À alimentation séquentielle	31
2.3 Antenne à fente	33
2.3.1 Fente multibande	33
2.3.2 Fente large bande	34
2.3.3 Fente miniature	36

TABLE OF CONTENTS

2.4	Antenne dipôle	37
2.4.1	Dipôle électrique	37
2.4.1.1	Fonctionnement	37
2.4.1.2	Polarisation circulaire	38
2.4.1.2.1	À alimentation séquentielle	39
2.4.1.2.2	Auto-phasé ("Self-phased")	39
2.4.1.3	Multi-bandes et large bande	41
2.4.1.3.1	Dipôle avec parasite	41
2.4.1.3.2	Dipôle asymétrique	41
2.4.1.3.3	Multi-bande multi-port	42
2.5	État de l'art industriel	44
2.5.1	ArianeGroup	45
2.5.2	Cobham	46
2.5.3	Haigh Farr	48
2.5.4	Tallysman	49
2.5.5	Cirocomm	50
2.5.6	Pulse Electronics	52
2.5.7	Fractus Antennas	52
2.5.8	Microwave Vision	53
2.5.9	Brevets	54
2.6	Bilan	56
2.7	Discussions	57
2.7.1	AUL à base de patches	57
2.7.2	AUL à base de dipôles	60
3	Dipôle bi-bande asymétrique à double cavité	61
3.1	Élément rayonnant	61
3.1.1	Dipôle simple imprimé	61
3.1.2	Dipôle croisé imprimé	63
3.1.3	Largeur de bande de l'anneau vacant	64
3.1.4	Impact de l'épaisseur du substrat	65
3.1.5	Dipôle asymétrique	66
3.2	Double cavité	67
3.2.1	Analyse modale	68

3.2.2	Ouvertures latérales	72
3.3	Conclusion	73
4	Antenne multi-bande multi-port à cavité multiple	75
4.1	Analogie avec les antennes de station de base	75
4.2	Antenne bi-bande de télémessure et de trajectographie	76
4.2.1	Procédure de design	76
4.2.2	Bilan	83
4.3	Antenne bi-bande de télécommande et GNSS	83
4.3.1	Procédure de design	83
4.3.2	Bilan	85
4.4	Antenne Quadri-bande à cavités multiples	85
4.4.1	Procédure de design	85
4.4.2	Bilan	90
4.5	Miniaturisation	91
4.5.1	Insertion d'un diélectrique	91
4.5.2	Insertion d'un absorbant	92
4.5.3	Miniaturisation UHF par le positionnement des cavités	94
4.5.4	Bilan	97
4.6	Impact du plan de masse	97
4.6.1	Plan de masse plan	98
4.6.2	Tronçon de lanceur	100
4.6.3	Bilan	100
4.7	Antenne conforme	103
4.8	Prototypage	104
4.8.1	Définition électrique du prototype	104
4.8.2	Définition mécanique du prototype	107
4.8.2.1	Assemblage avec plans de masse séparés	108
4.8.2.2	Cavité mono-bloc	109
4.8.2.3	Contraintes dues aux ambiances lanceur	109
4.8.2.4	Impact sur les performances	111
4.8.3	Campagne de caractérisation de l'AUL	114
4.8.3.1	Rappel de l'attendu	114
4.8.3.2	Configuration d'essais	115

TABLE OF CONTENTS

4.8.3.3	Résultats de mesures	118
4.8.3.4	Analyses des résultats	121
4.8.3.4.1	Écarts en bande TC	121
4.8.3.4.2	Adaptation	122
4.8.3.4.3	Polarisation en bande TJ	124
4.8.3.4.4	Taux de couverture en bande TJ	125
4.8.3.4.5	Taux de couverture instable en bande TM	125
4.9	Conclusion et perspectives	126
4.9.1	Performances RF	126
4.9.2	Application lanceur	129
5	Dipôle bi-bande compact à polarisation circulaire à base de charge NRI-TL	131
5.1	État de l'art	131
5.1.1	Ligne de transmission à indice de réfraction négatif	131
5.1.2	Adaptation sur un dipôle	133
5.1.2.1	Modèle de Schelkunoff	133
5.1.2.2	Dipôle chargé par des éléments inductifs et capacitifs	134
5.2	Procédure de conception	135
5.2.1	Structure multi-couche	136
5.2.2	Adaptation	138
5.2.3	Polarisation circulaire	140
5.3	Prototype	142
5.4	Conclusion	143
6	Conclusion	145
6.1	Résumé et contributions	145
6.2	Perspectives	146
	Annexe I : Datasheets	149
	Annexe II : Modèles compacts	157
	Contributions	159
	Bibliography	161

À propos de l'auteur

175

INTRODUCTION GÉNÉRALE

1.1 Motivation industrielle

Aujourd'hui la société ArianeGroup est un leader mondial de l'accès à l'espace. Ses activités couvrent l'ensemble du cycle de vie d'un lanceur spatial : conception, développement, production, exploitation et commercialisation. En particulier, ArianeGroup offre des solutions industrielles en matière de systèmes de lancement, d'applications spatiales civiles et militaires.

Via sa filiale Arianespace, trois lanceurs sont opérés depuis le site de Kourou en Guyane française :

- Ariane 5 : lanceur lourd, le plus fiable du marché commercial et capable de placer jusqu'à 10,5 tonnes en orbite de transferts géostationnaire (GTO) et jusqu'à 21 tonnes en orbite basse (LEO).
- Vega : lanceur léger, capable de placer jusqu'à 1,5 tonnes en orbite polaire.
- Soyuz : lanceur intermédiaire, capable de placer 3,2 tonnes en GTO et 4,8 tonnes en LEO.

Malgré sa position parmi les leaders mondiaux de l'accès à l'espace, ArianeGroup doit faire face à une sérieuse concurrence. Dans ce contexte, la société est en train de développer un nouveau lanceur, Ariane 6, plus performant et moins coûteux, qui succèdera à Ariane 5 après 25 ans de vol. À plus long terme, à partir de 2030, un lanceur partiellement réutilisable appelé Ariane Next devrait permettre d'accroître davantage la compétitivité de l'Europe pour l'accès à l'espace.

En préparation de ce futur, de nombreuses briques technologiques embarquées font l'objet de travaux d'innovation et de recherche. C'est le cas en particulier des briques avioniques et notamment des antennes qui interviennent dans la constitution des chaînes de communication embarquées sur lanceur. Ces chaînes permettent de maintenir le contact entre la Terre et le lanceur tout au long de sa mission.

Les principales fonctions ainsi assurées sont :

- La Télécommande (TC) : dans le but de recevoir et de traiter les signaux émis par le sol en cas d'ordre de neutralisation du lanceur. La transmission s'effectue en bande UHF.
- La Localisation (GNSS) : afin de recevoir et de traiter les signaux des systèmes de positionnement par satellite tels que ceux des constellations GPS et/ou Galileo. Elle fonctionne en bande L.
- La Télémétrie (TM) : traite et émet vers le sol l'ensemble des données acquises à bord du lanceur au cours de sa mission. La communication a lieu en bande S en direct avec le sol.
- La Trajectographie (TJ) : permet de caractériser la trajectoire du lanceur en communiquant, par émission et réception, avec les RADARS situés au sol. Les liens sont établis en bande C.

À ce jour, chaque chaîne intègre son propre réseau d'antennes réparties autour du lanceur pour garantir le taux de couverture requis par la mission.

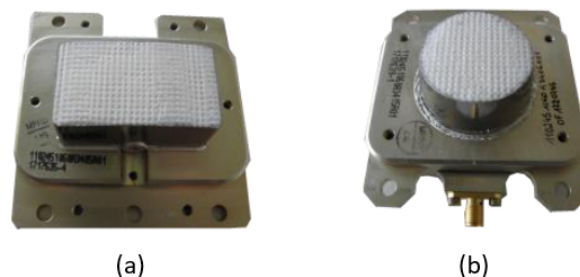


FIGURE 1.1 – Antenne proposée par ArianeGroup (a) Télémétrie (TM) à patch rectangulaire (b) Trajectographie (TJ) à patch tronqué.

Le but de la thèse est de produire une rupture technologique permettant de réaliser une antenne quasi-omnidirectionnelle (dans un demi-plan, autrement dit hémisphérique) multi-bande, couvrant ainsi à elle seule la totalité des bandes de fréquence de l'ensemble de chaînes, allant de 400MHz à 6GHz. Cette "Antenne Universelle" pourrait être utilisée de manière indifférenciée sur chacune des chaînes, impliquant une réduction des coûts par effet d'échelle, une simplification de la chaîne d'approvisionnement et une flexibilité inégalée d'intégration.

1.2 Spécification

L'AUL (Antenne Universelle pour Lanceur) sera implantée sur la peau du lanceur et devra respecter les contraintes techniques suivantes :

- Dimensions maximales : 400 mm x 400 mm x 130 mm
- Protubérance maximale de 30 mm
- Légère courbure pour un diamètre de 5 mètres
- Masse totale inférieure à 2 kg
- 4 ports 50 ohms connectés

L'AUL devra respecter les caractéristiques techniques classées dans le Tableau 1 pour chaque chaîne de communication. Le gain minimum réalisé est défini ici sur la demi-sphère supérieure du diagramme de rayonnement en terme de taux de couverture. Idéalement, l'AUL sera uniquement constituée d'éléments passifs pour des raisons de simplicité de fabrication, de mise en œuvre et de coût

	TC	GNSS	TM	TJ
Fréquence	[432 ; 434]MHz 0,46%	[1164 ; 1591] MHz 31%	[2200 ; 2290] MHz 4%	[5400 ; 5900] MHz 8,85%
ROS	ROS < 2 (S11<-9,5 dB)	ROS < 1,5 (S11<-14 dB)	ROS < 1,5 (S11<-14 dB)	ROS < 1,5 (S11<-14 dB)
Taux de couverture ¹	94,5% (-14 dBic minimum)	97.4% (-7dBic minimum)	99.5% (-5.5dBic minimum)	95% (-8.6dBic minimum)
Polarisation	RHCP	RHCP	RHCP	RHCP
Taux d'ellipticité	< 10dB sur ±30° < 20dB sur ±60°	< 10dB sur ±30° < 20dB sur ±60°	< 10dB sur ±30° < 20dB sur ±60°	< 10dB sur ±30° < 20dB sur ±60°
Type	Rx	Rx	Tx	Rx/Tx

L'AUL doit décrire l'ensemble des bandes décrites précédemment tout en garantissant une réjection minimum entre ses bandes. Ainsi, en particulier, les signaux émis sur les bandes de transmission (Télémétrie et Trajectographie) ne perturberont pas la réception des signaux sur les bandes voisines (GNSS et Télécommande). Chacun des quatre ports associé à une bande de fréquence donnera directement accès à l'émission et/ou à la récep-

1. Pourcentage de la demi sphère supérieure à une antenne pour lequel le gain réalisé est supérieur au seuil indiqué.

tion du signal, sans avoir à filtrer les parasites des bandes de fréquence voisines. Les taux de réjection visés sont indiqués dans le Tableau 2.

		Rx			
		Réjection (dB)	TC	GNSS	TJ
Tx	TM	-30dB	-30dB	-30dB	
	TJ	-30dB	-30dB	N/A	

1.3 Approche

Ce projet de thèse a pour vocation de faire émerger un concept innovant en réponse au besoin exprimé précédemment. Pour cela, un état de l'art exhaustif est nécessaire en balayant un large panel de concepts jusqu'à identifier celui qui permettra de bâtir une solution innovante sur laquelle les travaux de la thèse pourront s'appuyer.

Par ailleurs, au-delà des spécifications fonctionnelles de l'antenne, des contraintes d'intégration sur lanceur induisent des exigences d'encombrement obligeant l'AUL à ne pas dépasser certaines dimensions. En particulier, ces dimensions limites sont équivalentes à $0,57\lambda_{TC} \times 0,57\lambda_{TC} \times 0,186\lambda_{TC}$. Au regard de la longueur d'onde la plus grande parmi toutes les bandes de fréquence, les dimensions limites ne laissent que peu d'espace pour concevoir l'AUL. Dès lors, des techniques de miniaturisation d'éléments rayonnants pourront être envisagées afin de respecter les dimensions limites et si possible, de réduire au maximum le volume occupé.

Un premier chapitre sera donc dédié à un état de l'art universitaire et industriel des techniques de miniaturisation et des concepts antennaires. Le domaine des antennes étant très large, l'état de l'art se restreint aux concepts pertinents par rapport aux exigences fonctionnelles. Un pré-filtrage des concepts est donc effectué sur la base des deux caractéristiques suivantes :

- Le concept doit naturellement rayonner de manière quasi-omnidirectionnelle ou de manière hémisphérique ;
- Le concept doit être polarisé circulairement ou doit pouvoir facilement être adapté.

À titre d'exemple, les antennes présentant une directivité élevée telles que les antennes Vivaldi ou à faisceaux n'ont pas été étudiées. L'objectif de cet état de l'art est de choisir un ou deux concepts antennaires dont les performances sont jugées prometteuses au regard du besoin de l'AUL.

Un second chapitre est dédié à la conception de l'AUL à partir du concept retenu.

L'objectif étant ambitieux, il est divisé en plusieurs sous-objectifs permettant d'arriver progressivement au concept final.

Un troisième chapitre propose une antenne miniature bi-bande à polarisation circulaire.

Pour finir, le manuscrit fait le bilan des travaux qui ont été menés et expose des pistes susceptibles d'améliorer le concept.

ÉTAT DE L'ART

Ce chapitre présente et synthétise les différents articles et thèses parcourus ainsi qu'une liste de produits proposés par les industriels. L'objectif est de conclure sur les différents concepts d'antennes existants dans la littérature et dans l'industrie, afin d'en sélectionner un ou plusieurs qui pourraient répondre aux besoins de l'antenne universelle pour lanceur (AUL). Pour cela, cet état de l'art porte sur les antennes multi-bandes mais aussi sur les antennes mono-bandes puisqu'il est également possible d'empiler plusieurs antennes mono-bandes pour obtenir du multi-bande. Étant donné l'espace disponible (400 mm x 400 mm x 130 mm), l'antenne finale sera probablement planaire bien qu'il ne soit pas impossible d'y placer des éléments volumiques. De plus, sachant que la bande de fréquence la plus basse de l'AUL se situe en bande UHF, il sera nécessaire d'identifier des techniques de réduction de la taille d'une antenne pour que l'AUL puisse respecter les besoins en dimensions. La première partie de ce chapitre est consacrée aux antennes électriquement petites, la deuxième partie aux antennes patches, la troisième partie aux antennes à fente, la quatrième partie aux antennes dipôles ; enfin la dernière partie est dédiée à l'état de l'art industriel. Bien sûr, les concepts d'antennes présentés sont ceux qui ont été jugés pertinents par rapport aux besoins de l'AUL ; ainsi, une attention particulière a été donnée au diagramme de rayonnement qui doit être omnidirectionnel, en ayant une polarisation circulaire correcte sur toute la largeur du faisceau.

2.1 Miniaturisation des antennes

2.1.1 Définition

Une antenne électriquement petite est une antenne dont la taille est très inférieure à la longueur d'onde de fonctionnement et qui a généralement un diagramme de rayonnement peu directif. L'aspect omnidirectionnel (hémisphérique en particulier) des petites antennes est pertinent dans le cas de l'AUL étant donné les exigences de diagramme de

rayonnement. Wheeler est le premier à avoir proposé une définition pour les antennes électriquement petites [1]. D'après Wheeler, une antenne est électriquement petite si ses dimensions maximales sont inférieures à $1/k$.

$$ka < 1 \quad (2.1)$$

Où k est le nombre d'onde égale à $2\pi/\lambda$ avec λ la longueur d'onde associée à la fréquence de fonctionnement dans l'espace libre et où a est le rayon de la sphère de Wheeler ou sphère de Chu qui est la sphère minimale contenant entièrement l'antenne. Par ailleurs, cette sphère représente la transition entre le champ proche et le champ lointain.

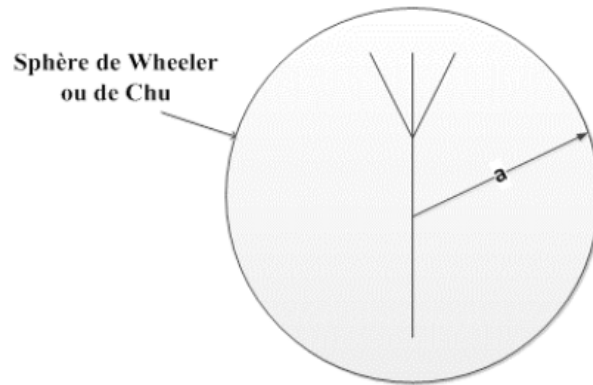


FIGURE 2.1 – Antenne contenue dans sa sphère de Wheeler

Le ka d'une antenne électriquement petite fait donc partie des paramètres essentiels avec le facteur de qualité Q , la bande passante BP, l'efficacité et le gain.

2.1.2 Limites fondamentales

2.1.2.1 Facteur de qualité et bande passante

Une définition exacte du facteur de qualité d'une antenne travaillant à la fréquence f_0 est le rapport entre l'énergie réactive stockée et la puissance acceptée par l'antenne [2] :

$$Q(\omega_0) = \frac{\omega_0 |W(\omega_0)|}{P_A(\omega_0)} \quad (2.2)$$

Avec ω_0 la pulsation de résonance, W l'énergie électromagnétique stockée par la réactance de l'antenne et P_A la puissance acceptée par l'antenne. Une autre définition exacte

de Q donnée par [3] :

$$Q(\omega_0) = \left| \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} X'_0(\omega_0) - \frac{2\omega_0}{|I_0|^2 R_0(\omega_0)} [W_L(\omega_0) + W_R(\omega_0)] \right| \quad (2.3)$$

Avec ω_0 , R_0 , I_0 , W_L et W_R la pulsation de fonctionnement, la résistance d'entrée de l'antenne, le courant d'entrée de l'antenne, la puissance perdue par les matériaux de l'antenne (pertes diélectrique et métallique) et la puissance rayonnée par l'antenne respectivement. En général l'équation (2.3) est utilisée pour calculer numériquement le facteur de qualité, car il est plus facile de calculer la dérivée de la réactance d'entrée $X'_0(\omega_0)$ plutôt que $W(\omega_0)$ qui est définie par une intégrale. En revanche, une bonne approximation du facteur de qualité directement liée à la largeur de bande est donnée par :

$$Q(\omega_0) = \frac{2\sqrt{\beta}}{FBW_v(\omega_0)} \quad (2.4)$$

Où

$$\sqrt{\beta} = \frac{s-1}{2\sqrt{s}} \quad (2.5)$$

et

$$FBW_v(\omega_0) = \frac{\omega_+ - \omega_-}{\omega_0} \quad (2.6)$$

Avec s la valeur maximale du rapport d'onde stationnaire (ROS) définissant la bande de fréquence, ω_+ et ω_- les bornes supérieure et inférieure respectivement de cette bande passante. L'expression (2.4) permet d'obtenir la valeur du facteur de qualité très précisément contrairement à l'expression (2.7) ci-dessous. (2.7) devient imprécise lorsque le facteur de qualité devient inférieur à 2 mais reste performante pour des valeurs élevées.

$$Q = \frac{1}{BP} \quad (2.7)$$

D'après (2.7), le facteur de qualité est inversement proportionnel à la bande passante de l'antenne. Les antennes électriquement petites ont donc une bande étroite de fonctionnement. D'après Chu [3], le facteur de qualité possède une limite fondamentale qui dépend de la taille électrique de l'antenne et est explicitée par (2.8) :

$$Q_{Min,Chu} = \eta \left(\frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right) \quad (2.8)$$

Avec η l'efficacité de réflexion de l'antenne. Cette limite est inversement proportionnelle à la dimension d'une antenne et permet d'obtenir sa largeur de bande maximale théorique à une dimension donnée. En revanche, cette limite est donnée en considérant un volume sphérique. Or, la plupart du temps, les antennes occupent une petite portion de la sphère de Chu. Par conséquent, si on considère une antenne planaire, la limite fondamentale explicitée par (2.8) n'est pas pertinente car elle sera inatteignable. C'est pourquoi le travail de Chu a été poursuivi par plusieurs autres chercheurs tels que McLean, Best, Yaghjian, Collin, Rothschild et Gustaffson [4-8] entre autres dans le but de corriger ou redéfinir les limites fondamentales du facteur de qualité pour des antennes de formes arbitraires. Cependant, tous ont validé le principe énoncé par Chu (2.8) qui dit que la limite fondamentale du facteur de qualité est inversement proportionnelle à la dimension de l'antenne.

2.1.2.2 Adaptation et efficacité de rayonnement

L'impédance d'une antenne [2, 9] peut être définie par :

$$Z = R + jX = (R_{perte} + R_{ray}) + jX \quad (2.9)$$

Avec R la résistance d'entrée de l'antenne décomposable en somme de résistance de perte et de résistance de rayonnement, et X la réactance d'entrée de l'antenne. Pour être parfaitement adaptée à une ligne d'alimentation classique d'impédance caractéristique Z_c , la réactance doit être nulle et la résistance doit être égale à Z_c . La réactance des antennes s'annule naturellement aux fréquences de résonance/anti-résonance ce qui permet d'adapter facilement les antennes à ces fréquences. Il est toutefois possible de compenser une réactance d'antenne non-nulle en alimentant avec un circuit d'alimentation dont l'impédance est le conjugué de l'impédance d'entrée de l'antenne.

Pour être le plus efficace, l'antenne doit rayonner le maximum d'énergie qu'elle accepte. L'efficacité ou rendement d'une antenne est donc le rapport de la puissance rayonnée sur la puissance acceptée par l'antenne. Elle est donnée en général en pourcentage et est définie par :

$$\eta_{ray} = \frac{P_R}{P_A} = \frac{R_{ray}}{R_{ray} + R_{perte}} \quad (2.10)$$

Or la résistance de rayonnement diminue avec les dimensions des antennes, donc l'efficacité de rayonnement décroît également. Les antennes électriquement petites ont donc

une efficacité de rayonnement faible. Ce sont donc les pertes qui deviennent prépondérantes au détriment du rayonnement. La grande difficulté dans la conception des ESA (Electrically Small Antenna) est la diminution de la résistance de rayonnement qui rend difficile l'adaptation d'impédance. Réduire les dimensions d'une antenne peut être indispensable selon les applications, mais aura pour conséquence de diminuer l'efficacité et/ou la bande passante. De même, une antenne très large bande est souvent soit volumineuse soit peu efficace.

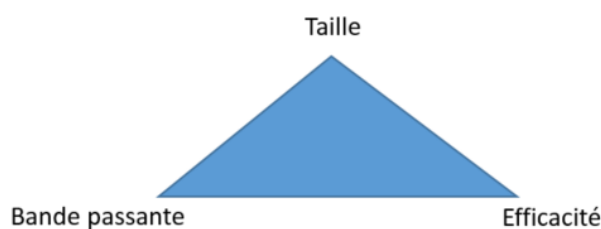


FIGURE 2.2 – Compromis lors de la conception d'une ESA.

Par conséquent, lors de la conception d'une antenne électriquement petite, il est important de bien connaître les besoins afin de faire le bon compromis entre taille, efficacité et bande passante (voir la figure 2.2).

2.1.3 Techniques de miniaturisation

Deux types de méthodes permettent de diminuer la dimension des antennes : en modifiant la géométrie de l'élément rayonnant ou en utilisant des matériaux ayant des propriétés diélectriques / magnétiques qui réduisent la fréquence de résonance.

2.1.3.1 Modification de la géométrie

Il existe de nombreuses techniques de modification de la géométrie pour miniaturiser les antennes telles que l'utilisation d'un plan de masse miroir dans le cas d'un dipôle, le repliement de l'élément rayonnant sur lui-même, l'allongement du chemin du courant électrique, l'utilisation de fractales, l'ajout de charges localisées ou encore de court-circuit. Quelques thèses [10-13] de Sarah Sufyrrar, Oumy Diop, Qi Luo et Anna Niang résument ces différentes techniques.

2.1.3.1.1 Allongement du chemin du courant Une méthode souvent utilisée pour les antennes planaires est l'insertion de fentes ou d'entailles au sein de l'élément rayonn-

nant comme pour le patch de la figure 2.3. Ceci permet d'allonger facilement la longueur du chemin parcouru par les courants et ainsi diminuer la fréquence de résonance. Beaucoup d'antennes compactes de type patch utilisant cette technique sont visibles dans la littérature [14-18].

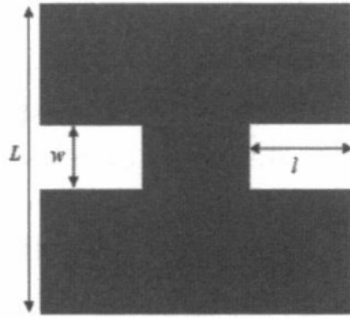


FIGURE 2.3 – Patch carré compact avec deux entailles [19]

En particulier, l'ajout de formes fractales est une manière de rallonger la longueur du chemin parcouru par les courants par itération d'un motif de base. Le nombre d'itérations du motif peut varier selon le besoin. Plus le nombre d'itérations est grand, plus l'antenne va résonner à une fréquence basse et donc plus l'antenne est miniaturisée. Bien entendu, à mesure que le nombre d'itération augmente, le facteur de qualité de l'antenne augmente également. Il existe de nombreux motifs de base, dont les plus connus sont les fractales de Koch, de Hilbert, de Peano ou encore de Sierpinski. Cette technique de miniaturisation a fait l'objet de nombreuses études pour sa capacité à miniaturiser les antennes mais aussi à apporter de nouvelles résonances pour les applications multi-bandes. Il a cependant été démontré dans [20] qu'un simple repliement de l'élément rayonnant sur lui même de type méandre (MLM) dans le cas d'une miniaturisation d'un monopole, offre un facteur de qualité plus bas pour un même degré de miniaturisation (voir figure 2.4).

L'utilisation de méandres est très fréquente lorsqu'il est nécessaire de miniaturiser les antennes. Les antennes de téléphones mobiles sont bien souvent de type PIFA avec des méandres (voir un exemple figure 2.5). Les antennes pour applications RFID en bande UHF utilisent également très largement cette technique.

D'un point de vue de l'impédance, l'ajout de méandres dans une antenne permet par exemple d'apporter un effet capacitif qui permet d'adapter à une fréquence inférieure. De manière générale, il est possible d'ajouter des éléments réactifs localisés sur l'antenne de manière à annuler sa réactance et ainsi lui permettre de rayonner plus efficacement.

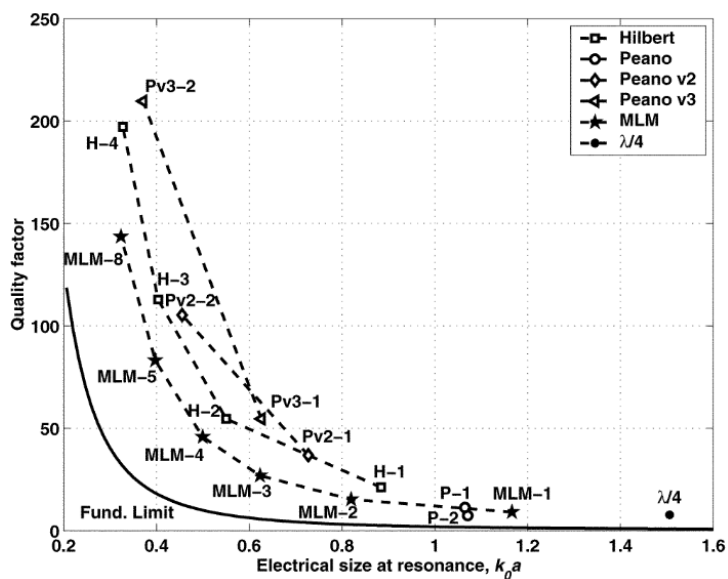


FIGURE 2.4 – Comparaison du facteur de qualité et taille électrique de différents monopoles compacts avec la limite fondamentale [20]

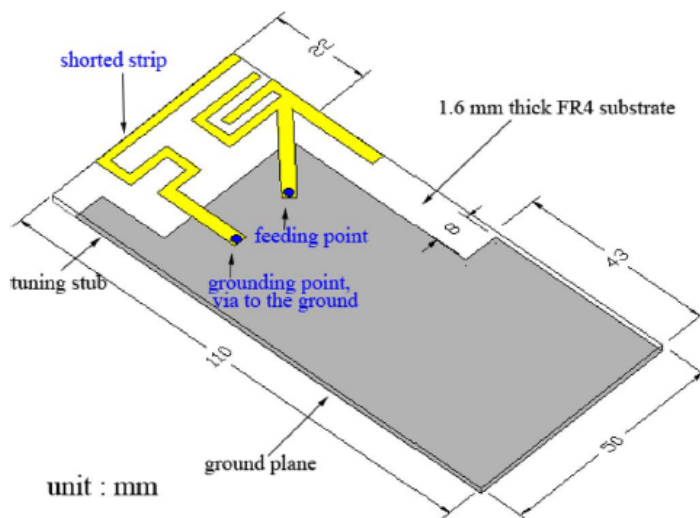


FIGURE 2.5 – Antenne PIFA multi-bande pour téléphone mobile [21]

Comme pour les méandres, il existe plusieurs manières de modifier la géométrie d'une antenne pour y ajouter localement des effets réactifs. Par ailleurs, il est tout à fait possible d'y ajouter directement des composants actifs ou passifs : c'est ce qu'on appelle la miniaturisation par charges localisées.

2.1.3.1.2 Théorie des images En électromagnétisme, la théorie des images montre que la situation où une charge électrique est placée devant un plan parfaitement conducteur est équivalente à une situation où deux charges de valeurs opposées sont placées l'une en face de l'autre. Le plan conducteur agit comme un miroir en générant une "image virtuelle". Cette équivalence peut être judicieusement utilisée dans le cadre de la miniaturisation d'antenne [22]. Le monopole placé sur un plan de masse dont le diagramme de rayonnement est équivalent à celui d'un dipôle coupé en deux en est l'exemple type.

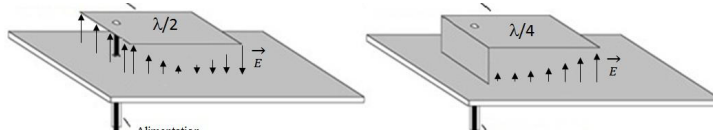


FIGURE 2.6 – Patch classique et patch court-circuité

Cette technique est souvent utilisée sur les antennes planaires de type patch. Le champ électrique du mode résonnant dans la cavité formée par le patch et le plan de masse s'annule au milieu de la longueur (voir figure 2.6). En court-circuitant le patch à l'endroit où le champ électrique s'annule, la théorie des images s'applique et la moitié du patch peut être retirée sans perturber la résonance de l'antenne. Une antenne miniaturisée à 50% est alors obtenue, appelée antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna).

2.1.3.2 Utilisation de matériaux

2.1.3.2.1 Matériaux diélectriques Pour réduire l'encombrement d'une antenne il est également possible de jouer sur certaines propriétés des matériaux et notamment sur la permittivité, qui a un impact direct sur la longueur d'onde guidée à l'intérieur des matériaux. En effet, la longueur d'onde guidée est inversement proportionnelle à la racine carrée de la permittivité relative du matériau traversé, tel que la définit l'équation (2.11).

$$\lambda_g = \frac{c}{f_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (2.11)$$

En revanche, l'utilisation de matériaux à permittivité élevée augmente le confinement des lignes de champs électriques à l'intérieur du substrat ce qui induit une diminution de la bande passante (visible dans [23]) et de l'efficacité de l'antenne.

Cependant, il a récemment été montré que l'utilisation d'un matériau à permittivité élevée peut, à l'inverse, augmenter la bande passante d'une antenne microstrip si celle-ci forme une cavité avec son plan de masse [24] (voir figure 2.7). Par exemple, en choisissant

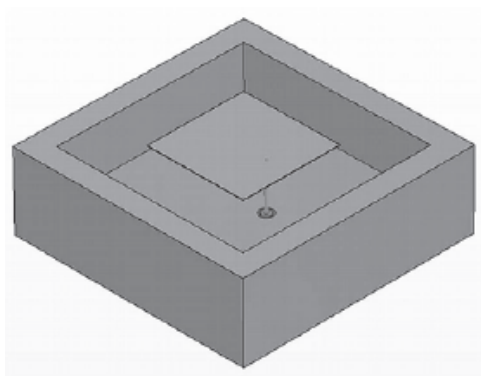


FIGURE 2.7 – Patch carré dans une cavité [24]

judicieusement les dimensions de la cavité, la bande passante du patch carré passe d'environ 115 MHz à 135 MHz (augmentation de 17%) avec un substrat de permittivité égale à 3.66 et 10.2 respectivement. Ce comportement inattendu de la bande passante peut être très utile notamment sur des plateformes spécifiques telles que les missiles, qui requièrent souvent d'avoir une antenne de petite taille à faible profil placée dans une cavité métallique de petite taille. Puisque la réduction des dimensions d'une antenne implique une détérioration de la bande passante, cette technique permettrait de compenser en partie cette perte de performance.

2.1.3.2.2 Matériaux magnéto-diélectriques Les matériaux magnéto-diélectriques sont des matériaux ayant une perméabilité supérieure à 1 qui permet de réduire la taille d'une antenne comme l'indique l'équation (2.11). De plus, d'après [25], la bande passante d'une antenne miniaturisée via l'utilisation de ce type de matériaux peut être faiblement impactée. En particulier, la bande passante d'un patch carré imprimé sur un matériau magnéto-diélectrique est donnée par (2.12).

$$BW = \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \frac{h}{\lambda_0}}{\sqrt{2} [4 + 17 \sqrt{\mu_r \epsilon_r}]} \quad (2.12)$$

Où h correspond à la hauteur du substrat. Par exemple, si $\mu_r = 10$ et $\epsilon_r = 1$ alors la longueur du patch carré sera réduite d'un facteur $1/\sqrt{\mu_r \epsilon_r}$ et aura approximativement la même bande passante qu'un patch imprimé sur un substrat vérifiant $\mu_r = 1$.

L'inconvénient de ce type de matériau est le niveau de perte qu'il apporte, ce qui réduit l'efficacité globale de l'antenne. Dans [26], la bande passante d'une antenne patch

a été améliorée passant de 4.94% à 9.90% grâce à l'utilisation d'un matériau magnéto-diélectrique, mais son efficacité a été diminuée passant de 75.8% à 48.4%. Une astuce pour diminuer les pertes consiste à utiliser ces matériaux de manière localisée, là où le champ magnétique est élevé. Ainsi, les dimensions peuvent être réduites tout en diminuant la surface de contact entre le métal et le milieu à perte.

2.1.3.2.3 Méta-matériaux Les méta-matériaux sont des matériaux artificiels. Certains d'entre eux ont la particularité d'offrir des valeurs négatives de permittivité et de perméabilité qui n'existent pas dans la nature. Ils sont constitués de plusieurs petites inclusions métalliques (SRR, CSRR, cellule Omega etc.) plongées dans un substrat. Par exemple, lorsqu'un méta-matériau possède une permittivité négative et une perméabilité positive dans une bande de fréquence donnée, il est dit ENG (Epsilon-NeGative); dans le cas opposé il est dit MNG (Mu-NeGative), et dans le cas où les deux sont négatives il est dit DNG (Double-NeGative). La figure 2.8 représente un dipôle électriquement petit entouré d'une carapace de méta-matériaux ENG ou DNG [27]. Ce dipôle seul a nécessairement une efficacité faible à cause de ses dimensions qui le forcent à agir comme un élément capacitif qui a donc une réactance non nulle. Or il a été démontré que la permittivité négative de la carapace ENG ou DNG ne la rend pas équivalente à une capacité mais à un élément inductif. Cette inductance peut donc être dimensionnée de manière à compenser la capacité intrinsèque de l'antenne dipôle, lui permettant ainsi de rayonner avec une efficacité proche de 100%.

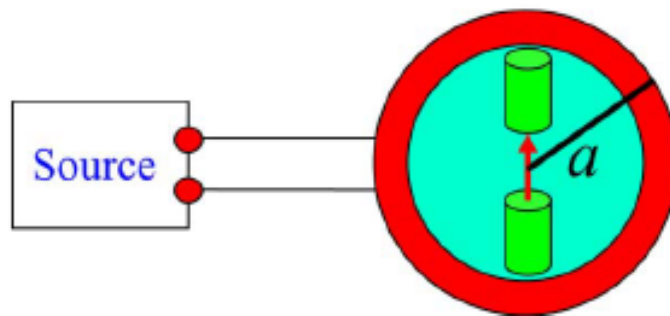


FIGURE 2.8 – Dipôle électriquement petit placé à l'intérieur d'une carapace capacitive [R 24]

Cette antenne dipôle n'est en revanche pas réalisable mais permet de bien comprendre l'intérêt des méta-matériaux.

Il est également possible de trouver des antennes dites "metamaterials-inspired" [28]

qui ne possèdent pas plusieurs inclusions métalliques comme les méta-matériaux classiques mais qui s'en inspirent pour concevoir des antennes miniatures dont l'efficacité est améliorée par exemple. À titre illustratif, la figure 2.9 présente un patch circulaire fonctionnant à 2.45 GHz qui implémente une seule cellule CSRR placée horizontalement dans le substrat entre le patch et le plan de masse qui joue le rôle de capacité additionnelle. Cette capacité additionnelle permet de diminuer la fréquence de résonance ou de diminuer la taille de l'antenne à fréquence constante.

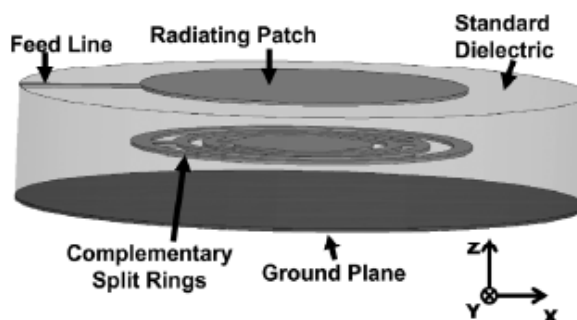


FIGURE 2.9 – Patch situé au-dessus d'une cellule CSRR [29]

Cette structure permet d'atteindre une réduction de 75% de la taille de l'antenne mais dégrade la bande passante et l'efficacité qui vont de 1.3% et 94% respectivement sans CSRR à 0.4% et 28.1% respectivement avec l'utilisation de CSRR.

La figure 2.10 montre une seconde antenne issue de [28] qui fonctionne à 430.42 MHz avec une efficacité de 87.83% tout en étant électriquement petite ($ka = 0.497$).

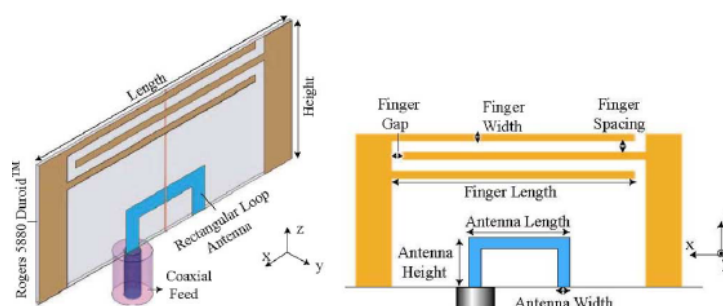


FIGURE 2.10 – Antenne "EZ" planaire [28]

Cette antenne est intéressante pour la conception de l'AUL car elle offre une solution électriquement petite à la fréquence de fonctionnement de la chaîne TC. L'inconvénient est qu'elle n'est pas polarisée circulairement.

Un autre exemple d'utilisation de méta-surface dans le cadre d'une miniaturisation d'une antenne filaire placée devant un plan de masse, consiste à placer une surface magnétique artificielle (AMC) à la place du plan de masse. Contrairement à un plan de masse classique, la surface AMC ne déphase pas de 180° le champ électrique réfléchi. Cette propriété permet de placer la surface très près de l'antenne filaire (à une distance inférieure à $\lambda/4$) sans perte d'efficacité. Ce type de méta-surface peut être utilisé pour réduire l'épaisseur d'une antenne dipôle par exemple.

2.2 Antenne patch

L'antenne de type Microruban a fait l'objet de nombreuses études à partir des années 1970. Le concept de base est simple : il consiste à faire rayonner un morceau de ligne microstrip dont la longueur mesure environ $\lambda_g/2$ où λ_g est la longueur d'onde effective. En général, l'épaisseur du substrat sur lequel est imprimé le patch est inférieure à $\lambda_g/4$ ce qui fait de ce type d'antenne l'une des plus fines qui existent [9]. Étant donné ses dimensions particulièrement faibles, ce type d'antenne est beaucoup utilisée dans l'aérospatial et l'aéronautique pour des raisons d'espace disponible et d'aérodynamisme.

Initialement, un simple patch polarisé linéairement est étroit de bande (10% de largeur de bande relative). Il existe cependant de nombreuses manières d'en élargir la bande, par exemple grâce à des alimentations coplanaires ou par couplage à travers une fente réalisée dans le plan de masse, des formes de patch particulières et des patches parasites qui excitent plus de mode résonant [30-38]. Ces techniques permettent d'élargir la bande passante du patch jusqu'à plus de 20-30%, cependant, pour la plupart, ces techniques requièrent d'augmenter la hauteur de l'antenne et de largement complexifier la structure.

2.2.1 Polarisation circulaire

Si l'on souhaite une antenne polarisée circulairement, il faut pouvoir exciter au moins deux modes orthogonaux en quadrature de phase. Cependant, là où les techniques d'élargissement de la bande passante des patch polarisés linéairement permettaient d'ajouter des modes résonnants, il est encore plus compliqué d'élargir la largeur de bande d'un patch polarisé circulairement puisqu'il faut en ajouter deux fois plus.

2.2.1.1 À une alimentation

Une des manières les plus simples d'obtenir une polarisation circulaire est de trouver un point d'alimentation du patch où les courants de deux modes excités ont une intensité égale et sont déphasés de 90° . Une seule alimentation est donc nécessaire.

Une manière de rendre cela possible est de couper deux coins opposés d'un patch et de l'alimenter par une sonde coaxiale. La figure 2.11 présente un exemple d'antenne constituée de quatre patchs tronqués superposés dont le patch supérieur est alimenté par une sonde traversante [39]. Les autres patchs sont alimentés par couplage avec le premier et résonnent à des fréquences différentes, ce qui permet ici d'élargir la bande basse et de couvrir deux chaînes de communication additionnelles.

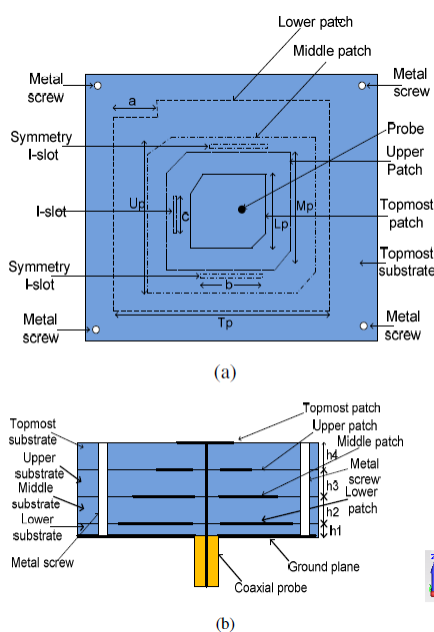


FIGURE 2.11 – Structure d'antenne à quatre patchs superposés [39] (a) Vue de face (b) Vue de profil

La figure 2.12 permet de constater que le diagramme de rayonnement est large et répond bien au besoin de l'AUL. L'inconvénient de ce type d'antenne à base de patchs tronqués est la largeur de bande du taux d'ellipticité. En effet, les bandes L1, L2 et L5 ont une largeur de bande pour un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB de 0.8%, 0.7% et 5.3% respectivement

D'autres formes de patch permettant d'exciter deux modes orthogonaux en un seul point d'alimentation existent. L'article [18] présente une antenne simple et peu coûteuse qui consiste en un simple patch circulaire compact déposé sur du substrat FR4 et ali-

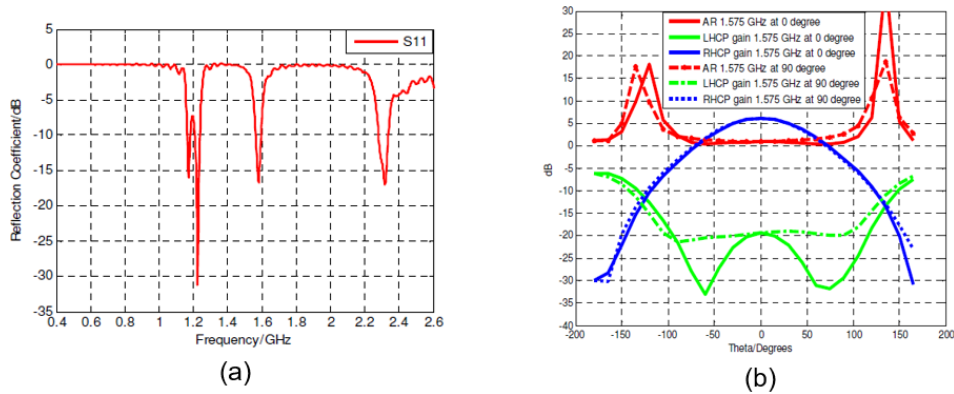


FIGURE 2.12 – Structure d’antenne à quatre patches superposés [39] (a) Coefficient de réflexion (b) Gain et taux d’ellipticité

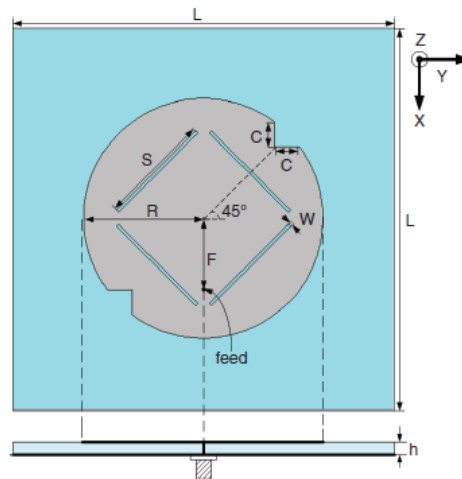


FIGURE 2.13 – Patch circulaire pour application RFID [18]

menté par une seule sonde d’alimentation. Le patch possède quatre fentes qui permettent de réduire sa taille, et deux entailles utilisées en tant que perturbateurs qui excitent deux modes orthogonaux pour obtenir une polarisation circulaire (voir figure 2.13). Les performances obtenues sont correctes avec plus de 3% de bande passante du coefficient de réflexion et plus de 1% du taux d’ellipticité. Ici les performances répondent aux besoins de la bande TC avec un faible coût de fabrication.

Une nouvelle technique d’alimentation de patches est proposée dans [40]. Un patch carré est alimenté en son centre entouré d’une fente carrée ouverte sur un coté (voir figure 2.14).

L’avantage de cette manière d’alimenter est que le patch se rapproche d’une symétrie

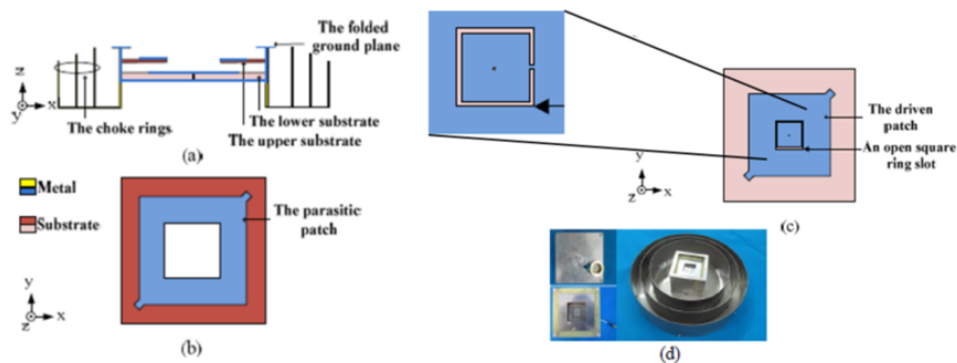


FIGURE 2.14 – Patches carrés superposés entourés d'un plan de masse à "Choke rings" [40]

parfaite. Le diagramme de rayonnement est donc davantage symétrique par rapport aux précédents exemples.

2.2.1.2 À alimentation séquentielle

Au lieu de produire les deux composantes d'une polarisation circulaire en quadrature naturellement par l'élément rayonnant, il est possible de fournir le déphasage à travers au moins deux alimentations déphasées. Ainsi la technologie d'alimentation séquentielle permet d'élargir la bande passante du taux d'ellipticité. Un facteur limitant peut-être la largeur de bande du circuit d'alimentation qui permet de produire les alimentations déphasées.

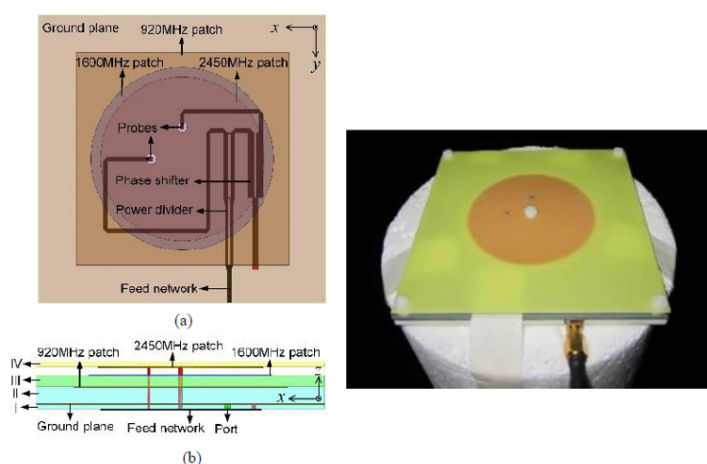


FIGURE 2.15 – Patches superposés à alimentation séquentielle [34]

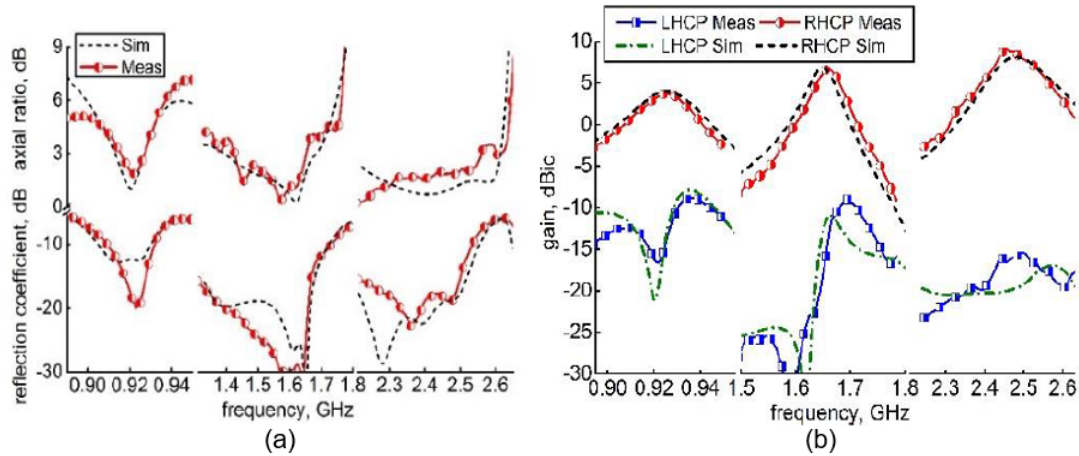


FIGURE 2.16 – Adaptation, taux d'ellipticité et gain de l'antenne à patchs superposés et à alimentation séquentielle [34]

L'article [34] propose une antenne multi-bande fonctionnant à la fois en bande UHF et dans la bande GNSS. Elle est constituée de trois patchs superposés dans une pile de différents substrats. Le patch supérieur est alimenté par deux sondes déphasées de 90° qui traversent l'empilement tandis que les deux autres patchs sont alimentés par couplage avec le premier (voir figure 2.15). Ici, la bande GNSS est d'environ 27% de largeur pour une adaptation maximale de -10 dB (S_{11}) (voir figure 2.16). Cependant, le gain associé à cette bande de fréquence n'est pas aussi large bande que le coefficient de réflexion, ce qui démontre un manque d'efficacité dans certaines parties de la bande. Néanmoins, ce type d'antenne est un candidat intéressant pour l'AUL puisqu'elle fonctionne sur plusieurs bandes de fréquence en polarisation circulaire tout en ayant une bande assez large pour l'application GNSS.

L'inconvénient de cette antenne par rapport aux besoins de l'AUL est qu'elle ne possède qu'une seule alimentation séquentielle pour toutes les bandes. Par conséquent, elle ne répond pas au besoin de réjection de l'AUL.

Une autre antenne du même type propose cette fois-ci des alimentations séparées pour chacune des bandes de fréquence [41]. Un premier patch carré fonctionnant en bande L est alimenté par couplage via quatre lignes d'alimentation. Deux autres patchs circulaires avec des anneaux de court-circuit (de l'anglais SAP "Shorted annular ring") sont alimentés directement par quatre sondes en quadrature de phase (voir figure 2.17). Les anneaux de court-circuit permettent de réduire les ondes de surface qui contribuent à la diminution de l'efficacité de l'antenne [42].

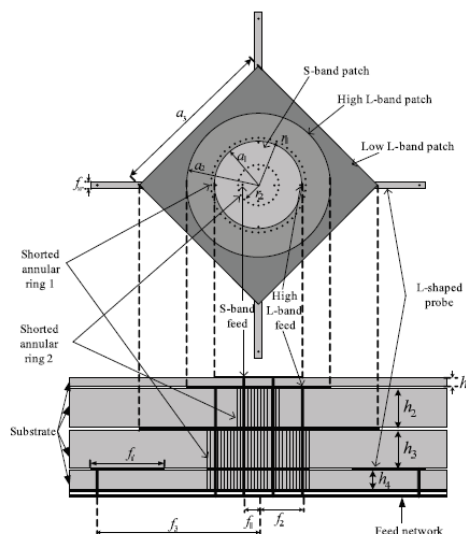


FIGURE 2.17 – Structure d'une antenne triple-bande à patchs superposés [41]

2.3 Antenne à fente

Une antenne à fente est un élément rayonnant qui est formé en découpant une ouverture sur un plan de masse. Une fente classique possède une longueur d'environ $\lambda_0/2$ et est excitée par une source de tension en son milieu. D'après le principe de Babinet, une antenne à fente peut être décrite comme étant l'antenne conjuguée d'un dipôle, le conducteur étant remplacé par de l'absence de conducteur et inversement [9].

2.3.1 Fente multibande

Pour obtenir un rayonnement sur plusieurs bandes de fréquence, il est nécessaire d'exciter plusieurs modes en même temps. Une solution triviale est de concevoir plusieurs fentes de tailles différentes et excitées par une même alimentation [43-46].

Dans la figure 2.18, une antenne constituée de deux fentes carrées est alimentée par une ligne microstrip. Grâce à l'angle droit effectué par la ligne d'alimentation, chaque fente carrée est excitée dans les deux directions orthogonales. De plus, la ligne d'alimentation est optimisée pour alimenter les modes orthogonaux en quadrature de phase pour produire une polarisation circulaire. L'antenne couvre les bandes L1 et L2 du système GPS. Notons que les résonances sont étroites et que le coefficient de réflexion ne descend pas facilement en dessous de -10dB.

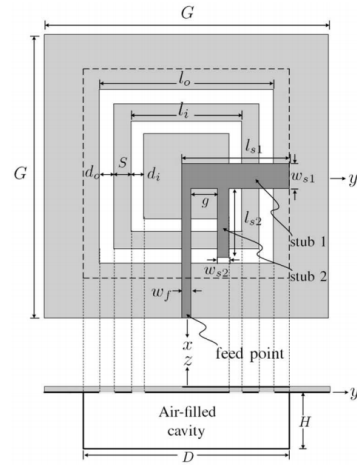


FIGURE 2.18 – Antenne à fente bi-bande pour application GPS [46]

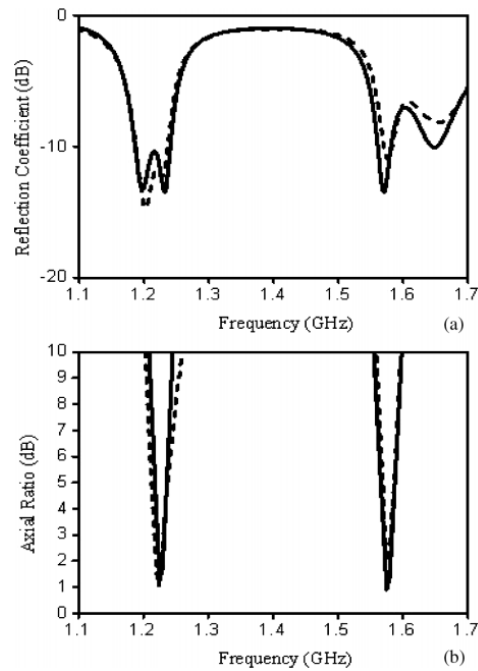


FIGURE 2.19 – (a) Coefficient de réflexion (b) Taux d'ellipticité de l'antenne à fente GPS [46]

2.3.2 Fente large bande

Il est malgré tout possible de concevoir une antenne à fente large bande en excitant une multitude de modes.

Dans [47], une antenne pour application RFID est constituée d'une fente circulaire et de trois lignes en forme de L dont une est l'alimentation CPW ("Coplanar Waveguide")

(voir figure 2.20). La polarisation circulaire est générée à partir de la ligne d'alimentation et d'une seconde ligne en forme de L placée dans la partie supérieure gauche de la fente circulaire. La troisième ligne en forme de L parallèle à la ligne CPW permet d'améliorer la largeur de bande d'adaptation. Cette antenne permet d'atteindre 47% de bande passante d'impédance à -10 dB et 34.7% de bande passante du taux d'ellipticité à -3 dB, visible figure 2.21. Un système RFID est constitué d'un lecteur et d'une balise. La balise est un dispositif passif contenant une antenne polarisée linéairement la plupart du temps qui émet une information (identifiant) lorsqu'elle reçoit de l'énergie envoyée par le lecteur. En général, la balise est orientée de manière aléatoire, par conséquent, le lecteur a besoin d'une antenne à polarisation circulaire pour assurer correctement la liaison. Ce dernier dispositif est un composant critique dans la technologie RFID, il doit répondre à des besoins importants en terme de qualité de la polarisation circulaire, en gain et en taille. Par ailleurs, les normes RFID varient d'un pays à l'autre en terme de fréquence et de largeur de bandes ce qui ne facilite pas la conception des antennes.

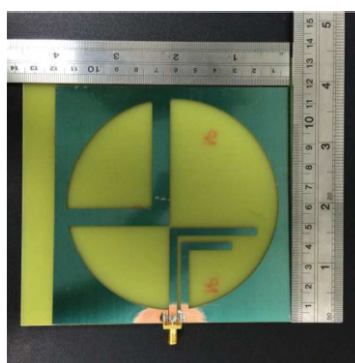


FIGURE 2.20 – Antenne universelle RFID à fente large bande et à polarisation circulaire [47]

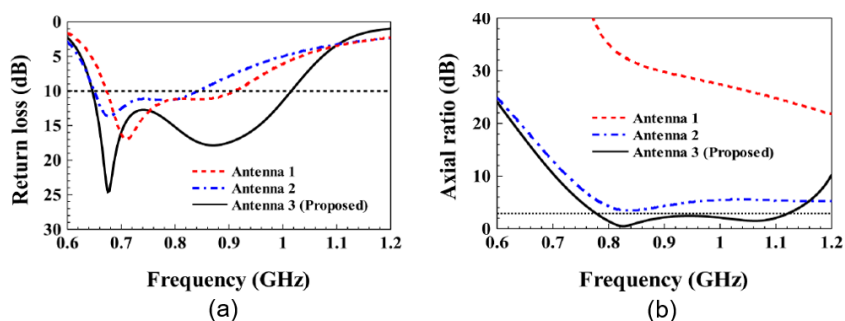


FIGURE 2.21 – (a) Coefficient de réflexion (b) Taux d'ellipticité de l'antenne universelle RFID [47]

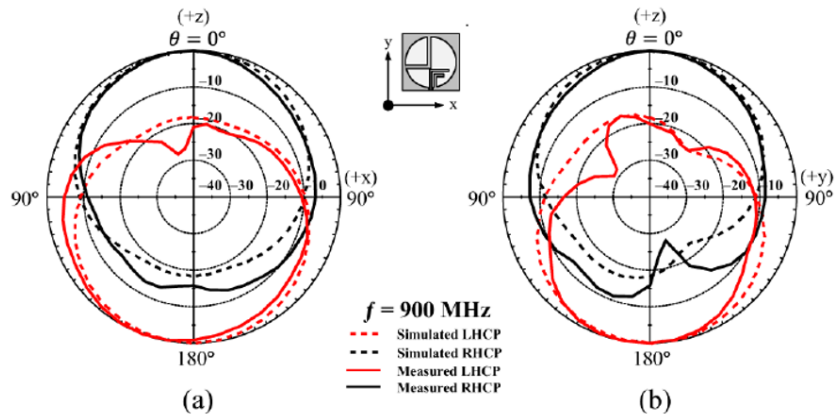


FIGURE 2.22 – Diagramme de rayonnement (a) Plan x-z (b) Plan y-z de l’antenne universelle RFID [47]

La figure 2.22 permet de constater que la polarisation croisée devient importante lorsque l’angle θ (élévation) est proche de l’horizon. C’est donc la qualité de la polarisation circulaire qui ne se conserve pas bien. De plus, le gain étant relativement faible (environ 3 dBi), d’autres concepts RFID existent ayant un gain plus élevé tel que [48] qui utilise un plan réflecteur pour l’améliorer.

Ainsi, de nombreux travaux ont été effectués afin d’obtenir les meilleures performances dans chacune des bandes de fréquence, et récemment dans toutes les bandes de fréquences simultanément. Il y a beaucoup d’antennes basées sur des fentes rayonnantes telles que [47-52].

2.3.3 Fente miniature

Dans [47] l’objectif est de couvrir toute la bande universelle RFID, mais il est parfois préférable de ne couvrir qu’une bande spécifique à un pays afin de réduire au maximum la taille de l’antenne.

Par exemple, dans [48], une fente rayonnante méandrée est alimentée par deux lignes de transmissions déphasées de 90° . La longueur d’un côté de la fente est de 0.25λ . Un plan réflecteur est placé en-dessous de l’antenne afin de former une cavité et d’améliorer le gain (voir figure 2.23).

Cette antenne offre de très bonnes performances en terme de qualité de polarisation circulaire mais elle bénéficie surtout d’un large diagramme de rayonnement (environ 120° de largeur du faisceau à mi-puissance et à -3dB du taux d’ellipticité). En revanche, la

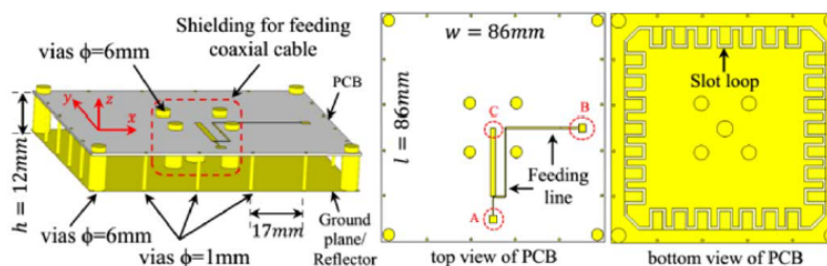


FIGURE 2.23 – Antenne RFID compact

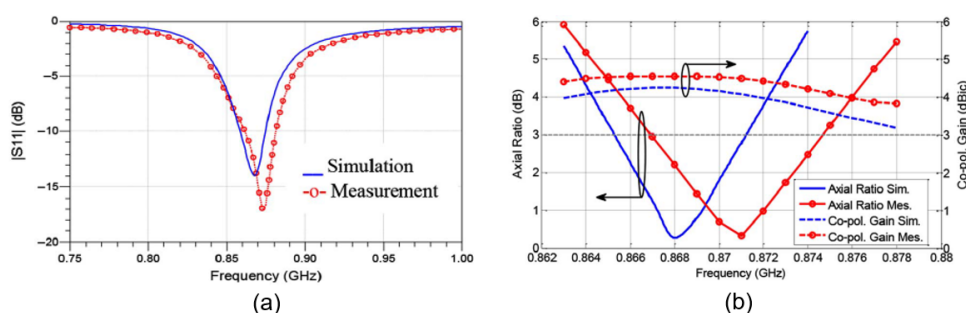


FIGURE 2.24 – (a) Coefficient de réflexion (b) Taux d'ellipticité de l'antenne RFID compact [48]

bande passante est relativement étroite (1.9% pour un ROS < 2) ce qui en fait néanmoins une bonne candidate pour la chaîne de communication TC. Cette dernière constatation rejoint ce qui a été dit dans la partie sur la miniaturisation des antennes : la miniaturisation d'une antenne implique la question d'un compromis avec l'efficacité et la largeur de bande. Ici, l'antenne est miniaturisée au détriment de sa largeur de bande.

2.4 Antenne dipôle

2.4.1 Dipôle électrique

2.4.1.1 Fonctionnement

L'antenne dipôle est l'une des plus vieilles antennes utilisées. Très simples et polyvalents dans beaucoup de situations, les dipôles sont encore très largement utilisés dans l'industrie aujourd'hui notamment dans le domaine de la télécommunication mobile. Autrement appelé antenne filaire, un dipôle voit son impédance d'entrée varier en fonction de la fréquence de la manière présentée figure 2.25 et 2.26 [9].

Notons qu'à la fréquence dont la longueur d'onde est environ deux fois plus grande

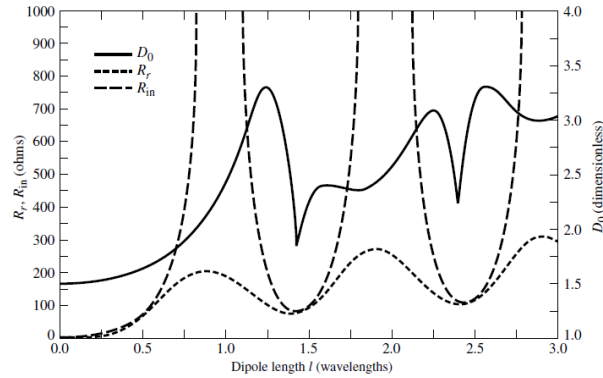


FIGURE 2.25 – Résistance d'entrée, résistance de rayonnement et directivité d'un dipôle en fonction de sa longueur

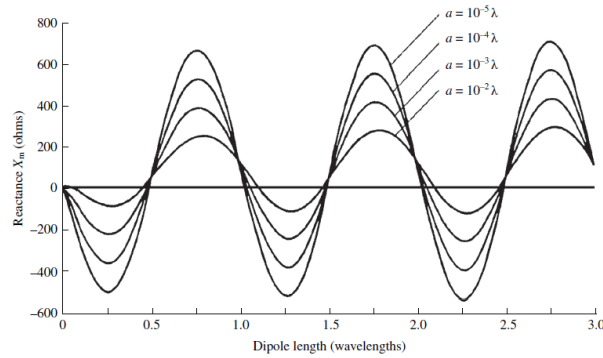


FIGURE 2.26 – Réactance d'un dipôle en fonction de sa longueur et de son diamètre a

que la longueur l du dipôle ($l = \lambda/2$), la réactance d'entrée est nulle et la résistance vaut environ 73Ω . Ce mode de résonance est celui qui est le plus utilisé pour une antenne dipôle car c'est la configuration la plus petite et simple qui permet de rayonner.

2.4.1.2 Polarisation circulaire

La manière la plus simple de générer une polarisation circulaire avec un dipôle est de placer un second dipôle orthogonal au premier de manière à former une croix [53]. Ce type de configuration appelée dipôle croisé est largement utilisé par exemple dans toutes les stations de base qui nécessitent une double polarisation. De la même manière que pour les patches, pour obtenir une polarisation circulaire avec un dipôle croisé il est possible de se contenter d'une seule alimentation ou d'utiliser deux alimentations séparées pour chacun des dipôles REF.

2.4.1.2.1 À alimentation séquentielle Un dipôle croisé à deux alimentations séparées est plus simple lors de la conception mais est plus coûteux lors de la fabrication. En effet, une double alimentation nécessite un circuit d'alimentation pour déphaser le signal de 90° de l'une des sondes. Cette configuration est plus utilisée dans le cas où l'on souhaite une double polarisation puisqu'elle peut permettre de conserver le contrôle des deux polarisations avec un circuit d'alimentation actif.

2.4.1.2.2 Auto-phasé ("Self-phased") Un dipôle croisé à polarisation circulaire à une seule alimentation est plus difficile à concevoir mais plus simple à fabriquer et donc en général moins coûteux. Ici, il faut que les deux dipôles orthogonaux soient naturellement déphasés entre eux grâce à une différence géométrique. La condition (2.13) est à assurer pour obtenir une polarisation circulaire [53, 54].

$$G_x = G_y \text{ et } \arg \bar{Y}_x = \arg \bar{Y}_y \pm 90^\circ \quad (2.13)$$

où \bar{Y}_x et \bar{Y}_y , G_x et G_y sont les admittances d'entrée et les conductances d'entrée des dipôles orthogonaux respectivement.

Plusieurs formes de dipôles croisés circulairement polarisés et auto-phasés existent dans la littérature. L'une des premières techniques apparues est l'utilisation de dipôles de longueurs différentes dans un polariseur pour guide d'onde [54] (voir figure 2.27).

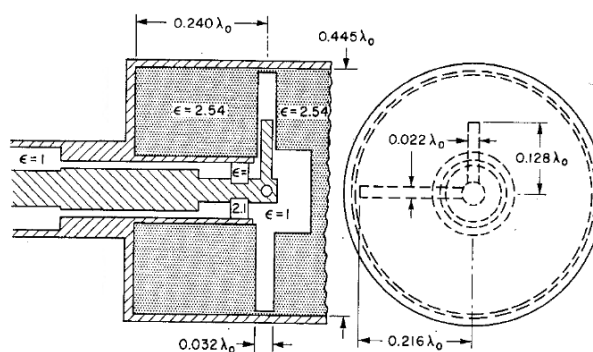


FIGURE 2.27 – Polariseur circulaire dans un guide d'onde remplie de diélectrique [54]

Cette technique est très simple mais ne répond aux conditions (2.13) que sur une bande étroite.

Une nouvelle technique ingénieuse apparue [55] en 2008 permet de répondre aux conditions (2.13) sur une large bande de fréquence. Cette technique consiste à fournir le dépha-

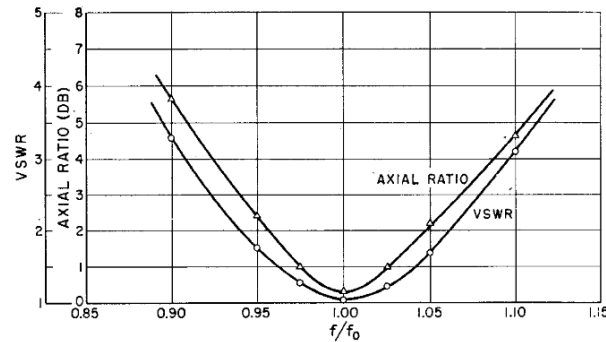


FIGURE 2.28 – Taux d'ellipticité et adaptation du polariseur circulaire dans un guide d'onde remplie de diélectrique [54]

sage de 90° d'un dipôle secondaire en l'alimentant via le dipôle principal par un couple de ligne imprimée en forme d'anneau. Le point chaud est imprimé sur la face supérieure d'un substrat tandis que le point froid est imprimé sur sa face inférieure, laissant ainsi suffisamment d'espace pour que l'anneau parcoure un trois quart de tour (voir figure 2.29). Ce couple d'anneaux est optimisé pour à la fois assurer une bonne adaptation du dipôle secondaire et à la fois assurer un déphasage de 90° .

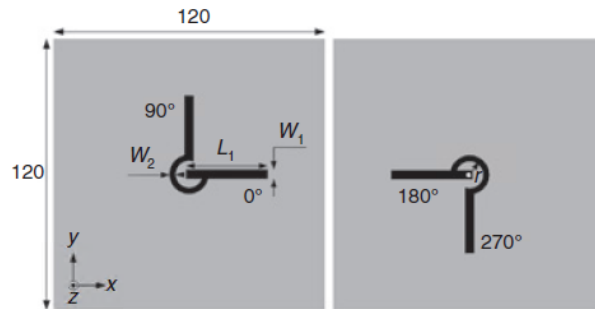


FIGURE 2.29 – Dipôle auto-phasé avec une paire d'anneaux. Vue par dessus à gauche et vue par dessous à droite [55]

Depuis, de nombreuses antennes basées sur ce principe sont apparues dans la littérature afin d'en élargir la bande, de couvrir plusieurs autres bandes et de miniaturiser [53, 56-66]. En particulier, ajouter une cavité permet d'élargir la bande et surtout de rendre l'antenne unidirectionnelle (voir figure 2.30).

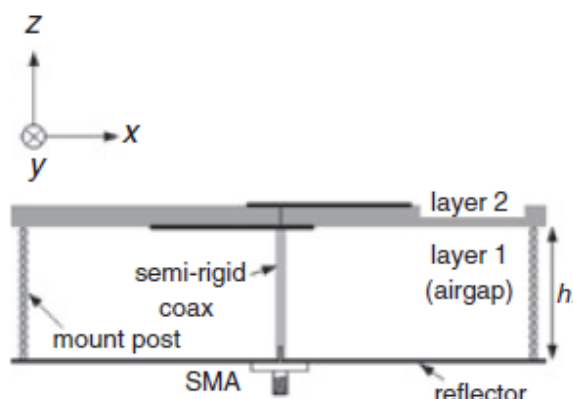


FIGURE 2.30 – Dipôle auto-phasé par une paire d'anneaux avec sa cavité [55]. Vue de profil

2.4.1.3 Multi-bandes et large bande

Dans de nombreuses applications il est nécessaire de couvrir plusieurs bandes de fréquence simultanément associées à des chaînes de communication différentes. Des antennes multi-bandes ou large bande à un seul port peuvent être utilisées pour facilement couvrir tous les besoins. Cependant il est parfois nécessaire de mettre en réseau afin d'augmenter la directivité de l'antenne et donc, selon le besoin (filtrage, diagramme de rayonnement etc.), des antennes multi-bandes multi-ports peuvent être utilisées comme la plupart du temps dans les stations de base.

2.4.1.3.1 Dipôle avec parasite Afin de couvrir des bandes supplémentaires et/ou d'élargir une bande existante, une technique bien connue consiste à ajouter des parasites dimensionnés de manière à ajouter des résonances à l'élément rayonnant [57, 58, 60, 62, 65].

Dans [62], des résonateurs inspirés des cellules CSRR ("Complementary Split Ring Resonator") sont placés à côté de chaque bras d'un dipôle croisé auto-phasé (voir figure 2.31). Le résonateur peut être redimensionné pour couvrir d'autres bandes ou des bandes supplémentaires.

2.4.1.3.2 Dipôle asymétrique Une autre solution multi-bande consiste à diviser un dipôle en plusieurs dipôles de longueur différente de manière à obtenir un dipôle dit asymétrique [53, 61, 66]. Dans [66] un dipôle asymétrique est dimensionné pour couvrir les deux bandes L1 et L2 du système GPS. Les brins du dipôle comportent en plus

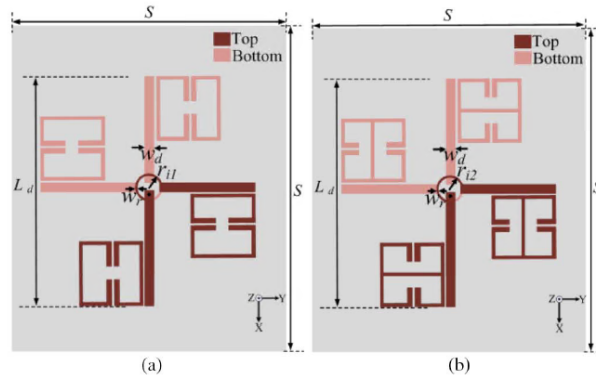


FIGURE 2.31 – Dipôle multi-bande auto-phasé avec résonateur CSRR [62] (a) Bi-bande (b) Tri-bande. Vue de face

des méandres ainsi que des extrémités en forme de flèche pour miniaturiser l'élément rayonnant (voir figure 2.32).

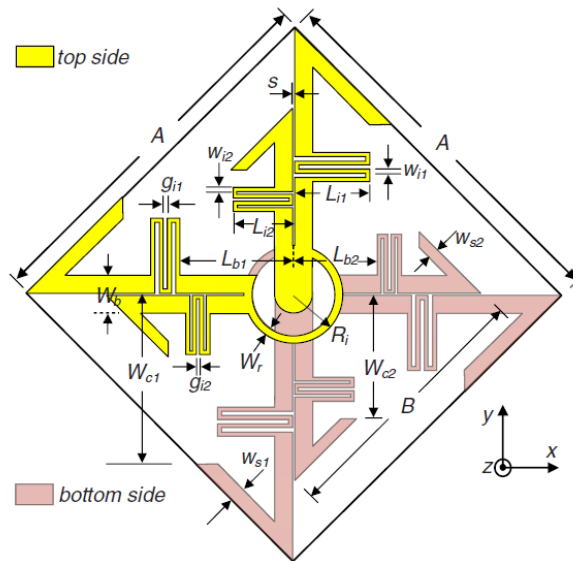


FIGURE 2.32 – Dipôle GPS multi-bande asymétrique et auto-phasé [66]. Vue de face

2.4.1.3.3 Multi-bande multi-port Pour les stations de base, la mise en réseau pousse à utiliser des éléments rayonnants différents pour chaque bande de fréquence. Dès lors, le système antennaire possède autant de ports d'entrée qu'il y a de bandes de fréquence. Les antennes de station de base sont parmi les seules antennes multi-bandes et multi-ports faisant partie de la littérature scientifique. À titre de comparaison, dans le

cas de l'AUL le besoin en taux de réjection implique d'avoir quatre ports différents pour chacune des bandes. Le besoin de réjection entre les bandes est d'ailleurs parfois demandé pour les antennes de station de base. C'est pourquoi il est très pertinent de s'intéresser à ce type d'antenne.

Lorsque l'on utilise plusieurs éléments rayonnants de taille différente, la question de l'agencement de ces éléments rayonnants se pose. L'agencement incorporé [67, 68] (de l'anglais « embedded ») consiste à entourer un élément haute fréquence par un autre élément basse fréquence. L'agencement entrelacé [69] (de l'anglais « interleaved ») consiste à entourer un élément basse fréquence par plusieurs éléments haute fréquence. Et l'agencement superposé [70-72], consiste à placer des éléments haute fréquence par dessus les éléments basse fréquence. Ces configurations des différents éléments rayonnants permettent leur bon fonctionnement en optimisant l'espace total occupé (voir figure 2.33).

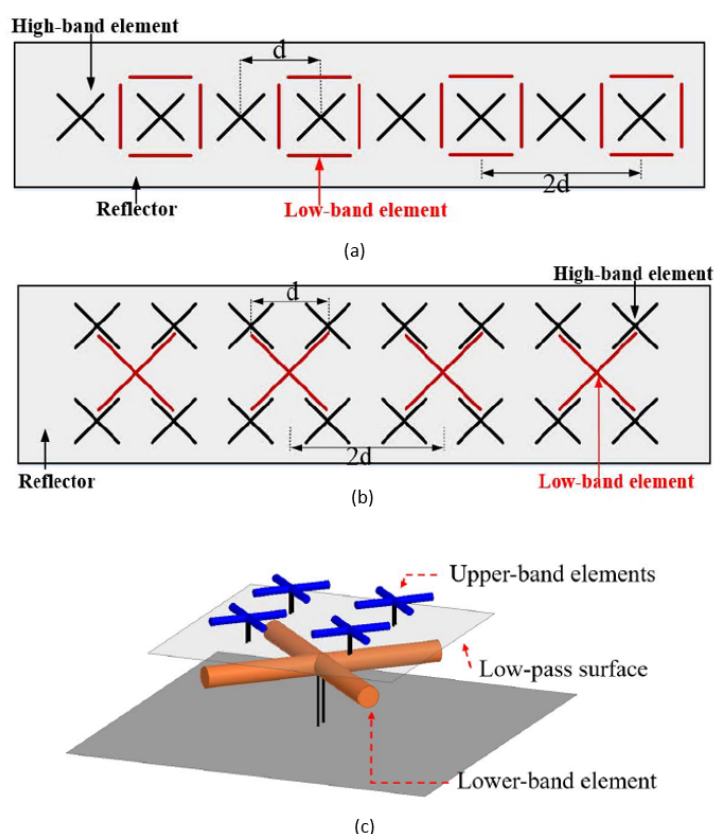


FIGURE 2.33 – Agencement [69, 70] (a) Incorporé (b) Entrelacé (c) Superposé

Cependant, ces solutions comportent des inconvénients :

- Elles se limitent souvent à 2 ou 3 bandes. L'agencement des éléments rayonnants

devient plus compliqué pour 4 bandes.

- Le taux de couverture hémisphérique reste limité.
- Le couplage entre les éléments peut être élevé.
- Des effets de diffraction des ondes entre les différents éléments rayonnants sont présents. Ces diffractions ont d'importantes répercussions sur la qualité de la polarisation circulaire et sur le taux de couverture.

Le phénomène de diffraction a fait l'objet de plusieurs études visant à réduire son impact. Dans [69], une solution consistant à utiliser un dipôle croisé constitué de « Chokes » dimensionnés de manière à réduire les courants induits provenant des autres bandes, permet de réduire considérablement le phénomène de diffraction (voir figure 2.34).

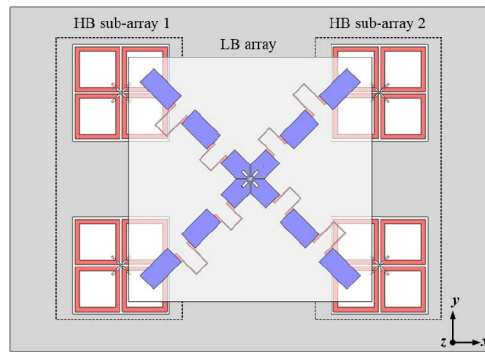


FIGURE 2.34 – Réduction de l'effet de diffraction grâce à des "chokes" dans une antenne de station de base. Vue de face.

Dans [73, 74], une autre solution consiste à entourer les dipôles de « Cloak » formant une couche de méta matériaux qui produit des courants induits opposés à ceux du dipôle lui-même (voir figure 2.35). Ces courants induits opposés s'annulent avec ceux du dipôle et rendent négligeable l'impact de la diffraction sur le rayonnement.

Cependant ces solutions sont complexes et fonctionnent sur une seule bande de fréquence. Il est donc compliqué d'adapter ces technologies à des antennes tri-bande voire quadri-bande.

2.5 État de l'art industriel

Les divers concepts balayés dans l'état de l'art universitaire offrent des éléments de réflexion pour proposer un concept, mais ils peuvent ne pas répondre à des contraintes de production ou de besoins opérationnels, notamment pour les applications spatiales. D'où

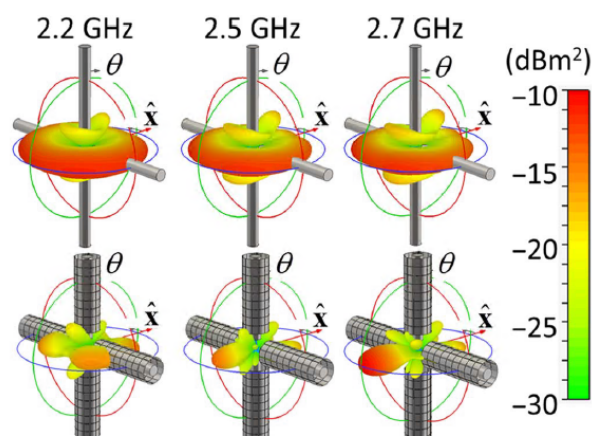


FIGURE 2.35 – Réponse SCS d'un dipôle sous excitation par onde plane [74]

l'importance d'établir un état de l'art industriel qui liste des solutions ayant un niveau de maturité plus élevé.

Au premier plan de la thèse, ArianeGroup propose un catalogue de solutions antennaires pour lanceur, mais d'autres compagnies, antennistes, spécialisées dans la conception et la fabrication d'antennes, telles Sener, Ruag, Cobham et Haigh Farr. Par exemple, les sociétés telles que Tryo, Ruag, Cobham et Haigh Farr sont spécialisées dans la conception et la fabrication d'antennes conformes pour applications spatiales. En particulier, Haigh Farr propose des antennes planaires pour lanceur dont les spécifications se rapprochent de celles de l'AUL qui assurent plusieurs chaînes de communication telles que la télémesure et la localisation, visibles figure 2.36.


En revanche, il est particulièrement difficile voire impossible d'accéder aux informations concernant ces designs d'antennes par la littérature ouverte. En effet, les seules informations accessibles sont souvent dans les catalogues disponibles sur le site web de l'entreprise. Cependant, un grand nombre d'informations concernant certaines technologies peuvent être trouvées dans les brevets. Dans cette partie de l'état de l'art, seules les sociétés qui proposent des antennes pertinentes vis-à-vis du besoin de l'AUL sont présentées.

2.5.1 ArianeGroup

ArianeGroup propose un panel d'antennes sur étagère pour diverses applications. Parmi ces antennes, des produits de type microstrip patch ont été spécialement déve-

loppés pour les lanceurs. Le tableau 2.1 présente les performances de ces antennes pour les différentes bandes de fréquence utilisées par les lanceurs [75].

TABLE 2.1 – : Antennes patch pour lanceur.

Besoins de l'AUL	L1 + E5 GNSS  [76]	TJ	TC	TM
Fréquences [432 ; 434] MHz [1164 ; 1591] MHz [2200 ; 2290] MHz [5400 ; 5900] MHz	1176,45 ± 20 MHz 1575,42 ± 30 MHz	À la demande (Bande C)	À la demande (Bande UHF)	[2200 ; 2290] MHz
VSWR TC : <2 Autres : <1.5	<2 :1	<1.7 :1	<2.5 :1	<1.5 :1
Polarisation : RHCP	Circulaire	Circulaire	Circulaire	Circulaire
Couverture : Hémisphérique	Hémisphérique	Hémisphérique	Hémisphérique	Hémisphérique
Gain : TC : >-14 dBi GNSS : >-7 dBi TM : >-5.5 dBi TJ : >-8.6 dBi	6 dBi maximum	5 dBi maximum	5 dBi maximum	5 dBi maximum
Dimensions 400x400x130 mm maximum	130x130x13mm	120x120x10mm	250x150x10mm	250x250x10mm
Technologie	Patch	Patch	Patch	Patch

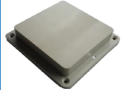



Ces performances sont proches du besoin de l'AUL mais n'y répondent pas entièrement, notamment en termes d'adaptation et de bande passante pour la bande GNSS.

ArianeGroup propose également d'autres antennes adaptées aux satellites et aux véhicules de rentrée atmosphérique. Bien qu'une majeure partie de ces antennes soit basée sur la technologie patch, ArianeGroup propose une antenne "Choke horn" fabriquée par impression 3D métal. Ces autres produits sur étagère sont présentés dans le tableau 2.2.

2.5.2 Cobham

Cobham propose un large panel d'antennes commerciales ou militaires pour le sol, l'air et l'espace qui sont souvent destinées à s'intégrer dans un véhicule tel que les véhicules terrestres, les avions, les hélicoptères et les satellites. En effet, certains de leurs produits pourraient répondre à des besoins de l'AUL en particulier pour la chaîne GNSS que l'on retrouve très souvent dans la plupart des véhicules aériens et terrestres. Quelques

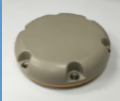


TABLE 2.2 – : Antennes patch pour véhicules de rentrée atmosphérique et pour satellite.

Besoins de l'AUL	Satellite patch 	Re-entry antenna (Télémésure) 	Re-entry antenna (Trajectographie) 	Data down link 
Fréquences [432 ; 434] MHz [1164 ; 1591] MHz [2200 ; 2290] MHz [5400 ; 5900] MHz	De la bande UHF à Ku	Bande S (80MHz réglable)	Bande C (900MHz)	[8025 ; 8400] MHz
VSWR TC : <2 Autres : <1.5	N/C	<1.5 :1	<2 :1	N/C
Polarisation : RHCP	Circulaire	Linéaire	Circulaire	Circulaire double simultanée
Couverture : Hémisphérique	Hémisphérique	Hémisphérique	Hémisphérique	Isoflux
Gain : TC : >-14 dBi GNSS : >-7 dBi TM : >-5.5 dBi TJ : >-8.6 dBi	8 dBi maximum	5 dBi maximum	5 dBi maximum	5,5 dBi maximum
Dimensions 400x400x130 mm maximum	150x150x30mm	80x75x40mm	77x67x35mm	240x240x185mm
Technologie	Patch	Patch rectangulaire couplé à fréquence réglable	Patch tronqués	Choke horn

informations sur le design des antennes ont pu être recueillies via les datasheets et sont présentées dans le tableau 2.3.

Le tableau 2.3 présente une sélection d'antennes GPS issues du catalogue de Cobham comparées aux besoins de l'AUL. Il semble que toutes les antennes GPS proposées par Cobham aient deux bandes de fréquence de fonctionnement : les bandes L1 et L2 du système GPS. Pour certaines de ces antennes il est précisé que les deux bandes de fonctionnement sont assurées par deux patchs stackés qui résonnent chacun à une fréquence. **Bien que ces antennes répondent relativement bien aux besoins de la bande GNSS de l'AUL, elles implémentent de l'électronique (AE) qui amplifie le signal reçu ce qui ne correspond pas à l'orientation choisie dans le projet de l'AUL, qui vise à conserver une solution passive pour des raisons de simplicité comme expliqué dans les exigences fonctionnelles.**

TABLE 2.3 – : Antennes proposées par Cobham.

Besoins de l'AUL	Comant CI 401-460 [76] 	Type 20-7012 GNSS CRPA [77] 	Type 20-13 Serie s [78] 	Type 20-2041 [79] 
Fréquences [432 ; 434] MHz [1164 ; 1591] MHz [2200 ; 2290] MHz [5400 ; 5900] MHz	1575.42 MHz (L1) 2332.5-2345.0 MHz	1164 – 1610 MHz	1575.42 ± 10.23MHz 1227.60 ± 10.23MHz	1575.42 ± 12MHz 1227.60 ± 12MHz
VSWR TC : <2 Autres : <1.5	<1.5	<2 :1	<2.0	<2.0
Polarisation : RHCP	RHCP et LHCP	RHCP	RHCP	RHCP
Couverture : Hémisphérique	Hémisphérique	Hémisphérique	Hémisphérique	Hémisphérique
Gain TC : >-14 dBiC GNSS : >-7 dBiC TM : >-5.5 dBiC TJ : >-8.6 dBiC	27.0 – 30.5 dB 26 – 30 dB	>-12 dBiC à 5° d'élévation pour les bandes L1 et L2	De 0 à 5° d'élévation : >-7 dBiC (f_c) >-10 dBiC (Bornes)	>-7 dBiC
Alimentation : Passif	Actif	-	Amplification (AE)	Amplification (AE)
Dimensions 400x400x130 mm maximum	-	152.4x152.4x29.5mm	88.9x88.9x26.67 mm	88.9x88.9x27mm
Technologie	-	7 éléments passifs	Deux patchs stackés	-


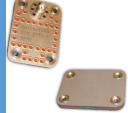
2.5.3 Haigh Farr

Concernant Haigh Farr, aucune information concernant les designs des antennes n'a pu être recueillie. Le tableau 2.4 présente deux types d'antennes proposées par Haigh Farr. La particularité des antennes de type Flexislot™ est qu'elles sont flexibles et destinées à être installées sur des corps à rayons de courbure plus ou moins importants (missiles par exemple).

Haigh Farr propose également des antennes spécifiques pour lanceurs [82] qui sont alors très pertinentes vis-à-vis du besoin de l'AUL. Ces antennes sont soit tri-bandes soit bi-bandes avec ou sans polarisation circulaire. Les bandes de fréquence couvertes sont les bandes FTS, TM et GPS. Ces antennes sont conformes aux lanceurs et ont pour objectif d'avoir une couverture hémisphérique. La figure 2.36 présente deux antennes tri-bande et bi-bande.

Les antennes proposées par Haigh Farr pour les lanceurs sont planaires avec deux ou trois ports d'alimentation. De plus, les photos de la figure 2.36 peuvent laisser penser que les éléments rayonnants de chaque bande de fréquence sont séparés et non stackés.

TABLE 2.4 – : Antennes proposées par Haigh Farr.

Besoins de l'AUL	Omnislot [80]	Flexislot [81]
		
Fréquences [432 ; 434] MHz [1164 ; 1591] MHz [2200 ; 2290] MHz [5400 ; 5900] MHz	À la demande : 300 MHz – 13 GHz De 1% à 5%	À la demande : 300 MHz – 13 GHz De 1% à 5%
VSWR TC : <2 Autres : <1.5	<2 :1	<2 :1
Polarisation : RHCP	Linéaire	Linéaire
Couverture : Hémisphérique	Hémisphérique	Hémisphérique
Gain : TC : >-14 dBi GNSS : >-7 dBi TM : >-5.5 dBi TJ : >-8.6 dBi	>-8 dBi (sur l'axe principale) ≈ -5 dBi à 0° d'élévation	>-6 dBi

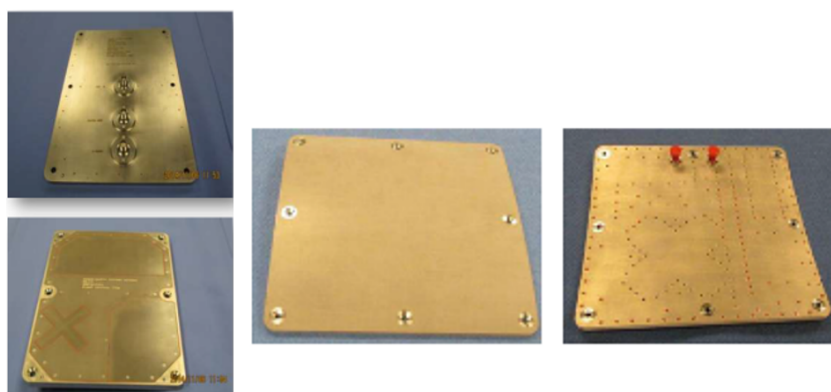


FIGURE 2.36 – [82] (a) Antenne Tri-bande FTS / GPS L1 et L2 / TM (b) Antenne bi-bande GPS L1 / Bande S

2.5.4 Tallysman

Tallysman est spécialisé dans les antennes GNSS. Des data-sheets ainsi qu'un brevet ont été recueillis pour fournir des informations sur les designs. La société propose deux types de technologie : Accutenna® constituée de patches alimentés par deux alimentations déphasées de 90° et VeraPhase® constituée de dipôles croisés. Le tableau 2.5 présente les performances de ces technologies.

TABLE 2.5 – : Antennes proposées par Tallysman.

Besoins de l'AUL	VeraPhase 6000 [83]	VeraChoke 6100 [84]	Accutenna TW3972 [85]
			
Fréquences [432 ; 434] MHz [1164 ; 1591] MHz [2200 ; 2290] MHz [5400 ; 5900] MHz	1160 – 1300 MHz Et 1520 – 1610 MHz (Toutes les bandes GNSS)	1164 – 1300 MHz Et 1559 – 1610 MHz (Toutes les bandes GNSS)	1164 – 1254 MHz Et 1525 – 1606 MHz (GPS, Galileo, GLONASS, BeiDou)
VSWR TC : <2 Autres : <1.5	<1.5	<1.5	<1.8
Polarisation : RHCP	Circulaire : TE <2.2 dB jusqu'à 10° d'élévation	Circulaire : TE <3.5 dB jusqu'à 10° d'élévation	Circulaire
Gain TC : >-14 dBic GNSS : >-7 dBic TM : >-5.5 dBic TJ : >-8.6 dBic	De 5 à 7 dBic à 90° d'élévation De -7 à -5 dBic à 0° d'élévation	De 7.5 à 8.5 dBic à 90° d'élévation De -12 à -9 dBic à 0° d'élévation	De -1.5 à 4 dBic à 90° d'élévation
Dimensions : 400x400x130 mm MAX	167x167x109.6 mm	-	66.5x66.5x21mm
Technologie : -	Dipôles croisés [R 65]	Choke rings	Deux patchs circulaires superposés avec deux alimentations





Les antennes présentées ci-dessus sont très pertinentes car elles répondent quasiment toutes aux besoins de l'AUL. En particulier, l'antenne VeraPhase 6000 répond entièrement aux besoins de la bande GNSS.



2.5.5 Cirocomm

Les informations concernant les designs sont issues du site internet de l'entreprise. Cirocomm propose un large panel d'antennes en technologie PCB fonctionnant entre autres dans les bandes GNSS, UHF (pour application RFID), bande C (WiFi, LTE etc.) et bande S. La majorité des antennes proposées sont en technologie patch ou double patch stacké mais certaines antennes DRA (ou chip) sont également proposées (polarisation linéaire seulement). Pour chaque application, la société propose plusieurs tailles de patch en utilisant différents substrats dont de la céramique notamment pour les patchs les plus compacts. Le tableau 2.6 présente quelques antennes patchs proposées par Cirocomm [86].

Les antennes proposées à base de patch sont destinées à établir une liaison avec les satellites. Bien qu'elles aient probablement une couverture hémisphérique étant donné le faible niveau de gain sur l'axe principal, il est affirmé que les performances des antennes sont maximales lorsque le patch est orienté en direction du satellite.

TABLE 2.6 – : Antennes proposées par Cirocomm.

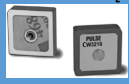


	DA867D 	PA010AA0000 	PA035AA0001 	PA050BSD004 
Besoins de l'AUL				
Fréquences [432 ; 434] MHz [1164 ; 1591] MHz [2200 ; 2290] MHz [5400 ; 5900] MHz	RFID : 867 MHz (15 MHz de largeur de bande)	1575.42 MHz \pm 5 MHz	1575.42 MHz \pm 16 MHz	1575.42 MHz 1227.60 MHz
VSWR TC : <2 Autres : <1.5	<2 :1	<2 :1	<2 :1	<2 :1
Polarisation : RHCP	RHCP	RHCP (TE<4dB)	RHCP (TE<3dB)	Linéaire
Gain TC : >-14 dBic GNSS : >-7 dBic TM : >-5.5 dBic TJ : >-8.6 dBic	1 dBi sur l'axe principal	-2.5 dBi sur l'axe principal	0 dBi sur l'axe principal	L1 : 4.0 dB L2 : 1 dB
Dimensions : 400x400x130 mm MAX	71x71x6.6 mm	10x10x4 mm	35x35x3	47.5x47.5x4 mm
Technologie : -	Patch	Patch	Patch	Double patch stacké

	GA-20I 	PA012FC0002 
Besoins de l'AUL		
Fréquences [432 ; 434] MHz [1164 ; 1591] MHz [2200 ; 2290] MHz [5400 ; 5900] MHz	1575.42 MHz \pm 7.5 MHz	5850 MHz \pm 237.5 MHz
VSWR TC : <2 Autres : <1.5	<2 :1	<2 :1
Polarisation : RHCP	RHCP (sans LNA) À 90° d'élévation : TE <3.0 dB À 10° d'élévation : TE <7.0 dB	-
Gain TC : >-14 dBic GNSS : >-7 dBic TM : >-5.5 dBic TJ : >-8.6 dBic	(Sans LNA) À 90° d'élévation : 2.0 dB Max À 10° d'élévation : -1.0 dB Max	4.5 dBi sur l'axe principal
Dimensions : 400x400x130 mm MAX	35x32 mm	12x12x4 mm
Technologie : -	Patch (avec LNA)	Patch avec céramique

2.5.6 Pulse Electronics

Pulse Electronics propose également un large panel d'antennes dont notamment des antennes GNSS et des antennes multi-bandes pour réseaux mobiles. Les informations obtenues sont issues des datasheets. Parmi les antennes GNSS, la société propose des antennes patches et DRA à polarisation circulaire. Le tableau 2.7 compare quelques une de ces antennes.

TABLE 2.7 – : Antennes proposées par Pulse Electronics.

Besoins de l'AUL	CW3216 [87] 	CW3223 [88] 	W3010 [87] 
Fréquences [432 ; 434] MHz [1164 ; 1591] MHz [2200 ; 2290] MHz [5400 ; 5900] MHz	1575 MHz GLONASS : 1598-1609 MHz	1575 MHz \pm 1.023 MHz 1602.56 MHz \pm 4 MHz	1560 – 1610 MHz
VSWR TC : <2 Autres : <1.5	GPS L1 : <1.4 GLONASS : <2.3	<2	<1.7
Polarisation : RHCP	RHCP	RHCP	RHCP
Gain TC : >-14 dBic GNSS : >-7 dBic TM : >-5.5 dBic TJ : >-8.6 dBic	GPS L1 : 2 dBi (90° d'élévation) >-6 dBi (0° d'élévation) Glonass : 2 dBi (90° d'élévation) >-7 dBi (0° d'élévation)	GPS L1 : 4 dBi (90° d'élévation) >-4 dBi (0° d'élévation) Glonass : 4 dBi (90° d'élévation) >-5 dBi (0° d'élévation)	4 dBi (90° d'élévation) >-8 dBi (0° d'élévation)
Dimensions : 400x400x130 mm MAX	13x13x5.5 mm	25x25x4 mm	3.2x10x2 mm
Technologie :	Patch avec céramique alimenté par une sonde	Patch avec céramique alimenté par une sonde	DRA (céramique)

Les antennes proposées par Pulse Electronics sont miniatures grâce à l'utilisation de céramique à permittivité élevée. **Elles répondent bien au besoin de couverture de l'AUL, mais ne couvrent qu'une petite partie de la bande GNSS.**

2.5.7 Fractus Antennas

Les informations obtenues sont issues du site internet de l'entreprise. Fractus Antennas est spécialisé dans les antennes miniatures pour l'IOT, pour la téléphonie et pour les appareils sans-fils de courtes portées. Les antennes proposées sont de type DRA (chip) pour toutes les catégories (multi-bandes, mono-bande, GNSS etc.). La société avance que les antennes DRA sont plus performantes que les antennes patches dans ce type d'utilisation où les dimensions sont très limitées et où le diagramme de rayonnement nécessite d'être

omnidirectionnel [89]. En effet, les antennes de type DRA peuvent être davantage miniaturisées tout en conservant les performances de rayonnement par rapport aux antennes de type patch, de même, les antennes DRA ont généralement un diagramme de rayonnement omnidirectionnel proche de celui d'un dipôle (en forme de donut). En revanche, la majorité des antennes proposées par Fractus Antennas sont polarisées linéairement.

2.5.8 Microwave Vision

Microwave Vision est spécialisé dans les solutions de tests et de mesures d'ondes électromagnétiques mais propose également quelques antennes qui peuvent être pertinentes vis-à-vis du besoin de l'AUL. Quatre de ces antennes sont présentées dans le Tableau 8.

TABLE 2.8 – : Antennes proposées par Microwave Vision.

Besoins de l'AUL	304-039 [90] 	SATX100 [91] 	Professional Galileo / GPS Terminal [92] 	Galileo/GPS/ Glonass Base station reference [93] 
Fréquences [432 ; 434] MHz [1164 ; 1591] MHz [2200 ; 2290] MHz [5400 ; 5900] MHz	1143 – 1294 MHz (L2/E5/E6) 1555-1595 MHz (L1)	100 – 4000 MHz	1227.60 ± 61.38 MHz 1575.42 ± 20.46 MHz	1227.60 ± 61.38 MHz 1589.81 ± 24.62 MHz
VSWR TC : <2 Autres : <1.5	<1.8	<4.4 (100-200 MHz) <1.9 (200-4000 MHz)	<1.7	<1.7
Polarisation : RHCP	RHCP (TE <2 dB sur l'axe principal)	RHCP	RHCP	RHCP
Couverture : Hémisphérique	Hémisphérique	Hémisphérique	Hémisphérique	Hémisphérique
Gain TC : >-14 dBic GNSS : >-7 dBic TM : >-5.5 dBic TJ : >-8.6 dBic	≥ 4 dBic sur l'axe principal	>0dBic (0.1-0.2 GHz) >4dBic (0.2-0.7 GHz) >7dBic (0.7-4 GHz)	>5 dBic sur l'axe principal <-6 dBic à moins de 5° d'élévation	<7 dBic sur l'axe principal <-5 dBic à 5° d'élévation
Dimensions : 400x400x130 mm MAX	89x89x20 mm	1080x1080x259 mm	150x150x114	408x408x230
Technologie : -	Patch	Spirale sur un plan de masse en méta-matériaux et ferrite	Patch en anneau	Dipôles croisés avec choke rings

L'antenne [91] est intéressante car elle couvre la bande TC, GNSS et TM de l'AUL mais elle a l'inconvénient d'être très volumineuse de par la technologie en spirale employée. L'antenne [92] répond bien au besoin de la bande GNSS

en utilisant la technologie **microstrip patch**, probablement issue du brevet [94] qui est détaillé plus bas.

2.5.9 Brevets

Le brevet [94] présente une antenne appartenant à l'entreprise Galileo Joint Undertaking (Inventé par : Luc Duchesne, Marc Le Goff, Lars Foged et Jean-Marc Baracco) qui a travaillé en collaboration avec Microwave Vision (Lars Foged). Le produit commercialisé est très probablement inspiré de [30] ; cette antenne est constituée de deux patches stackés, un circulaire et un anneau circulaire, chacun résonnant aux bandes E5 et E6. Les deux patches stackés sont alimentés par couplage de proximité par quatre lignes microstrip situées en-dessous (voir figure 2.37). Le plan de masse (32) est situé en-dessous. Un circuit d'alimentation (36 et 38) est placé sous le plan de masse et alimente les quatre lignes d'alimentation en assurant 90° de déphasage entre chaque ligne pour générer une polarisation circulaire.

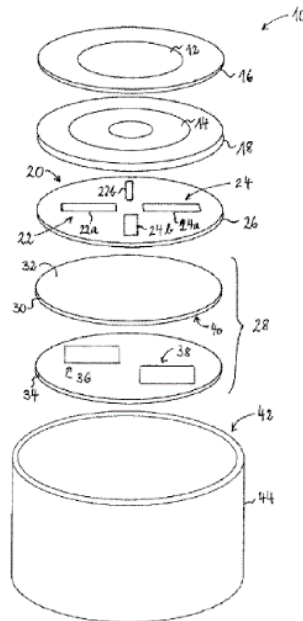


FIGURE 2.37 – Antenne Galileo/MVG

Un second brevet [95] sous la propriété de Chelton Limited Wimborne (filiale de Cobham) (inventé par : Michael Philippakis, David Moore, Dean Kemp et Mahesh Patel), présente une antenne GNSS constitué d'un réseau 2x2 de patches stackés (voir figure 2.38).

Chaque superposition de patch est constituée de deux patches rectangulaires (11 et 12). Le patch 11 est directement alimenté par une sonde traversante tandis que le patch 12 est un parasite alimenté par couplage avec le premier.

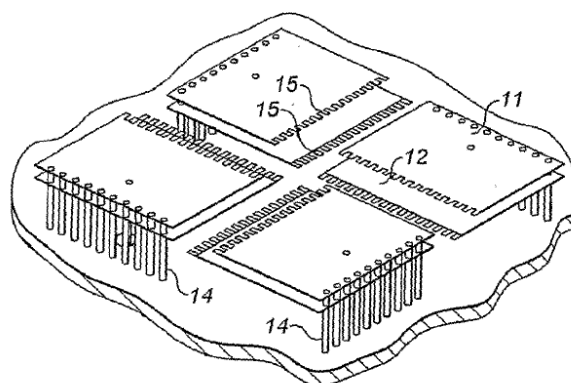


FIGURE 2.38 – Antenne GNSS Chelton Limited Wimborne, Cobham

Chaque patch est court-circuité d'un côté par une rangée de vias (14) pour qu'il rayonne depuis le côté opposé, lequel est dentelé (15) pour élargir la bande de fréquence de fonctionnement et utilisé pour faire de l'optimisation. Les quatre superpositions de patch sont arrangées de manière à ce que chacune d'entre elles soit physiquement tournée de 90° par rapport à ses deux voisines. Cet arrangement permet de générer une polarisation circulaire et un rayonnement hémisphérique (gain RHCP supérieur à -7.5 dBic sur toute la demi-sphère). Cette technologie est probablement utilisée pour les antennes de type CRPA telles que [77].

Un troisième brevet [96] sous la propriété de Fractus, S.A. (Inventé par : Jaume Anguera Pros et Carles Puente Ballarda) présente une antenne multi-bande composée de plusieurs patches microstrip superposés (voir figure 2.39). Seul le patch supérieur est actif. Tous les autres patches sont situés en-dessous et sont des parasites résonnants à d'autres fréquences.

Dans [97], une antenne visant à couvrir toute la bande GNSS est brevetée. Elle consiste en un dipôle volumique en métal placé dans un guide d'onde circulaire. Ce premier dipôle actif couvre la partie basse de la bande GNSS, tandis qu'un parasite placé au-dessus couvre la partie haute de la bande (voir figure 2.40). Des bandes métalliques peuvent être ajoutées sur les parois circulaires pour améliorer le taux de couverture ainsi que le taux d'ellipticité à des angles bas en élévation.

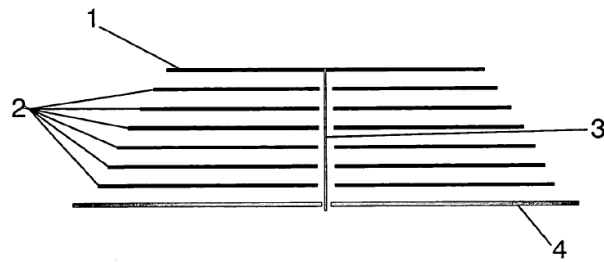


FIGURE 2.39 – Antenne multi bande Fractus

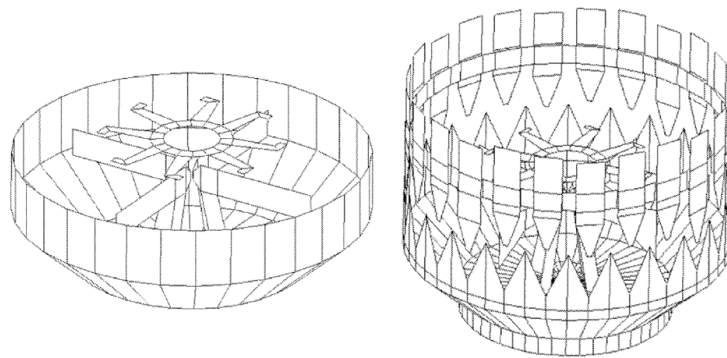


FIGURE 2.40 – Antenne Veraphase Tallysman

2.6 Bilan

Ce rapport sur l'état de l'art dédié à la conception de l'AUL a permis, d'une part, de constater qu'à priori il n'existe pas de solution déjà établie qui réponde entièrement à tous les besoins de L'AUL. D'autre part, ce rapport a permis d'identifier certains des « challenges » à surmonter et les confronte à divers concepts présents dans la littérature ce qui permet de fixer les objectifs de recherche à venir.

Les exigences fonctionnelles de l'AUL permettent d'établir quatre principales difficultés :

- Le diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel, particulièrement pour les bandes GNSS, TM et TJ.
- La bande GNSS est large bande à 31%.
- Le taux d'ellipticité inférieur à 10 dB.
- Les dimensions maximales de l'antenne sont de 400mm x 400mm x 130mm.

Les deux premiers points sont fondamentaux et permettent d'éliminer facilement les idées et les concepts d'antennes non pertinents. Le troisième point est moins contraignant à ce

niveau d'avancement. D'autre part, étant donné la complexité d'optimisation que l'on peut supposer pour le fonctionnement des quatre liaisons de communication simultanément, il est préférable de diviser le travail de la manière suivante :

- Concevoir une antenne pour chaque bande de fréquence.
- Assembler les antennes progressivement.
- Optimiser l'ensemble / Revoir les designs.

Ce rapport d'état de l'art permet de constater que de nombreux concepts variés existent en bande UHF et en bande L pour les applications RFID et GNSS mais qu'il est plus difficile de trouver des concepts pertinents en bande S et C (TM et TJ). En particulier, de très nombreux concepts multi-bandes planaires existent pour les applications GNSS. Le tableau 2.9 compare une sélection d'antennes qui semble être la plus pertinente issue de l'état de l'art universitaire et industriel.

2.7 Discussions

En s'appuyant sur les concepts de l'état de l'art universitaire et industriel, cette dernière partie du rapport vise à proposer des solutions qui pourraient potentiellement répondre à tous les besoins de l'AUL. Le tableau 2.10 résume les difficultés, les avantages et propose des solutions pour chacune des bandes de fréquence.

2.7.1 AUL à base de patches

Ce rapport a permis de voir que plusieurs solutions apparaissent pour chaque bande, mais que la technologie microstrip patch ressort particulièrement souvent tant du côté universitaire que du côté industriel. En effet, cette technologie est très utilisée pour les applications de navigation qui nécessitent un lien avec les constellations GPS ou Galileo. Nous retrouvons des patches seuls lorsqu'il n'y a qu'une seule bande de fréquence utilisée (GPS L1 par exemple) et des patches superposés lorsqu'il y en a plusieurs (GPS L1 + L2 par exemple). En effet, les antennes patches ont la particularité d'avoir une bande de fonctionnement étroite, c'est pourquoi il est souvent indispensable d'en superposer plusieurs qui fonctionnent à des fréquences différentes ou proches, de manière à couvrir une bande supplémentaire ou d'en élargir une.

De ce constat découle une solution qui vise à superposer plusieurs éléments rayonnants tels que des patches circulaires, carrés ou encore en forme d'anneau, lesquels seraient

TABLE 2.9 – : Comparatif des performances de différentes antennes.

Besoins de l'AUL	Fréquences [MHz] :	VSWR : TC : <2 Autres : <1.5	Polarisation : RHCP	Gain (sur la demi-sphère supérieure) :	Technologie :
	TC : [432 ; 434] 0.46% GNSS : [1164 ; 1591] 31% TM : [2200 ; 2290] 4% TJ : [5400 ; 5900] 8.85%			TC : >-14 dBi GNSS : >-7 dBi TM : >-5.5 dBi TJ : >-8.6 dBi (TJ)	4 ports d'alimentation pour le produit final
[34]	920 MHz 2,6% 1600 MHz 27% 2450 MHz 14%	<2	RHCP (2 sondes)	920 MHz : >-7 dBi 1600 MHz >-8 dBi 2450 MHz >-15dBi	Patch circulaire et carré superposés
[47]	618 – 998 MHz 47%	<2	RHCP (1 sonde)	>-10 dBi	Fente rayonnante
[18]	910 – 943 MHz 3%	<2	RHCP (1 sonde)	>-12.8 dBi	Patch circulaire
[35]	1100 – 1600MHz 32%	<1.5	RHCP (4 sondes)	>-8 dBi	Patch carré court-circuité
[41]	[1166;1289] MHz 10% [1554;1612] MHz 3.7% [2482;2502] MHz 1%	<2	RHCP (4 sondes)	>10 dBiC	Patch circulaire et carré superposés avec anneau court-circuité
[40]	1193 – 1247 MHz 4.5% 1545 – 1625MHz 5%	<2	RHCP (1 sonde)	>10 dBi	Patch carré et anneau carré superposé
[36]	1150 – 1260MHz 9% 1550 – 1620MHz 4.5%	<2	RHCP (4sondes)	Dans l'axe : 1200 MHz : 7.1 dBi 1590 MHz : 8.2 dBi	Anneaux circulaires superposés
[39]	[1163;1180]MHz 1,5% [1212;1237]MHz 2% [1559;1596]MHz 2,3% [2277;2331]MHz 2,3%	<2	RHCP (1 sonde)	1,176 GHz : 200° à -5 dBi 1,227 GHz : 200° à -7 dBi 1,575 GHz : 200° à -5dBi	Patches carrés superposés
[78]	1575.42 ± 10.23 MHz 1227.60 ± 10.23 MHz	<2	RHCP	De 0 à 5° d'élévation : >-7 dBiC (Fréquence centrale) >-10 dBiC (Bornes)	Amplification (AE) Deux patchs stackés
[80]	A la demande : 300 MHz – 13 GHz De 1% à 5%	<2	Linéaire	>-8 dBi (sur l'axe principal) ≈ -5 dBi à 0° d'élévation	Probablement fente rayonnante (Omnislot®)
[83]	1160 – 1300 MHz Et 1520 – 1610 MHz	<1.5	Circulaire : TE <2.2dB jusqu'à 10° d'élévation	De 5 à 7 dBic à 90° d'élévation De -7 à -5 dBic à 0° d'élévation	Dipôles croisés
[85]	1164 – 1254 MHz 1525 – 1606 MHz	<1.8	Circulaire	De -1.5 à 4 dBic à 90° d'élévation	Deux patchs circulaires superposés à 2 sondes
[88]	1575 MHz ±1.023 MHz 1602.56 MHz ±4 MHz	<2	RHCP	4 dBi (90° d'élévation) >-4 dBi (0° d'élévation) 4 dBi (90° d'élévation) >-5 dBi (0° d'élévation)	Patch avec céramique à une sonde
[87]	1560 – 1610 MHz	<1.7	RHCP	4 dBi (90° d'élévation) >-8 dBi (0° d'élévation)	DRA (céramique)
[91]	100 – 4000 MHz	<4.4 (100–200 MHz) <1.9 (200–4000 MHz)	RHCP	>0dBi (0.1-0.2 GHz) >4dBi (0.2-0.7 GHz) >7dBi (0.7-4 GHz)	Spirale sur un plan de masse en méta-matériaux et ferrite
[92]	1227.60 ± 61.38 MHz 1575.42 ± 20.46 MHz	<1.7	RHCP	>5 dBi sur l'axe principal <-6 dBi à moins de 5° d'élévation	Patch en anneau
[93]	1227.60 ± 61.38 MHz 1589.81 ± 24.62 MHz	<1.7	RHCP	<7 dBi sur l'axe principal <-5 dBi à 5° d'élévation	Dipôles croisés avec choke rings

dimensionnés et superposés en empilant plusieurs couches de substrats, de manière à couvrir chacune des bandes de l'AUL. Chaque élément rayonnant pourrait être alimenté par un arrangement de sondes traversantes ou de lignes microstrip par couplage, dans le but d'obtenir une polarisation circulaire.

TABLE 2.10 – : Propositions d’antennes potentiellement aptes à répondre aux besoins.

	TC	GNSS	TM	TJ
Difficultés	Grande longueur d’onde ($\lambda=69.3\text{cm}$)	31 % de largeur de bande Hémisphérique	Hémisphérique	8.85% de largeur de bande Hémisphérique
Avantages	Bande étroite (0.46%) Diagramme de rayonnement flexible	Peut être divisée en plusieurs bandes étroites	Bande étroite (4%)	Petite longueur d’onde ($\lambda=5.3\text{ cm}$)
Solutions proposées	Parasite circulaire ou rectangulaire entourant les autres antennes	<ul style="list-style-type: none"> - Patch circulaire large bande [34] - Patch carré compact large bande [35] - Superposition d’éléments planaires pour chaque sous-bande [36, 41] [78, 85, 86] [30, 92, 94] - Dipôles croisés [83, 93, 97] 	<ul style="list-style-type: none"> - Patch [14, 34] [36, 39] - Patchs superposés [92] - Dipôles croisés [83, 93, 97] 	<ul style="list-style-type: none"> - Patch superposés [34, 41, 92] - Patch carré compact large bande [35] - Dipôles croisés [83, 93, 97]

Mais naturellement, la complexité de fabrication et le prix augmentent avec le nombre de couches utilisées. C’est pourquoi il serait pertinent de n’utiliser qu’une seule couche pour couvrir plusieurs bandes de manière à limiter la complexité du design. Par exemple pour la bande TC, les exigences étant relativement tolérantes, il serait possible d’entourer les autres éléments avec un anneau pour laisser de la place au centre et éviter d’utiliser une couche supplémentaire. Par ailleurs, des techniques de miniaturisation pourront être utilisées pour économiser de la place et pour obtenir des diagrammes de rayonnements omnidirectionnels.

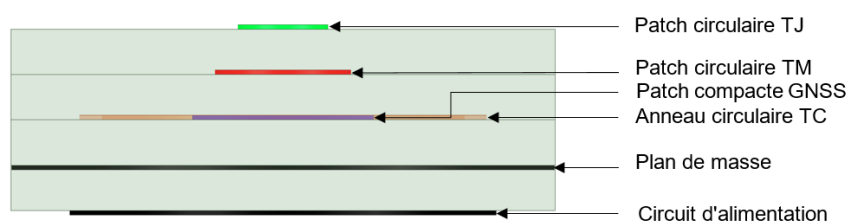


FIGURE 2.41 – Concept d’antenne à patch multicouche, vue de profil

La figure 2.41 présente une proposition de structure de l’AUL constituée de quatre couches de substrat dont les trois premières supportent les différents éléments rayonnants pour chaque bande de fréquence et dont la dernière couche sépare le plan de masse du circuit d’alimentation. Comme précisé plus haut, la gestion de l’espace occupé par les

réseaux d'alimentation est importante puisqu'il est probable qu'il faille utiliser plus d'une couche pour les supporter. Les connecteurs pourront être montés en surface sur le circuit d'alimentation ou sur le côté par exemple. Par ailleurs, étant donné le grand nombre d'alimentation qui sera nécessaire, l'utilisation d'anneaux de court-circuit tels que dans [41] ou [98] serait intéressante pour faire passer les sondes à travers les différentes couches de substrat. En revanche, ce concept amène des problématiques industrielles : les métallisations enterrées ne sont pas accessibles pour effectuer un contrôle dimensionnel, ni pour effectuer d'éventuelles corrections de gravure en cas de besoin.

2.7.2 AUL à base de dipôles

Le second concept le plus prometteur identifié à l'issue de l'état de l'art est le dipôle croisé. En effet, ce type d'antenne répond aux spécifications sur tous ses aspects (gain, largeur de bande d'impédance, polarisation circulaire, etc.).

Constituées de simples dipôles, les dipôles croisés sont naturellement à bande plus large que les patches, ce qui permet déjà d'écarter les problèmes de bande passante rencontrés avec le concept précédent. D'autre part, les dipôles peuvent être imprimés sur un substrat réduisant le coût et le volume du concept.

Des performances très satisfaisantes ont été obtenues rapidement avec un simple design de dipôles croisés. Ainsi, la facilité de conception ainsi que les résultats obtenus ont permis de couvrir rapidement les besoins des différentes bandes de l'AUL.

Pour des raisons de simplicité et de flexibilité par rapport aux performances atteignables, le concept à base de dipôles a été étudié en priorité et fait l'objet des chapitres suivants.

DIPÔLE BI-BANDE ASYMÉTRIQUE À DOUBLE CAVITÉ

Les prochains chapitres sont consacrés à la conception de l'AUL à partir du concept antennaire qui a été déterminé comme étant le plus prometteur. Parmi les concepts qui ont retenu notre attention, l'antenne dipôle a permis de répondre aux besoins de l'AUL bien plus rapidement et simplement que les autres concepts. C'est donc sur cette base que l'AUL a été développée.

Compte tenu de la largeur des besoins de l'AUL, il est préférable de procéder à sa conception étape par étape. Le présent chapitre est consacré à la conception d'une antenne bi-bande à un seul port couvrant les spécifications des bandes GNSS et TM. Puis un second chapitre présente un concept d'antenne multi-bande et multi-port à cavité. Ce dernier chapitre présente deux antennes à deux ports couvrant les besoins des bandes (TC+GNSS) et (TM+TJ) ainsi qu'une version quadri-bande couvrant la totalité des bandes de l'AUL.

3.1 Élément rayonnant

3.1.1 Dipôle simple imprimé

Un premier design de dipôle simple planaire a été proposé. Le dipôle est constitué de deux branches de longueur L_d et de largeur W_d . Comme la plupart des dipôles, sa longueur totale est définie de manière à être égale à la demi-longueur d'onde de la fréquence de fonctionnement. Par exemple, pour un fonctionnement à 3,75 GHz dans le vide, les deux branches du dipôle doivent avoir une longueur de 20 mm (voir figure 3.1).

Cependant, malgré une longueur physique égale à une demi-longueur d'onde à 3,75 GHz, le dipôle rayonne à environ 3,40 GHz. Cette différence est due à des phénomènes réactifs sur les branches du dipôle. De la même manière que pour concevoir les antennes

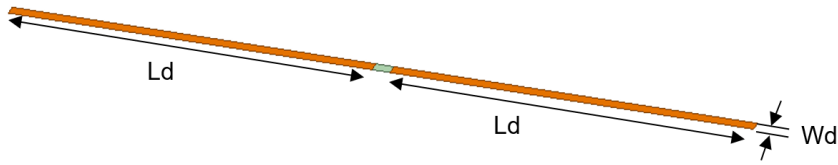


FIGURE 3.1 – Dipôle planaire simple en espace libre

patches, il faut prendre en compte une longueur électrique ΔL supplémentaire qui s'ajoute à la longueur physique. Dans la figure 3.1 le dipôle est alimenté par un port ("lumped" sur HFSS) situé en son centre. Mais pour plus de réalisme, l'antenne sera désormais alimentée par une sonde coaxiale 50Ω . Une manière de réaliser physiquement cette connectique est de l'imprimer sur un substrat. Pour éviter les courts-circuits, les branches du dipôle ne sont pas imprimées sur la même face du substrat ; l'une est imprimée sur la face supérieure et connectée à l'âme du câble coaxial tandis que l'autre est imprimée sur la face inférieure et connectée à la masse du câble (voir figure 3.2).

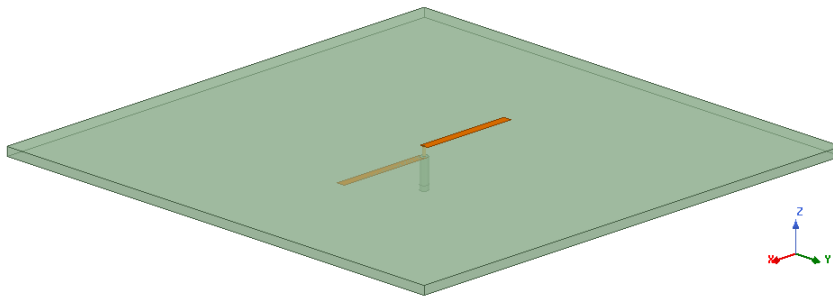


FIGURE 3.2 – Dipôle planaire simple imprimé

Cette fois-ci, le dipôle de la figure 3.2 est imprimé sur du substrat Rogers 3210 d'épaisseur 1,8 mm et de permittivité $\epsilon_r = 10,2$ ce qui explique qu'il fonctionne à une fréquence bien plus basse que le cas de la figure 3.1. La bande passante de ce dipôle simple est d'environ 12,5% et est polarisé linéairement. L'antenne rayonne de la même manière qu'un dipôle classique dont le diagramme de rayonnement est en forme de donut.

Pour un dipôle demi-onde, la densité de courant est maximale au centre du dipôle, au niveau de son alimentation, et elle est minimale aux extrémités. Bien évidemment cette antenne ne génère qu'une seule polarisation. Dans notre cas, nous souhaitons obtenir une polarisation circulaire ; dans ce but, une solution triviale est d'ajouter un second dipôle perpendiculaire au premier et de l'alimenter en quadrature de phase.

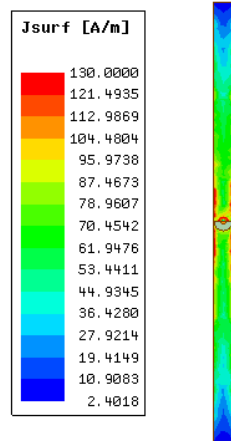


FIGURE 3.3 – Répartition du courant surfacique sur le dipôle imprimé à 2GHz

3.1.2 Dipôle croisé imprimé

Le dipôle croisé est donc le nom donné à une antenne composée de deux dipôles orthogonaux disposés en forme de croix. Cette configuration permet de recevoir les deux polarisations possibles ; pour générer une polarisation circulaire, les deux dipôles doivent être alimentés en quadrature de phase. D’après le chapitre d’état de l’art, il existe plusieurs manières de réaliser cette alimentation déphasée ; l’alimentation séquentielle et l’utilisation d’éléments auto-phasés. Afin de simplifier la fabrication du prototype en évitant de reporter le contrôle de la polarisation à un circuit d’alimentation extérieur, les antennes auto-phasées sont les meilleures candidates. La figure 3.4 montre un dipôle croisé "bow-tie" basé sur le principe présenté en section 2.4.1.2.2.

Le point chaud est imprimé sur la face supérieure du substrat et alimenté par l’âme de la sonde coaxiale, tandis que le point froid du dipôle est imprimé sur la face inférieure du substrat et directement relié à la masse du câble. L’anneau vacant de largeur W_r et de rayon R_2 (voir figure 3.4) est responsable du déphasage de 90° d’un des deux dipôles ; par conséquent il dicte directement la qualité de la polarisation circulaire. Ces paramètres doivent être optimisés de manière à ce que le taux d’ellipticité soit optimal sur toute la bande utile.

Changer la forme des dipôles permet de jouer sur sa bande passante. En effet, d’après l’équation de Chu (2.8), le facteur de qualité minimum, c’est-à-dire la bande passante maximale d’une antenne, est inversement proportionnelle au volume qu’elle occupe. Ainsi, un dipôle volumique aura nécessairement une bande passante plus grande que celle d’un

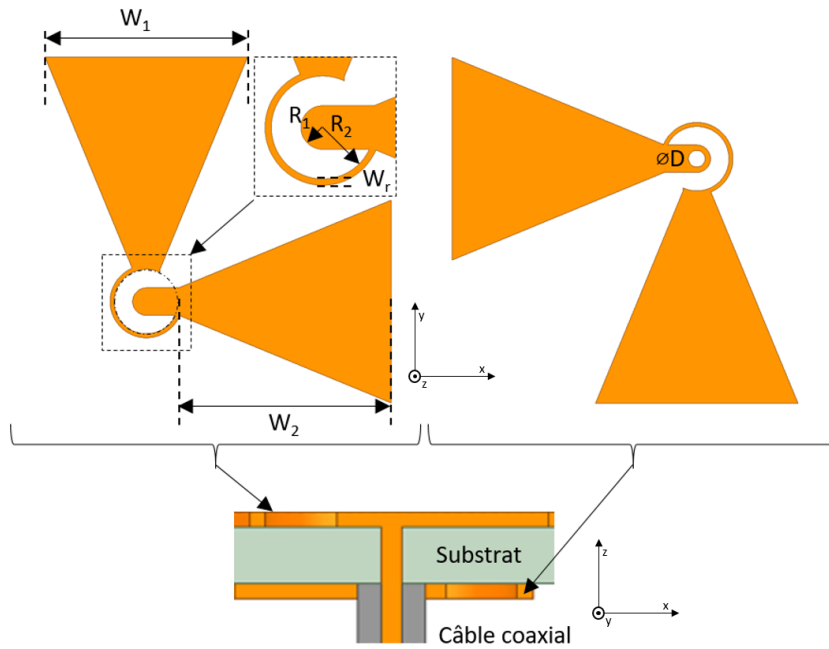


FIGURE 3.4 – Dipôle croisé imprimé avec une paire d’anneau vacant

dipôle imprimé. De même, un dipôle imprimé en forme de nœud papillon ("Bow-tie" en anglais) a une bande passante supérieure à celle d’un dipôle imprimé classique puisque l’aire de sa surface est plus grande. Bien que l’équation de Chu ne soit valide que pour des antennes volumiques, l’idée fondamentale reste la même pour des antennes planaires et se retrouve dans les résultats de Gustafsson [8].

3.1.3 Largeur de bande de l’anneau vacant

Comme toute antenne auto-phasée, la largeur de bande de fonctionnement en polarisation circulaire est limitée par la largeur de bande utile de l’élément réactif utilisé pour déphaser l’alimentation d’une des deux composantes. En première analyse et en supposant que l’anneau vacant peut être associé à une ligne de transmission homogène, le déphasage associé augmente linéairement avec la fréquence. En considérant les fréquences extrêmes opposées 1,164GHz et 2,29GHz des deux bandes GNSS et TM respectivement que l’on souhaite couvrir, le déphasage induit par l’anneau à la fréquence haute sera près de 2 fois supérieur par rapport à la fréquence basse.

Le taux d’ellipticité est défini par :

$$TE = \frac{\sqrt{\frac{1}{2} \left[E_{x0}^2 + E_{y0}^2 + \sqrt{E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos(2\Delta\phi)} \right]}}{\sqrt{\frac{1}{2} \left[E_{x0}^2 + E_{y0}^2 - \sqrt{E_{x0}^4 + E_{y0}^4 + 2E_{x0}^2 E_{y0}^2 \cos(2\Delta\phi)} \right]}} \quad (3.1)$$

Avec E_{x0} et E_{y0} les amplitudes des deux polarisations orthogonales et $\Delta\phi$ leur déphasage.

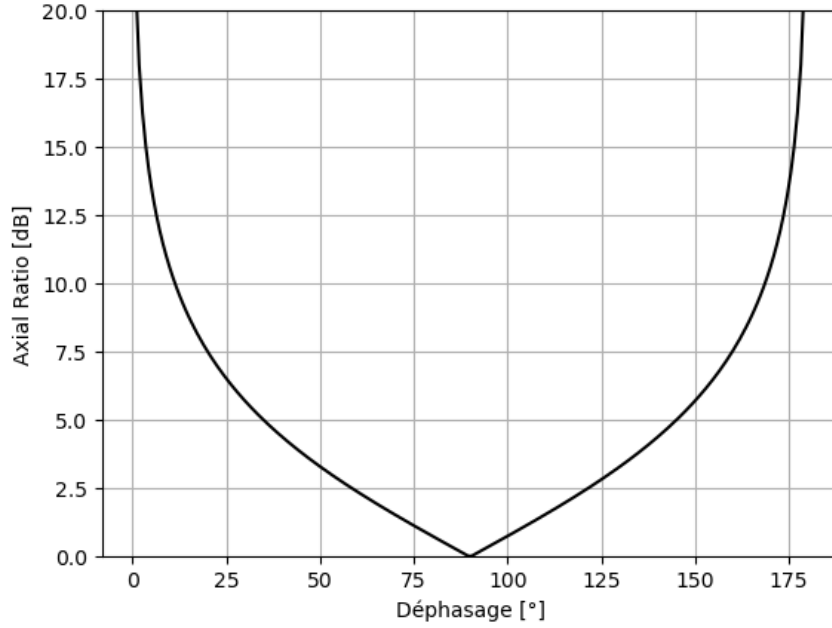


FIGURE 3.5 – Taux d'ellipticité en fonction du déphasage

Or, d'après la figure 3.5 qui montre le taux d'ellipticité théorique obtenu lorsque les amplitudes sont égales $E_{x0} = E_{y0}$, un rapport de 2 entre deux déphasages différents n'empêche pas le taux d'ellipticité de rester inférieur à 3dB dans les deux cas. Par exemple, si un déphasage de 58° est obtenu à $1,164GHz$, celui à $2,29GHz$ sera de 116° ce qui permet d'obtenir un taux d'ellipticité de $2,5dB$ et d'environ $2,1dB$. En revanche, si les bandes à couvrir sont trop éloignées, l'anneau vacant risque de ne pas être suffisamment large bande pour toutes les couvrir.

3.1.4 Impact de l'épaisseur du substrat

Pour des fréquences élevées, l'épaisseur du substrat peut avoir un impact important sur le rayonnement du dipôle. En effet, puisque l'âme de la sonde coaxiale traverse le

substrat avant d'être connectée au point chaud, des différences de phase plus importantes peuvent apparaître entre le point chaud et le point froid. L'épaisseur du substrat doit donc être relativement faible par rapport à la longueur d'onde.

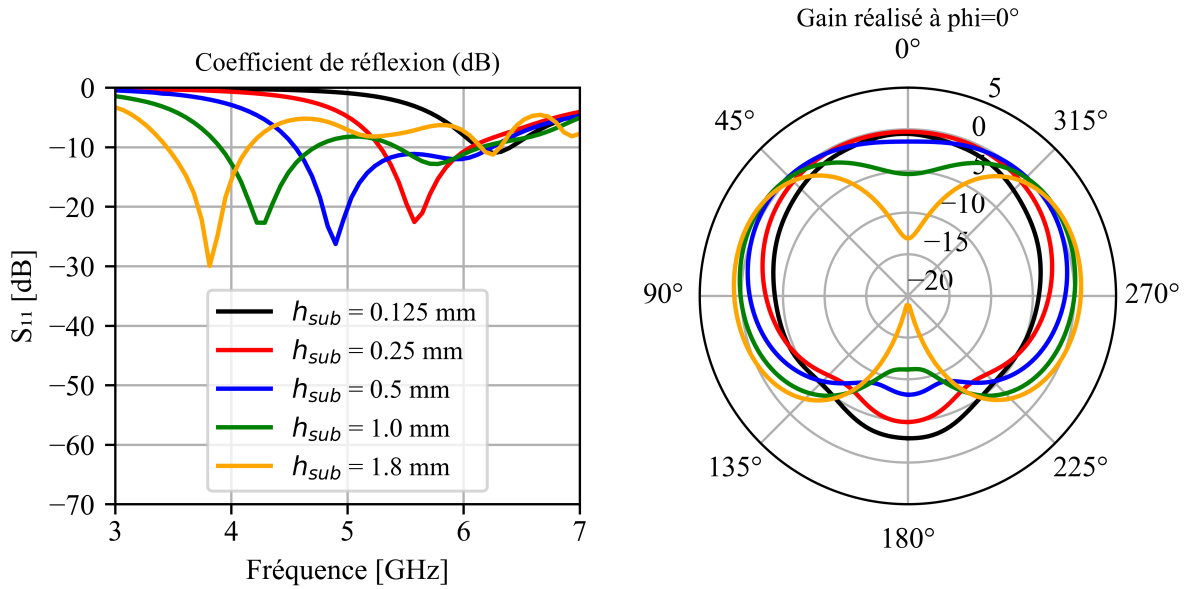


FIGURE 3.6 – Impact de l'épaisseur du substrat sur les performances d'un dipôle croisé imprimé fonctionnant autour de 5GHz. Coefficient de réflexion à gauche et gain réalisé à la fréquence de résonance à droite.

Évidemment, l'épaisseur du substrat a aussi un impact important sur la fréquence de résonance de l'élément rayonnant. D'après la figure 3.6, plus le substrat est épais, plus sa permittivité a un impact fort sur la longueur effective de l'antenne. De plus, plus l'épaisseur augmente, plus le gain réalisé diminue dans la direction principale si bien que l'antenne rayonne comme un monopole.

3.1.5 Dipôle asymétrique

Afin de couvrir les bandes GNSS et TM, le concept de dipôle asymétrique de la partie 2.4.1.3.2 a été utilisé. Contrairement à [66], l'objectif n'est pas de miniaturiser l'élément rayonnant. Une forme en "bow-tie" a donc été utilisée pour avoir une bande suffisamment large (voir figure 3.7).

Chaque branche du dipôle croisé est divisée en deux branches ayant chacune une longueur définie pour fonctionner à une fréquence particulière. Ici, une première longueur est choisie pour fonctionner aux alentours de 1,4 GHz pour la bande GNSS et une deuxième

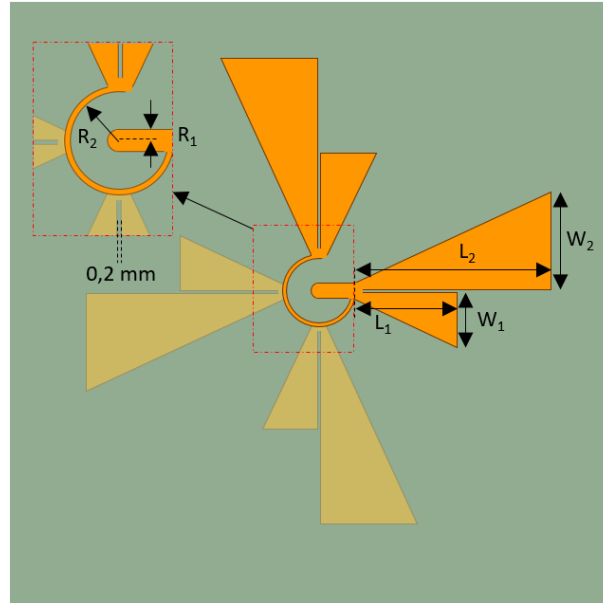


FIGURE 3.7 – Dipôle asymétrique

longueur est choisie pour fonctionner à 2,25 GHz. Le paramètre R_1 permet de régler le niveau d'adaptation. Une étude paramétrique permet facilement de choisir la combinaison optimale pour les deux bandes GNSS et TM. De même, les paramètres R_2 et W_r permettent de régler le déphasage entre les deux dipôles, donc le taux d'ellipticité. Avec ces quatre paramètres, il est donc possible de répondre aux besoins de la bande GNSS et TM en termes d'adaptation et de polarisation.

3.2 Double cavité

Les dipôles étant placés dans l'espace libre, ils rayonnent des deux côtés dans des sens de rotation de polarisation circulaires différents. La puissance rayonnée est divisée en deux pour aller dans deux directions opposées ; or ce n'est pas ce que nous souhaitons.

Un plan réflecteur doit donc être placé en-dessous de l'antenne pour la rendre unidirectionnelle. Pour que l'onde réfléchie par le plan de masse ne détériore pas les performances, le plan de masse doit être situé à une distance de $\lambda/4$ de l'élément rayonnant de manière à ce qu'elle s'ajoute en phase avec l'onde se propageant directement vers le haut. La présence d'un plan de masse provoque une augmentation du gain dans la direction principale de rayonnement et une diminution du gain à l'horizon. En effet le plan de masse étant un conducteur, les champs tangents présents à son niveau sont nuls d'où une diminution

du gain à l'horizon. Cet effet du plan de masse n'est pas bénéfique pour notre cas puisque le gain réalisé à l'horizon doit être supérieur à un seuil donné.

Cependant, l'ajout de parois métalliques formant ainsi une cavité avec le plan de masse permet d'améliorer certaines performances, dont notamment le gain à l'horizon.

3.2.1 Analyse modale

La cavité métallique peut être assimilée à un guide d'onde court-circuité; elle possède donc des fréquences de coupure associées aux modes TE (Transverse Electrique) ou TM (Transverse Magnétique) excités. La fréquence de coupure pour un guide d'onde rectangulaire de côtés a et b peut être calculée grâce à l'équation (3.2) ci-dessous :

$$f_{c,mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3.2)$$

Avec m et n les nombres des modes, ϵ et μ la permittivité et la perméabilité du diélectrique à l'intérieur du guide. Il est important que la cavité n'atténue pas la puissance émise par le dipôle croisé; par conséquent les dimensions du guide doivent être choisies de manière à ce qu'à la fréquence désirée, le mode utilisé ne soit pas évanescent.

De même, il est préférable que seul le mode fondamental (TE_{10} et TE_{01} dans le cas d'un guide carré) soit excité pour éviter que la puissance fournie par le dipôle croisé ne se disperse dans d'autres modes d'ordres supérieurs, ce qui pourrait perturber les performances de l'antenne. Le diagramme de dispersion permet de voir clairement quels modes se propagent dans le guide et permet donc de choisir les bonnes dimensions du guide ($a = b$ dans notre cas).

La figure 3.8 montre qu'un guide d'onde carré de côté $a=140$ mm permet de propager uniquement le mode fondamental sur la quasi-totalité de la bande GNSS. Cependant, le guide est susceptible de propager les modes TM_{11} , TE_{11} et TE_{20} aux fréquences de la bande TM. Si l'on regarde les résultats de rayonnement de l'antenne de la figure 3.10 qui présente le gain dans toutes les directions de la demie-sphère supérieure, nous pouvons constater que le rayonnement est bien hémisphérique dans la bande basse, mais qu'il ne l'est pas dans la bande haute à $2,2GHz$. En effet, on constate des chutes de gain aux alentours de $\phi = 50^\circ$ associées à des inversions de sens de rotation de la polarisation circulaire. Ce défaut de diagramme de rayonnement est probablement dû à la cavité résonante qui n'est pas dimensionnée aux fréquences de la bande TM pour que seul le mode fondamental $TE_{10/01}$ soit excité. Dès lors, d'autres modes d'ordre supérieur sont

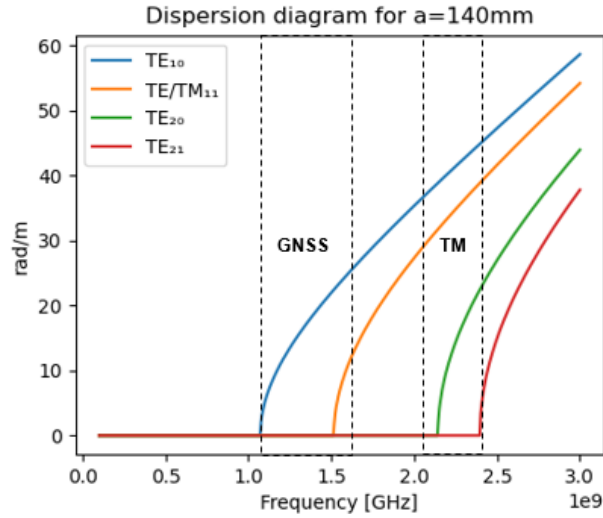


FIGURE 3.8 – Diagramme de dispersion d’un guide d’onde carré de côté $a_1 = 140mm$.

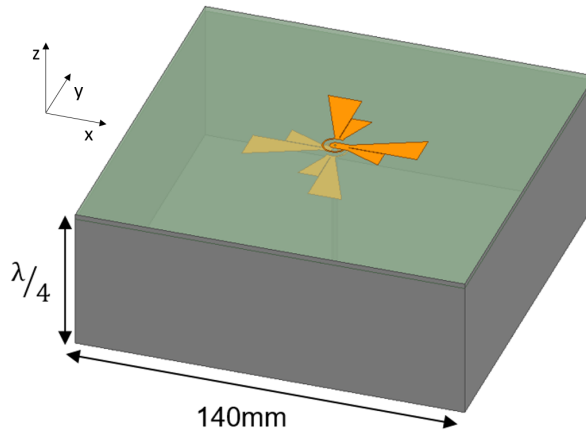


FIGURE 3.9 – Dipôle croisé bi-bande avec une cavité carré de 140mm de côté.

susceptibles d’être excités pouvant perturber la forme du diagramme de rayonnement.

La solution proposée est d’ajouter une seconde cavité adaptée à la bande TM pour que seul le mode fondamental puisse s’y propager. La figure 3.11 montre le design proposé de la double cavité; la cavité précédente de côté $a_1 = 140mm$ est conservée et une seconde cavité de côté $a_2 = 90$ mm et de hauteur h_2 est contenue dans la première.

La figure 3.12 montre bien que la seconde cavité de côté a_2 est principalement mono-modale dans la bande TM. Pour déterminer la hauteur h_2 de la seconde cavité, une simple étude paramétrique suffit.

La figure 3.13 permet de constater que plus h_2 augmente, meilleure est la polarisation

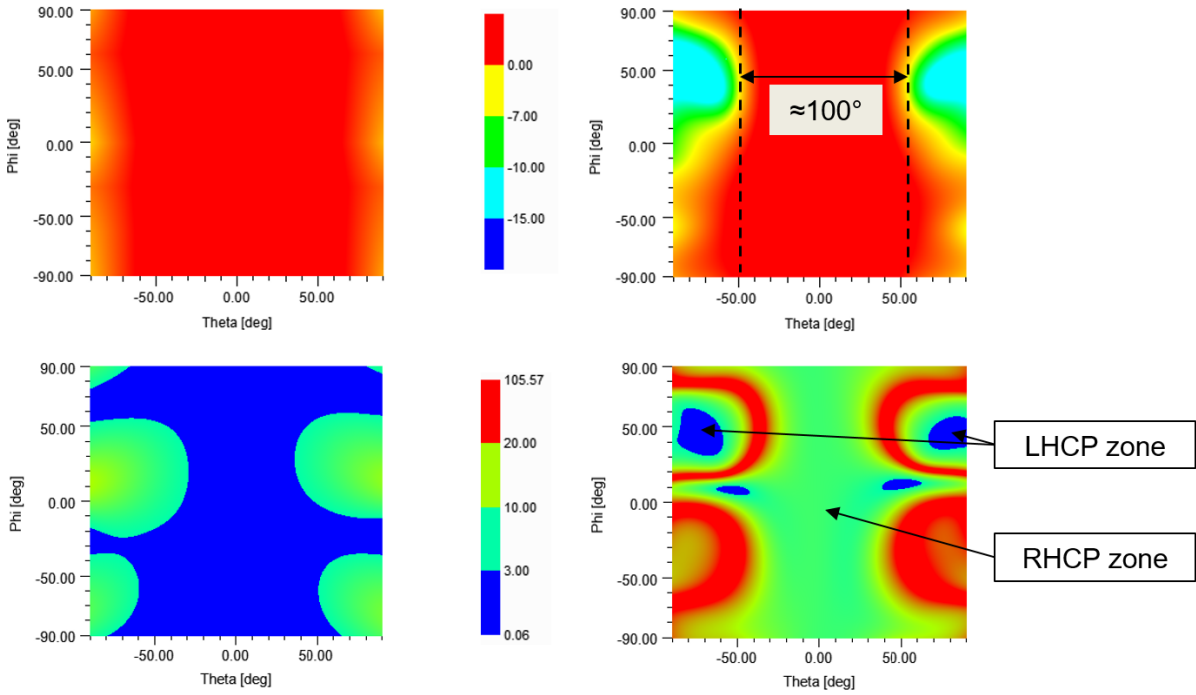


FIGURE 3.10 – Rayonnement du dipôle croisé avec une cavité carrée. (a) Gain réalisé RHCP à 1,4 GHz (b) Gain réalisé RHCP à 2,2 GHz (c) Taux d’ellipticité à 1,4 GHz (d) Taux d’ellipticité à 2,2 GHz

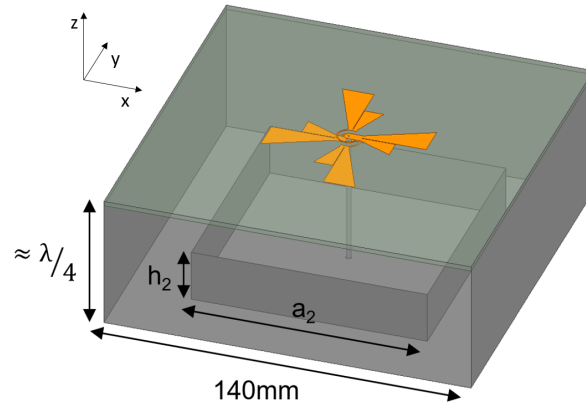


FIGURE 3.11 – Dipôle croisé bi-bande avec une double cavité carrée

circulaire dans la bande haute, mais plus la bande passante de fonctionnement en bande basse est réduite. La valeur $h_2 = 20\text{mm}$ produit de bons résultats dans les deux bandes, c’est donc cette valeur qui est choisie.

Les résultats simulés lorsque l’antenne est constituée de la double cavité sont présentés dans la figure 3.14. Contrairement au cas de la cavité simple, il n’y a pas de chute de gain

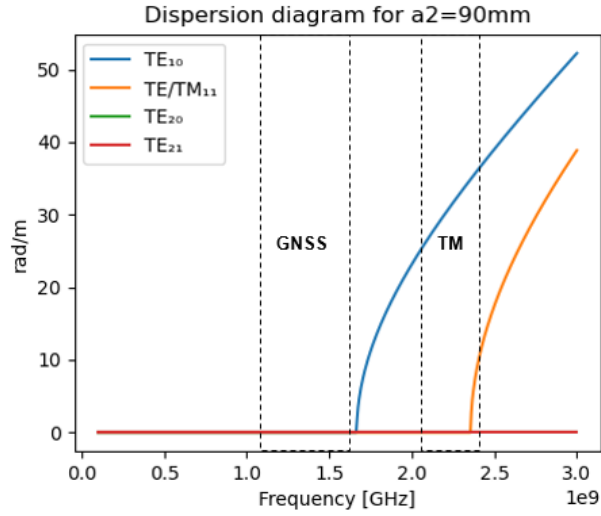


FIGURE 3.12 – Diagramme de dispersion d'un guide d'onde carré de côté $a_2 = 90mm$.

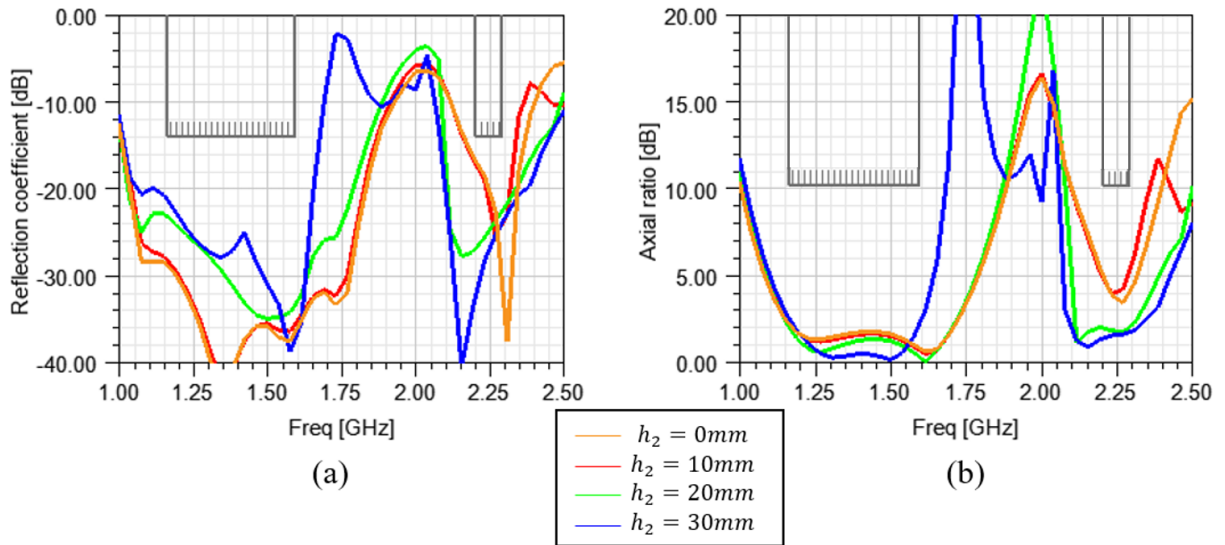


FIGURE 3.13 – Étude paramétrique de la hauteur h_2 de la seconde cavité. (a) Coefficient de réflexion (b) Taux d'ellipticité

dans les hautes fréquences et il n'y a pas d'inversion de sens de rotation de la polarisation. Il est clair que par rapport au cas simple, l'utilisation de cette double cavité permet d'améliorer la couverture hémisphérique de l'antenne dans la bande haute, ce qui revient à étendre la bande de fonctionnement de l'antenne dans un cadre d'utilisation où l'on souhaite un faisceau très large.

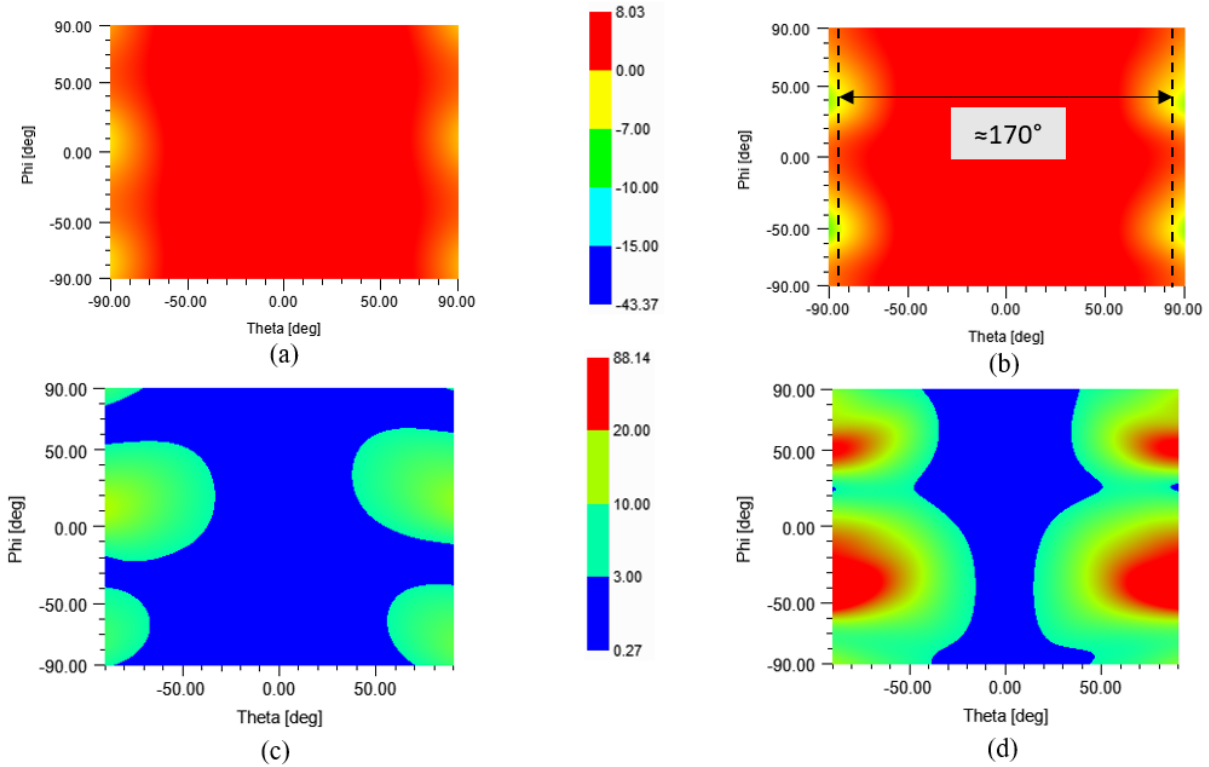


FIGURE 3.14 – Rayonnement du dipôle croisé avec une double cavité carré. (a) Gain réalisé RHCP à 1,4 GHz (b) Gain réalisé RHCP à 2,2 GHz (c) Taux d’ellipticité à 1,4 GHz (d) Taux d’ellipticité à 2,2 GHz

3.2.2 Ouvertures latérales

Si l’on souhaite répondre entièrement aux spécifications des bandes GNSS et TM de l’AUL, le dipôle croisé asymétrique à double cavité ne permet toujours pas d’y parvenir malgré la double cavité. En effet, la figure 3.14 (b) montre que de légères chutes de gain persistent à des angles d’élévation d’environ $\pm 88^\circ$ et à des angles azimutaux d’environ $\pm 45^\circ$, ce qui correspond aux directions données par les coins de la cavité carrée. Une première proposition pour s’affranchir de ce problème consiste à supprimer les angles droits des murs latéraux en utilisant une double cavité octogonale ou circulaire. De plus, des ouvertures dans le mur latéral de la cavité principale pourraient permettre d’augmenter le gain à des angles faibles d’élévation.

La figure 3.15 présente deux types de fentes latérales. L’ouverture A correspond à une fente longitudinale tandis que les ouvertures B forment des dents le long de la paroi. La figure 3.16 représente le taux de couverture associé de l’antenne de référence sans la double cavité ainsi que celui de toutes les antennes de la figure 3.15. Il est clair que

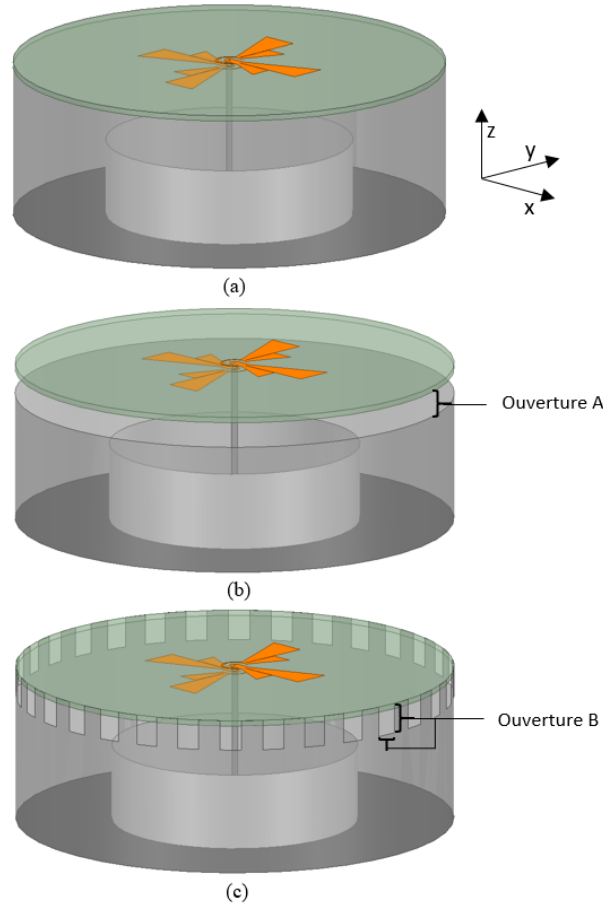


FIGURE 3.15 – Dipôle croisé asymétrique à double cavité circulaire avec ou sans ouvertures (a) Simple (b) Avec ouverture A latérale (c) avec ouverture B en "corrugation".

l'ajout de fentes latérales dans la paroi de la cavité principale permet d'accentuer la couverture hémisphérique dans la bande haute. Quand l'ouverture A est présente, le taux de couverture répond au besoin de la bande TM mais se retrouve détérioré dans la bande GNSS et ne répond plus aux spécifications. L'intérêt de l'ouverture B est qu'elle améliore le taux de couverture de la bande haute sans détériorer celui de la bande basse.

3.3 Conclusion

Dans ce chapitre, une antenne à dipôle croisé asymétrique et à double cavité est proposée et étudiée. Elle est constituée d'un élément rayonnant imprimé de type dipôle croisé auto-phasé surplombant une double cavité circulaire. Les cavités sont dimensionnées de

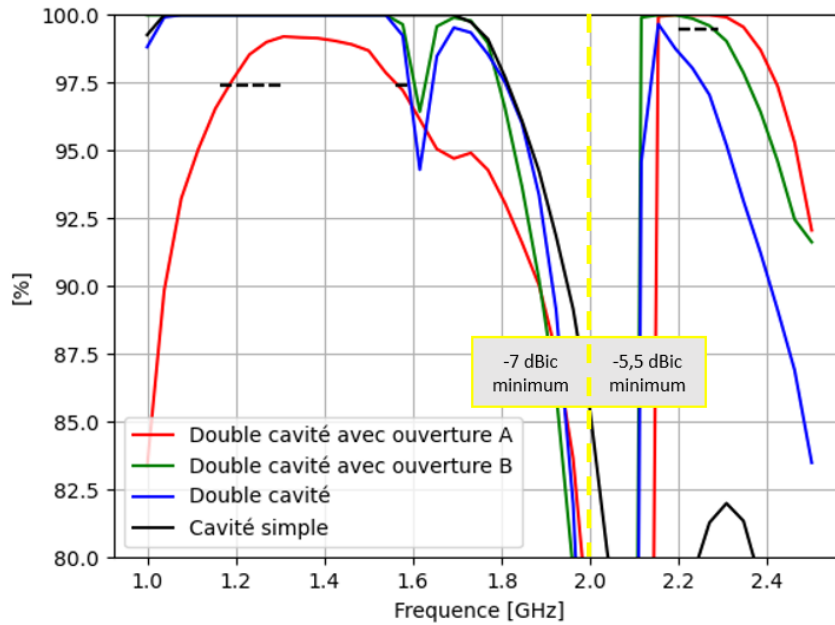


FIGURE 3.16 – Taux de couverture hémisphérique du gain réalisé RHCP. Gain réalisé évalué aux seuils minimum de -7 dBic et -5,5 dBic pour les bandes GNSS et TM respectivement.

manière à être principalement mono-modales dans l'une des deux bandes de fréquence dans le but de minimiser l'excitation des modes d'ordre supérieur. Ces modes d'ordre supérieur modifient la distribution du champ électrique résultant à l'intérieur de la cavité, ce qui peut provoquer l'apparition de lobes secondaires et de chutes de gain dans le diagramme de rayonnement, et donc détériorer le taux de couverture hémisphérique. L'ajout de la seconde cavité a permis de largement améliorer la couverture hémisphérique dans la bande haute et donc d'élargir la bande opérationnelle de l'antenne.

De plus, des fentes longitudinales ont été ajoutées sur les parois de la cavité principale dans le but d'accentuer la couverture hémisphérique et de donner des variables d'optimisation supplémentaires afin de répondre à la totalité du besoin des bandes GNSS et TM de l'AUL. Cette antenne est donc une solution valide pour les chaînes de communication GNSS et TM des lanceurs.

ANTENNE MULTI-BANDE MULTI-PORT À CAVITÉ MULTIPLE

Le présent chapitre introduit un nouveau concept d'antenne multi-bande et multi-port à cavité. Inspiré des antennes de station de base, ce type d'antenne est constitué de plusieurs éléments rayonnants à cavités résonnantes enchevêtrées les unes dans les autres. Ces antennes à cavités résonnantes sont bien connues dans la littérature scientifique ainsi que dans l'industrie. Ici, les éléments rayonnants sont des dipôles imprimés du même type que celui présenté dans le précédent chapitre. Ce dernier chapitre présente deux antennes à deux ports couvrant les besoins des bandes (TC+GNSS) et (TM+TJ) ainsi qu'une version quadri-bande couvrant la totalité des bandes de l'AUL.

4.1 Analogie avec les antennes de station de base

Le besoin d'avoir une antenne multi-bande qui possède un port par bande fait immédiatement penser aux stations de base des réseaux cellulaires [99]. En effet, ces stations de base sont la plupart du temps constituées de dipôles croisés de plusieurs tailles afin de couvrir les bandes LTE, UMTS ou encore GSM, tous placés dans une cavité. Les seules différences entre les stations de base et le concept proposé ici sont que dans cette première catégorie, les dipôles sont placés en réseau sur un axe et la polarisation n'est pas circulaire mais linéaire double [99].

En s'inspirant de cette technologie de station de base, on peut imaginer une configuration similaire qui ne tient pas compte de l'aspect mise en réseau, mais qui tient compte de l'importance de la pureté de la polarisation circulaire et du taux de couverture hémisphérique. Les travaux ont été menés sur les deux antennes bi-bandes TC + GNSS et TM + TJ. Chaque problème identifié et chaque solution trouvée sont valables pour les deux antennes.

4.2 Antenne bi-bande de télémétrie et de trajectographie

4.2.1 Procédure de design

Deux dipôles croisés sont dimensionnés pour les fréquences TM + TJ, correctement adaptés dans les bandes correspondantes et placés dans une cavité circulaire (voir figure 4.1).

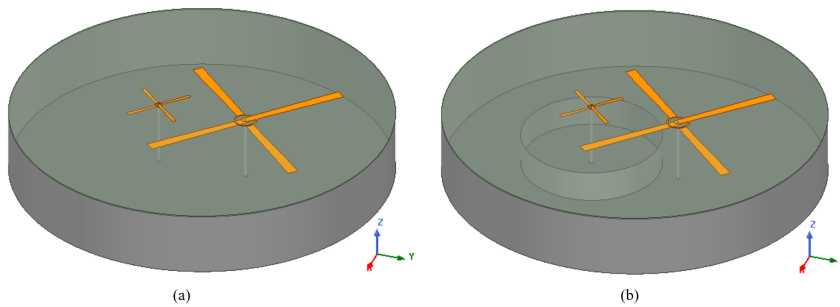


FIGURE 4.1 – Modèle d'antenne de télémétrie et de trajectographie (a) À cavité simple (b) À double cavité.

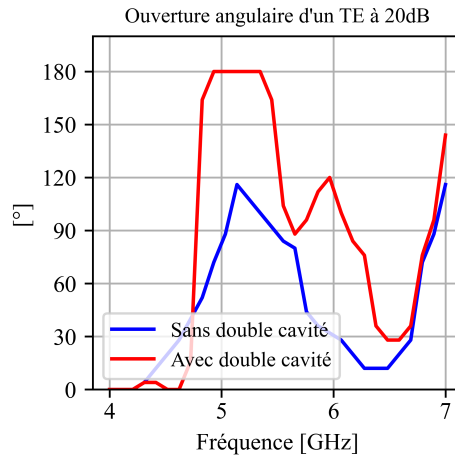


FIGURE 4.2 – Ouverture angulaire supérieure pour laquelle le taux d'ellipticité est inférieur à 20dB.

Le même problème de polarisation et de chute de gain que dans le précédent chapitre est observé sur le modèle de la figure 4.1 (a). En effet, la figure 4.2 montre que l'ouverture angulaire du taux d'ellipticité à 20dB ne répond pas aux spécifications (120° d'ouverture

minimum pour un TE inférieur à 20dB) puisqu'elle reste inférieure à 120°. En revanche, l'ajout de la double cavité a permis de largement améliorer l'ouverture angulaire dont la bande opérationnelle est désormais de 13,6%. Cette seconde cavité permet en réalité de contrôler la forme de faisceau. Des murs métalliques similaires à cet agencement de cavité sont parfois utilisés dans les stations de base afin d'améliorer la forme du faisceau des éléments rayonnants dans les hautes fréquences.

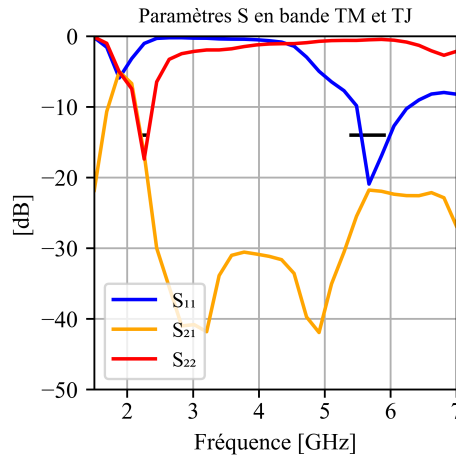


FIGURE 4.3 – Coefficient de réflexion et couplage de l'antenne (TM+TJ). Les ports 1 et 2 sont associés aux dipôles TJ et TM respectivement.

À ce stade, nous avons donc une antenne correctement adaptée (voir figure 4.3) ainsi qu'une polarisation capable de respecter les spécifications. Cependant, le niveau de couplage entre les deux dipôles ne respecte pas le taux de réjection de -30dB, de plus, la polarisation reste difficile à contrôler et est faiblement pure (en général, la polarisation circulaire est considérée comme étant acceptable pour un TE inférieur à 3dB).

Une solution au problème de pureté de la polarisation circulaire et au problème de couplage entre les dipôles est d'augmenter la taille de la seconde cavité, de manière à « isoler » le petit dipôle du grand dipôle. Ainsi, l'élément rayonnant de la bande haute aura sa propre cavité qui assurera à la fois un couplage réduit, une adaptation plus facile ainsi qu'une polarisation circulaire plus pure.

La figure 4.4 montre très clairement que la présence d'une seconde cavité ayant la même hauteur que la cavité principale perturbe le rayonnement du dipôle principal en faisant apparaître un « trou » dans le gain. Cette perturbation peut être acceptable dans le cas où le dipôle principal est celui de la bande TC puisque ses besoins sont peu stricts. Mais dans le cas de la bande TM, cette perturbation induite par la seconde cavité n'est

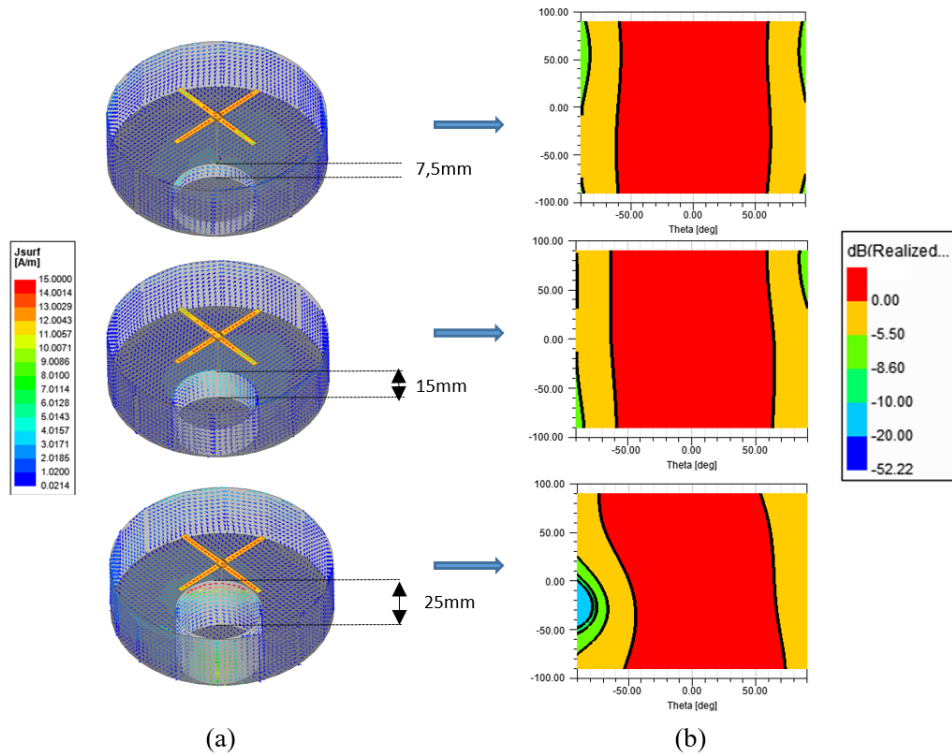


FIGURE 4.4 – Étude de l’impact de la hauteur de la seconde cavité sur le rayonnement du dipôle principal (TM) (a) Répartition du courant à 2.2 GHz (b) Diagramme 2D du gain réalisé RHCP à 2.2 GHz

pas acceptable. Une étude de la position de la cavité secondaire montre qu’il est possible de trouver un compromis entre taille et performance du dipôle principal (voir figure 4.5).

La figure 4.5 montre qu’en écartant le dipôle secondaire du dipôle principal, le « trou » dans le rayonnement du dipôle principal se résorbe. De cette manière, il est possible de trouver la position optimale de la cavité secondaire, permettant à la fois de répondre aux besoins malgré la présence de la perturbation induite, de diminuer le couplage entre les éléments rayonnants et de ne pas trop augmenter la taille globale de l’antenne.

Comme l’a montré la figure 4.2, la polarisation circulaire du dipôle secondaire n’est pas optimale. En effet, le dipôle secondaire étant placé dans une cavité secondaire dont la hauteur est la même que celle de la cavité principale (la hauteur est définie à $\lambda_{principal}/4$), l’addition des champs réfléchis et directs sortant de la cavité est en partie destructive.

L’ajout d’un second plan de masse à l’intérieur de la cavité secondaire offre un degré de liberté supplémentaire pour optimiser le taux d’ellipticité du dipôle secondaire. Ainsi, le dipôle secondaire peut être situé à une distance de $\lambda_{secondaire}/4$ de son plan de masse,

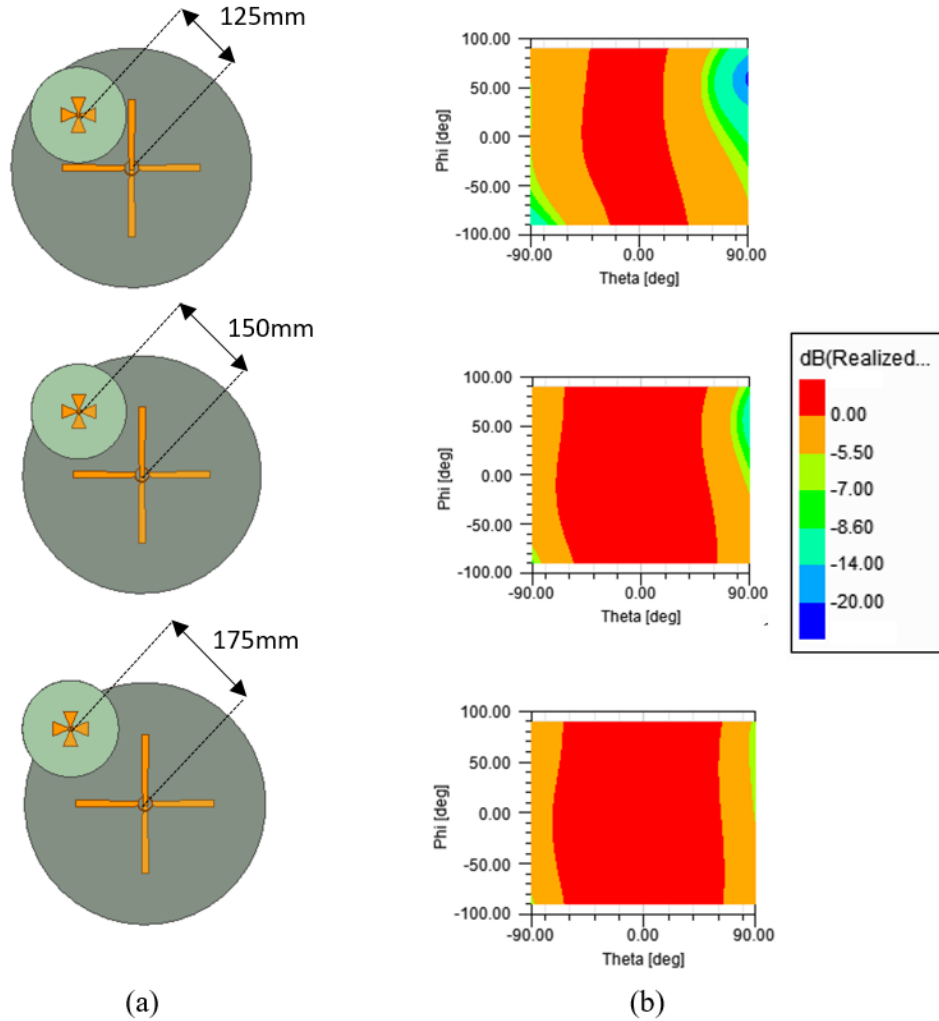


FIGURE 4.5 – Étude de l'impact de la position de la cavité secondaire sur le rayonnement du dipôle principal (TC) (a) Modèle TC + GNSS (b) Diagramme 2D du gain réalisé RHCP à 435MHz

permettant ainsi d'obtenir une pureté de polarisation bien supérieure (voir figure 4.5).

La figure 4.6 permet effectivement de constater que l'ajout d'un second plan de masse à une distance de $\lambda_{secondaire}/4$ du dipôle secondaire permet d'obtenir un taux d'ellipticité inférieur à 3dB sur toute la bande. Le modèle (TM + TJ) de la figure 4.6 remplit entièrement les spécifications excepté pour le couplage (voir figure 4.6 (b)). Une résonance du dipôle secondaire (S_{11}) présente autour de $2,4GHz$ est responsable de ce niveau de couplage élevé (S_{12}). En effet, chaque dipôle résonne dans la bande pour laquelle il a été dimensionné; cependant, un mode commun résonnant à une fréquence bien plus basse est souvent à l'origine d'un problème de couplage et d'asymétrie de rayonnement, si sa

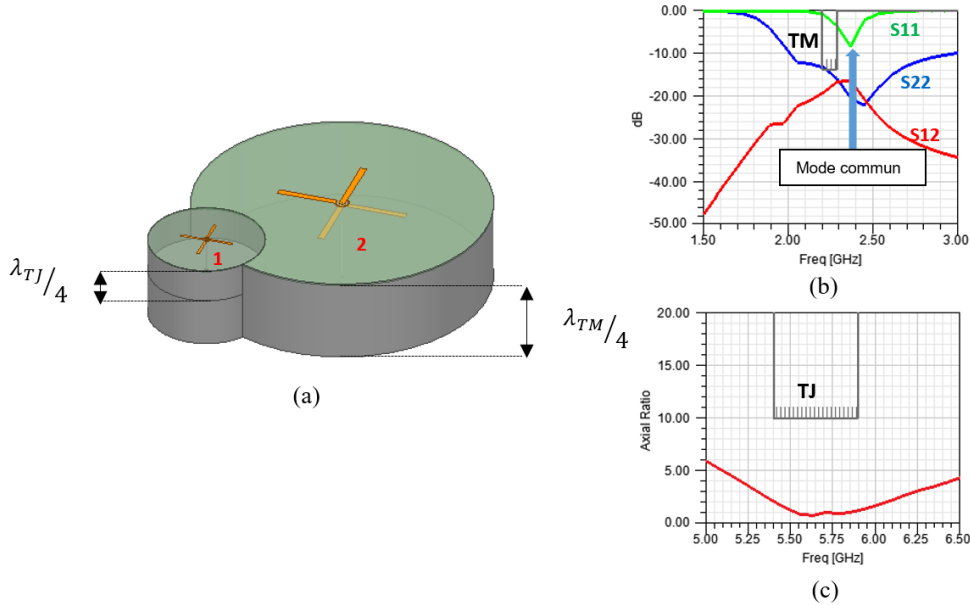


FIGURE 4.6 – (a) Modèle TM + TJ avec seconde cavité et second plan de masse (b) Paramètres S du dipôle principal (c) Taux d’ellipticité dans l’axe du dipôle secondaire

fréquence de résonance correspond à une bande voisine. Dans notre cas, la fréquence de résonance du mode commun du dipôle TJ est très proche de la bande TM, ce qui fait apparaître des courants induits sur le dipôle TJ aux fréquences TM. Ces courants rayonnent à leur tour et se traduisent par une hausse du couplage entre les dipôles ainsi que par une perturbation du rayonnement. Plusieurs solutions existent afin d’écarter ou de rejeter le mode commun telle que l’utilisation de baluns. Cependant, dans notre cas, un simple décalage fréquentiel du dipôle problématique permet de décaler suffisamment le mode commun, sans faire sortir la bande utile du dipôle en dehors des spécifications (voir figure 4.8 (a)).

Le substrat utilisé ici est le Rogers 3210 ($\epsilon_r = 10.2$, $CTE_z = 34ppm/(^{\circ}C)$, $\rho = 3g/(cm^3)$) dans deux épaisseurs différentes :

- Dipôle principal TM : 0.78mm
- Dipôle secondaire TJ : 0.375mm

Note : Le substrat peut être aisément remplacé par une autre référence qualifiée pour les applications aérospatiales tels que le Rogers TMM 10i ou encore le TLC 30 de Taconic.

Les figures 4.8 et 4.9 montrent les performances en adaptation, en polarisation et en gain dans les deux bandes TM et TJ respectivement. Les deux ports sont largement assez adaptés, sur une large bande. De même, la polarisation circulaire répond largement

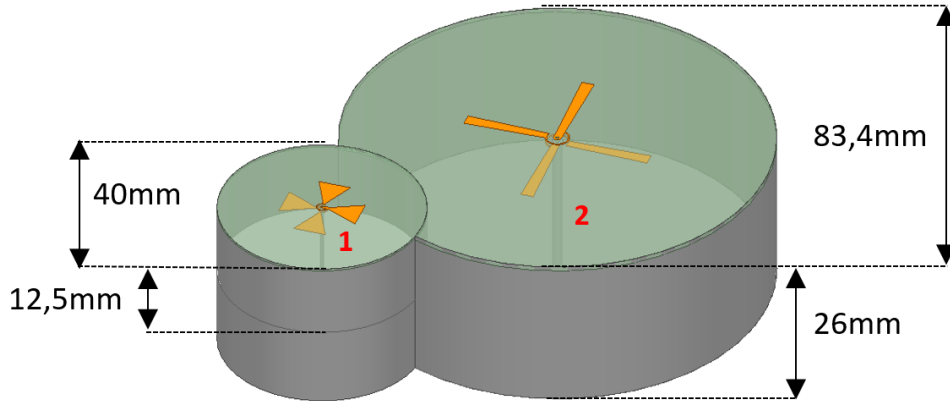


FIGURE 4.7 – Design du modèle (TM+TJ).

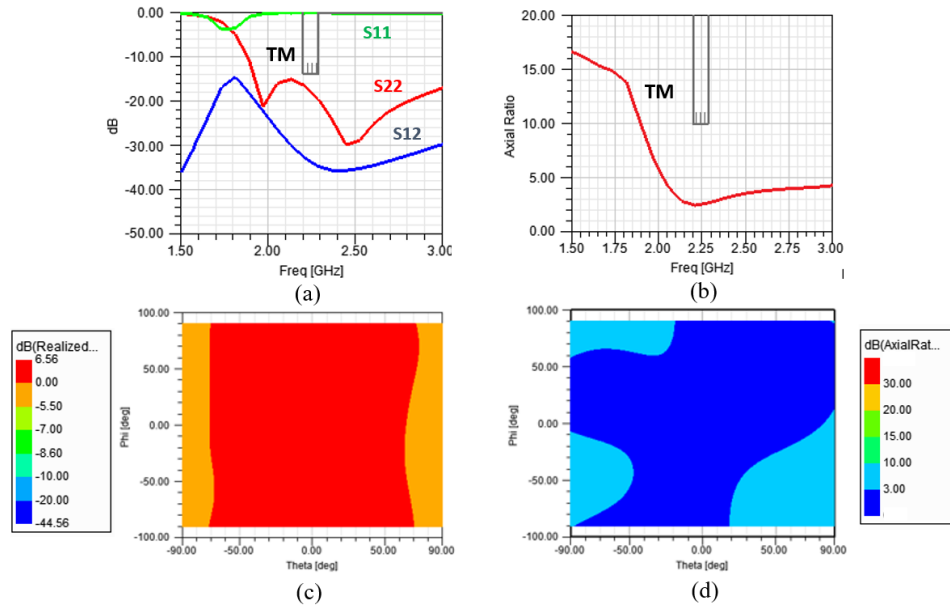


FIGURE 4.8 – : Résultats simulés de la bande TM du modèle (TM + TJ) : (a) Paramètres S (b) Taux d'ellipticité dans l'axe (c) Gain réalisé RHCP à 2.2 GHz (d) Diagramme 2D du taux d'ellipticité à 2.2 GHz

à la spécification de 10dB maximum en taux d'ellipticité. En terme de rayonnement, la couverture du gain est globalement très hémisphérique. On peut toutefois noter une chute du gain en bande TJ en ($\phi = 70^\circ; \theta = 90^\circ$) due à la présence de l'antenne TM à proximité. Malgré cette imperfection notable, les taux de couverture calculés et présentés dans le tableau 4.1 respectent entièrement la spécification. Les performances de l'antenne TM + TJ répondent à 100% des spécifications TM et TJ (voir tableau 4.1).

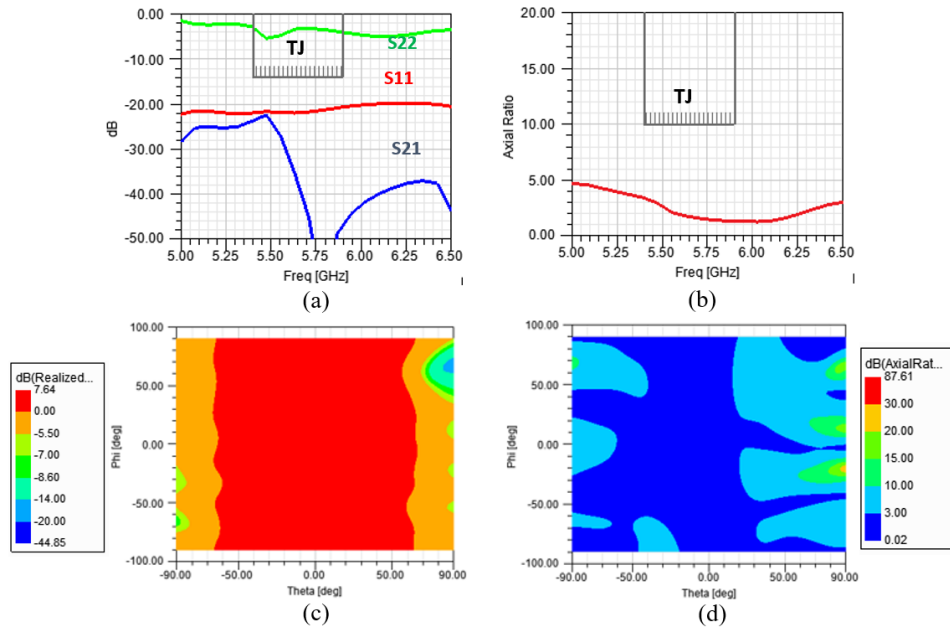


FIGURE 4.9 – : Résultats simulés de la bande TJ du modèle (TM + TJ) : (a) Paramètres S (b) Taux d’ellipticité dans l’axe (c) Gain réalisé RHCP à 5.65 GHz (d) Diagramme 2D du taux d’ellipticité à 5.65 GHz

TABLE 4.1 – : Taux de couverture du modèle (TM + TJ).

	TM (-5,5 dBic MIN)	TJ (-8,6 dBic MIN)
Spécification	99,5%	95%
Simulé	100%	98,6%

Nous pouvons constater que les bandes hautes ont les diagrammes de rayonnement les moins symétriques. Cette différence s’explique par les effets de diffraction des ondes hautes fréquences par les dipôles basses fréquences (ceci constitue d’ailleurs un problème récurrent des stations de base). Ici, les cavités limitent fortement ces effets dans la majorité des directions, mais ne suppriment pas le problème pour des angles très bas en élévation. Des techniques visant à réduire les courants induits d’un dipôle croisé sur l’autre permettent de largement diminuer l’impact du phénomène de diffraction sur le diagramme de rayonnement. Cependant, à ce niveau de performance obtenue et au vu de la complexité de ces techniques, il n’est pas pertinent de les appliquer.

4.2.2 Bilan

Les résultats montrent que le modèle bi-bande proposé dans cette partie répond à 100% des spécifications des bandes TM et TJ. Les deux bandes de fréquence étant relativement étroites, les deux éléments rayonnants ont pu facilement répondre aux besoins, notamment en terme de polarisation circulaire. Cependant, le mode commun du dipôle croisé TJ résonne au milieu de la bande TM. Il a donc fallu décaler ce mode commun pour éviter la perturbation intra-bande induite. Pour ce faire, la largeur de bande couverte par l'élément de la bande haute a été élargie puis décalée vers le bas du spectre. Cette technique permet de répondre très simplement à toutes les spécifications, notamment au taux de réjection de $-30dB$ maximum.

4.3 Antenne bi-bande de télécommande et GNSS

4.3.1 Procédure de design

De la même manière que pour le modèle (TM + TJ), une nouvelle antenne bi-bande couvrant les bandes TC et GNSS a été conçue et est présentée dans cette partie. Dans un premier temps, les dipôles et leur cavité sont conçus séparément, puis dans un second temps, les cavités sont imbriquées grâce à une simple étude paramétrique visant à déterminer la distance minimale à respecter entre le centre des deux cavités pour que le besoin de couverture soit atteint. Les figures 4.10, 4.11 et 4.12 montrent le modèle final ainsi que les performances obtenues par simulation.

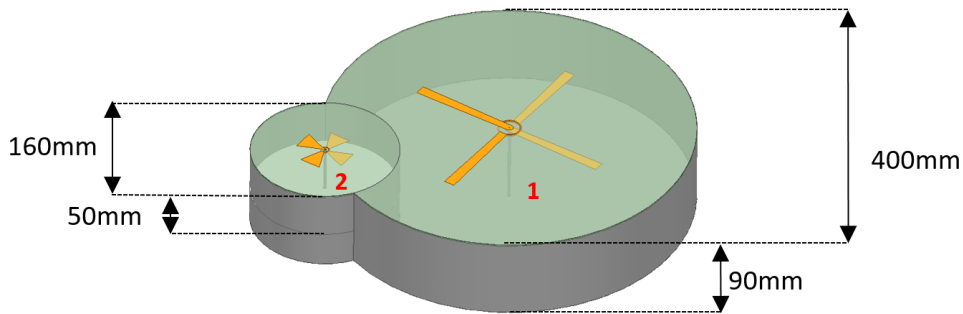


FIGURE 4.10 – Design du modèle (GNSS + TC).

Exactement de la même manière que pour l'antenne TM + TJ, les performances en adaptation, en polarisation et en gain sont toutes en accord avec les spécifications. On

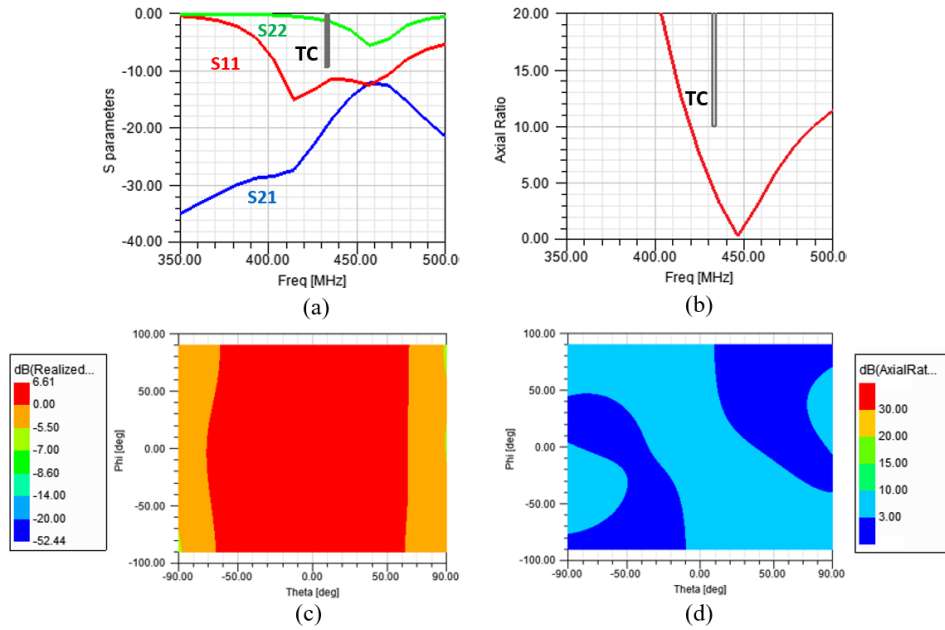


FIGURE 4.11 – : Résultats simulés de la bande TC : (a) Paramètres S (b) Taux d'ellipticité dans l'axe (c) Gain réalisé RHCP à 435MHz (d) Diagramme 2D du taux d'ellipticité à 435MHz

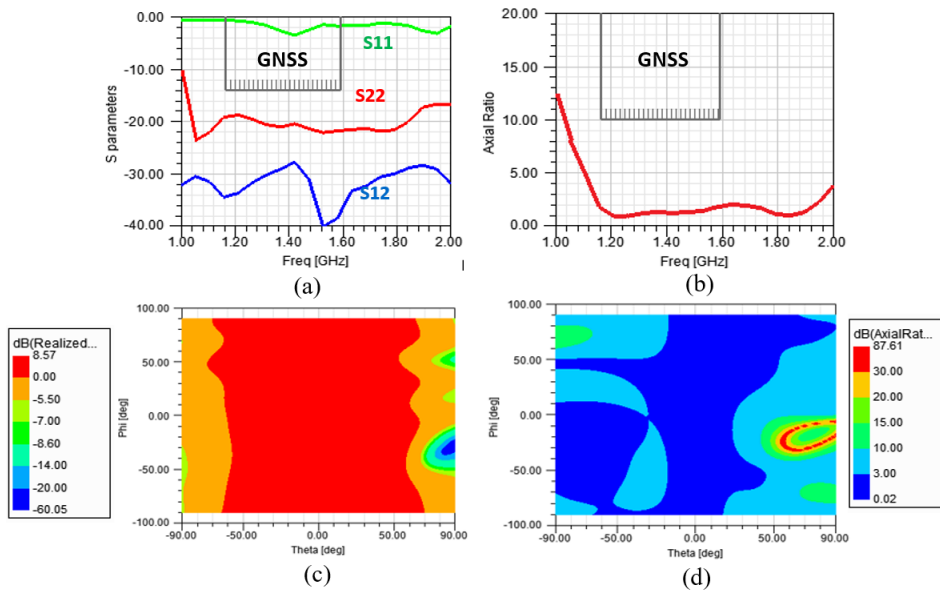


FIGURE 4.12 – : Résultats simulés de la bande GNSS : (a) Paramètres S (b) Taux d'ellipticité dans l'axe (c) Gain réalisé RHCP à 1.2GHz (d) Diagramme 2D du taux d'ellipticité à 1.2GHz

note cependant une perturbation dans les diagrammes de rayonnement en bande GNSS, caractérisé par une chute de gain et une augmentation brutale du taux d'ellipticité en

($\phi = -30^\circ; \theta = 90^\circ$), due à la présence de l'antenne TC à proximité. Cependant, les performances de l'antenne TC + GNSS répondent à 100% des spécifications TC et GNSS (voir tableau 4.2).

TABLE 4.2 – : Taux de couverture du modèle (GNSS + TC).

	TC (-14 dBic MIN)	GNSS (-7 dBic MIN)
Spécification	94,5%	97,4%
Simulé	100%	97,7%

4.3.2 Bilan

De la même manière que dans la précédente partie, un nouveau modèle d'antenne bi-bande couvrant les fonctions de télécommande TC et de géolocalisation GNSS est proposé. Cette fois-ci les deux fonctions étant réceptrices, aucun taux de réjection maximal n'est spécifié. L'antenne répond à 100% des spécifications.

4.4 Antenne Quadri-bande à cavités multiples

En reprenant la méthode précédente qui consiste à imbriquer des cavités l'une dans l'autre, c'est-à-dire en insérant les trois cavités couvrant les bandes GNSS, TM et TJ à l'intérieur de la grande cavité couvrant la bande TC, tout en prenant compte les contraintes d'espace et de couplage, il est possible de produire un nouveau design qui optimise l'espace disponible à l'intérieur de la grande cavité. Dans cette partie, un nouveau modèle quadri-bande est proposé et étudié.

4.4.1 Procédure de design

Dans cette nouvelle configuration où toutes les cavités sont réunies, l'espace disponible offert par la cavité TC permet de s'affranchir de la contrainte d'espace pour le placement des antennes TM et TJ. Il n'est donc pas indispensable de conserver la configuration enchevêtrée des cavités TM et TJ qui complique leur conception, en particulier pour le couplage de par leur proximité physique. Une nouvelle configuration des cavités est alors proposée : les antennes TM et TJ sont conçues et optimisées séparément dans un premier temps, puis elles sont intégrées à l'intérieur de la cavité TC en ayant des paramètres de position différents.

En utilisant un repère de coordonnées cylindrique dont le centre correspond au centre de la cavité TC, les trois antennes GNSS, TM et TJ ont alors deux paramètres qui définissent leur position (voir figure 4.13) :

- $R_{GNSS/TM/TJ}$: Distance entre le centre de la cavité TC et le centre de l'antenne en question.
- $\theta_{GNSS/TM/TJ}$: Angle formé entre la cavité en question et l'axe \vec{x} .

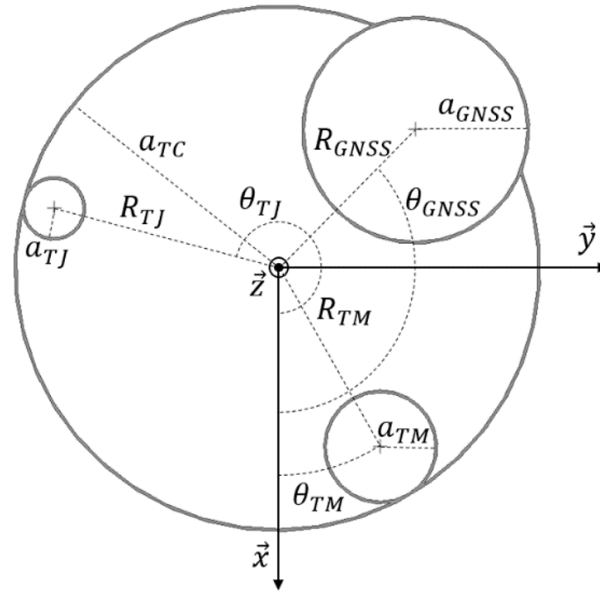


FIGURE 4.13 – : Schéma des cavités, vue de dessus.

Les paramètres $R_{GNSS/TM/TJ}$ ont été déterminés de manière à minimiser le volume total de l'antenne tout en conservant de bonnes performances RF. Les antennes TM et TJ étant suffisamment petites, elles peuvent être entièrement comprises dans la cavité TC. L'antenne GNSS étant relativement grande, il n'est pas possible de l'intégrer entièrement à l'intérieur de la cavité TC tout en conservant un fonctionnement acceptable de la TC. Elle est donc partiellement intégrée dans la cavité TC. Pour minimiser le couplage entre les bandes GNSS, TM et TJ, choisir les angles $\theta_{GNSS/TM/TJ}$ avec des écarts de 120° semble être la meilleure solution puisqu'elle permet de maximiser les distances entre ces antennes. Cependant, les quatre brins du dipôle TC n'étant espacés que de 90° , il faut veiller à ce que les cavités ne soient pas trop proches des brins, ce qui perturberait les performances de la bande TC. En revanche, la partie 4.5.3 montre que ces perturbations peuvent être utilisées afin de compacter la cavité TC.

La configuration optimale des cavités a été déterminée via des études paramétriques et les positions sont données dans le tableau 4.3.

TABLE 4.3 – : Positions des cavités.

	GNSS	TM	TJ
R	150mm	$\alpha_{TC} - \alpha_{TM}$	$\alpha_{TC} - \alpha_{TJ}$
θ	135°	30°	255°

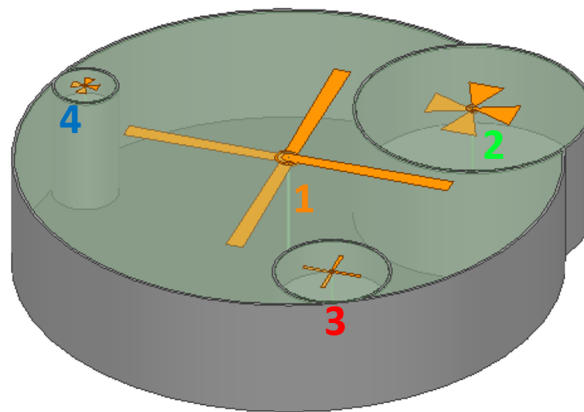


FIGURE 4.14 – : Modèle d'AUL quadri-bande.

Le modèle obtenu après optimisation de la position des cavités est affiché figure 4.14. Ce design montre de bonnes performances de radiation, de polarisation et d'adaptation. Des résultats simulés sont présentés pour chacune des bandes dans les figures 4.15, 4.16, 4.17 et 4.18. Les taux de couverture et de couplage sont également donnés dans les tableaux 4.4 et 4.5.

TABLE 4.4 – : Taux de couverture du modèle quadri-bande.

	TC (-14 dBic MIN)	GNSS (-7 dBic MIN)	TM (-5,5 dBic MIN)	TJ (-8,6 dBic MIN)
Spécification	94,5%	97,4%	99,5%	95%
Simulé	100%	De 92% à 97,7%	95,5%	99%

Au regard des spécification de l'AUL, les résultats démontrent dans l'ensemble de bonnes performances.

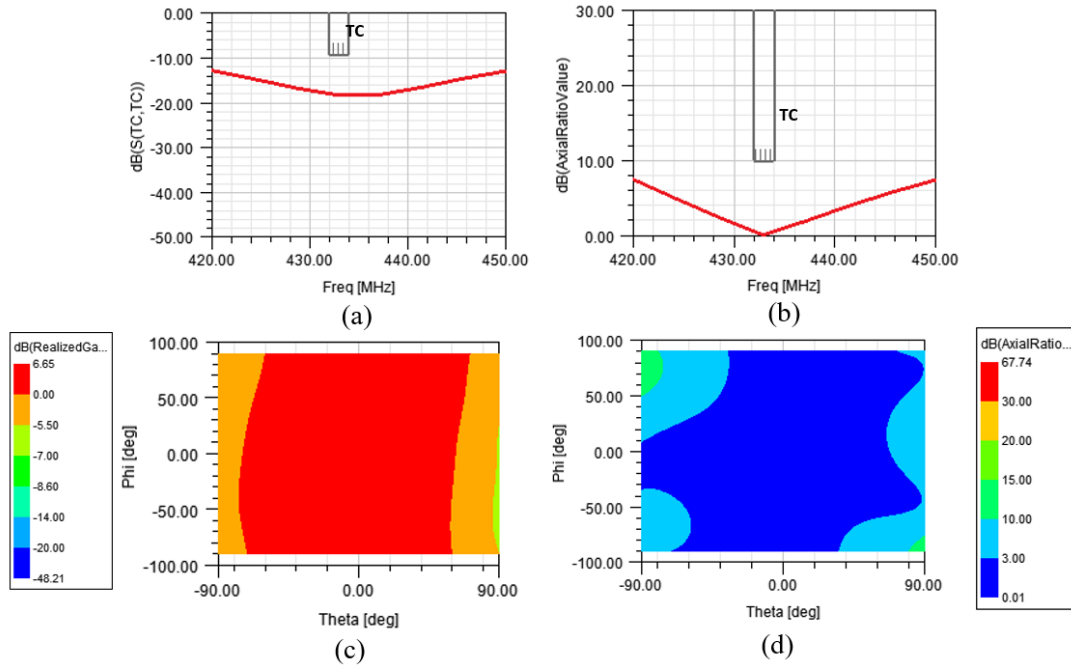


FIGURE 4.15 – : Résultats simulés de la bande TC du modèle quadri-bande.

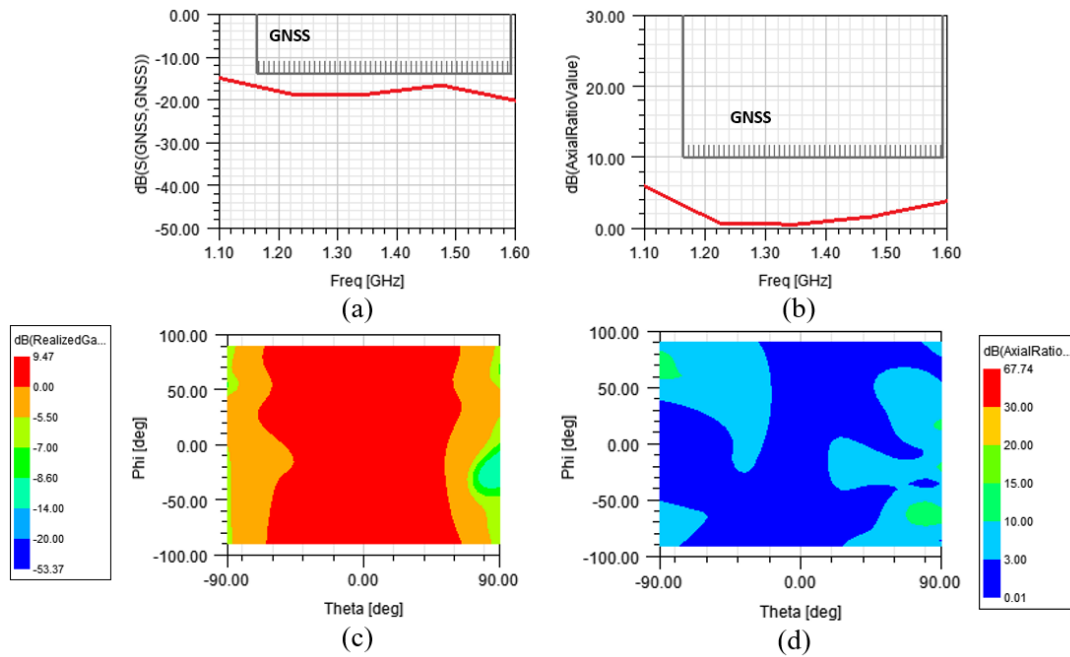


FIGURE 4.16 – : Résultats simulés de la bande GNSS du modèle quadri-bande.

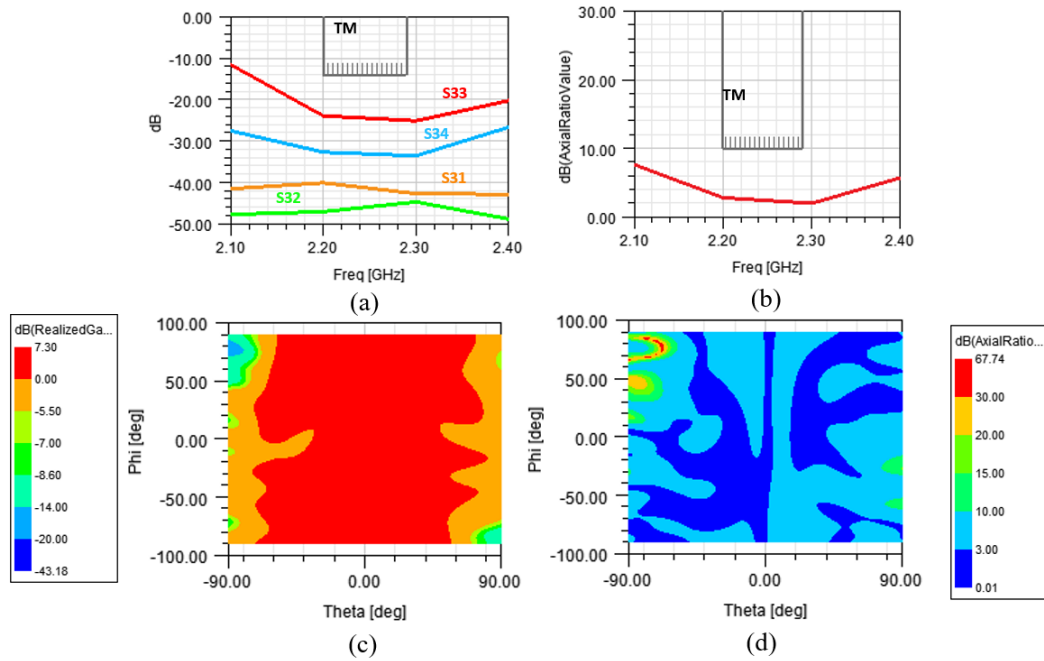


FIGURE 4.17 – : Résultats simulés de la bande TM du modèle quadri-bande.

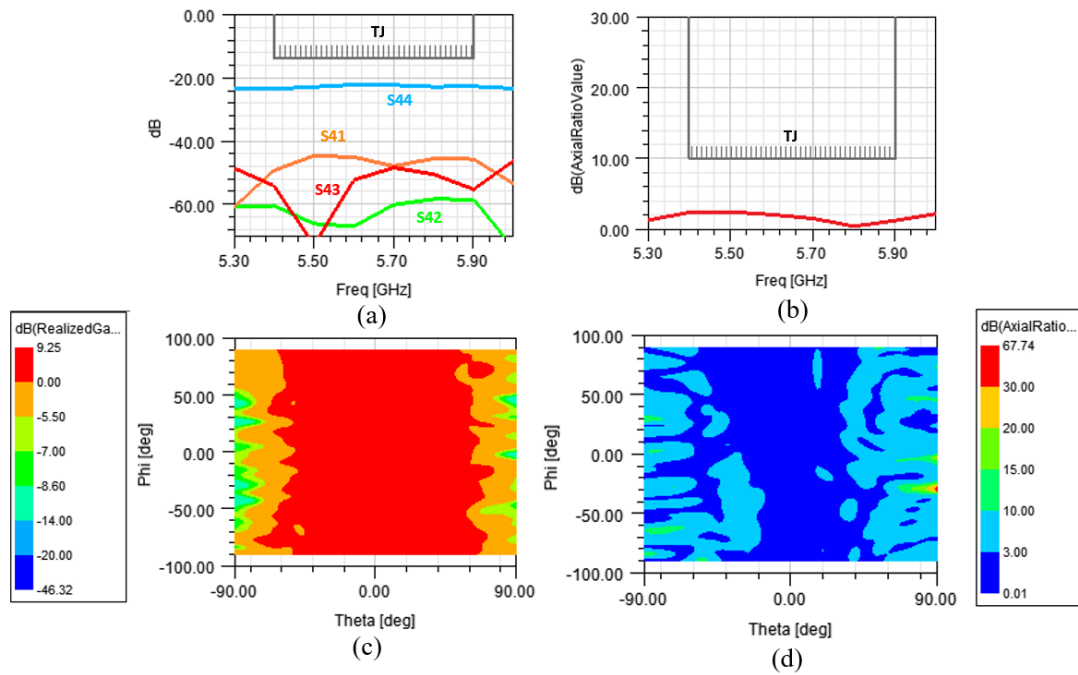


FIGURE 4.18 – : Résultats simulés de la bande TJ du modèle quadri-bande.

TABLE 4.5 – : Couplage entre les bandes Rx et Tx du modèle quadri-bande.

		Rx		
		Réjection (dB)	TC	GNSS
Tx	TM	-40	-45	-32
	TJ	-42	-60	N/A

Premièrement, les paramètres S obtenus sont très bons ; les coefficients de réflexion ont un niveau bien plus faible que ce qui est spécifié et sur une bande bien plus large, démontrant alors une certaine robustesse pour couvrir les bandes de fréquence, même en cas de décalage. Les coefficients de transmission entre les bandes Rx et Tx sont tous inférieurs à -30dB sur les bandes utiles, ce qui confirme davantage la capacité de la structure à cavité multiple à isoler les différents ports d'alimentation.

Deuxièmement, d'un point de vue général, les diagrammes de rayonnement sont très hémisphériques et la polarisation circulaire est de qualité largement suffisante et sur une large ouverture angulaire. Cependant, à mesure que l'on monte en fréquence, des déformations des diagrammes apparaissent à des angles bas d'élévation. Comme expliqué précédemment, ces déformations sont dues à la présence d'éléments métalliques parasites. Elles se font remarquer sur les taux de couverture calculés affichés dans le tableau 4.4. En vue du faible écart relatif par rapport à la spécification, les techniques de réduction des effets de diffraction ne sont pas envisagées.

4.4.2 Bilan

En enchevêtrant les cavités associées aux différentes bandes de fréquence de manière à assurer un découplage suffisant, un nouveau modèle quadri-bande a été conçu et répond à pratiquement tous les besoins de l'AUL. Comme indiqué dans les tableaux 4.4 et 4.5, les niveaux de couplages sont largement en-dessous de -30 dB, de même le taux de couverture répond pratiquement aux spécifications. En effet, on note une couverture légèrement insuffisante de l'ordre de 4% à 5% pour la TM et la partie haute de la bande GNSS. Ceci s'explique par la présence de chutes de gain à des angles bas en élévation, visibles dans les figures 4.16 et 4.17. Ces chutes de gain sont provoquées par les effets de diffraction des ondes par les éléments métalliques voisins dus à la structure de l'antenne.

À ce stade, la non-conformité des taux de couverture GNSS et TM n'est pas jugé rédhibitoire.

Autre point, les dimensions de ce modèle sont de $435mm \times 400mm \times 90mm$ et dépassent les dimensions maximales spécifiées qui sont de $400mm \times 400mm \times 130mm$. La prochaine partie de ce chapitre est donc consacrée à la réduction des dimensions de ce concept.

4.5 Miniaturisation

4.5.1 Insertion d'un diélectrique

Les dimensions de l'AUL peuvent être réduites en insérant dans les cavités un diélectrique ayant une permittivité strictement supérieure à 1. Chaque antenne a été redimensionnée individuellement avant d'être placée dans une configuration multi-bande. Jusqu'à maintenant, la permittivité du milieu contenu dans les cavités était de 1. Le coefficient de réduction des dimensions à l'aide d'un diélectrique est donc de l'ordre de $1/\sqrt{(\epsilon_r)}$ avec ϵ_r la permittivité relative du diélectrique utilisé.

Un modèle (voir AUL COMPACTE en annexe) a été conçu avec un diélectrique ayant une permittivité de 2.6, ce qui a permis de réduire considérablement les dimensions de l'AUL. Les résultats de ce modèle sont donnés dans les tableaux 4.6 et 4.7.

TABLE 4.6 – : Taux de couverture du modèle quadri-bande chargé par un diélectrique.

	TC (-14 dBic MIN)	GNSS (-7 dBic MIN)	TM (-5,5 dBic MIN)	TJ (-8,6 dBic MIN)
Spécification	94,5%	97,4%	99,5%	95%
Simulé	100%	De 93,3% à 99%	93%	95,5%

TABLE 4.7 – : Couplage entre les bandes Rx et Tx du modèle quadri-bande chargé par un diélectrique.

		Rx			
		Réjection (dB)	TC	GNSS	TJ
Tx	TM	-24	-20	-32	
	TJ	-25	-34	N/A	

Nous pouvons constater que les performances RF restent globalement identiques au modèle précédent, excepté pour les niveaux de réjection. En effet d'une part, les dimensions réduites des antennes impliquent qu'elles soient naturellement plus proches physiquement les unes des autres, ce qui augmente nécessairement le couplage. D'autre part, plus la

permittivité d'un milieu est élevée, plus il concentre les champs électriques et rend difficile le rayonnement. Par conséquent, la présence d'un diélectrique de permittivité supérieure à 1 accentue les perturbations induites par la proximité mutuelle des cavités.

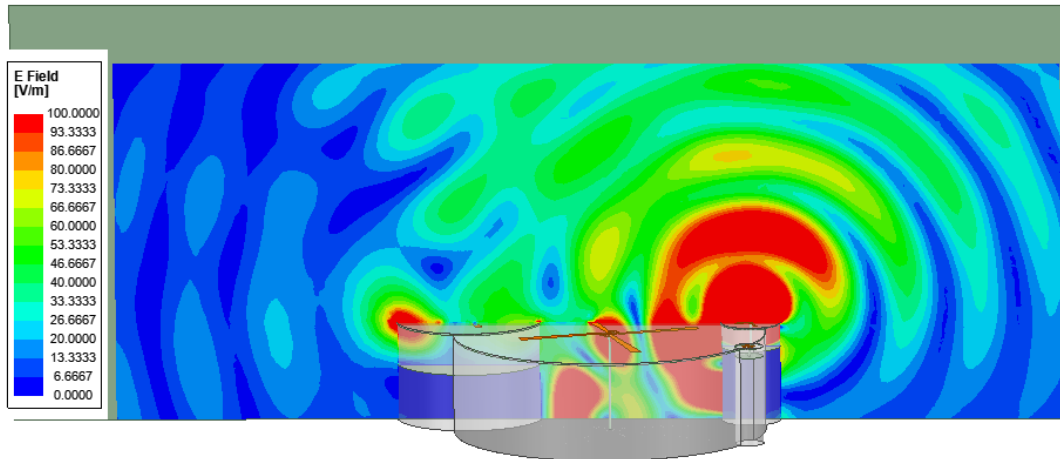


FIGURE 4.19 – : Champ électrique à 2.25 GHz du modèle avec diélectrique.

La figure 4.19 permet en effet de constater que le diélectrique concentre les champs aux fréquences TM dans la cavité TC ce qui perturbe davantage le diagramme de rayonnement et augmente le couplage.

4.5.2 Insertion d'un absorbant

Pour pallier au problème du couplage, l'ajout d'un matériau à haute perte diélectrique au fond de la cavité TC permet d'absorber les champs des bandes voisines et donc de diminuer drastiquement la concentration des champs dans cette cavité (Voir la figure 6.9 en annexe 2). Le fond métallique de la cavité TC n'a donc pratiquement plus d'impact puisque tous les champs sont absorbés avant de l'atteindre. Cet absorbant peut donc non seulement diminuer le couplage entre les bandes, mais permet aussi de diminuer la hauteur de l'AUL.

Un modèle dont l'antenne TC a été adaptée pour rayonner correctement dans une cavité comportant de l'absorbant Dedienne Alkard AK87 a été simulé. La figure 4.20 permet en effet de constater que la cavité TC comportant une couche d'absorbant concentre moins les champs aux fréquences TM. Les performances de ce modèle sont présentées dans les tableaux 4.8 et 4.9.

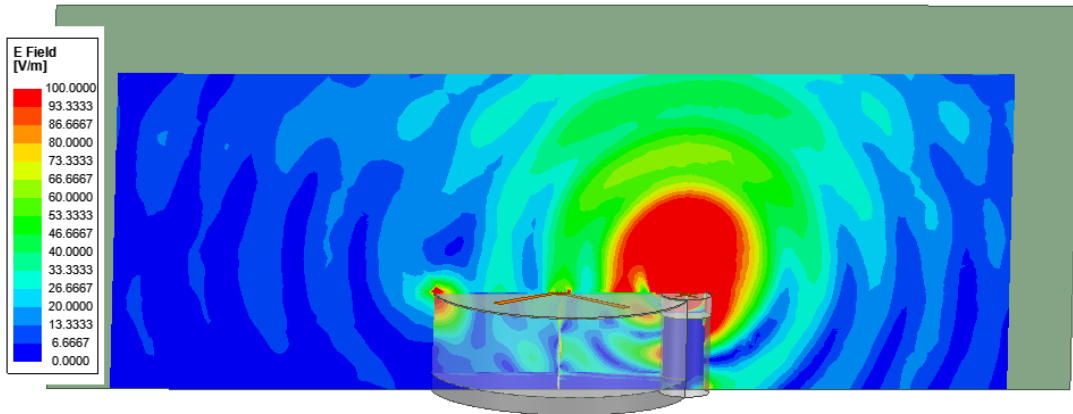


FIGURE 4.20 – : Champ électrique à 2.25 GHz du modèle avec diélectrique et absorbant.

TABLE 4.8 – : Taux de couverture du modèle quadri-bande chargé par un diélectrique et un absorbant.

	TC (-14 dBic MIN)	GNSS (-7 dBic MIN)	TM (-5,5 dBic MIN)	TJ (-8,6 dBic MIN)
Spécification	94,5%	97,4%	99,5%	95%
Simulé	100%	De 94,3% à 100%	96,2%	98%

TABLE 4.9 – : Couplage entre les bandes Rx et Tx du modèle quadri-bande chargé par un diélectrique et un absorbant.

		Rx		
		Réjection (dB)	TC	GNSS
Tx	TM	-40	-42	-46
	TJ	-44	-65	N/A

On constate une nette amélioration des performances, que ce soit en couverture de gain ou de couplage lorsqu'une couche d'absorbant est présente au fond de la cavité TC. Cependant, les solutions à base de diélectrique augmentent drastiquement la masse totale de l'antenne. En effet, le volume des cavités à remplir par du diélectrique étant conséquent, la masse du diélectrique seul peut atteindre les 15kg. Or, l'AUL possède une contrainte de poids d'environ 2 à 4kg. Ce type de miniaturisation doit donc être évité.

4.5.3 Miniaturisation UHF par le positionnement des cavités

Cette partie présente les travaux menés afin de réaliser un design compact et léger. En partant du design de l'antenne présentée dans la partie 4.4, un modèle compact sans diélectrique (ou avec un diélectrique de faible densité à permittivité proche de 1) a été produit en optimisant la cavité TC ainsi que la position des cavités GNSS, TM et TJ par rapport aux brins du dipôle TC.

La meilleure manière de compacter l'AUL est de réduire le diamètre de la cavité TC. Or, la valeur de ce diamètre a déjà été choisie pour que le guide d'onde ne soit pas sous coupure dans la bande TC tout en minimisant la taille. Il est donc clair qu'à permittivité constante, le guide d'onde passerait sous coupure dans la bande TC si l'on réduit son diamètre. Par conséquent, l'antenne TC subirait une baisse d'efficacité, de bande passante, ainsi qu'un potentiel décalage fréquentiel, ce qui doit être évité.

Cependant, dans notre cas, la cavité TC est complexe puisqu'elle contient d'autres cavités qui ont un impact sur l'impédance de l'antenne TC. Cet impact peut être utilisé pour compenser une partie des pertes de performances afin de répondre aux spécifications.

Une optimisation pas à pas a donc été réalisée en diminuant progressivement le diamètre de la cavité tout en changeant la position des cavités et la longueur du dipôle croisé TC. Cet algorithme manuel peut être décrit de la manière suivante :

- Diminuer le diamètre de la cavité TC de 10 ou 20mm ($\lambda_{TC}/100$).
- Changer la valeur de θ_{TM} , θ_{TJ} et r_{GNSS} jusqu'à retrouver de bonnes performances en adaptation et en polarisation aux fréquences de la bande TC. Puis recommencer la boucle à l'étape 1.

Plus les cavités GNSS, TM et TJ sont proches des bras du dipôle croisé TC, plus leur impact sur l'impédance d'entrée du dipôle est élevé. Cet impact se traduit par un décalage fréquentiel vers le bas du spectre ce qui permet de raccourcir le dipôle mais détériore la polarisation. Par exemple, la figure 4.21 permet de constater que plus la cavité TM se rapproche du bras du dipôle croisé TC (i.e. quand θ_{TM} augmente), plus la bande passante s'élargit et se décale vers les basses fréquences mais le taux d'ellipticité devient supérieur à 3dB.

Les paramètres θ_{TM} , θ_{TJ} et r_{GNSS} offrent des degrés de liberté ayant un fort impact sur les performances TC et peuvent donc être optimisés pour répondre au mieux aux spécifications RF en minimisant la taille. Après optimisation, les dimensions de l'AUL sont : $320mm \times 399.5mm \times 90mm$ ($0.46\theta_{TC} \times 0.57\theta_{TC} \times 0.13\theta_{TC}$), soit une réduction de 30% de la surface occupée par rapport au modèle de la partie 4.4 (voir figure 4.22).

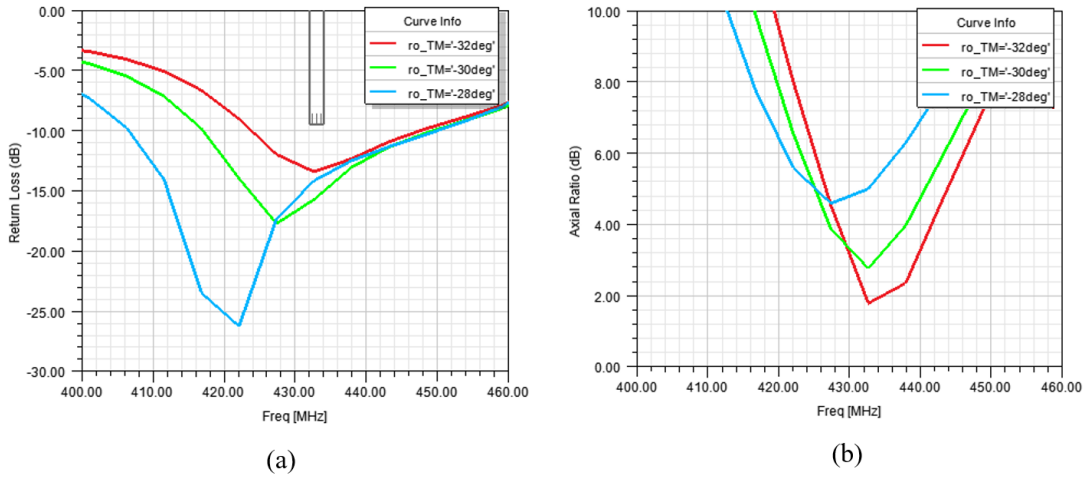


FIGURE 4.21 – : Impact de la position de la cavité TM sur les performances aux fréquences TC. (a) Coefficient de réflexion (b) Taux d'ellipticité.

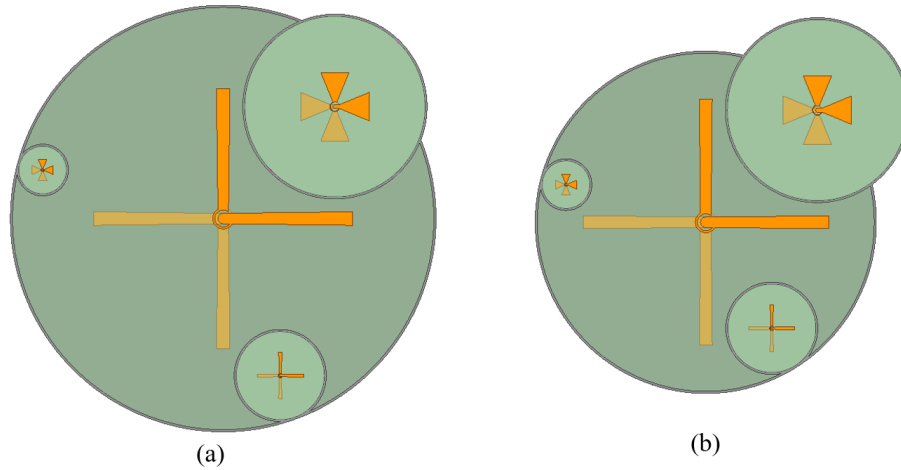


FIGURE 4.22 – : Modèle d'AUL quadri-bande vue du dessus (a) Modèle du paragraphe 4.4 (b) Modèle après optimisation des cavités

Les performances sont présentées figure 4.23 et dans le tableau 4.10.

TABLE 4.10 – : Couplage entre les bandes Rx et Tx du modèle quadri-bande compact.

		Rx		
		Réjection (dB)	TC	GNSS
Tx	TM	-32	-36	-36
	TJ	-47	-55	N/A

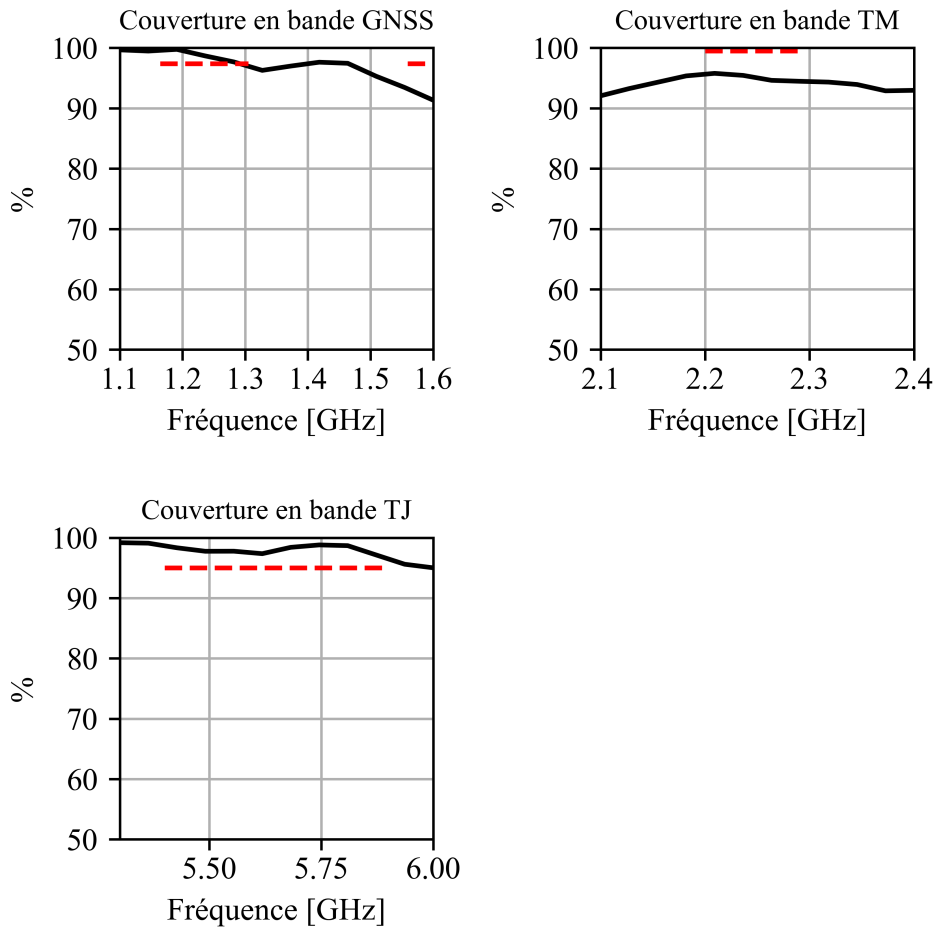


FIGURE 4.23 – : Pourcentages de couverture du modèle quadri-bande compact selon les différents niveaux de gain minimum spécifiés.

Les performances de l'antenne après miniaturisation sont sensiblement les mêmes qu'avant miniaturisation. Notamment en terme de capacité à répondre aux spécifications de l'AUL; les paramètres S répondent totalement aux besoins, aussi bien en réflexion ou en transmission. De même, les taux de couverture comportent les mêmes défauts aux mêmes fréquences que dans la partie 4.4. C'est-à-dire, des déformations du diagramme de rayonnement de plus en plus présentes à mesure que la fréquence augmente, se traduisant par des chutes de gain à des angles bas en élévation. Néanmoins, ces non-conformités des taux de couvertures, notamment pour les bandes GNSS et TM, sont relativement faibles (de l'ordre de quelques pourcents). Par conséquent, aucune piste d'amélioration (telle que l'utilisation de "choke" ou de méta-matériaux pour réduire l'impact des courants induits) n'est engagée.

4.5.4 Bilan

Dans cette partie dédiée à la miniaturisation du modèle quadri-bande, plusieurs designs employant des techniques différentes ont été proposés. Un premier design consiste à remplir les cavités par un simple diélectrique de permittivité supérieure à 1. Cet ajout a en effet permis de réduire les dimensions, mais au détriment d'une augmentation importante du couplage entre les bandes, si bien que les taux de réjection ne sont plus respectés. Cette détérioration due à la présence du diélectrique qui concentre les champs nous a poussés à ajouter une couche absorbante dans la grande cavité, de manière à piéger ces champs et donc à réduire le couplage entre les différents éléments. Néanmoins, ces deux designs comportant des matériaux à permittivité relativement élevée ont une masse importante, ce qui n'est pas acceptable dans le cadre de l'application pour laquelle l'antenne est développée.

C'est pour cette dernière raison qu'un autre modèle quadri-bande compact a été développé en évitant d'introduire des matériaux plus denses. En plaçant précisément les trois cavités les plus petites à l'intérieur de la grande cavité, il fut possible de tirer parti des effets réactifs induits par les murs métalliques sur le dipôle croisé TC. De cette manière, la bonne adaptation du dipôle croisé TC est assurée malgré ses dimensions et malgré celles de la cavité qui l'entoure. Cette miniaturisation de l'ordre de 30% a cependant eu pour conséquence de réduire la largeur de bande d'adaptation aux fréquences UHF, mais répond toujours au besoin. Par ailleurs, les non-conformités des taux de couvertures aux fréquences GNSS et TM ne sont pas rédhibitoires à ce stade, notamment parce qu'elles sont relativement faibles.

4.6 Impact du plan de masse

Jusqu'à maintenant, l'environnement de l'antenne lorsqu'elle est placée sur la peau d'un lanceur n'a pas été reproduit dans les simulations. Or, il est difficile de simuler avec des méthodes exactes l'environnement total du lanceur étant donné les dimensions de ce dernier par rapport à l'antenne. D'un point de vue électrique et à titre d'exemple, la hauteur du lanceur Ariane 5 correspond à environ 72 fois la longueur d'onde la plus grande (TC) et à environ 942 fois la longueur d'onde la plus petite (TJ). En méthode des éléments finis (FEM), il est clair que le nombre de mailles nécessaires au calcul des champs rayonnés serait bien trop grand pour une station classique de simulation. Néanmoins, par retour d'expérience, simuler en méthode d'éléments finis les antennes placées sur un plan

de masse plan d'un mètre de diamètre – et cela quel que soit leur bande – constitue un bon compromis en première approche. En effet, même si le rapport de taille entre un tel plan de masse de chaque longueur d'onde n'est pas le même, cette approche permet de limiter les calculs tout en offrant la possibilité d'identifier la tendance des perturbations induites par la peau du lanceur sur les performances de chaque antenne. Cette étude est présentée au paragraphe 4.6.1.

Pour aller plus loin en terme de représentativité des conditions d'intégration sur lanceur, une seconde approche consiste à simuler l'AUL sur une structure tronquée du lanceur, constituant ainsi un plan de masse courbe plus représentatif de la réalité. Cette approche est décrite au paragraphe 4.6.2; elle repose sur une méthode hybride de résolution numérique.

4.6.1 Plan de masse plan

Dans le cas de la première approche, comme introduit précédemment, on considère un plan de masse plan de 1m de diamètre. Les diagrammes de rayonnement et de polarisation évalués aux fréquences centrales des bandes fonctionnelles sont présentés figure 4.25.

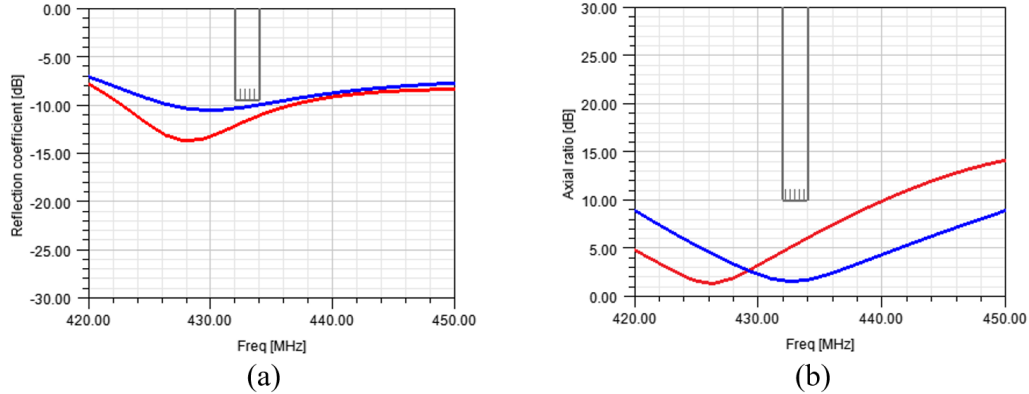


FIGURE 4.24 – : Performances de l'antenne TC avec (en rouge) et sans (en bleu) plan de masse de 1m de diamètre. (a) S_{11} (b) Taux d'ellipticité

Aucun impact significatif n'a été identifié sur les niveaux d'adaptations excepté pour la bande TC. Un décalage fréquentiel est notable sur l'adaptation et le taux d'ellipticité du dipôle TC, voir figure 4.24. Une correction est alors nécessaire pour un fonctionnement sur plan de masse. Cependant, cette correction n'a pas été prise en compte pour la fabrication du prototype. Cette constatation démontre la sensibilité de l'antenne TC à son environnement.

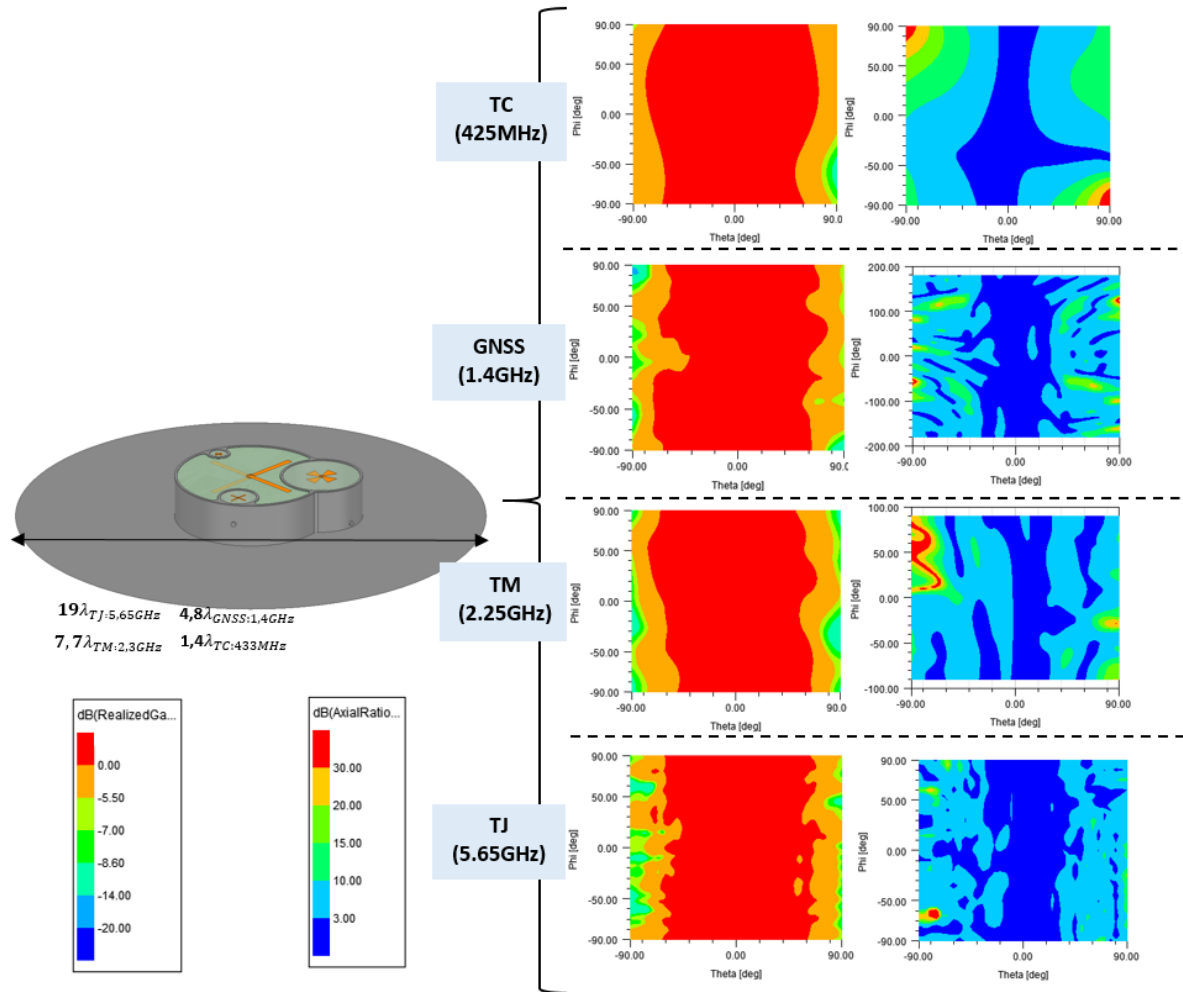


FIGURE 4.25 – : Diagramme de rayonnement du gain réalisé RHCP (à gauche) et du taux d'ellipticité (à droite) de l'AUL posée sur un plan de masse de 1m de diamètre.

Cette première approche montre globalement que l'AUL rayonne de manière similaire avec un plan de masse plan de 1m de diamètre que dans le cas où elle est placée en espace libre. On note cependant un "resserrement" des diagrammes de gain vers la direction de l'axe principal, se traduisant par une diminution du gain à des angles faibles en élévation. Ce comportement n'est pas surprenant puisqu'il se retrouve dans la plupart des situations où une antenne est placée sur un plan de masse. Le taux de couverture s'en retrouvera diminué (voir le bilan 4.6.3).

4.6.2 Tronçon de lanceur

Dans le cas de la seconde approche, on choisit de simuler l'AUL sur une structure tronquée du lanceur dont l'ouverture au centre est de 45° avec une largeur de 1m.

On fait également l'hypothèse arbitraire que l'AUL peut être "enterrée" sur une hauteur de 75mm sous la surface de la structure.

Les diagrammes de rayonnement et de polarisation évalués aux fréquences centrales des bandes fonctionnelles sont présentés figure 4.26.

L'impact du plan de masse sur la bande TC décrit précédemment dans le cas du plan de masse plan de 1m de diamètre est légèrement accentué dans le cas du tronçon de lanceur. On note une perte de gain réalisé dans l'axe principal. Cependant, les besoins de cette bande de fréquence restent entièrement couverts.

Concernant les autres bandes de fréquence, les diagrammes de rayonnement ne semblent pas avoir changé par rapport à ceux de la première approche avec plan de masse plan. Une comparaison plus fine présentée dans le bilan qui suit est nécessaire pour conclure.

À noter que des difficultés à simuler l'AUL aux fréquences de la bande TJ ont été rencontrées. En effet, l'algorithme de maillage de HFSS peut faire des erreurs lorsque le volume du modèle total devient très grand par rapport aux éléments circulaires les plus petits. Afin d'obtenir des résultats pertinents, deux simulations ont été comparées et le pire cas a été sélectionné :

- Une simulation en méthode des éléments finis (FEM) classique mais avec une structure de l'AUL simplifiée (modèle électriquement non réaliste de la partie 4.5.3).
- Une simulation en méthode hybride employant à la fois la méthode des éléments finis pour la structure de l'AUL électriquement réaliste et la méthode des moments (MoM) pour le calcul des courants sur le tronçon du lanceur. Comme attendu, cette simulation donne des résultats légèrement moins bons que dans le cas de la structure simplifiée. C'est donc ces résultats qui sont affichés pour la bande TJ dans la figure 4.26.

4.6.3 Bilan

Quel que soit le modèle étudié, la polarisation circulaire ne semble pas être significativement perturbée par le plan de masse dans la mesure où l'AUL répond toujours au besoin de polarisation. En revanche, le gain réalisé semble être bien plus impacté. Les figures 4.27 et 4.28 comparent pour chaque bande (excepté pour la bande TC qui ré-

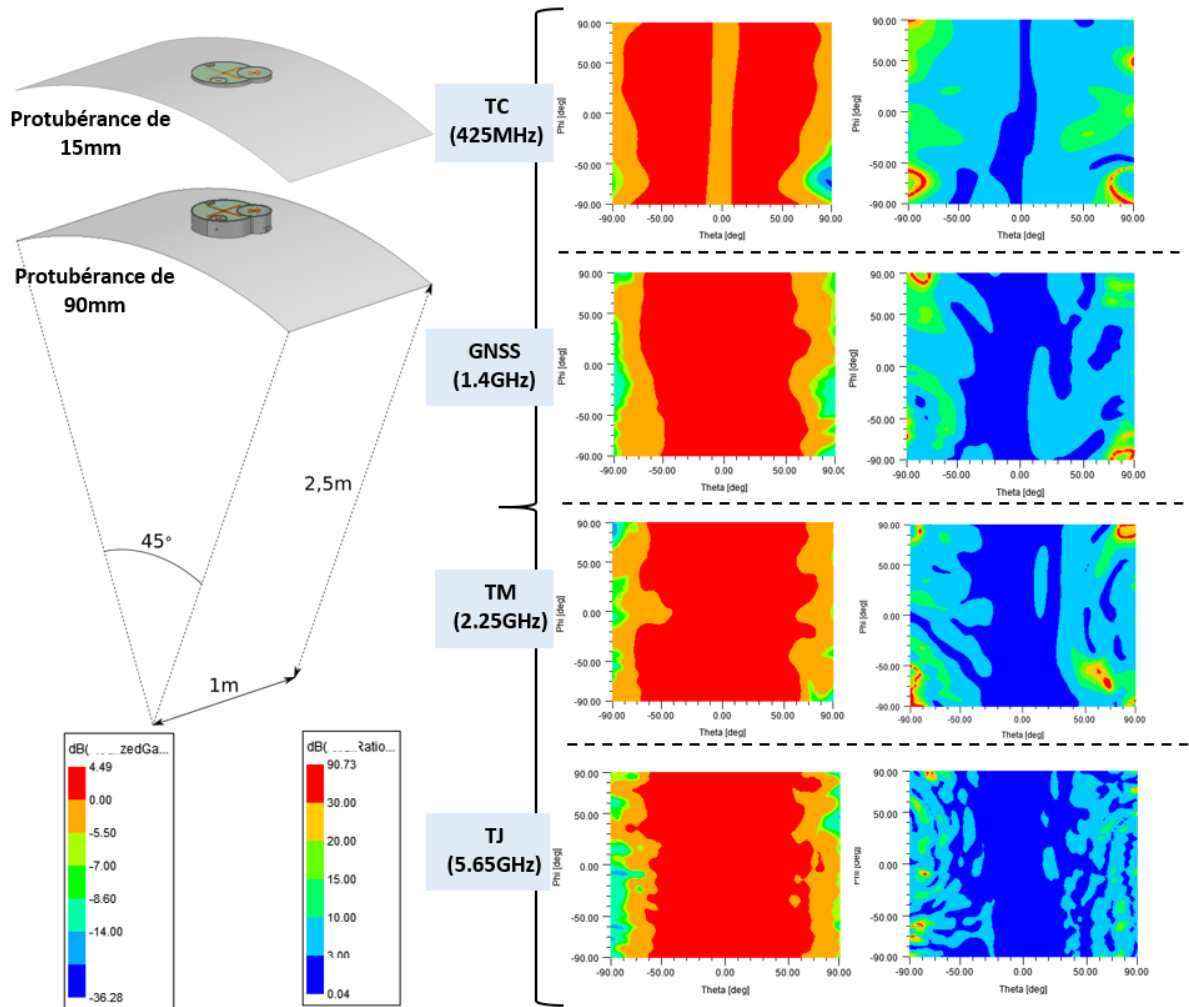


FIGURE 4.26 – : Diagrammes de rayonnement du gain réalisé RHCP (à gauche) et du taux d’ellipticité (à droite) de l’AUL posée sur un tronçon de lanceur de 5m de diamètre et protubérante de 90mm.

pond toujours aux spécifications) leur niveau de couverture du gain réalisé RHCP dans différentes configurations du plan de masse.

Les figures 4.27 et figure 4.28 permettent de constater que l’ajout d’un plan de masse ne dégrade pas systématiquement la couverture sur toutes les bandes de fréquences. Notamment, la figure 4.27 montre que la plus grande dégradation de la couverture est dans le cas du plan de masse plan de 1m de diamètre. Dans le cas du tronçon de lanceur, la couverture est moins détériorée. En particulier, lorsque l’AUL est enfouie d’une hauteur de 75mm sous le tronçon, la détérioration de la couverture est presque inexistante. Il est plus difficile de conclure dans le cas de la bande TJ puisque différentes méthodes de simulation ont été utilisées. Retenons néanmoins que dans toutes les configurations, le besoin

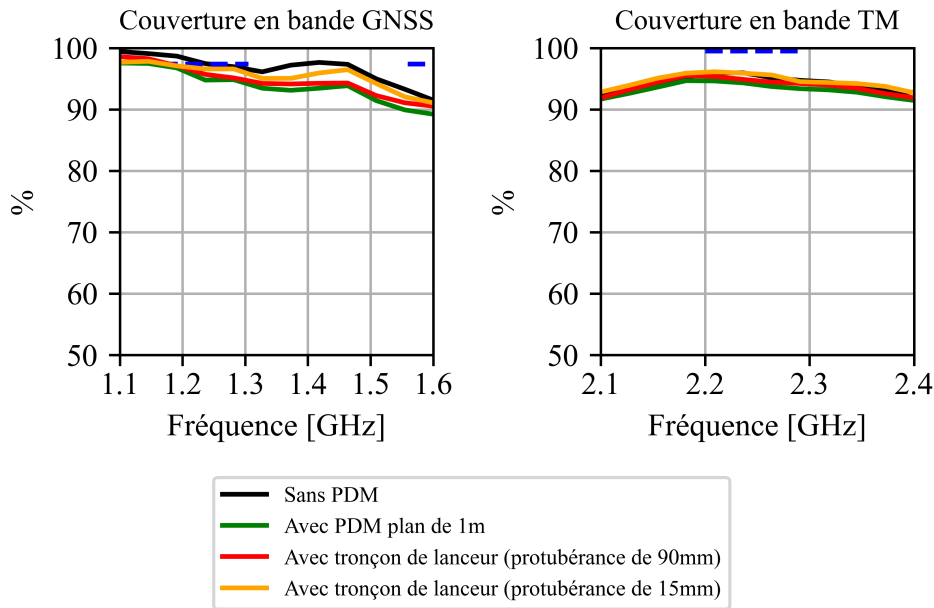


FIGURE 4.27 – : Pourcentages de couverture selon les différentes configurations du plan de masse.

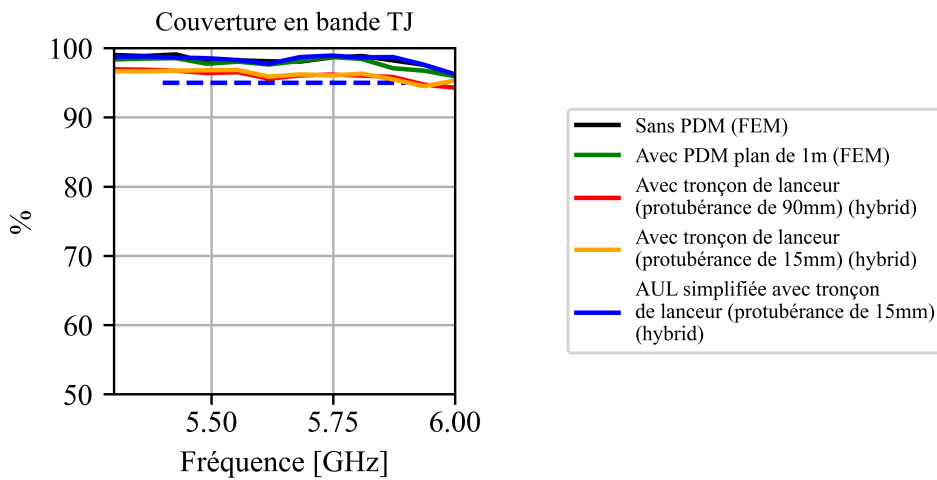


FIGURE 4.28 – : Pourcentages de couverture à la bande TJ selon les différentes configurations du plan de masse et selon les méthodes employées.

de couverture est soit complètement respecté en bande TC et TJ, soit non-conforme en bande GNSS et TM avec un écart relativement faible allant de 4% à 10% dans le pire des cas.

4.7 Antenne conforme

Une autre configuration d'antenne est évaluée ici, celle d'une antenne elle-même conforme à la structure lanceur. Compte tenu des dimensions de l'AUL, conformer l'antenne pourrait faciliter son intégration sur un lanceur en lui faisant épouser la courbure de la structure porteuse de l'étage. Étant donné le nombre de cavités, il a été jugé préférable d'un point de vue modélisation et performances RF que toutes les parties de l'AUL (fonds des cavités inclus) soient conformées. Ainsi, en paramétrant la courbure du modèle 3D en fonction du diamètre du lanceur et du niveau d'enfouissement, le modèle est adaptable instantanément à n'importe quelle taille de lanceur et n'importe quelle configuration sans aucune modification de la définition de l'AUL.

A noter qu'ici, on ne considère la présence d'aucun plan de masse, l'objectif est uniquement d'évaluer l'impact de l'application d'un rayon de courbure sur les éléments constitutifs de l'antenne.

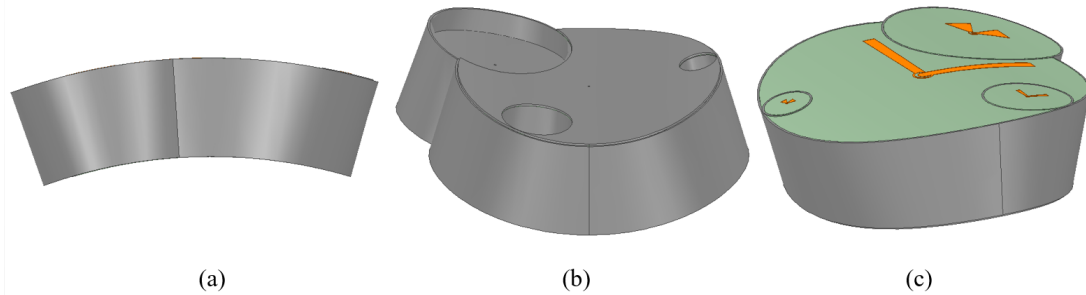


FIGURE 4.29 – : AUL conformée pour un lanceur de 1m de diamètre et pour une protubérance de 50mm. (a) Vue de profil (b) Vue par-dessous (c) Vue par-dessus

Les simulations sur HFSS de cette structure ont montré que les performances RF sont maintenues malgré un rayon de courbure de 5m de diamètre affecté à tous les éléments. Quelques ajustements sur la longueur des dipôles peuvent être nécessaires afin de compenser d'éventuelles variations de leur longueur électrique induites par la courbure.

Cependant, le modèle conforme n'avait pas été suffisamment travaillé d'un point de vue RF pour qu'il fasse l'objet de l'étude mécanique de la partie 4.8. Des problèmes de simulation ont notamment été rencontrés, en particulier lors de la phase de maillage du modèle 3D. Aujourd'hui, ces problèmes ont été résolus et le modèle est désormais exploitable. Les figures 4.30 et 4.31 montrent les premiers résultats de simulations de l'AUL conformée à un diamètre de 5m sans enfouissement. Globalement, les performances sont correctes mais peuvent être améliorées par optimisation.

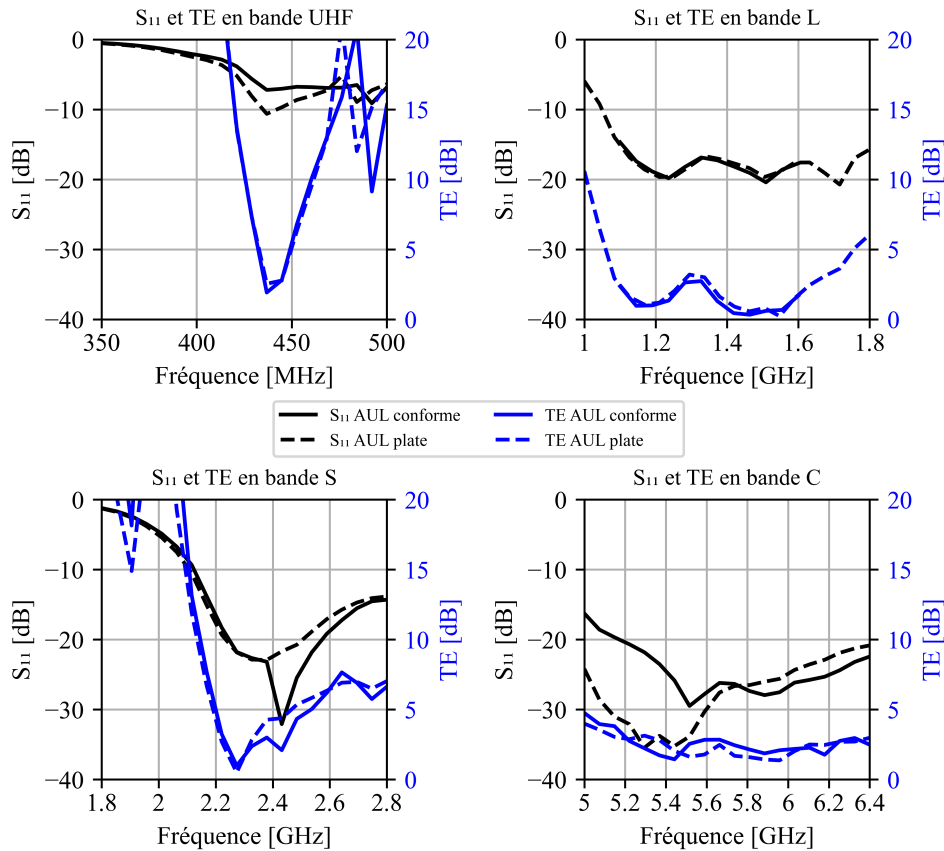


FIGURE 4.30 – : Paramètres S et taux d’ellipticité de l’AUL conforme à un rayon de courbure de 2.5m.

4.8 Prototypage

4.8.1 Définition électrique du prototype

Les figures 4.32, 4.33 et 4.34 présentent l’AUL en nommant les différentes dimensions nécessaires à la reproduction du design. Le tableau 4.11 ci-dessous résume toutes les valeurs des dimensions qui ont été sélectionnées pour la production du prototype d’AUL.

La liste des éléments et des matériaux utilisés pour la réalisation sont listés ci-dessous :

- Substrat : TLC 30 de la société Taconic ($\epsilon_r = 3$). Dans différentes épaisseurs : TJ et TM (0,79mm), GNSS et TC (1,58mm)
- Câbles : Semi-rigide RG405.
- Cavité :
 - Matière : Aluminium

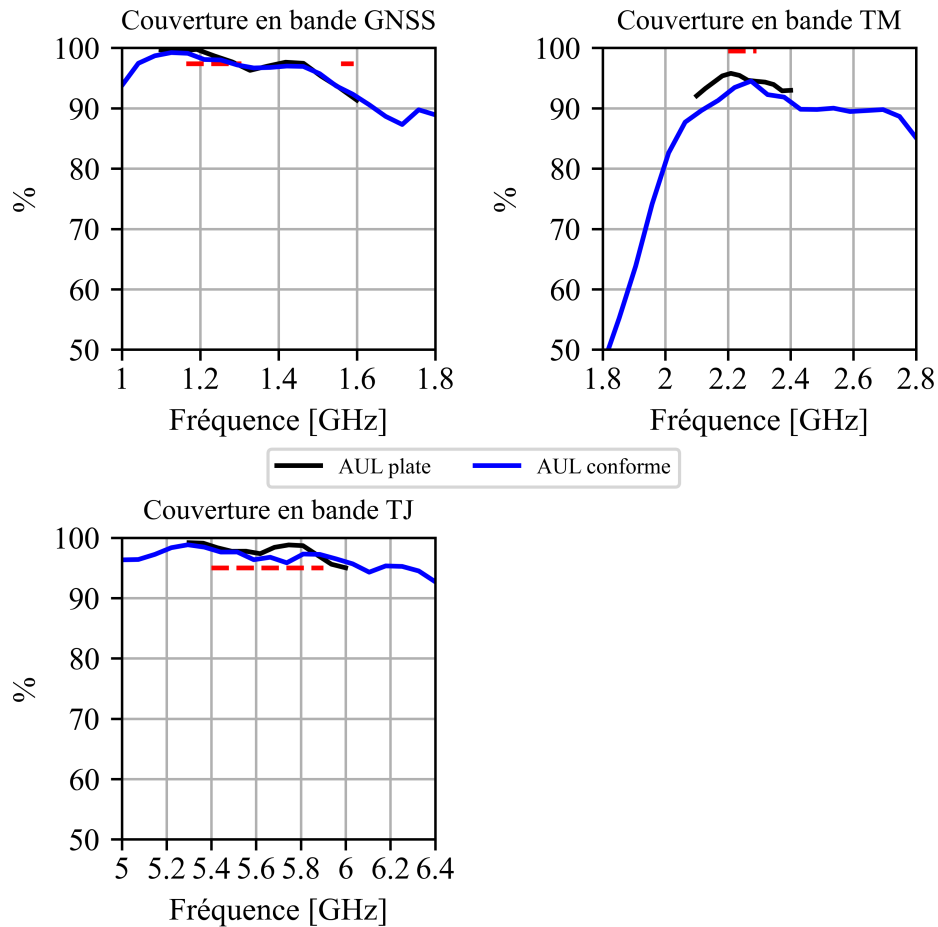


FIGURE 4.31 – : Pourcentages de couverture de l’AUL conforme à un rayon de courbure de 2.5m selon les différents niveaux de gain.

- Épaisseur : 2mm
- Dipôles :
 - Matière : Cuivre
 - Épaisseur : $35\mu\text{m}$ (ED)
- Connectiques : L’antenne sera montée sur des connecteurs TNC pour des raisons de tenue en puissance (particulièrement pour les bandes TM et TJ). Pour les mesures, des adaptateurs TNC vers SMA seront utilisés afin de connecter l’antenne aux appareils de mesure.
- Diélectrique remplissant les cavités : Dinvincell H45

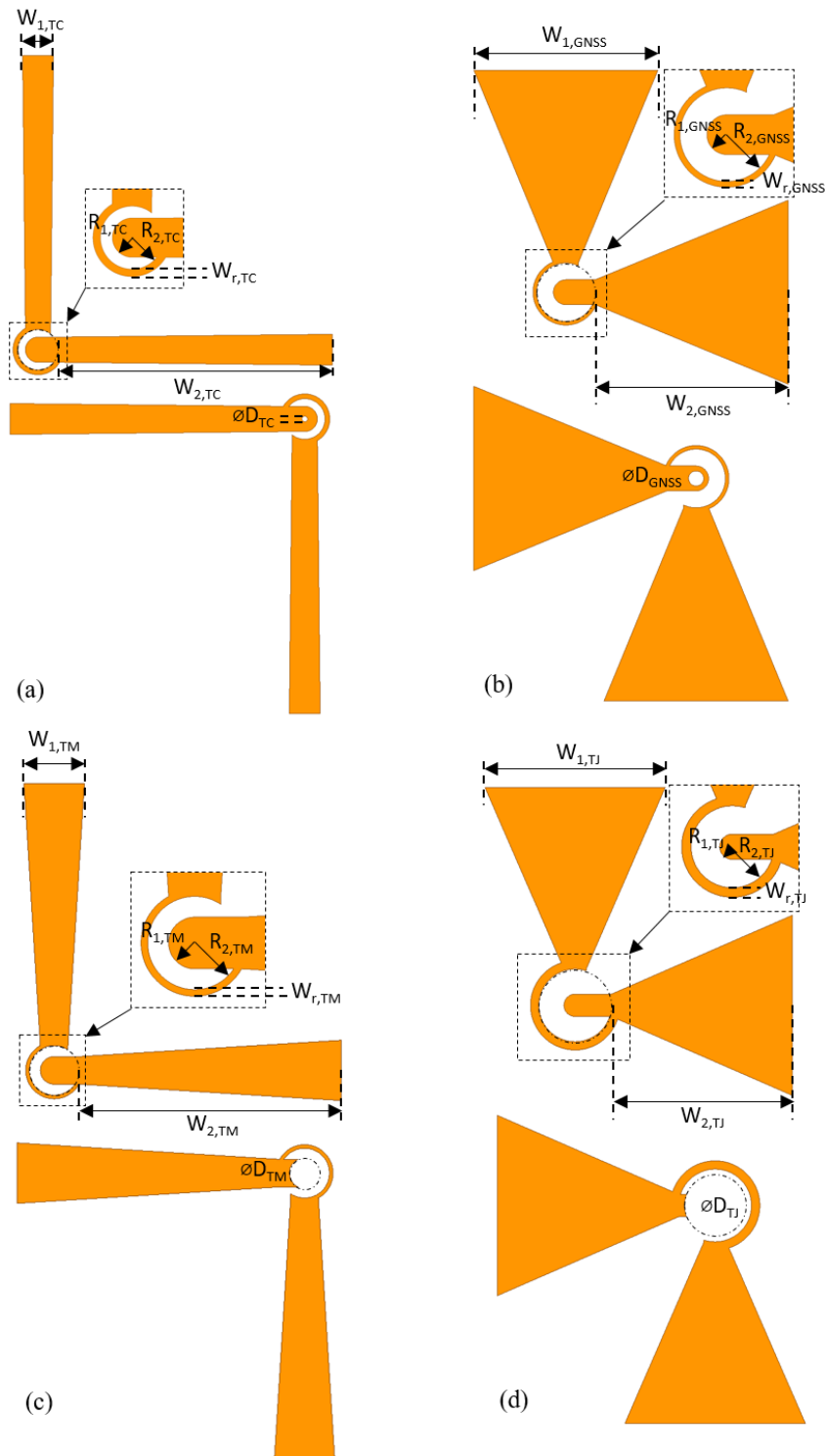


FIGURE 4.32 – : Structures des dipôles vue de dessus (a) TC (b) GNSS (c) TM (d) TJ

TABLE 4.11 – : Dimensions de l'AUL.

[mm]	W_1	W_2	R_1	R_2	W_r	$\varnothing D$	h	a	R	$\theta[^\circ]$	h_{sub}
TC	12, 16	108	5	8	1, 9	2, 2	90	160	N/A	N/A	1, 58
GNSS	26, 91	28, 2	1, 82	4, 28	0, 53	2, 2	65	85, 5	150	135	1, 58
TM	4, 37	19	1	1, 8	0, 26	2, 2	27	41, 7	118, 3	32	0, 79
TJ	6, 38	6, 5	0, 7	1, 2	0, 3	2, 2	15	22, 5	137, 5	255	0, 79

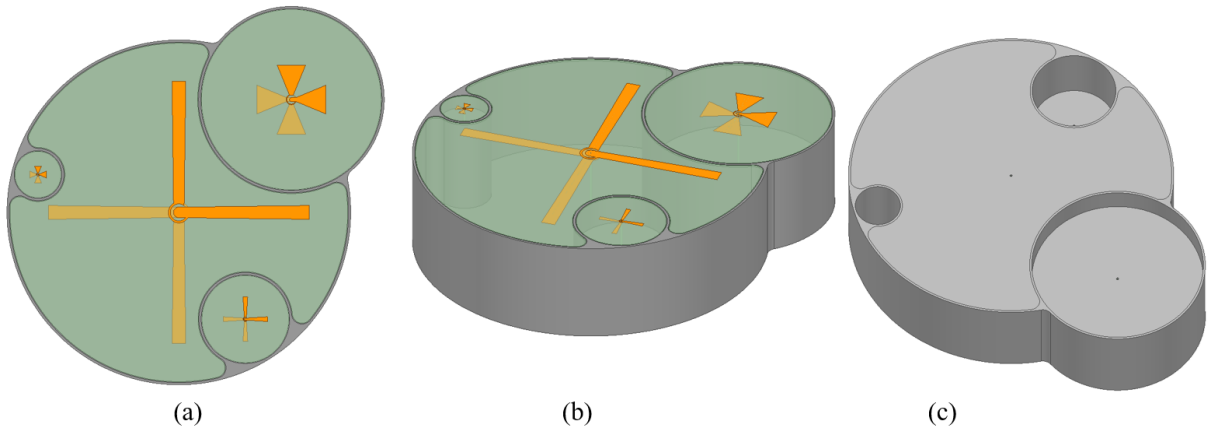


FIGURE 4.33 – : AUL (a) Vue du dessus (b) Vue trimétrique (c) Vue par dessous

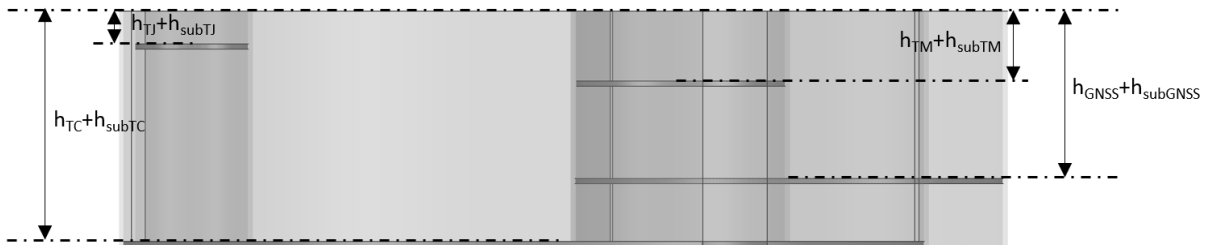


FIGURE 4.34 – : Cavité métallique multiple vue de profil.

4.8.2 Définition mécanique du prototype

L'une des principales difficultés liées à la définition mécanique du prototype est le choix de la technique d'assemblage de l'antenne. En effet, l'assemblage doit être adapté pour rendre faisable la constitution physique de l'antenne, mais cet assemblage doit également ne pas impacter la définition électrique de l'antenne qui a été optimisée pour répondre au besoin. Deux techniques d'assemblage de l'AUL ont été identifiées et sont décrites ici.

La prise en compte des contraintes dues aux ambiances lanceur est également abordée.

4.8.2.1 Assemblage avec plans de masse séparés

Suivant cette première méthode d'assemblage, chaque plan de masse des cavités est disjoint des murs circulaires et est fixé par vissage latéral dans un second temps (voir figure 4.35).

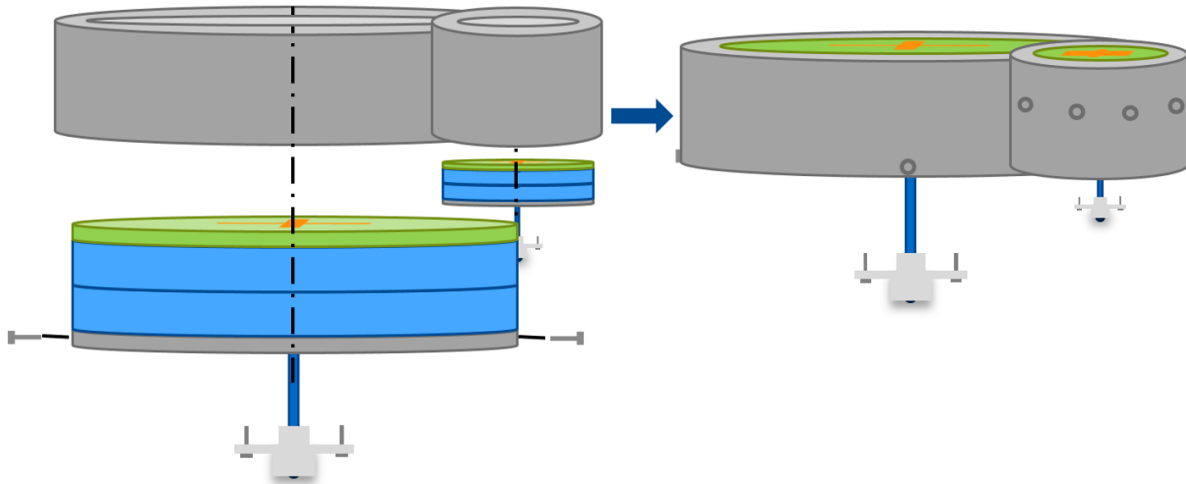


FIGURE 4.35 – : Assemblage en plusieurs parties métalliques d'une antenne bi-bande.

Quatre étapes principales peuvent être identifiées :

- Soudures entre les câbles et les dipôles.
- Enfilages des câbles à travers les couches de diélectrique et des plans de masse.
- Soudures entre les câbles et les connecteurs.
- Insertions des blocs dans les cylindres et vissage/rivetage latérale

D'une part, cette méthode d'assemblage laisse la possibilité d'effectuer l'ensemble des soudures à l'extérieur du châssis. Chaque "bloc" d'antenne peut donc être travaillé seul avant d'être inséré dans le châssis, ce qui peut s'avérer plus simple dans la pratique. D'autre part, l'enfilage des blocs dans le châssis se faisant par le bas, cette méthode offre la liberté de concevoir un système de tenue mécanique en haut et solidaire du châssis. Les systèmes de tenue mécanique proposés sont détaillés dans une partie suivante 4.8.2.3.

Cette méthode d'assemblage nécessite néanmoins de trouver des solutions de fixation des fonds des cavités au châssis et dont la structure est plus fragile que si le châssis et les fonds étaient mono-bloc.

4.8.2.2 Cavité mono-bloc

Dans ce cas, la cavité métallique est fabriquée en une seule pièce (voir figure 4.36).

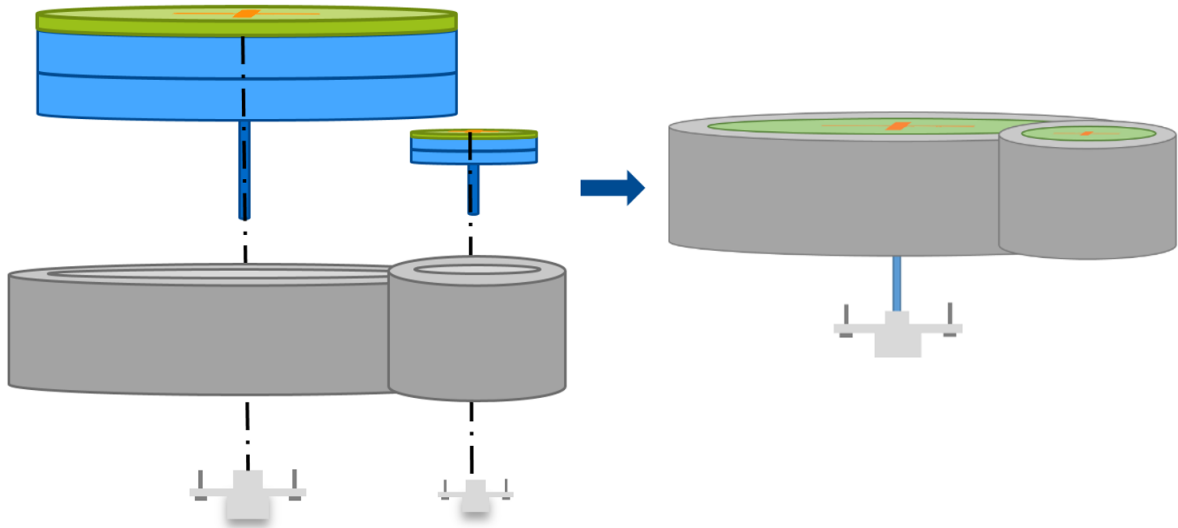


FIGURE 4.36 – : Assemblage d'une antenne bi-bande avec cavité monobloc.

Trois étapes principales peuvent être identifiées :

- Soudures entre les câbles et les dipôles.
- Enfilages des câbles à travers les couches de diélectrique et des plans de masse.
- Soudures entre les câbles et les connecteurs.

À l'inverse de la méthode d'assemblage précédente, la structure mono-bloc évoquée ici confère plus de solidité et ne nécessite pas de devoir trouver une solution de fixation des fonds métalliques.

Néanmoins, les soudures entre les câbles et les connecteurs TNC doivent être effectuées après l'enfilage des "blocs" dans le châssis. De plus, l'enfilage se faisant par le haut des cylindres, l'ouverture doit être complètement libre. Le système de maintien du contenu des cavités doit être séparé et fixé en dernier.

4.8.2.3 Contraintes dues aux ambiances lanceur

Afin de résister aux conditions d'un lancement et de vol d'un lanceur, l'AUL doit notamment pouvoir fonctionner dans des ambiances vibratoires et de chocs pyrotechniques sévères. Aucune analyse mécanique (ni thermo-mécanique) n'a été conduite dans le cadre de la thèse, mais la prise en compte de règles de design a permis d'orienter les choix liés à

la définition mécanique de l'antenne afin d'obtenir un produit favorablement robuste aux ambiances lanceur.

Le modèle de l'AUL a donc été consolidé, en particulier :

- Afin de garantir la tenue du contenu des cavités (substrat et diélectrique), deux solutions ont été envisagées (voir figure 4.37) :
 - L'utilisation d'équerres fixées par des rivets.
 - L'ajout d'une collerette lors de la fabrication des murs cylindriques des cavités. Cette solution est incompatible avec l'assemblage monobloc. En revanche elle comporte plusieurs avantages : L'effort est mieux distribué sur la surface de contact avec le PCB, la présence de rivet n'est pas nécessaire et le dépassement métallique vers l'intérieur de la cavité peut être plus facilement minimisé. Cette collerette peut être réalisée en monobloc avec la cavité en créant une sur-épaisseur à l'usinage. C'est donc cette solution qui a été retenue.

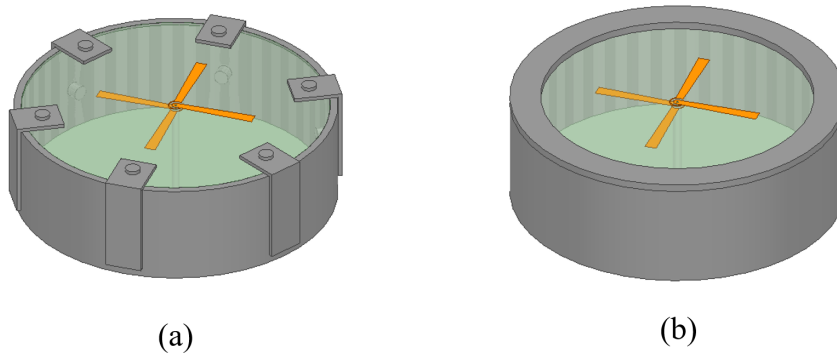


FIGURE 4.37 – : Antenne TM avec (a) équerres fixées (b) collerette

- Afin de supprimer un éventuel jeu entre les différentes couches de diélectrique et les substrats, une cale pelable pourra être utilisée au fond des cavités.
- Afin de minimiser la masse globale de l'AUL, il est préférable de se limiter à une épaisseur de 2mm d'aluminium dans le but d'éviter les diélectriques de hautes permittivités qui sont généralement très denses. Les modèles d'AUL contenant ce type de diélectrique ont donc été écartés. Par ailleurs, l'épaisseur de 2mm n'est pas suffisante pour accueillir des vis : l'utilisation de rivet pour fixer les fonds des cavités est indispensable. Un aperçu est visible figure 4.38 (a).
- Afin de consolider la tenue du connecteur et de laisser de l'espace pour réaliser sa soudure avec le câble, une cage métallique en forme de Ω pourra être utilisée. Un aperçu est visible figure 4.38 (b).

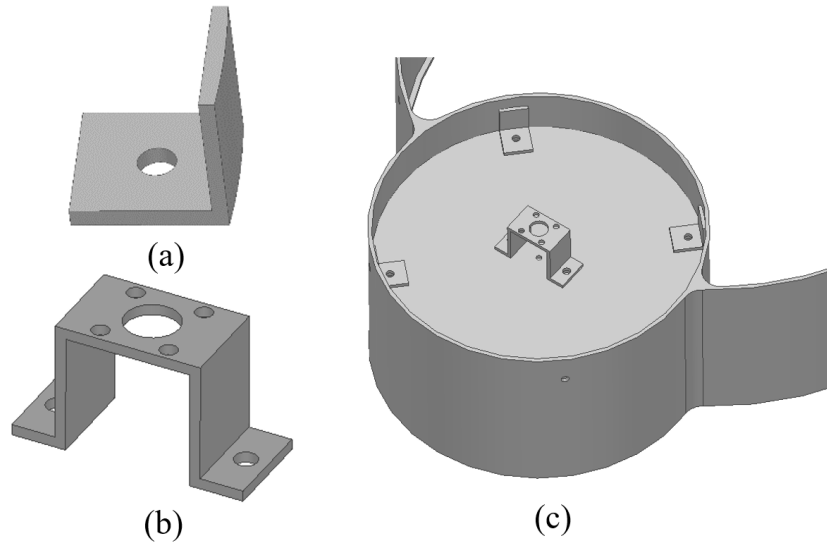


FIGURE 4.38 – : (a) Equerre de fixation du fond de la cavité GNSS (b) Cage du connecteur de la cavité GNSS (c) Vue de dessous de la cavité GNSS assemblée (rivets et connectique non représentés)

Remarques :

Les rivets conseillés pour fixer deux épaisseurs d'aluminium de 2 mm sont les rivets de 4mm de diamètre et de 6mm de longueur.

Les équerres de fixation des plans de masse adaptées aux rayons de courbure de chaque cavité ont été conçues. Elles sont uniquement pré-percées pour le rivetage aux fonds et non pour le rivetage du châssis afin de laisser un degré de liberté lors du montage.

Les dimensions des cages des connecteurs ont été déterminées de manière à minimiser la masse totale, à offrir un accès facile aux connecteurs (notamment pour connecter les câbles coaxiaux aux ports de l'antenne) et à laisser de la place pour les équerres de fixation des fonds des cavités.

La figure 4.39 présente un arbre produit de l'AUL.

4.8.2.4 Impact sur les performances

Afin d'évaluer les éventuels impacts sur les performances que peuvent avoir les éléments ajoutés pour la tenue mécanique, un modèle électriquement réaliste est utilisé pour les simulations. Le modèle est présenté figure 4.40. Les têtes des rivets/vis sont représentées par de simples cylindres à l'intérieur des cavités, tandis que leurs corps ne sont pas représentés pour simplifier les calculs.

Les taux de couverture et de couplage obtenus sont présentés figure 4.41 et tableau 4.12. Les taux de couverture obtenus pour le modèle réaliste de l'AUL qui tient notamment

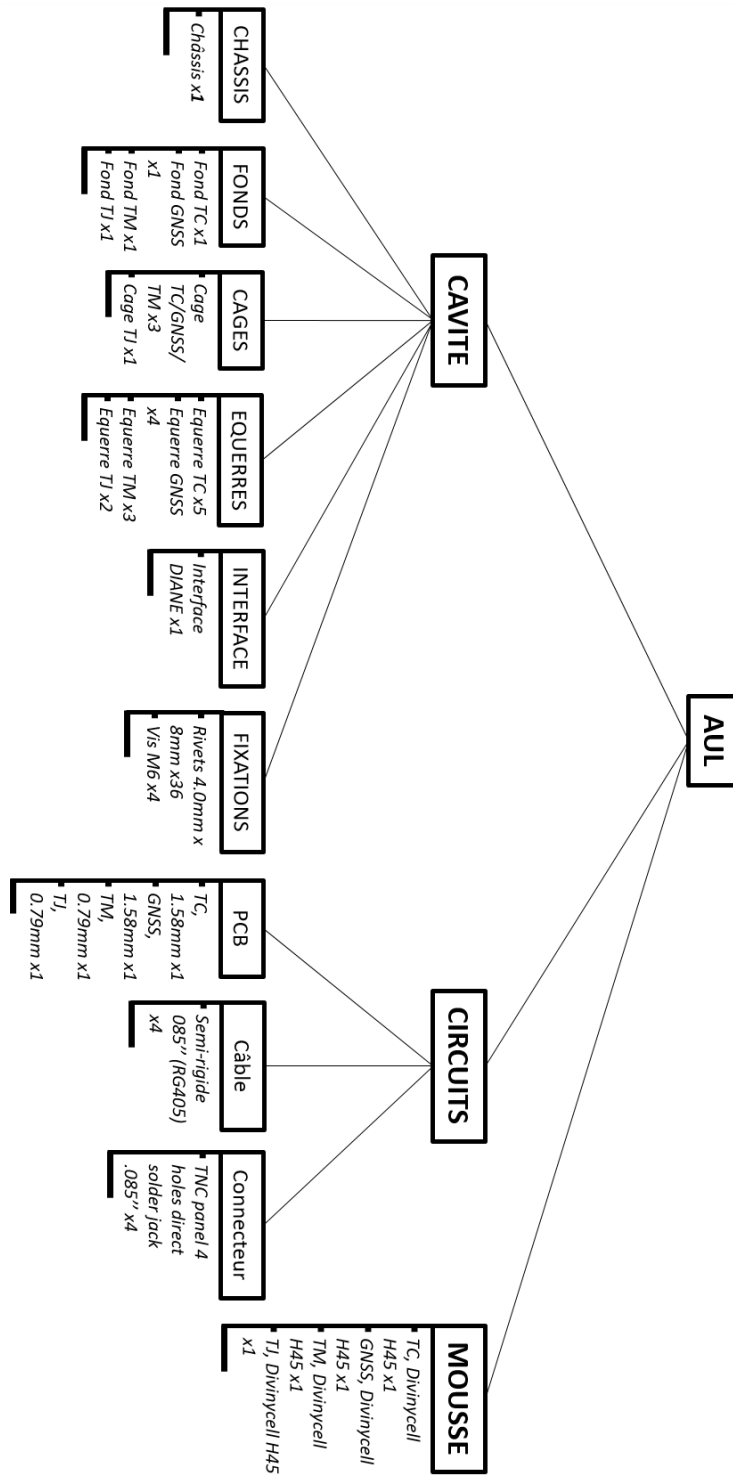


FIGURE 4.39 – : Arbre produit de l'AUL.

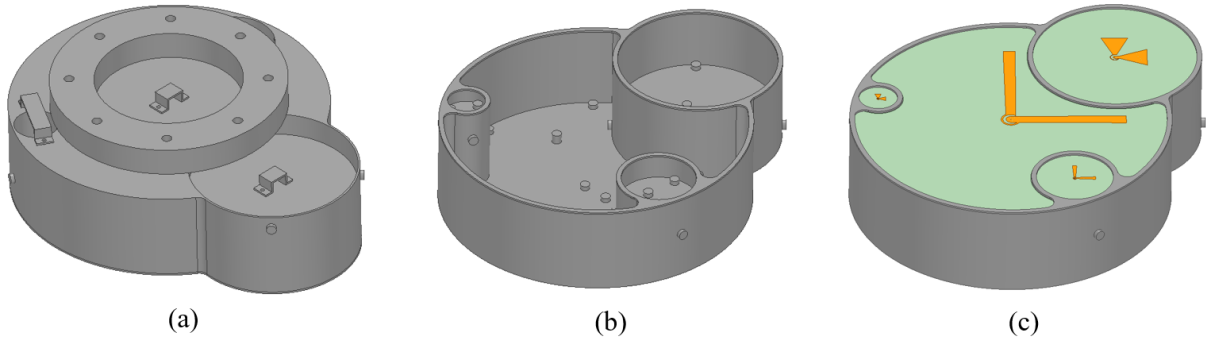


FIGURE 4.40 – : Vue 3D du modèle électriquement réaliste (a) Cavité vue de dessous (b) Cavité vue de dessus (c) Modèle complet vue de dessus.

en compte les aspects de fabrication sont comparés avec ceux du modèle simplifié. La figure 4.41 présente cette comparaison. Après un premier coup d’œil, on constate que les taux ne varient que très peu.

On observe cependant une détérioration pour certaines fréquences, en particulier, la partie haute de la bande Galileo E6 ne répond plus au besoin de couverture par rapport au cas ne prenant pas en compte les aspects de fabrication. L’impact sur le taux de couverture est négligeable sur les autres bandes de fréquence.

Afin de compenser les effets des pièces ajoutées pour la tenue mécanique sur les performances RF, une phase d’optimisation des dipôles concernés pourrait être lancée. À cela s’ajoutent les pistes d’améliorations globales de l’AUL énoncées en conclusion 4.9 (pistes de réduction des effets de diffraction, de miniaturisation etc.). En ce qui concerne toutes les autres caractéristiques (niveau d’adaptation, polarisation...), l’impact est négligeable.

TABLE 4.12 – : Couplage entre les bandes Rx et Tx du modèle quadri-bande compact électriquement réaliste.

		Rx		
		Réjection (dB)	TC	GNSS
Tx	TM	-33	-36	-36
	TJ	-43	-52	N/A

Remarque :

D’après la figure 4.42, et au regard de la spécification, le taux de couverture requis sur la bande GNSS pour un gain minimum à -7 BiC est atteint pour un minimum à -10dBiC. De même, le taux de couverture de la bande TM est atteint à partir d’un minimum de

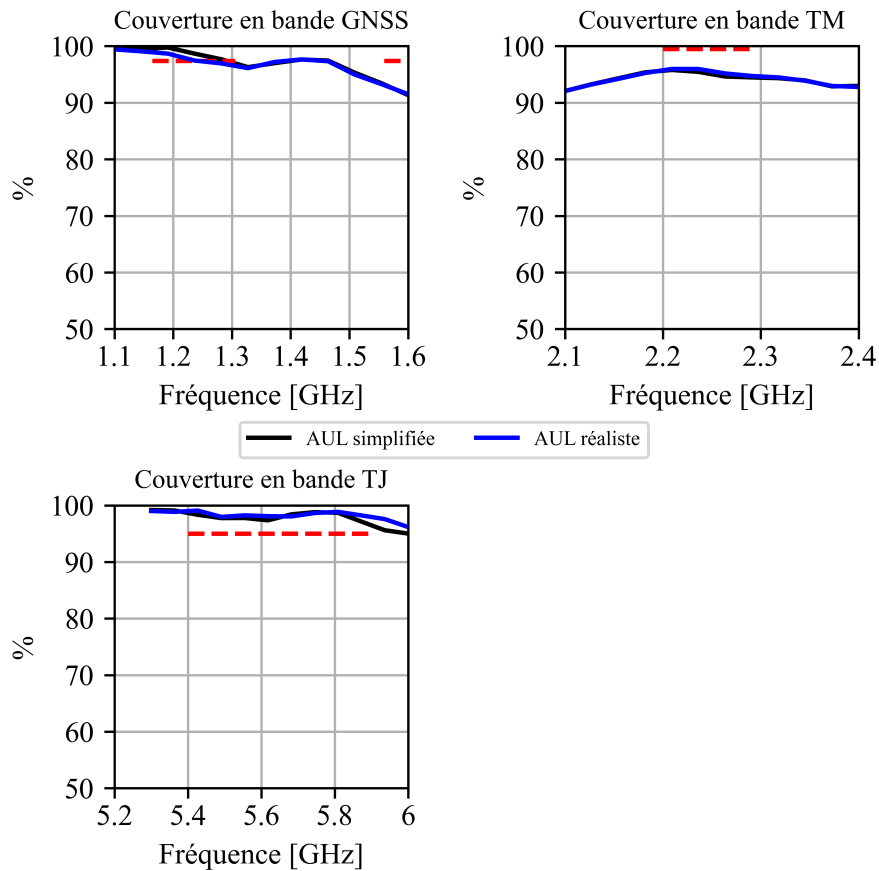


FIGURE 4.41 – : Comparaison des taux de couverture entre le modèle simplifié et réaliste de l’AUL, selon les différents niveaux de gain spécifiés (-7dBiC pour la GNSS, -5,5dBiC pour la TM et -8,6dBiC pour la TJ).

-12dBiC, au lieu de -5,5dBiC. Voir les figures 4.42 (a) et (b).

4.8.3 Campagne de caractérisation de l’AUL

Cette partie présente l’analyse des résultats des mesures de l’antenne, les problèmes rencontrés et leur solution. L’antenne a été mesurée en chambre anéchoïque (champ proche).

4.8.3.1 Rappel de l’attendu

L’objectif de la campagne de mesure est de prouver le fonctionnement réel du concept antennaire, en confrontant les résultats simulés aux résultats mesurés. Pour rappel, les

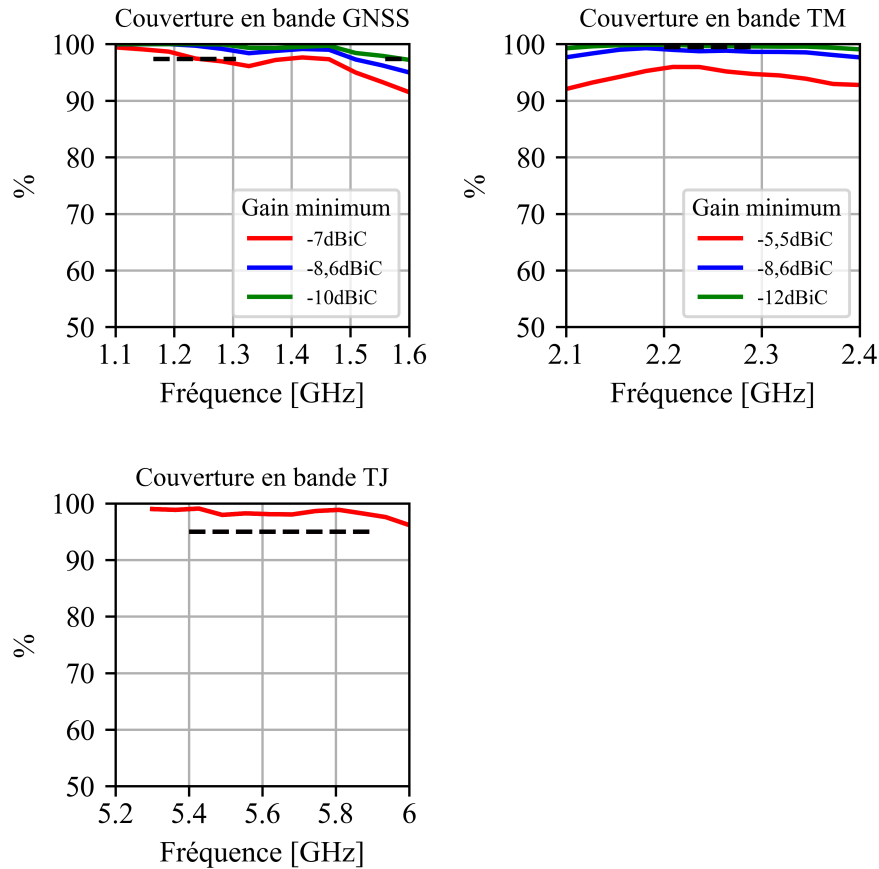


FIGURE 4.42 – : Modèle électriquement réaliste : Pourcentages de couverture selon les différents niveaux de gain.

performances attendues sont celles du modèle le plus réaliste présenté dans la précédente partie. Un récapitulatif des résultats simulés est donné dans la figure 4.43 et dans le tableau 4.13.

4.8.3.2 Configuration d'essais

Les mesures du prototype ont été réalisées au moyen d'une chambre anéchoïque de champ proche chez ArianeGroup. Un schéma représentatif de la base de mesure ainsi qu'une brève liste des étapes de traitement des données est montré dans la figure 4.44.

L'antenne à mesurer est fixée sur le pylône central, lequel peut tourner sur lui-même de $\phi = 0^\circ$ à $\phi = 360^\circ$. Quant à la sonde, elle est fixée à un plateau mobile pouvant se déplacer le long de l'arche, correspondant ainsi à une prise de mesure allant de $\theta = 0^\circ$ à $\theta = 165^\circ$. La combinaison de ces deux degrés de liberté permet de couvrir la quasi-totalité

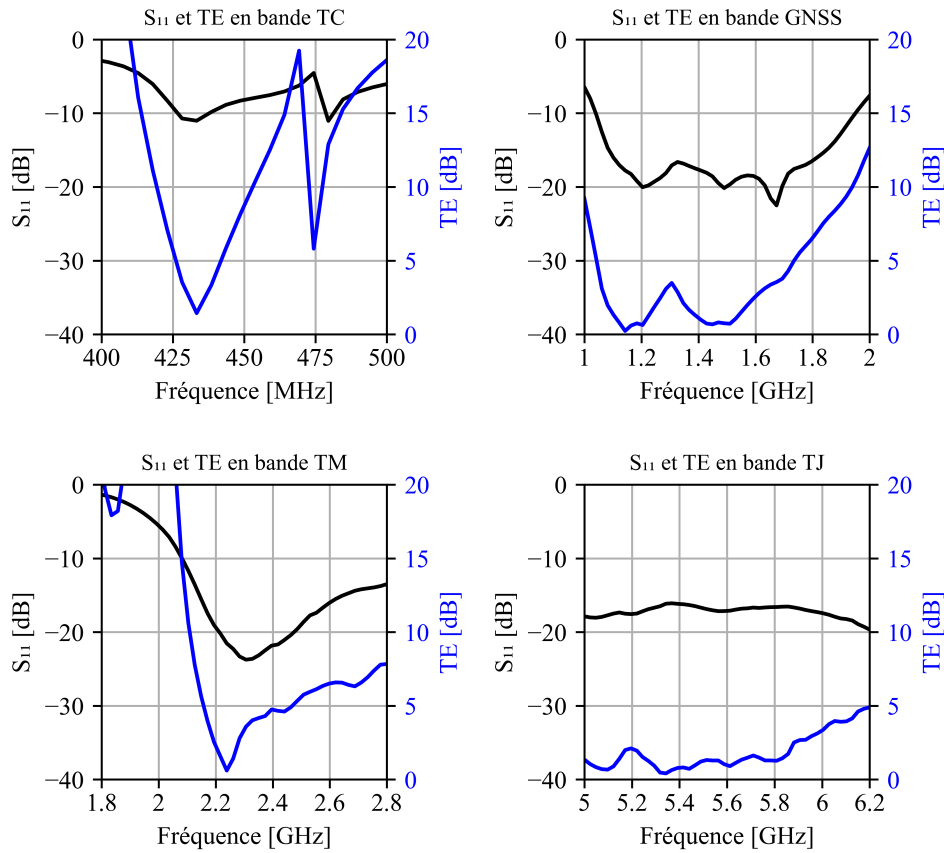


FIGURE 4.43 – : Paramètres S et taux d'ellipticité simulés de l'AUL fabriquée.

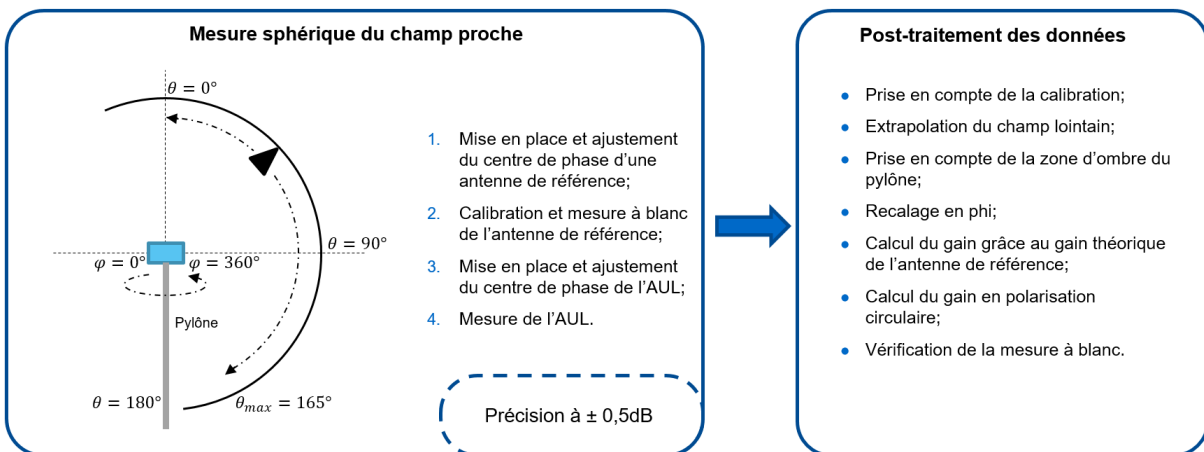


FIGURE 4.44 – : Principe de la base de mesure en champ proche.

TABLE 4.13 – : Comparaison entre les spécifications de l’AUL et les résultats simulés du modèle fabriqué.

		Spécification	Simulé
TE	TC	10dB min	2dB
	GNSS	10dB min	3.5dB
	TM	10dB min	3dB
	TJ	10dB min	2.6dB
ROS	TC	2 max	1.8
	GNSS	1.5 max	1.35
	TM	1.5 max	1.25
	TJ	1.5 max	1.38
Bande opérationnelle	TC	0,46% min	3,1%
	GNSS	31% min	32,7%
	TM	4% min	7,5%
	TJ	8,85% min	25,5%
Taux de couverture	TC	94,5% min	100%
	GNSS	97,4% min	De 92% à 99%
	TM	99,5% min	95%
	TJ	95% min	97%
Taux de réjection	(TC ; TM)	-30dB max	-33dB
	(GNSS ; TM)	-30dB max	-36dB
	(TJ ; TM)	-30dB max	-36dB
	(TC ; TJ)	-30dB max	-43dB
	(GNSS ; TJ)	-30dB max	-52dB
Dimensions	Total	400 × 400 × 130	320 × 399.5 × 90
Masse	Total	2kg max	2,8kg

du diagramme de rayonnement, à l’exception de la zone occupée par le pylône. La partie manquante du diagramme de rayonnement est alors extrapolée numériquement.

Dans le cas de l’AUL et dans le cadre de la thèse, la mesure du prototype n’est prévue que dans le cas sans plan de masse. En effet, à ce stade, l’objectif est de valider le concept en lui-même avant de mesurer l’impact d’un plan de masse sur ses performances. Une seconde campagne de mesure avec plan de masse sera évidemment nécessaire pour valider les résultats simulés de l’AUL avec plan de masse, dans le cadre d’éventuels travaux futurs.

Au vu de la nature multi-bande de l’AUL et de la multitude de centre de phase qu’elle possède (un centre de phase par dipôle croisé), une attention particulière est à donner au

moyen de fixation du prototype au mât de mesure. En effet, à chaque bande de fréquence à mesurer est associé un centre de phase, tous désaxés les uns par rapport aux autres. Par conséquent, une nouvelle configuration de la fixation du prototype au pylône est à préparer pour chaque bande de fréquence à mesurer.

Dans le cas de la bande TC, le dipôle est parfaitement centré sur l'axe de rotation du pylône lorsque l'AUL est fixée via sa couronne de fixation. Le centre de phase peut donc être facilement positionné. Quant aux trois autres bandes de fréquence, les dipôles croisés sont tous excentrés, il est donc clair qu'il en va de même pour leur centre de phase. Un support adapté à chaque bande de fréquence a donc été préparé en amont de la campagne de mesure, afin de correctement désaxer le prototype pour recentrer les centres de phase sur l'axe du pylône.

4.8.3.3 Résultats de mesures

Une première mesure du prototype a permis de constater un écart important entre les performances en bande TC simulées et mesurées, dont notamment une surprenante sensibilité de son impédance mesurée, qui variait par exemple en touchant l'arrière de l'antenne avec sa main. Cet écart se caractérise par un décalage de l'ordre de 5% de la résonance. Cette écart est affiché dans la figure 4.45.

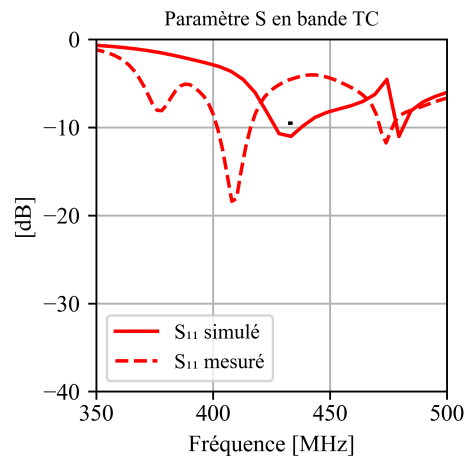


FIGURE 4.45 – : Coefficient de réflexion en bande UHF avec la fuite de courant.

Suite à l'identification de ce problème, l'antenne a été "réparée". Une analyse plus détaillée du phénomène et une présentation de la solution trouvée est exposée dans le paragraphe 4.8.3.4 suivant.

Les résultats définitifs de l'AUL sont présentés figures 4.47, 4.48, 4.49 et 4.50 pour les quatre bandes. Globalement, les résultats sont bien corrélés avec les résultats simulés. Néanmoins, on observe que cette corrélation diminue pour les hautes fréquences.

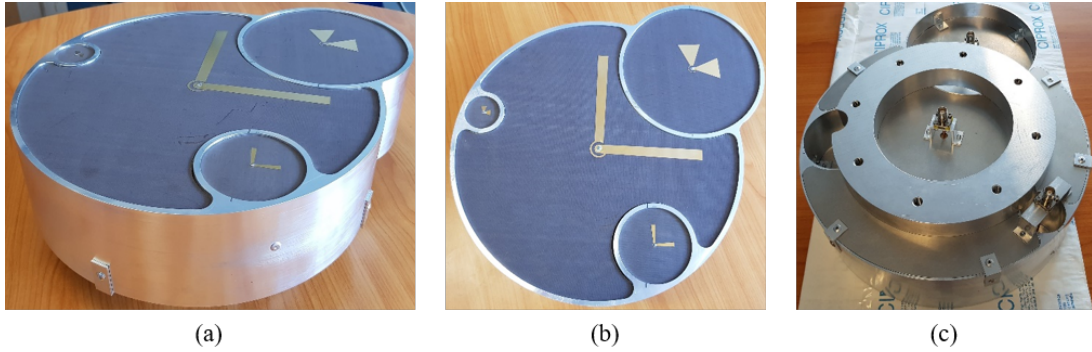


FIGURE 4.46 – : Photographies du prototype d'AUL. (a) Vue en biais (b) Vue par dessus (c) Arrière du prototype avec sa couronne de fixation au mât de mesure.

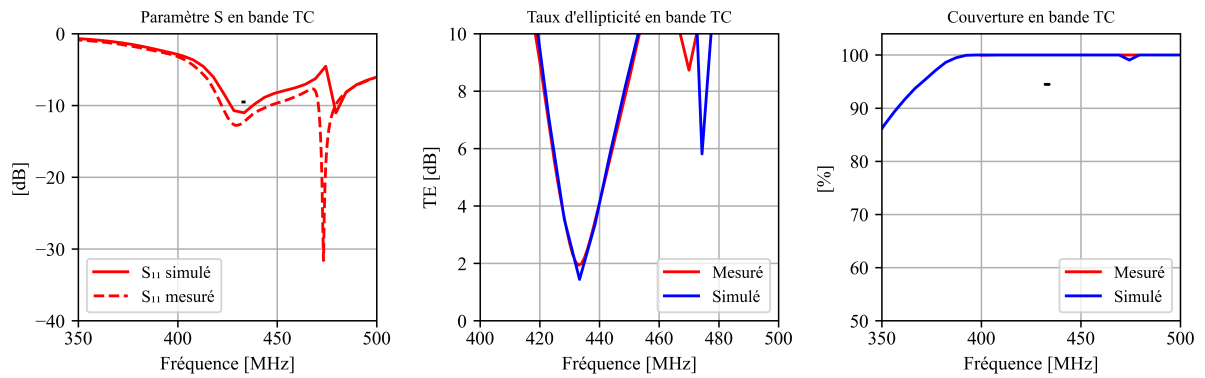


FIGURE 4.47 – : Performances de l'AUL mesurée et simulée en bande UHF. Le taux de couverture est évalué pour un gain réalisé minimum de -14 dBic.

Le bande TC est la bande montrant les résultats les plus fidèles avec la simulation. La corrélation est excellente et tous les phénomènes ont été parfaitement prédits par le logiciel.

La bande GNSS présente également une excellente corrélation entre mesure et simulation, particulièrement concernant le coefficient de réflexion et le taux d'ellipticité. Un écart est cependant notable sur le taux de couverture. En effet, bien que la chute du taux de couverture se retrouve bien à partir de 1,45GHz, des différences vont jusqu'à environ 3% pour les fréquences inférieures à 1,4GHz.

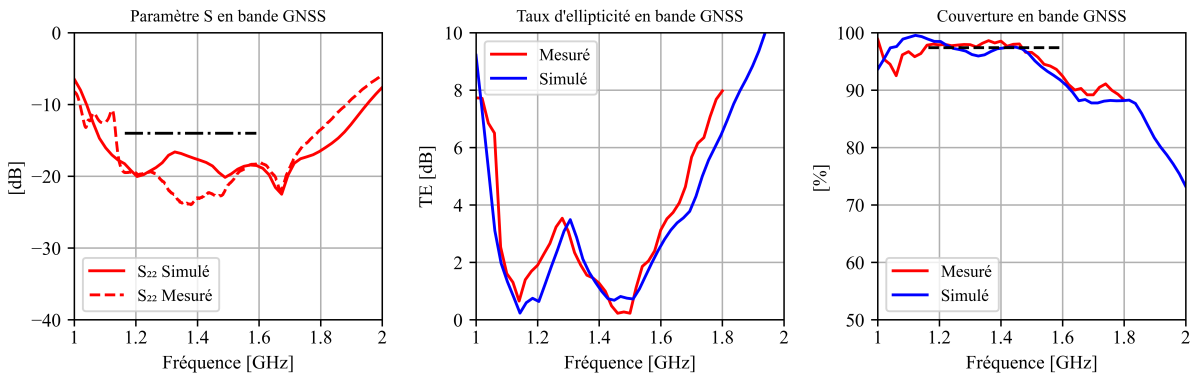


FIGURE 4.48 – : Performances de l'AUL mesurée et simulée en bande L. Le taux de couverture est évalué pour un gain réalisé minimum de -7 dBic.

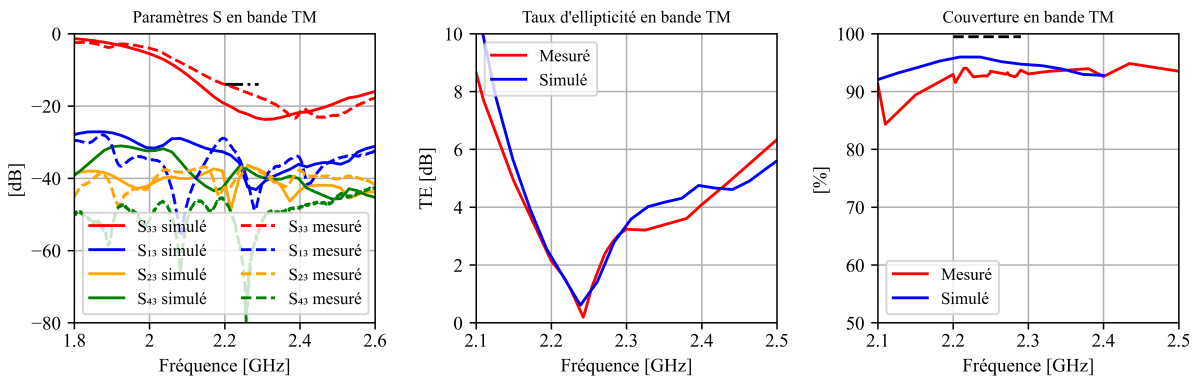


FIGURE 4.49 – : Performances de l'AUL mesurée et simulée en bande S. Le taux de couverture est évalué pour un gain réalisé minimum de -5,5 dBic.

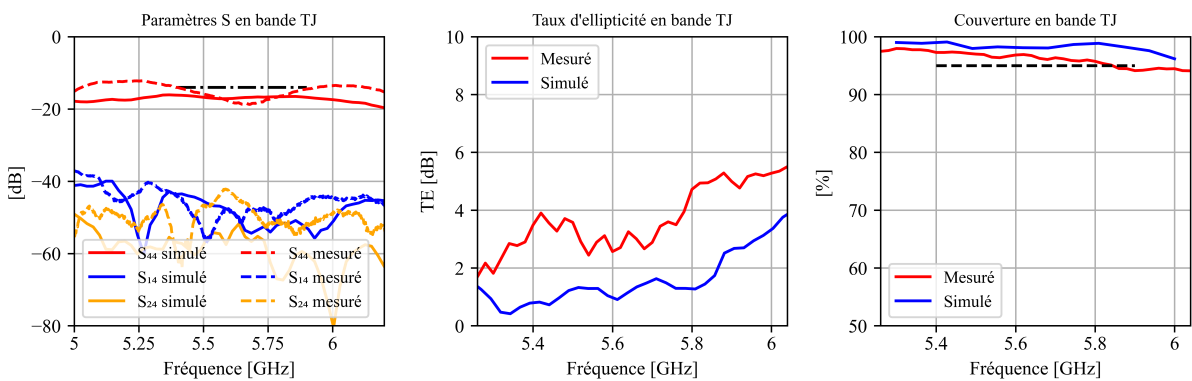


FIGURE 4.50 – : Performances de l'AUL mesurée et simulée en bande C. Le taux de couverture est évalué pour un gain réalisé minimum de -8,6 dBic.

Concernant la bande TM, le taux d'ellipticité évalué dans l'axe principal de l'antenne est très bien reproduit par le prototype mesuré. Cependant, des écarts allant jusqu'à 6dB pour le coefficient de réflexion et jusqu'à 4% pour le taux de couverture sont notables. En particulier, en plus de comporter des écarts, le taux de couverture mesuré présente des variations rapides et importantes qui s'apparentent à des pics pouvant aller jusqu'à 2%.

La bande TJ est la plus impactée et se retrouve alors avec un écart important, notamment en termes de rayonnement en champ lointain. En effet, la figure 4.50 montre un écart d'au moins 5 dB entre le coefficient de réflexion mesuré et simulé ainsi qu'un écart d'au moins 2 dB du taux d'ellipticité. Ces pertes de performances se traduisent par une diminution du taux de couverture allant de 1 à 3 %.

4.8.3.4 Analyses des résultats

En vue de rechercher activement l'origine possible des écarts observés entre mesures et simulations, il faut tout d'abord noter qu'un contrôle dimensionnel des éléments constitutifs de l'AUL sortis de production a montré que le prototype est physiquement conforme à la définition attendue. La géométrie du spécimen caractérisé n'est donc pas remise en cause.

Par ailleurs, le respect de la procédure de caractérisation de l'antenne permet a priori d'écarter une erreur de mesure liée à la configuration de l'essai ou à l'acquisition elle-même.

Il devient alors nécessaire de remonter la chaîne complète du spécimen sous test afin de pouvoir identifier les causes possibles des écarts observés, et en particulier il faut se questionner sur les interfaces entre les différents éléments constitutifs du prototype.

4.8.3.4.1 Écarts en bande TC En premier lieu, l'écart initialement constaté en bande TC est traité dans ce paragraphe. Un premier problème concernant la bande TC avait donc été identifié lors d'une phase de mesure préliminaire. Il s'agissait d'un écart très important avec la simulation du coefficient de réflexion (voir figure 4.45). Nous avons constaté que l'impédance variait totalement en touchant l'arrière de l'antenne, avec une main par exemple et que par conséquent, les résultats de mesures variaient selon l'environnement arrière de l'antenne (matière du support etc.). Ce phénomène peut s'expliquer par la présence de fuite de courant au niveau de la jonction du plan de masse et du cylindre de la cavité TC qui n'avait pas été prédit par les simulations. Ce problème a été résolu en assurant la conductivité électrique au niveau de ces jonctions par l'ajout de scotch cuivré (voir figure 4.51).

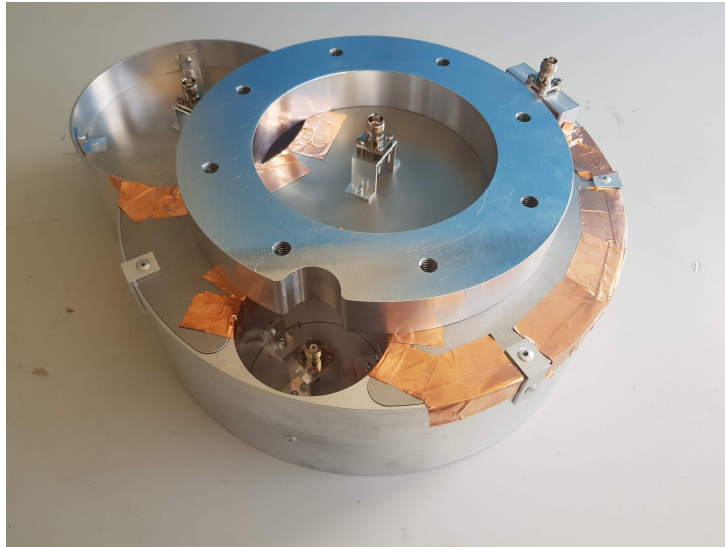


FIGURE 4.51 – : Vue arrière du prototype réparé avec du scotch cuivré.

Ce problème a soulevé la sensibilité de l'antenne aux fuites de courant dans les basses fréquences. L'antenne étant électriquement petite ($0.46\theta_{TC} \times 0.57\theta_{TC} \times 0.13\theta_{TC}$), le champ réactif peut facilement s'étendre à l'arrière de l'antenne si la cavité n'est pas suffisamment hermétique du point de vue des courants électriques. Dès lors, il est nécessaire de repenser la méthode de fabrication de la cavité de manière à supprimer ces fentes dues au jeu mécanique. La méthode d'assemblage monobloc présentée en 4.8.2.2 serait donc une solution à ce problème.

4.8.3.4.2 Adaptation En second lieu, une analyse temporelle du coefficient de réflexion est un outil indispensable pour comprendre les résultats de mesure d'impédance. Les figures 4.52 de coefficient de réflexion en temporel montrent clairement une démarcation entre la connectique (entre 0 et 0,4ns) et le reste de l'antenne constituée des câbles n'apportant pratiquement aucune réflexion puis du PCB.

En supprimant la partie située entre 0 et 0,4ns associée à la connectique, on constate une nette réduction des écarts entre la mesure et la simulation. En particulier, l'écart du coefficient de réflexion en bande TJ est fortement réduit en passant de 6dB maximum à environ 2dB maximum. Le connecteur TNC et la transition vers le SMA est donc une source de réflexion supplémentaire certaine, et particulièrement aux fréquences TJ.

Notons également que les écarts d'impédance induits par la connectique semblent être assez corrélés avec les écarts des taux de couverture. On pourrait donc supposer que la

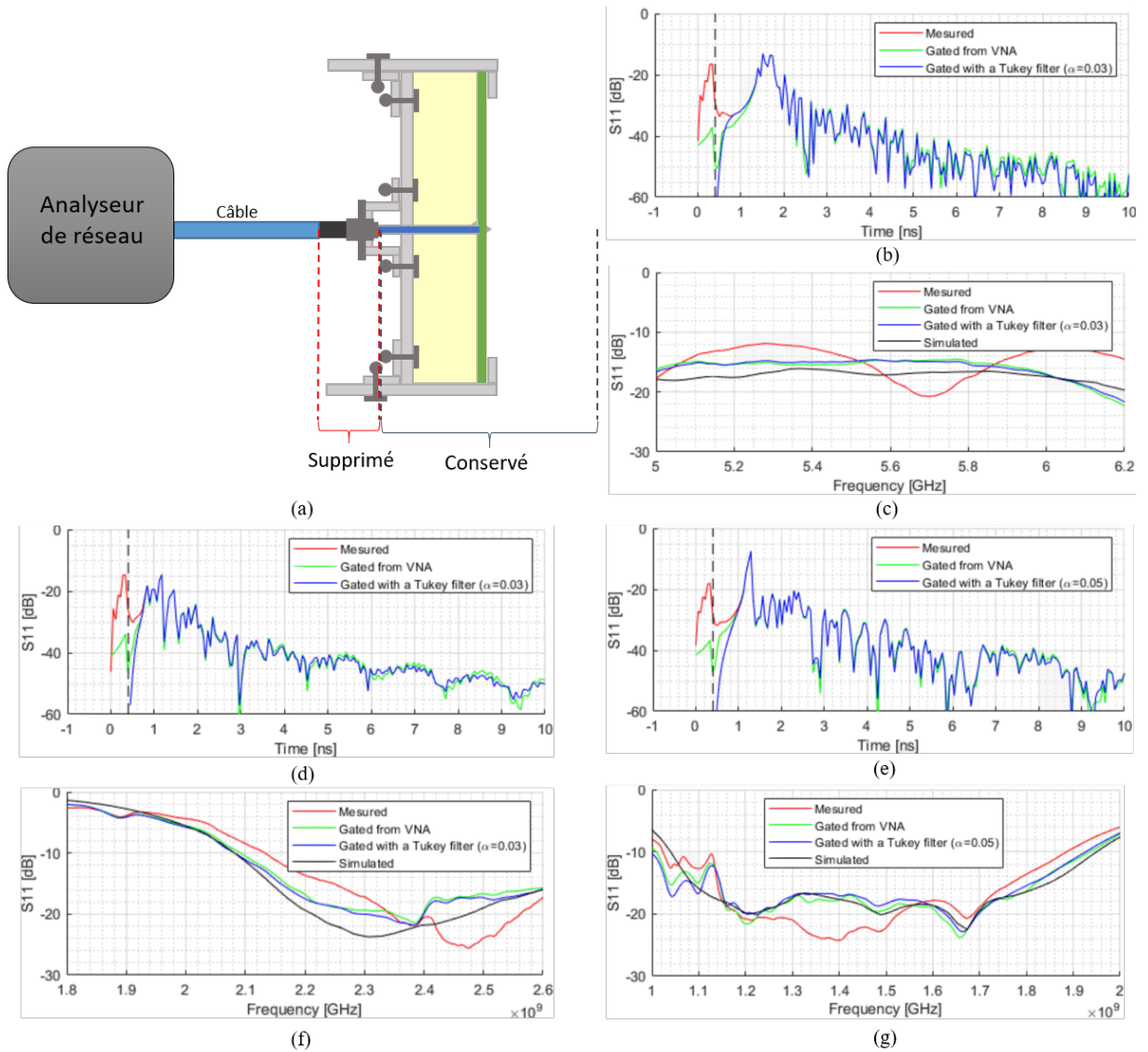


FIGURE 4.52 – : Post-traitement du coefficient de réflexion en bande GNSS, TM et TJ par "gating" entre 0, 4ns et 30ns. (a) Coupe d'une antenne à cavité (b) Coefficient de réflexion en bande C en domaine temporel (c) Coefficient de réflexion en bande C en domaine fréquentiel (d) Coefficient de réflexion en bande S en domaine temporel (e) Coefficient de réflexion en bande L en domaine temporel (f) Coefficient de réflexion en bande S en domaine fréquentiel (g) Coefficient de réflexion en bande L en domaine fréquentiel.

connectique soit une cause de ces perturbations du taux de couverture. Une augmentation du coefficient de réflexion induit une diminution de l'efficacité totale de rayonnement et donc de la couverture. À l'inverse, une diminution du coefficient de réflexion induit une augmentation de l'efficacité et donc de la couverture. En observant bien les différents

écarts, on peut penser que cette hypothèse est pertinente. Cependant, à ce stade, il est impossible d'affirmer fermement qu'un lien entre connectique et taux de couverture soit avéré.

4.8.3.4.3 Polarisation en bande TJ L'analyse des composantes ϕ et θ du champ lointain mesuré en bande TJ présentée figure 4.53 montre que leurs amplitudes sont de moins en moins égales à mesure que la fréquence augmente. De même, un important écart de phase est visible dans la partie basse de la bande TJ. Les conditions de radiation en polarisation circulaire sont moins atteintes par rapport à ce qui était attendu. Or ces lois d'amplitude et de phase sont uniquement liées à la géométrie du dipôle qui a préalablement été validée par contrôle dimensionnel. Par conséquent, la cause la plus probable de source d'erreur est la soudure entre le câble semi-rigide et le dipôle imprimé.

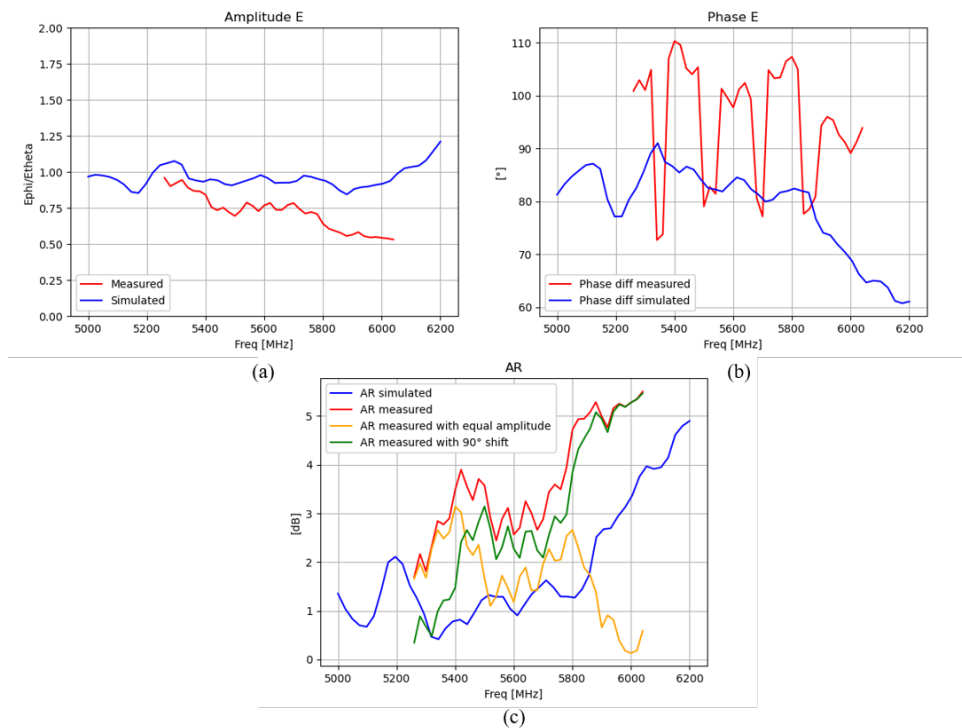


FIGURE 4.53 – : Étude de la polarisation en bande C. (a) Amplitude du champ électrique (b) Déphasage entre les composantes (c) Taux d'ellipticité selon différents cas d'étude.

La figure 4.54 montre bien qu'un dépôt d'étain s'est étalé sur l'anneau vacant du dipôle TJ, ce qui peut justifier une telle déformation de la phase et de l'amplitude obtenue. En effet, l'anneau vacant est un élément essentiel de cette antenne puisqu'il permet de

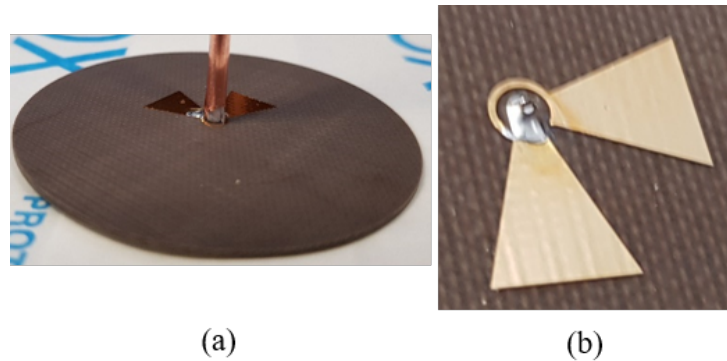


FIGURE 4.54 – : Photographie de la soudure du dipôle TJ. (a) Point froid (b) Point chaud.

contrôler directement le déphasage et l'intensité de l'alimentation du dipôle orthogonal. Ce défaut d'assemblage démontre la faible répétabilité de la soudure entre le câble et le dipôle croisé TJ. La taille de l'anneau vacant de ce dipôle étant particulièrement petite, il est difficile de réaliser l'opération de soudure correctement. Une solution à ce problème pourrait être d'agrandir cette anneau afin de laisser plus de place.

4.8.3.4.4 Taux de couverture en bande TJ L'écart allant de 1% à 4% du taux de couverture en bande TJ est une conséquence directe de celui de la polarisation. En effet, le taux de couverture étant calculé à partir du gain réalisé RHCP, il tient compte de la qualité de la polarisation circulaire. Il est donc évident que l'écart se retrouve sur le taux de couverture. Cet écart est néanmoins relativement faible, par conséquent au regard de la spécification, il ne rend pas le concept antennaire moins prometteur.

4.8.3.4.5 Taux de couverture instable en bande TM En plus de présenter un écarts, des pics de taux de couverture mesurés en bande TM sont visibles dans la figure 4.49. Étant donné les variations relativement faible des pics (2% maximum), il est possible que l'intervalle de précision du moyen de mesure de $\pm 0,5dB$ soit la source de ces pics. Un manque de précision des valeurs de gain de l'antenne de référence peut aussi être une explication à ces écarts.

4.9 Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre, un nouveau concept d'antenne multi-bande et multi-port a été développé, fabriqué puis caractérisé. En imbriquant plusieurs cavités les unes dans les autres, ce concept est capable de couvrir plusieurs bandes différentes tout en assurant un découplage élevé, une polarisation circulaire de qualité ainsi qu'un taux de couverture hémisphérique répondant à la plupart des besoins des bandes couvertes.

C'est grâce à une coopération forte entre le laboratoire IETR et l'industriel Ariane-Group, supportés par le CNES, et qui ont su mettre en commun leur savoir-faire respectif, que l'Antenne Universelle Lanceur a pu être développée et caractérisée au travers d'un premier prototype, tout en intégrant d'ores et déjà certaines contraintes liées à l'intégration et aux ambiances lanceur.

4.9.1 Performances RF

À travers la conception des deux antennes bi-bandes (partie 4.2) qui prennent en compte tous les aspects de définition de l'AUL, l'étude de définition détaillée a permis de trouver un concept performant. La nature de ce concept antennaire prend en compte la fonctionnalité "d'immunité aux interférences intra-bande" tout en conservant de bonnes performances RF. La conception de l'antenne quadri-bande a permis d'appliquer ce concept aux besoins de l'AUL en proposant un design fonctionnel grâce aux outils de simulation full wave. En concertation avec le BE ArianeGroup, des optimisations ont permis une réduction significative de la taille et de la masse estimée, tout en conservant de bonnes performances RF. Cependant, quelques limitations dans le diagramme de rayonnement restent présentes. Ces perturbations pourront faire l'objet d'études ultérieures afin de les corriger et de répondre à 100% des spécifications :

- L'utilisation de dipôles imprimés constitués de « Chokes » [69] permet de réduire les courants induits sur un dipôle par le rayonnement d'un autre dipôle.
- Des fentes sur les parois des cavités peuvent permettre de « couper » certains courants induits qui perturbent le rayonnement.
- Une miniaturisation des éléments rayonnants (dipôles et cavités), en plus de réduire les effets de dispersion par réduction des surfaces métalliques, permet en général de faire tendre leur diagramme de rayonnement vers celui d'une antenne isotrope. Par exemple, l'utilisation de dipôle magnéto-électrique permet de réduire les dimensions.

- Une configuration différente des cavités pourrait également permettre d'améliorer les résultats. Par exemple, introduire un niveau d'enfouissement des dipôles dans leur cavité peut être une piste à vérifier.

Le concept obtenu à l'issue des travaux de conception et de développement a pu être confronté à des résultats mesurés à travers la fabrication d'un prototype suivie d'une campagne de mesure. Un récapitulatif de cette comparaison est présenté dans le tableau 4.15. Les résultats obtenus sont particulièrement bons dans les basses fréquences mais des écarts relativement faibles apparaissent dans les hautes fréquences. D'un point de vue général, les résultats sont très encourageants.

TABLE 4.14 – : Comparaison entre les spécifications de l'AUL, les résultats simulés et mesurés du modèle fabriqué.

		Spécification	Simulé	Mesuré
TE	TC	10dB max	2dB	2.05dB
	GNSS	10dB max	3.5dB	3.54dB
	TM	10dB max	3dB	3.05dB
	TJ	10dB max	2.6dB	5.3dB
ROS	TC	2 max	1.8	1.8
	GNSS	1.5 max	1.35	1.29
	TM	1.5 max	1.25	1.5
	TJ	1.5 max	1.38	1.5
Bande opérationnelle	TC	0, 46% min	3, 1%	3, 1%
	GNSS	31% min	54, 4%	46%
	TM	4% min	13%	10, 8%
	TJ	8, 85% min	25, 5%	9%
Taux de couverture	TC	94, 5% min	100%	100%
	GNSS	97, 4% min	De 92% à 99%	De 93% à 98, 5%
	TM	99, 5% min	95%	91, 8%
	TJ	95% min	97%	De 94% à 97, 2%
Taux de réjection	(TC ; TM)	-30dB max	-33dB	-29dB
	(GNSS ; TM)	-30dB max	-36dB	-36dB
	(TJ ; TM)	-30dB max	-36dB	-46dB
	(TC ; TJ)	-30dB max	-43dB	-44dB
	(GNSS ; TJ)	-30dB max	-52dB	-42dB
Dimensions	Total	400 × 400 × 130	320 × 399.5 × 90	320 × 399.5 × 90
Masse	Total	2kg max	2,8kg	2,6kg

TABLE 4.15 – : Comparaison entre les spécifications de l'AUL, les résultats simulés et mesurés du modèle fabriqué.

		Spécification	Simulé	Avec PDM
TE	TC	10dB max	2dB	2.4dB
	GNSS	10dB max	3.5dB	2.5dB
	TM	10dB max	3dB	4.1dB
	TJ	10dB max	2.6dB	5.4dB
ROS	TC	2 max	1.8	1.8
	GNSS	1.5 max	1.35	1.29
	TM	1.5 max	1.25	1.5
	TJ	1.5 max	1.38	1.5
Bande opérationnelle	TC	0,46% min	3,1%	3,1%
	GNSS	31% min	54,4%	46%
	TM	4% min	13%	10,8%
	TJ	8,85% min	25,5%	9%
Taux de couverture	TC	94,5% min	100%	98,4%
	GNSS	97,4% min	De 92% à 99%	De 90% à 96,6%
	TM	99,5% min	95%	96%
	TJ	95% min	97%	De 91% à 94,3%
Taux de réjection	(TC ; TM)	-30dB max	-33dB	-29dB
	(GNSS ; TM)	-30dB max	-36dB	-36dB
	(TJ ; TM)	-30dB max	-36dB	-46dB
	(TC ; TJ)	-30dB max	-43dB	-44dB
	(GNSS ; TJ)	-30dB max	-52dB	-42dB
Dimensions	Total	400 × 400 × 130	320 × 399.5 × 90	320 × 399.5 × 90
Masse	Total	2kg max	2,8kg	2,6kg

De plus, la campagne de mesure a soulevé deux limitations du prototype qui peuvent être corrigées :

- Des fuites de courants par le jeu mécanique en bande TC ont été détectées. L'utilisation d'un châssis mono-bloc résoudrait le problème, impliquant de devoir repenser la méthode d'assemblage.
- La soudure entre le câble et le dipôle croisé de la bande TJ est une étape difficilement répétable. Repenser la jonction entre ces deux éléments devrait pouvoir résoudre le problème. Par exemple : agrandir l'élément rayonnant afin de libérer de l'espace pour la soudure est une solution. Envisager un circuit multi-couche afin

de faciliter la soudure du point froid est aussi une piste intéressante.

4.9.2 Application lanceur

Les dernières simulations de l'AUL prenant en compte certaines contraintes lanceur ont montré que :

- La présence d'un plan de masse plan de 1m de diamètre dégrade le taux de couverture de 1 à 4% (évalué à la valeur de gain minimum spécifiée) pour les bandes GNSS et TM.
- L'intégration sur un tronçon de lanceur (d'une ouverture au centre de 45°) dégrade moins le taux de couverture par rapport au plan de masse plan de 1m de diamètre.

Un travail important de co-ingénierie avec le BE ArianeGroup a permis d'orienter certains choix préliminaires de conception, notamment en terme d'architecture et d'assemblage de l'AUL, conduisant ainsi à un premier modèle réalisable et favorable à une application lanceur. Pour aller plus loin et renforcer la robustesse de l'AUL, en particulier envers les ambiances vibratoires lanceur, il est suggéré d'envisager des alternatives aux connexions entre les câbles et les PCB actuellement assurées par une soudure (par un connecteur adapté par exemple). Par ailleurs, pour des raisons de complexité d'intégration d'une antenne à la surface du lanceur, les dimensions des antennes sont des paramètres sensibles ayant un fort impact sur le choix des antennes. En vue de l'épaisseur de l'AUL et pour minimiser sa protubérance, on peut penser qu'elle serait plus ou moins enterrée sous la peau du lanceur. Ceci implique de découper la forme de l'antenne dans la structure du lanceur ce qui pourrait constituer une solution relativement intrusive qu'il faudrait étudier à part entière. Pour cette raison, il serait idéal de davantage miniaturiser l'AUL : dans sa surface occupée pour minimiser l'impact mécanique sur la structure du lanceur et/ou dans son épaisseur pour envisager un montage en surface. Voici quelques pistes de miniaturisation de l'AUL :

- Insertion d'une surface AMC au fond de la cavité du dipôle TC. Cela permet de s'affranchir de la contrainte de distance dipôle/plan de masse responsable de la hauteur des cavités.
- Remplacer la mousse par un diélectrique à permittivité élevée. Une structure imprimée en forme de nid d'abeille (de l'anglais Honeycomb) peut permettre de compacter l'antenne sans trop augmenter sa masse.
- Remplacer le dipôle croisé TC par un élément rayonnant différent. Par exemple, un patch à polarisation circulaire pourrait permettre de réduire drastiquement

l'épaisseur de l'antenne. Les dipôles magnéto-électriques peuvent également être une piste intéressante.

DIPÔLE BI-BANDE COMPACT À POLARISATION CIRCULAIRE À BASE DE CHARGE NRI-TL

Dans ce chapitre, une nouvelle antenne compacte bi-bande à polarisation circulaire à base de charge à indice de réfraction négatif (NRI-TL) est étudiée et présentée. En partant d'un modèle existant d'une antenne dipôle à polarisation linéaire, un nouveau design polarisé circulairement a été développé en se servant des techniques employées dans les précédents chapitres. Cette fois-ci, l'élément de base n'étant pas un simple dipôle, son adaptation à une polarisation circulaire est plus complexe.

En premier lieu, un bref état de l'art sur les lignes de transmission à indice de réfraction négatif (NRI) et ses applications dans les antennes est réalisé. En second lieu, le nouveau design est présenté en détaillant les étapes qui ont mené à son aboutissement puis en finissant par la présentation d'un prototype.

5.1 État de l'art

Dans la partie 2.1.3.2 plusieurs techniques de miniaturisation grâce à des matériaux ont été présentées. En particulier, l'utilisation de méta-matériaux peut permettre de largement réduire les dimensions d'une antenne sans passer par les techniques traditionnelles et offre des avantages considérables.

5.1.1 Ligne de transmission à indice de réfraction négatif

Les lignes de transmission à indice de réfraction négatif sont des lignes de transmission chargées par une capacité en série et une inductance en parallèle comme présenté sur la figure 5.1. D'après [100], la constante de propagation d'une telle structure qui se

répète de manière périodique est défini par (5.1) : elle est la somme des constantes de propagation des lignes de transmission dites "Right-handed" (RH) et "Left-handed (LH)". β est positif lorsque la fréquence est élevée et tend vers la valeur associée à une ligne de transmission classique. À l'inverse, β devient négatif pour les fréquences basses et tend vers un comportement d'une ligne de transmission purement LH.

$$\beta = \beta_R + \beta_L = \omega\sqrt{L_R C_R} - \frac{1}{\omega\sqrt{L_L C_L}} \quad (5.1)$$

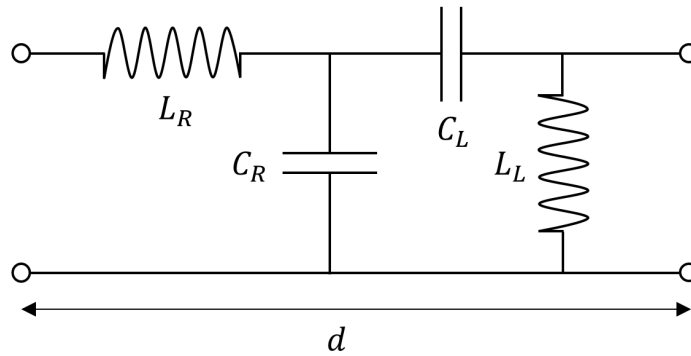


FIGURE 5.1 – : Circuit équivalent d'une cellule de ligne de transmission à indice de réfraction négatif.

Cette structure possède alors deux bandes passantes : la première bande possède un indice de réfraction négatif et est associée à la propagation induite par les charges réactives ajoutées, et une deuxième bande possède un indice de réfraction positif associé à la propagation classique dans une ligne de transmission. Dans cette première bande, la constante de propagation des ondes est négative et inversement proportionnelle à la fréquence. Ce comportement apporte divers avantages et a fait l'objet de nombreux articles présentant des concepts novateurs en hyperfréquence [101-105].

En particulier, l'utilisation de cette technique permet de faire apparaître des résonances à des fréquences basses malgré la faible valeur des éléments réactifs ajoutés et donc de miniaturiser une antenne avec de petits éléments chargés. En effet, d'après [104, 105] et d'après (5.1), dans le cas d'un comportement RH la constante de propagation est directement proportionnelle aux valeurs des éléments réactifs, ce qui implique que les charges réactives à utiliser pour réduire les dimensions doivent avoir une valeur plus importante que dans le cas LH où la proportion est inversée.

5.1.2 Adaptation sur un dipôle

5.1.2.1 Modèle de Schelkunoff

En adoptant le point de vue de Schelkunoff [106], un dipôle bi-conique infini possède une impédance $Z(r) = V(r)/I(r)$ qui ne varie pas le long du dipôle et qui peut être considérée comme celle d'une ligne de transmission uniforme. Afin de modéliser le cas plus réaliste où le dipôle bi-conique est de taille finie, Schelkunoff propose de charger la ligne de transmission par une impédance terminale Z_t . Les bras du dipôle bi-conique sont associés aux points chaud et froid d'une ligne de transmission uniforme, tandis que les effets réactifs induits par les réflexions dues au circuit ouvert sont représentés par l'impédance Z_t (voir figure 5.2).

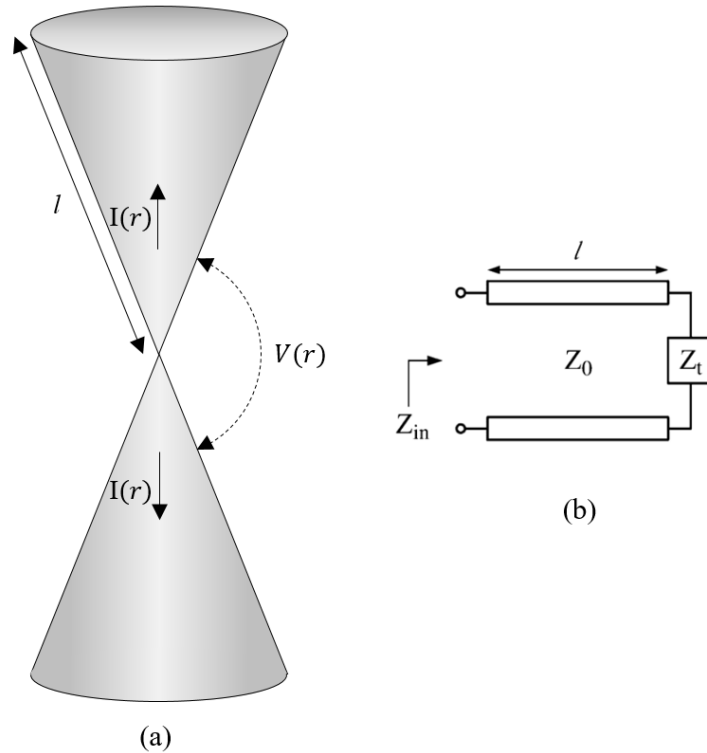


FIGURE 5.2 – : (a) Dipôle bi-conique fini (b) Circuit équivalent.

Dès lors, le dipôle peut être chargé par des éléments capacitifs et inductifs de manière à former une ligne de transmission à indice de réfraction négatif et donc à reproduire les phénomènes décrits dans la partie précédente. Marco Antoniadis propose plusieurs solutions dans [103, 104] pour reproduire ce phénomène et bénéficier de résonance dans la bande LH afin de réduire les dimensions des antennes.

5.1.2.2 Dipôle chargé par des éléments inductifs et capacitifs

En particulier, dans [104] l'auteur propose d'adapter le circuit équivalent d'un dipôle bi-conique de taille finie à un dipôle imprimé bow-tie. Pour ce faire, une impédance moyenne de la ligne de transmission non-uniforme associée au dipôle non bi-conique est calculée et intégrée dans le circuit équivalent. Ce modèle permet donc d'approximer le comportement d'un dipôle imprimé et offre la possibilité d'analyser les résonances induites lorsque le dipôle est chargé à la manière d'une ligne de transmission à indice de réfraction négatif en traçant la constante de propagation de Bloch. Le modèle d'une cellule NRI-TL ainsi que le diagramme de dispersion associé est présenté figure 5.3.

$$\cos(\beta_{BL}d) = \left(1 - \frac{1}{4\omega^2 L_0 C_0}\right) \cos(\theta) + \left(\frac{1}{2\omega C_0 Z_0} + \frac{Z_0}{2\omega L_0}\right) \sin(\theta) - \frac{1}{4\omega^2 L_0 C_0} \quad (5.2)$$

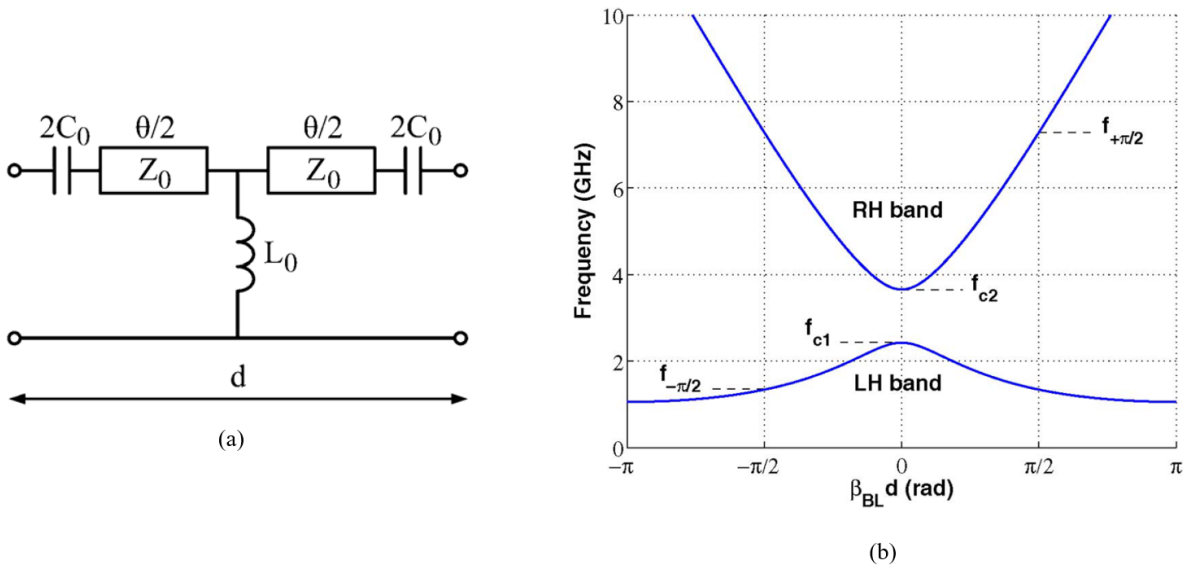


FIGURE 5.3 – : (a) Modèle équivalent d'une cellule NRI-TL (b) Diagramme de dispersion associé.

Le diagramme de dispersion associé à la structure montre un comportement coupe-bande. Étant donné la nature d'un dipôle, les fréquences de résonance de l'antenne dipôle sont les fréquences qui remplissent la condition $\beta d = n\pi$. Les fréquences de résonance d'ordre zéro sont les fréquences de coupures f_{c1} et f_{c2} du filtre coupe-bande et les fréquences de résonance d'ordre un sont $f_{\pm\pi/2}$ associées aux bandes LH et RH.

L'auteur propose alors de cascader deux cellules pour former un dipôle imprimé chargé

par des inductances et des capacités qui couvrent deux bandes de fréquence (voir figures 5.4 et 5.5) tout en ayant des dimensions réduites ($0.19\lambda_0 \times 0.04\lambda_0 \times 0.003\lambda_0$).

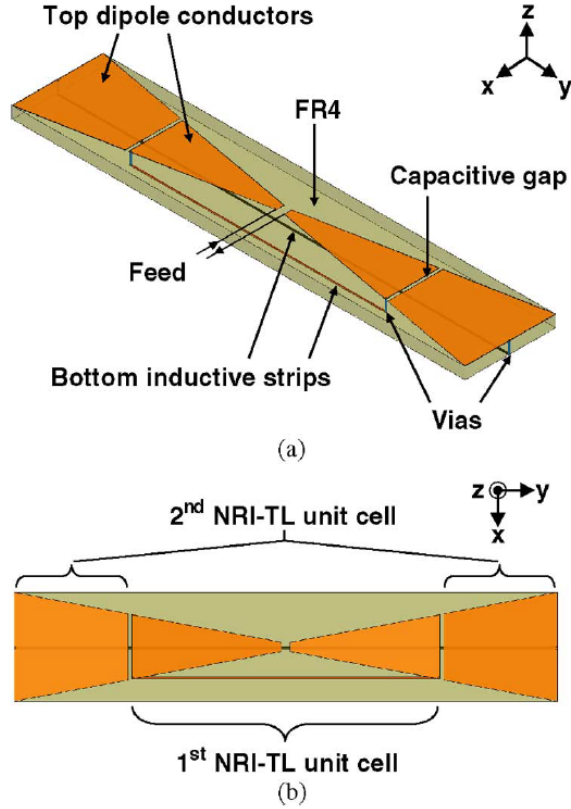


FIGURE 5.4 – : Antenne dipôle NRI-TL [104] (a) Vue 3-D (b) Vue par dessus.

L'antenne possède donc un comportement multi-bande grâce aux diverses fréquences de résonance. Elle résonne à une fréquence $f_{-\pi/2}$ dans la bande LH de la ligne de transmission pour couvrir une première bande basse et résonne à deux fréquences f_{c1} et f_{c2} pour couvrir une seconde bande plus large.

5.2 Procédure de conception

Dans le but d'adapter l'antenne issue de [104] à une polarisation circulaire, une solution est de placer un second dipôle orthogonal au premier et dont l'alimentation est déphasée de 90° . En se servant de la technique utilisée dans les précédents chapitres qui consiste à alimenter le dipôle secondaire par un anneau vacant produisant le déphasage nécessaire, deux problèmes majeurs se posent alors et doivent être investigués :

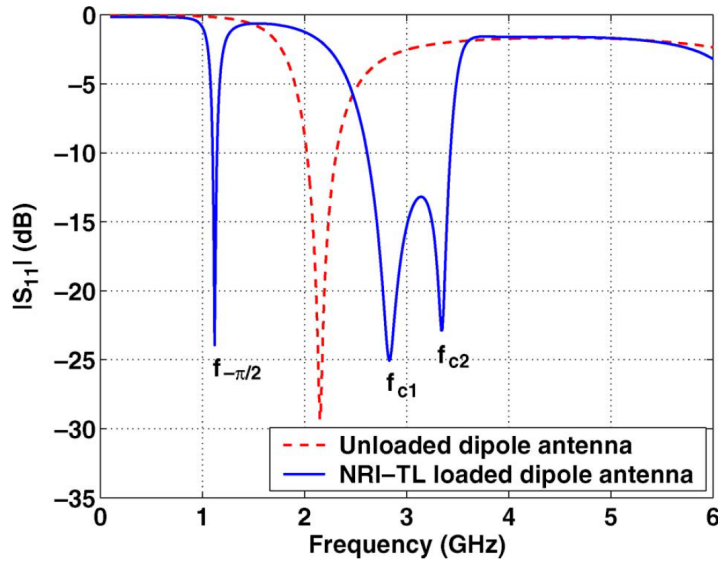


FIGURE 5.5 – : Coefficient de réflexion de l’antenne dipôle NRI-TL [104].

- En imprimant le point chaud sur la face supérieure d’un substrat et le point froid sur sa face inférieure, il est impossible de tracer les lignes d’inductances reliant chacun des bras des dipôles entre eux sans que ces lignes ne se croisent, ni qu’elles ne croisent le dipôle secondaire ni l’âme de câble coaxial d’alimentation. Il faut donc introduire une structure multi-couche pour faire passer ces lignes.
- Les bandes de fréquence couvertes sont très éloignées (1,15GHz pour la première bande et 2,88GHz pour la seconde), ce qui rend difficile le dimensionnement de l’anneau vacant dont la bande utile est limitée (voir partie 3.1.3).

5.2.1 Structure multi-couche

Afin de résoudre le problème des lignes d’inductance qui se croisent, une nouvelle structure à trois couches de substrat a été conçue. Comme dans les précédents designs d’antenne, le point chaud est imprimé sur la face supérieure de l’empilement et le point froid sur la face inférieure de l’empilement. Les couches intermédiaires sont utilisées pour faire passer les lignes d’inductances sans se toucher. De plus, les lignes d’inductances reliant les extrémités des dipôles ont été légèrement courbées pour éviter le contact avec le câble coaxial situé au centre de l’antenne (voir la figure 5.6).

Des vias métallisés permettent de relier les différentes lignes d’inductances aux points d’attache sur les dipôles. Par ailleurs, étant donnée la structure du circuit multi-

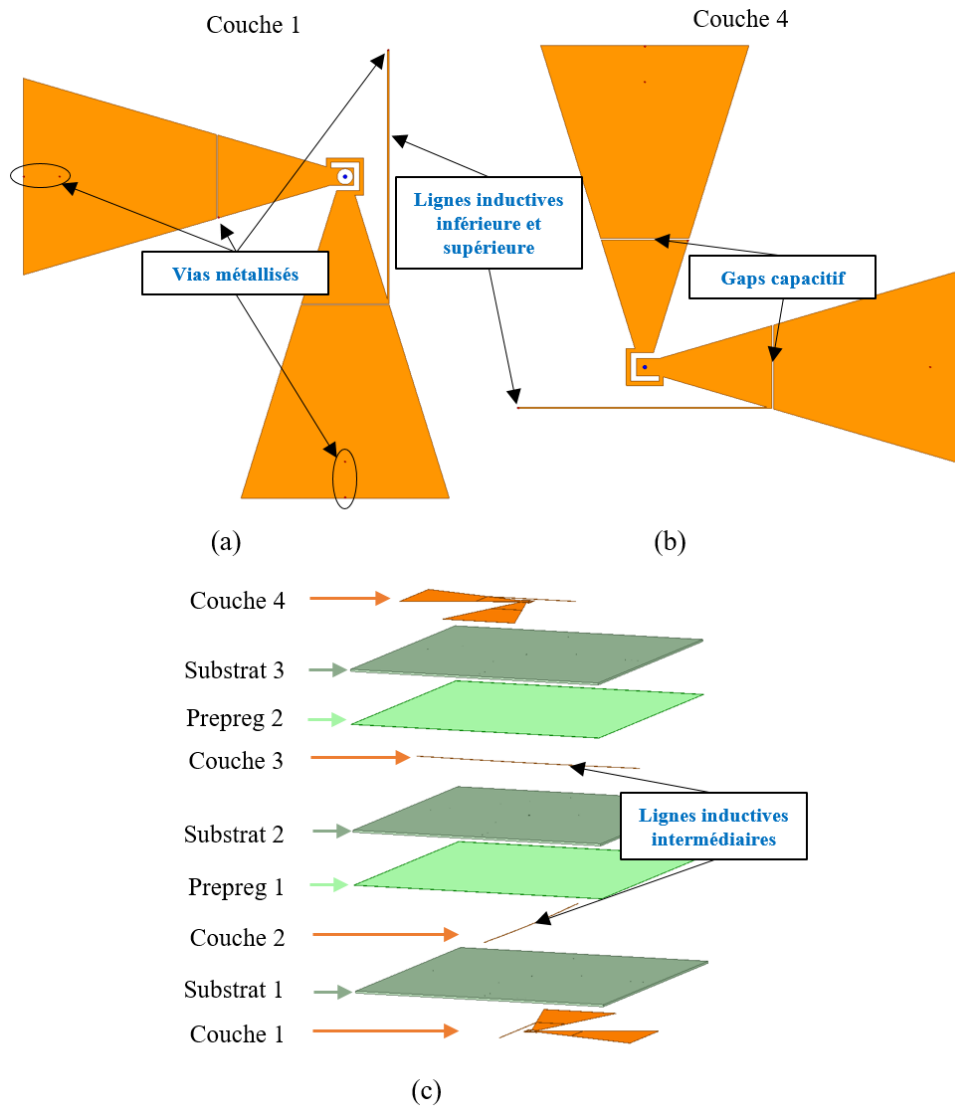


FIGURE 5.6 – : Structure du modèle multi-couche (a) Point froid (b) Point chaud (c) Stackup.

couche, de simples vias métallisés traversants suffisent pour assurer la continuité électrique. Il n'est donc pas indispensable d'avoir des vias borgnes qui peuvent compliquer le procédé de fabrication. Les différentes couches de substrat sont du MT77 d'Astra ($\epsilon_r = 3$) d'une épaisseur de $0,762\text{mm}$ et sont collées avec du prepreg MT77 1067 d'une épaisseur de $64\mu\text{m}$. L'ensemble est alimenté directement par un câble semi-rigide RG405 lequel se termine par un connecteur SMA 50Ω classique.

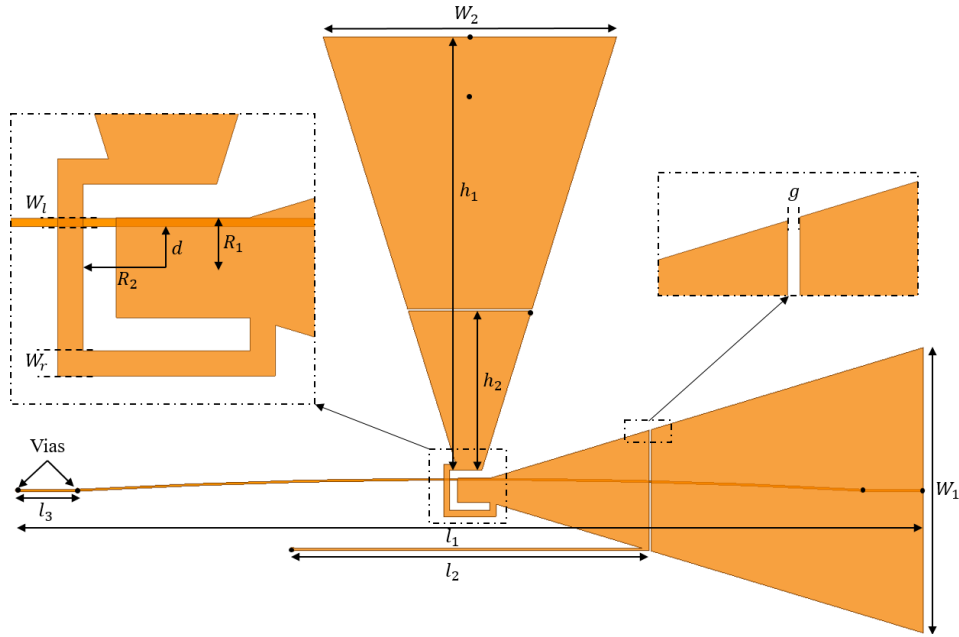


FIGURE 5.7 – : Plan détaillé du dipôle croisé.

5.2.2 Adaptation

En premier lieu, la structure de l'antenne doit être dimensionnée afin de choisir les bandes de fréquence à couvrir. Dans notre cas et en comparaison avec [104], l'antenne est environ deux fois plus grande pour couvrir des fréquences plus basses. Ce redimensionnement général a été effectué dans le but de rendre la connexion plus facile entre le câble coaxial et le circuit. Afin d'affiner le positionnement des résonances de la structure, les charges capacitatives et inductives peuvent être facilement réglées en modifiant l'épaisseur des gaps et les longueurs des lignes inductives respectivement. En effet, d'après (5.1) et (5.2), ces charges réactives sont directement liées à la constante de propagation associée à ce type de structure. En conséquence, les fréquences de résonance varient directement. Ces phénomènes sont décrits dans [104].

En second lieu, la structure proposée ici introduit un second dipôle alimenté par un anneau vacant qui doit être correctement dimensionné. Cette zone centrale de la structure doit être optimisée pour assurer la bonne loi de phase et d'amplitude simultanément aux deux dipôles. Pour ce faire, plusieurs paramètres dimensionnels sont à optimiser simultanément. Comme pour les précédents modèles présentés dans ce manuscrit, les paramètres R_1 , R_2 et W_r sont parmi les plus influents sur le coefficient de réflexion et sur la pureté de polarisation. Une analyse paramétrique est réalisée en faisant varier les

valeurs de ces trois paramètres dimensionnels de l'antenne présentée dans la figure 5.6. La figure 5.8 montre clairement une grande sensibilité du coefficient de réflexion de la bande haute à ces trois paramètres. En particulier dans le cas d'une variation du paramètre R_2 .

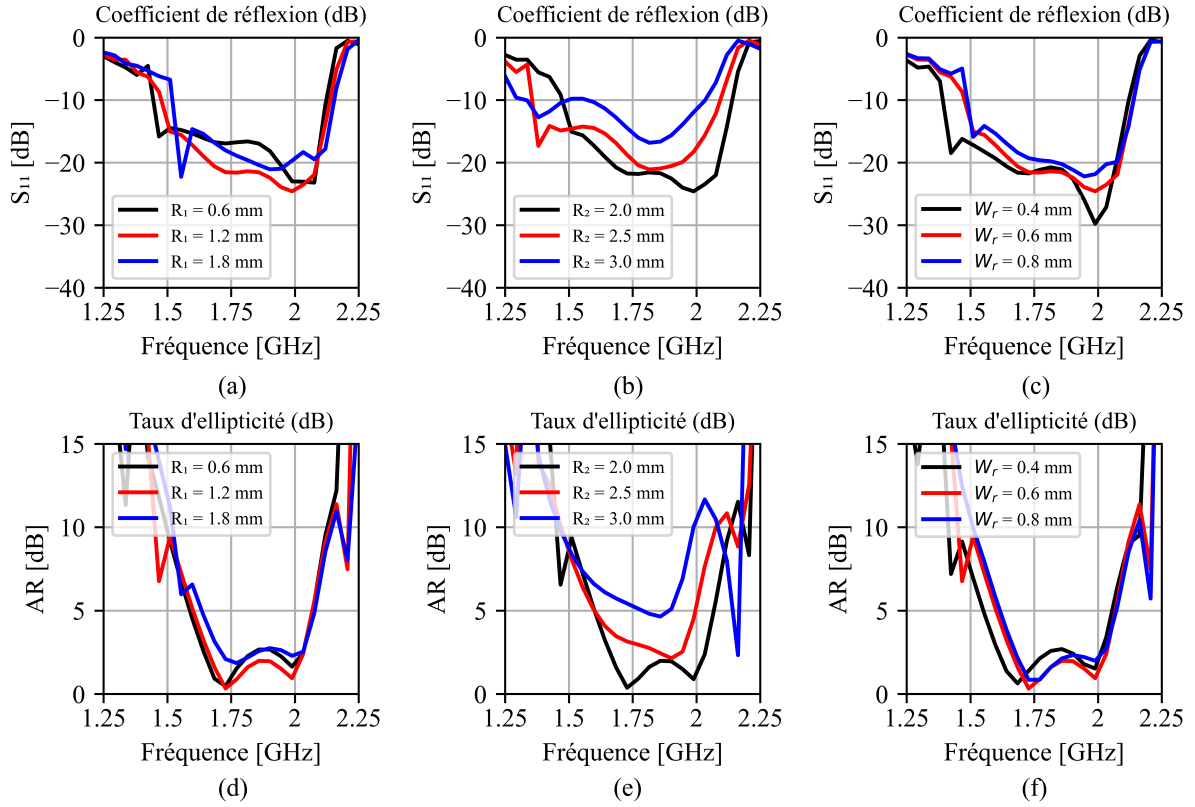


FIGURE 5.8 – : Études paramétriques du dipôle croisé NRI-TL en bande haute. (a) Variation du S_{11} pour des valeurs de R_1 (b) Variation du S_{11} pour des valeurs de R_2 (c) Variation du S_{11} pour des valeurs de W_r (d) Variation du TE pour des valeurs de R_1 (e) Variation du TE pour des valeurs de R_2 (f) Variation du TE pour des valeurs de W_r .

Quant à la bande basse, la figure 5.9 montre que son adaptation est plus sensible aux paramètres R_1 et R_2 . En particulier, à mesure que R_2 diminue, la fréquence de résonance basse se décale vers le bas du spectre. Ce phénomène peut s'expliquer par une variation de l'inductance de l'anneau, qui augmente lorsque son rayon augmente. La résonance basse étant associée au dipôle secondaire alimenté par l'anneau vacant, la résonance haute associée au dipôle principal reste relativement inchangée.

En revanche, le paramètre R_2 est également un paramètre clé pour contrôler le déphasage du second dipôle et donc de la polarisation circulaire. Sa valeur doit être choisie de manière à ce que les deux bandes soient bien adaptées et polarisées simultanément.

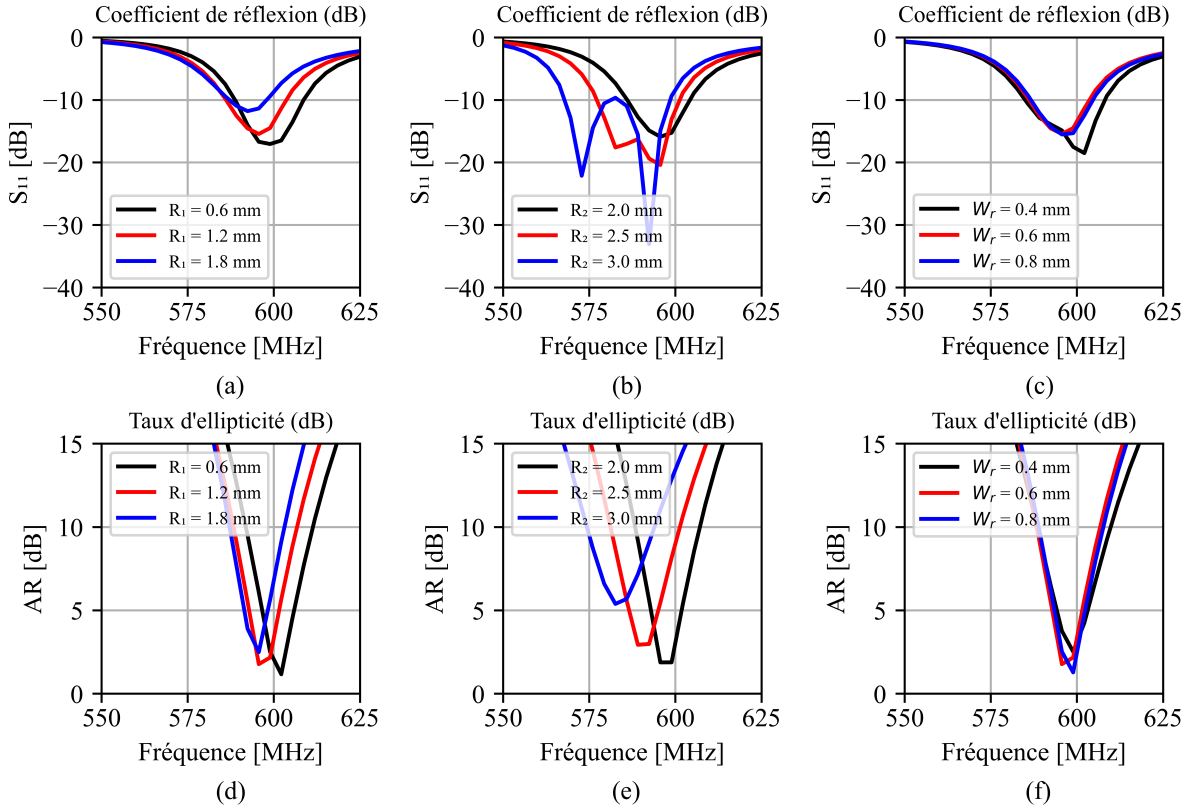


FIGURE 5.9 – : Études paramétriques du dipôle croisé NRI-TL en bande basse. (a) Variation du S_{11} pour des valeurs de R_1 (b) Variation du S_{11} pour des valeurs de R_2 (c) Variation du S_{11} pour des valeurs de W_r (d) Variation du TE pour des valeurs de R_1 (e) Variation du TE pour des valeurs de R_2 (f) Variation du TE pour des valeurs de W_r .

Il est aussi préférable d'éviter de modifier sa valeur pour optimiser une bande au risque de détériorer l'autre. Il est donc préférable de jouer sur des paramètres dont la variation n'impacte qu'une bande à la fois. Par exemple, le paramètre R_1 a un impact moindre sur la bande haute que sur la bande basse.

5.2.3 Polarisation circulaire

La polarisation circulaire est obtenue en remplissant la condition (2.13). Et comme dans les précédents modèles, les paramètres dimensionnels W_r et R_2 de l'anneau vacant suffisent généralement pour contrôler le déphasage du dipôle secondaire et donc pour contrôler la polarisation circulaire. Il est cependant beaucoup plus délicat d'obtenir un déphasage correct dans les deux bandes de fréquence simultanément puisque la résonance

de la bande basse est associée à une constante de propagation négative qui n'évolue pas de manière linéaire. Par conséquent, l'analyse de la largeur de bande de l'anneau vacant décrite dans la partie 3.1.3 n'est pas valable ici.

Une étude paramétrique faisant varier les paramètres W_r et R_2 présentée dans la figure 5.8 confirme la grande sensibilité du taux d'ellipticité dans la bande haute. Dans la bande basse, la fréquence de résonance se décale vers le bas du spectre lorsque R_2 augmente. Les deux résonances des deux dipôles peuvent ne plus être suffisamment rapprochées pour garantir le rayonnement des deux composantes simultanément lorsque R_2 est trop élevé. Lorsque une combinaison des paramètres permet d'obtenir un taux d'ellipticité inférieur à 3dB dans une des deux bandes, il est souvent supérieur à 3dB dans l'autre bande. Cette optimisation est complexe et nécessite donc un paramètre supplémentaire afin de donner un degré de liberté additionnel.

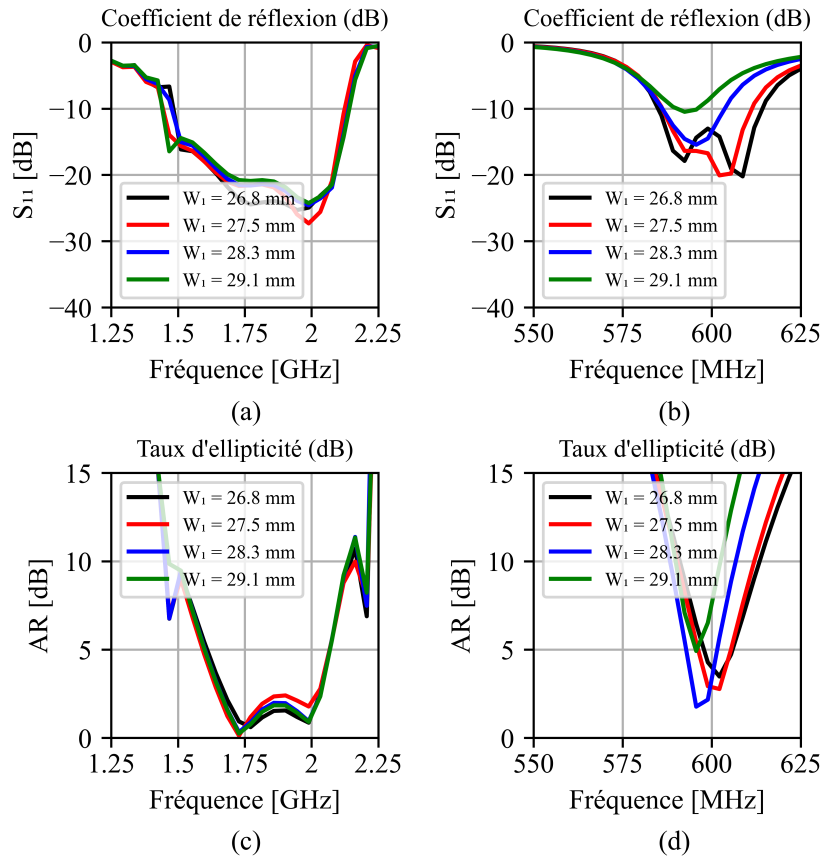


FIGURE 5.10 – : Études paramétriques de l'ouverture angulaire W_1 du dipôle croisé NRI-TL. (a) Variation du S_{11} en bande haute (b) Variation du S_{11} en bande basse (c) Variation du TE en bande haute (d) Variation du TE en bande basse.

Afin d'obtenir ce degré de liberté supplémentaire permettant de répondre à la condition (2.13), le comportement de l'impédance d'un dipôle bow-tie et en particulier de sa réactance a été investigué. D'après Schelkunoff, l'impédance terminale d'un dipôle bi-conique est donnée par (5.3).

$$Z_t = \frac{Z_0^2}{Z_a(\beta l)} \quad (5.3)$$

Où Z_a est l'inverse de l'impédance terminale et est définie par (5.4).

$$Z_a(\beta l) = R_a(\beta l) + jX_a(\beta l) \quad (5.4)$$

La partie réelle R_a est indépendante de la forme de la coupe transversale du dipôle tandis que la partie réactive X_a dépend directement de la forme de la coupe transversale du dipôle. Par analogie avec un dipôle bow-tie imprimé, sa susceptance terminale dépend donc de la forme de sa coupe transversale. Le paramètre W_1 permettant de contrôler l'ouverture angulaire des bras du dipôle principal est alors une variable susceptible de contrôler la susceptance du dipôle et offre donc un degré de liberté supplémentaire pour parvenir à remplir la condition (2.13) simultanément dans les deux bandes.

L'étude paramétrique du paramètre W_1 présentée dans la figure 5.10 montre en effet une grande sensibilité du taux d'ellipticité en bande basse. En particulier, la résonance haute associée au dipôle principal est décalée en fréquence, ce qui permet notamment de compenser l'écart induit par la variation du paramètre R_2 . On note au passage que les performances en bande haute sont quasiment insensibles à la variation de W_1 , ce qui est un avantage considérable pour optimiser la bande basse sans dégrader la bande haute.

5.3 Prototype

En partant d'un modèle dont les dimensions sont données dans le tableau 5.1, un prototype a été fabriqué et sera mesuré prochainement. Une photo du prototype est présentée 5.11.

TABLE 5.1 – : Dimensions du dipôle croisé NRI-TL.

	W_1	W_2	R_1	R_2	W_r	W_l	d	h_1	h_2	l_1	l_2	l_3	g
[mm]	28, 33	29, 12	1, 2	2	0, 6	0, 2	1	43	16	90	35, 6	6	0.2

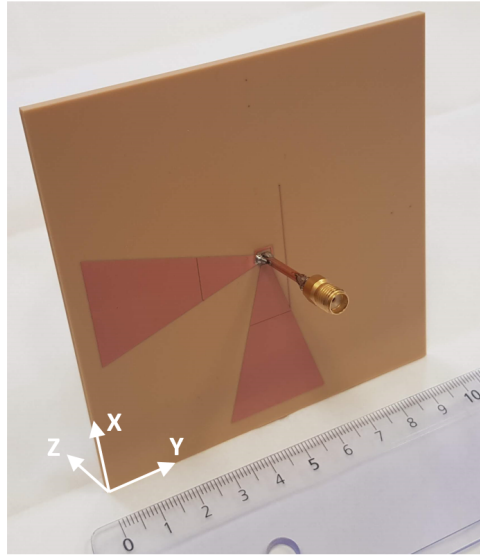


FIGURE 5.11 – : Photo du prototype fabriqué.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une antenne compacte dipôle multi-bande basée sur des principes de ligne de transmission à indice de réfraction négatif a été étudiée puis adaptée à un fonctionnement en polarisation circulaire. En réutilisant la technique de l'anneau vacant déjà employée dans les précédents chapitres et en étudiant la théorie des dipôles bi-coniques décrite par Schelkunoff, un modèle multi-couche a pu être développé et optimisé. L'antenne mesure $100\text{mm} \times 100\text{mm} \times 2.4\text{mm}$ (soit $0.196\lambda \times 0.196\lambda \times 0.005\lambda$) et couvre deux bandes circulairement polarisées de 586 MHz à 603 MHz (2.9%) et de 1.48 GHz à 2.14 GHz (36%) pour un coefficient de réflexion évalué à -10 dB, de 594 MHz à 599 MHz (0.8%) et de 1.64 GHz à 2.04 GHz (22%) pour un taux d'ellipticité évalué à 3 dB.

CONCLUSION

Ce chapitre clôture le manuscrit en présentant une vue d'ensemble des travaux. Dans un premier temps, les nouvelles contributions sont exposées. Puis dans un second temps, les perspectives et propositions de développements futurs sont évoquées.

6.1 Résumé et contributions

Cette thèse porte sur l'étude et le développement d'un nouveau type d'antenne pour les prochaines générations de lanceur ou plus généralement, pour les véhicules spatiaux. Les fonctions principales visées sont la Télécommande, la Géolocalisation, la Télémessure et la Trajectographie qui présentent des besoins spécifiques en gain et en polarisation. Dans le cas des lanceurs commercialisés par ArianeSpace, à chacune de ces différentes fonctions est associé un réseau d'antennes particulier qui s'étend autour de la circonférence du lanceur. Dès lors, l'intégration de toutes les chaînes de communication sur la structure est un travail complexe qui s'avère peu flexible. Pour répondre en partie à ces points durs, l'idée d'une antenne universelle réunissant toutes les fonctions principales fait sens puisque cette dernière pourrait être utilisée de manière indifférenciée sur chacune des chaînes. Afin de remplir tous les critères de performance de toutes les fonctions simultanément, une nouvelle architecture basée sur des cavités multiples entrelacées est proposée. Une première antenne pionnière de ce concept a émergé. Cette antenne couvre deux bandes en polarisation circulaire et possède une double cavité. En second lieu, le concept a été progressivement validé à travers la conception d'antennes bi-bandes à l'aide de logiciels commerciaux full-wave. Puis en dernier lieu, un modèle quadri-bande a été conçu, assurant à la fois de bonnes performances d'adaptation, de polarisation, de gain et de réjection dans toutes les bandes de fréquence. Cette antenne universelle a par la suite fait l'objet de modifications en collaboration étroite avec le BE mécanique d'ArianeGroup, en vue d'anticiper la montée en maturité dans le cadre de l'application spatiale visée. Ensuite validée par une campagne de mesure, l'antenne présente des résultats très prometteurs.

Ces activités de recherche ont débouché sur deux dépôts de brevet, sur une soumission en cours d'un article de revue internationale, ainsi qu'un papier de conférence internationale.

Puis, une antenne miniaturisée bi-bande a été conçue pour fonctionner en polarisation circulaire. Ce travail présenté dans le chapitre 5 a été mené dans le but d'ouvrir une piste d'amélioration de l'antenne universelle. En effet, basée sur une technique issue des méta-matériaux, cette nouvelle antenne pourrait couvrir la fonction de Télécommande et de Géolocalisation en limitant considérablement la taille totale. Simple et facile à fabriquer, ce modèle est validé par la simulation et est en cours de mesure. À terme, ce chapitre pourra faire l'objet d'un article de journal dans une revue scientifique internationale.

6.2 Perspectives

Bien que l'antenne universelle soit prometteuse et qu'elle ait fait l'objet d'une campagne de mesure, elle présente des limitations de gain sur les fonctions de géolocalisation et de télémessure. Cela se justifie par les effets de diffraction des ondes provoqués par la structure de l'antenne elle-même. Ces phénomènes, connus et identifiés très tôt dans le processus de conception, sont inhérents à l'architecture employée et ont un impact relatif à toutes les fréquences couvertes. Cependant, ils se font particulièrement remarquer sur les bandes de géolocalisation et de télémessure dont les besoins en largeur de bande et en gain sont plus sévères. Naturellement, ce problème n'étant pas nouveau dans ce type d'antenne, il a déjà fait l'objet de quelques propositions de solutions dans la littérature scientifique. La partie 4.9 liste les pistes de corrections qui ont été identifiées.

Notamment, des techniques basées sur des méta-matériaux permettent de réduire les effets de diffraction et pourraient donc résoudre les problèmes de gain de l'antenne universelle actuelle. Une solution pourrait consister à diviser les bras d'un dipôle croisé (celui de la télécommande par exemple) en une multitude d'éléments "choke". Ces éléments unitaires sont constitués d'un agencement de capacité et d'inductance dans le but de stopper les courants aux fréquences parasites et de les laisser passer aux fréquences utiles. Dans notre exemple du dipôle de la télécommande, les fréquences parasites considérées seront celles des bandes GNSS, TM et TJ. Dès lors, l'élément rayonnant de la télécommande pourrait avoir un impact moindre sur les diagrammes de rayonnement des antennes voisines. Cette solution pourrait être investiguée pour y être intégrée. Cependant, une difficulté évidente de cette solution est sa largeur de bande de fonctionnement qui est généralement très faible. Une sélection des fréquences les plus perturbées pourrait éventuellement être une

réponse à cette problématique. D'autre part, des courants aux fréquences perturbées circulant le long de l'extrémité haute du châssis ont été observés. Ces courants contribuent clairement à la détérioration des diagrammes de rayonnement. Par conséquent, l'ajout de modifications (des fentes par exemple) au sein de l'extrémité haute du châssis pourrait éventuellement réduire ces courants et de fait, réduire leur impact sur le rayonnement total. Une dernière piste pour palier à la limitation de couverture hémisphérique est de miniaturiser les éléments rayonnants. En effet, la réduction des dimensions implique une diminution de l'aire des surfaces métalliques et donc des effets de diffractions. Des dipôles méandrés ou des dipôles magnéto-électriques sont des exemples éléments rayonnants qui peuvent être bien plus petits que ceux employés lors de cette thèse.

D'autre part, les dimensions de l'antenne universelle actuelle sont de $320\text{mm} \times 399.5\text{mm} \times 90\text{mm}$. Pour arriver à ces dimensions, une phase de miniaturisation a fait l'objet de travaux spécifiques lors de la conception. Néanmoins, plusieurs pistes supplémentaires de réduction des dimensions existent et méritent d'être étudiées. La partie 4.9 liste des solutions qui permettraient d'y parvenir. À titre d'exemple, les surfaces artificielles magnétiques peuvent être utilisées pour réduire le profil des antennes à dipôle. Alors, cette technique pourrait parfaitement s'ajouter à la conception de l'antenne universelle, notamment pour réduire la hauteur de la cavité associée à la fonction de télécommande. À titre de second exemple, le chapitre 5 présente un élément rayonnant qui pourrait répondre aux fonctions de télécommande et de géolocalisation avec des dimensions extrêmement réduites. Au préalable, il faudrait étudier son intégration au sein d'une cavité de l'antenne universelle.

D'un point de vue de la fabrication, le prototypage et la mesure de l'antenne universelle ont permis de soulever deux problèmes. Premièrement, des fuites de courant de la fonction télécommande non prédites par la simulation ont été découvertes. Dégradant totalement les performances en bande télécommande, ces courants qui sortent par le jeu mécanique sont à supprimer absolument. En réponse à ce problème, une fabrication mono-bloc de la cavité peut être facilement envisagée, par impression 3D métal par exemple. Deuxièmement, l'étape de soudure du câble coaxial au circuit de trajectographie est difficilement répétable et induit une baisse des performances si elle n'est pas parfaitement effectuée. Afin de corriger cette faiblesse, le dipôle associé peut être agrandi sans remettre en cause l'encombrement global visé pour l'AUL, afin de laisser plus d'espace pour la soudure. Un connecteur adapté pourrait également résoudre le problème. En dernière solution, un élément rayonnant différent pourrait être envisagé.

Dans le cadre de l'application lanceur, le concept peut être actuellement placé à un

niveau de maturité TRL 3/4. Il doit donc passer par de très nombreuses étapes avant d'être engagé sur un lancement. Une des étapes principales suivantes est la validation d'un prototype dans un environnement représentatif de celui d'un lanceur en vol, donc en tenant compte des effets dûs à la présence d'un grand plan de masse, de la protection thermique, et de tous les facteurs d'ambiance. Dans l'état actuel de l'avancement du projet, le prototype actuel peut d'ores et déjà être mesuré avec un plan de masse plan en étant partiellement enfoui. Cette campagne de mesure devrait avoir lieu à la fin de la thèse.

ANNEXE I : DATASHEETS DES COMPOSANTS ET MATÉRIAUX

Taconic TLC 30

Taconic High Performance Materials - Typical Values													
Part #	Composition	Dk	Df	Volume Resistivity Mohm/cm	Surface Resistivity Mohm	Flex Strength K psi		Moisture Absorption %	k _T W/(mK)	CTE * ppm/°C			Peel Strength lbs/in 1 oz Cu
						MD	CD			x	y	z	
TLC-27, 30, 32, 338, 35	PTFE - Glass	2.75 - 3.50 ^(a)	0.0023 - 0.0037 ^(c)	10 ⁶	10 ⁶	24	19	<0.02	0.24	9	12	70	12

* CTE values vary by temperature range of measurement. Please inquire for specific product temperature range.

UL Rating for all products: 94 V-O except products designated with [†]

- (a) Measured by IPC-TM-650 method 2.5.5.5 (stripline resonator) at 10 GHz
 (b) Measured by IPC-TM-650 method 2.5.5.5.1 (modified stripline) at 1.9 GHz
 (c) Measured by IPC-TM-650 method 2.5.5.5.1 (modified stripline) at 10 GHz
 (d) Measured by IPC-TM-650 method 2.5.5.6 (full sheet resonant)
 (e) Measured by ASTM E1461

Product	Available Thickness		Thickness Tolerance	
	(inches)	(mm)	(inches)	(mm)
TLC-30, 32	0.0200	0.51	+/- 0.0015	+/- 0.04
	0.0310	0.79	+/- 0.0020	+/- 0.05
	0.0450	1.14	+/- 0.0020	+/- 0.05
	0.0620	1.58	+/- 0.0020	+/- 0.05
	0.0930	2.36	+/- 0.0030	+/- 0.08

FIGURE 6.1 – : Caractéristiques du TLC 30.

Radial RG405

Semi-rigid cable .085 (RG405 - KS1)



**P/N: C291 850 001
(MIL-C-17/133-RG405)
(NF-C-93/551-KS1)**

APPLICATION NOTE

RG405 is one of the most popular semi-rigid RG cables.
RG405 is a more preferred option to flexible RG316 or RD316 for applications requiring high frequency range, low attenuation, high screening effectiveness, very small bending radius and/or no spring back effect.

CONSTRUCTION / DIMENSIONS

	Material	mm	Inches
Center conductor	Solid SPCCS ⁽¹⁾	0.51	0.020
Dielectric	Solid PTFE ⁽²⁾	1.68	0.066
Inner shield	Copper tubing	2.20	0.087
Outer shield	-	-	-
Jacket	-	-	-

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic impedance	50Ω ± 1.5Ω	
Operating frequency range	DC - 20 GHz	
Shielding effectiveness	110 dB	
Voltage withstanding	5 000 V rms	
Peak power	1.9 kW	
Capacitance	100 pF / m	30 pF / ft
Velocity of propagation	70 % (4.8 ns / m)	

MECHANICAL CHARACTERISTICS

Recommended minimum bending radius	3.17 mm	0.125 inch
Weight	20.0 g / m	0.0135 lbs / ft

ENVIRONMENTAL CHARACTERISTICS

Operating temperature range	-40 / +125 °C	-40 / +257 °F
Fire resistance	N/A	
Halogen free	No	

FREQUENCY / ATTENUATION (typ.) / CW MAX POWER (sea level / 25 °C)

GHz	dB / m	dB / ft	Watts
1.0	0.65	0.20	100
2.0	0.94	0.29	71
3.0	1.18	0.36	58
6.0	1.73	0.53	41
8.0	2.05	0.62	35
10.0	2.33	0.71	32
12.4	2.64	0.80	28
18.0	3.31	1.00	24
20.0	3.53	1.07	22
Attenuation calculation (dB/m)	[0.61 x √f GHz] + [0.04 x f GHz]		
Power calculation (W)	100 / √f GHz		

⁽¹⁾ SPCCS = Silver Plated Copper Covered Steel

⁽²⁾ PTFE = PolyTetraFluoroEthylene

FIGURE 6.2 – : Caractéristiques du RG405 de Radiall.

Time Microwave RG405



Product Release

EZ-FLEX Microwave Coax

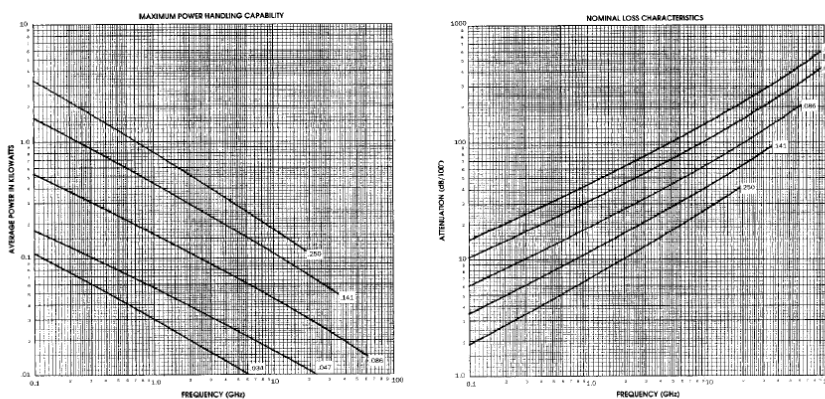


- Enhanced Formability-Tight bends without spring back
- Standard Sizes — .034" to .250"
- MIL-C-17 Qualified — see table for part numbers
- Standard Connectors — crimp or soldered
- Space and Weight Savings — reduced cost
- Low Loss/Phase Stable Versions — ask for data sheet
 - 30% loss improvement
 - 200% power increase
 - 100% phase stability improvement
 - 250C operating temperature (2x MIL-Spec)

The enhanced formability characteristic is depicted in the photo above and shows .141" EZ-Flex coiled to the normal .250" radius and to the reduced radius of .075".

To aid in the size selection process attenuation and power handling graphs are provided below. A table of basic electrical, mechanical and environmental data appears on the back of the page. For phase sensitive applications we recommend you contact our Product Engineering Group to discuss the requirements.

With over 40 years in the microwave coax design and manufacturing business Times has a wealth of experience for its customers to take advantage of. For assistance on your current and future semi-rigid cable applications contact us at the numbers listed below.



T TIMES Microwave Systems
 P.O. Box 5039, Wallingford, CT 06492 • (203) 265-8400 • FAX: (203) 265-8991

FIGURE 6.3 — : Caractéristiques du RG405 de Time Microwave.

EZ-FLEX Table of Properties

D I A	Times Part Number	Materials & Dimensions			Electrical			Mechanical & Environmental		
		Center Conductor (1)	Dielectric Core	Outer Conductor (2)	Impedance Capacitance Velocity	Dielectric Strength Corona Ext	Minimum Bend Radius	Weight Lengths(3) Adhesion(4)	Operating Temp Range	
0 3 4	EF-50034B M17/154-00001 EF-50034T M17/154-00002 EF-50034S	SCCS .008" +/- .002"	PTE .026" +/- .001"	BC .034" +/- .001" TC .034" +002-.001" SPC .034" +002-.001"	50 +/- 3.0 ohms 29.3 p/f/ft 69.5 %	2000 Vrms 750 Vrms	.025 inches 5 feet 0.5 lbs min 5.5 lbs max	-65 + 175 C		
0 4 7	EF-50047B M17/151-00001 EF-50047T M17/151-00002 EF-50047S	SCCS .0113" +/- .0002"	PTE .037" +/- .001"	BC .047" +/- .001" TC .047" +002-.001" SPC .047" +002-.001"	50 +/- 2.5 ohms 29.3 p/f/ft 69.5 %	2000 Vrms 1000 Vrms	0.40 lbs/100' 10 feet 2 lbs min 10 lbs max	-65 + 175 C		
0 6	EF-50086B M17/133-00006 EF-50086T M17/133-00007 EF-50086S	SCCS .0201" +/- .0005"	PTE .066" +/- .001"	BC .086" +/- .001" TC .086" +002-.001" SPC .086" +002-.001"	50 +/- 1.5 ohms 29.3 p/f/ft 69.5 %	5000 Vrms 1500 Vrms	1.4 lbs/100' 50 feet 4 lbs min 35 lbs max	-65 + 175 C		
1 4 1	EF-50141B M17/130-00004 EF-50141T M17/130-00005 EF-50141S	SCCS .0362" +/- .0005"	PTE .1175" +/- .001"	BC .141" +/- .001" TC .141" +002-.001" SPC .141" +002-.001"	50 +/- 1.0 ohms 29.3 p/f/ft 69.5 %	5000 Vrms 1900 Vrms	3.4 lbs/100' 50 feet 4 lbs min 65 lbs max	-65 + 125 C		
2 5 0	EF-50250B M17/129-RG401 EF-50250T M17/129-00001 EF-50250S	SCCS .0641" +/- .001"	PTE .209" +/- .002"	BC .250" +/- .001" TC .250" +002-.001" SPC .250" +002-.001"	50 +/- 0.5 ohms 29.3 p/f/ft 69.5 %	7500 Vrms 3000 Vrms	25 lbs/100' 50 feet 4 lbs min 100 lbs max	-65 + 90 C		

Notes: (1) Optional Center Conductors Available (eg. SCCS(40A), SC, SCBeCu, SNCCS)
 (2) Tin Plating 300u" minimum; MIL-T-10727 Type I.
 Silver Plating 300u" minimum; QQ-S-365 Type II Grade A
 (3) Lengths furnished straight or coiled and cut as required.
 (4) Higher adhesion available on request.

Times Microwave Systems • (203) 265-8400 • FAX: (203) 265-8991 PR-1-1190

SCCS = Silver Coated Copper Clad Steel
 PTFE = Polytetrafluoroethylene
 BC = Bare Copper
 TC = Tin Plated Copper
 SC = Silver Plated Copper

FIGURE 6.4 – : Caractéristiques du RG405 de Time Microwave.

Amphenol RF TNC

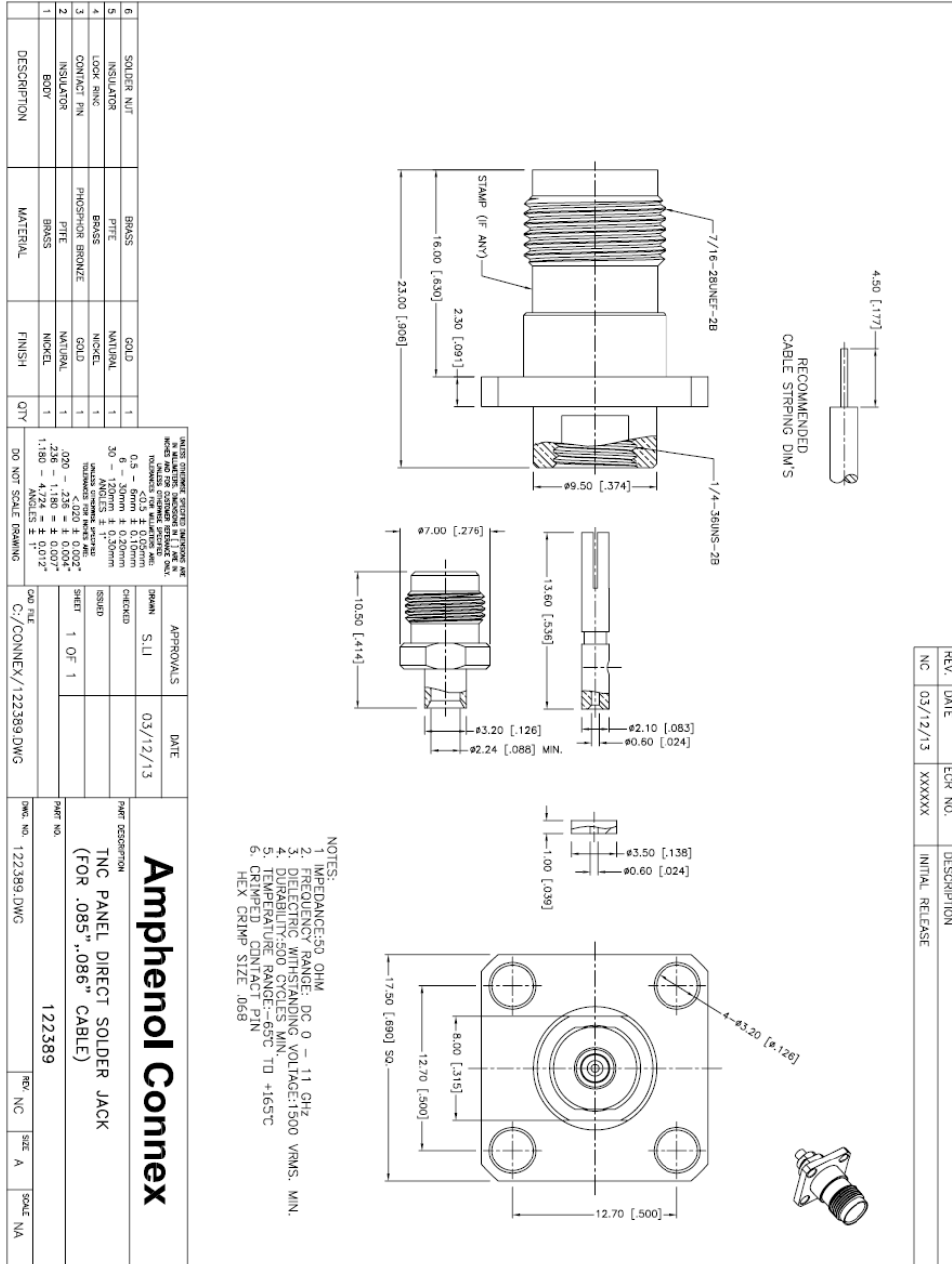
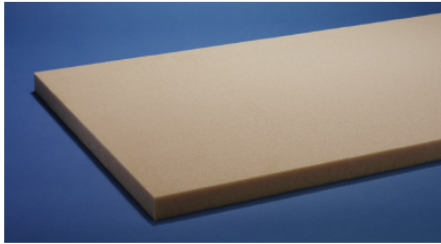


FIGURE 6.5 – : Caractéristiques du connecteur TNC de Amphenol RF.

Divinycell



TECHNICAL DATA Divinycell H

HIGH PERFORMANCE IPN CORE MATERIAL

Divinycell H provides excellent mechanical properties to low weight. The unique IPN chemical structure, yields impressive mechanical performance to a low weight. Divinycell H has been widely used and has a proven track record in virtually every application area where sandwich composites are employed including the marine (leisure, military and commercial), land transportation, wind energy, civil engineering/infrastructure and general industrial markets.

Divinycell H is ideal for applications subject to fatigue, slamming or impact loads. Other key features of Divinycell H include consistent high quality, excellent adhesion/peel strength, excellent chemical resistance, low water absorption and good thermal/acoustic insulation. Divinycell H is compatible with virtually all commonly used resin and manufacturing systems.

MECHANICAL PROPERTIES DIVINYCELL® H

Property	Test Procedure	Unit		H45	H60	H80	H100	H130	H160	H200	H250
Compressive Strength ¹	ASTM D 1621	MPa	Nominal	0,6	0,9	1,4	2,0	3,0	3,4	5,4	7,2
			Minimum	0,5	0,7	1,15	1,65	2,4	2,8	4,5	6,1
Compressive Modulus ¹	ASTM D1621-B-73	MPa	Nominal	50	70	90	135	170	200	310	400
			Minimum	45	60	80	115	145	175	265	350
Tensile Strength ¹	ASTM D 1623	MPa	Nominal	1,4	1,8	2,5	3,5	4,8	5,4	7,1	9,2
			Minimum	1,1	1,5	2,2	2,5	3,5	4,0	6,3	8,0
Tensile Modulus ¹	ASTM D 1623	MPa	Nominal	55	75	95	130	175	205	250	320
			Minimum	45	57	85	105	135	160	210	260
Shear Strength	ASTM C 273	MPa	Nominal	0,56	0,76	1,15	1,6	2,2	2,6	3,5	4,5
			Minimum	0,46	0,63	0,95	1,4	1,9	2,2	3,2	3,9
Shear Modulus	ASTM C 273	MPa	Nominal	15	20	27	35	50	60	73	97
			Minimum	12	16	23	28	40	50	65	81
Shear Strain	ASTM C 273	%	Nominal	12	20	30	40	40	40	45	45
Density	ISO 845	kg/m ³	Nominal	48	60	80	100	130	160	200	250

All values measured at +23°C

1. Properties measured perpendicular to the plane

Nominal value is an average value of a mechanical property at a nominal density
Minimum value is a minimum guaranteed mechanical property a material has independently of density

PRODUCT CHARACTERISTICS

- Low water absorption
- Superior damage tolerance
- Fast and easy to process
- Good chemical resistance
- Excellent fatigue properties
- Low resin uptake
- Wide range of properties
- Provides excellent mechanical properties to a low weight

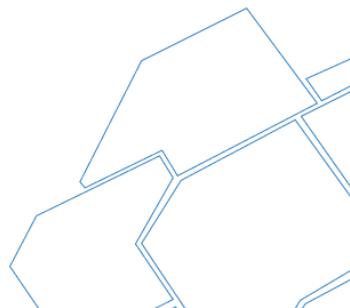
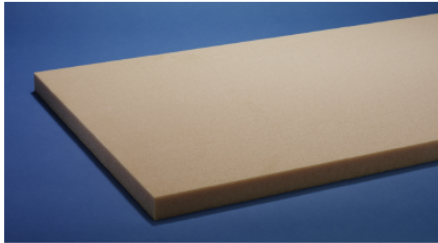


FIGURE 6.6 – : Caractéristiques de la mousse Divinycell H.



TECHNICAL DATA

Divinycell H

HIGH PERFORMANCE IPN CORE MATERIAL

Divinycell H provides excellent mechanical properties to low weight. The unique IPN chemical structure, yields impressive mechanical performance to a low weight. Divinycell H has been widely used and has a proven track record in virtually every application area where sandwich composites are employed including the marine (leisure, military and commercial), land transportation, wind energy, civil engineering/infrastructure and general industrial markets.

Divinycell H is ideal for applications subject to fatigue, slamming or impact loads. Other key features of Divinycell H include consistent high quality, excellent adhesion/peel strength, excellent chemical resistance, low water absorption and good thermal/acoustic insulation. Divinycell H is compatible with virtually all commonly used resin and manufacturing systems.

MECHANICAL PROPERTIES DIVINYCELL® H

Property	Test Procedure	Unit		H45	H60	H80	H100	H130	H160	H200	H250
Compressive Strength ¹	ASTM D 1621	MPa	Nominal	0.6	0.9	1.4	2.0	3.0	3.4	5.4	7.2
			Minimum	0.5	0.7	1.15	1.65	2.4	2.8	4.5	6.1
Compressive Modulus ¹	ASTM D1621-B-73	MPa	Nominal	50	70	90	135	170	200	310	400
			Minimum	45	60	80	115	145	175	265	350
Tensile Strength ¹	ASTM D 1623	MPa	Nominal	1.4	1.8	2.5	3.5	4.8	5.4	7.1	9.2
			Minimum	1.1	1.5	2.2	2.5	3.5	4.0	6.3	8.0
Tensile Modulus ¹	ASTM D 1623	MPa	Nominal	55	75	95	130	175	205	250	320
			Minimum	45	57	85	105	135	160	210	260
Shear Strength	ASTM C 273	MPa	Nominal	0.56	0.76	1.15	1.6	2.2	2.6	3.5	4.5
			Minimum	0.46	0.63	0.95	1.4	1.9	2.2	3.2	3.9
Shear Modulus	ASTM C 273	MPa	Nominal	15	20	27	35	50	60	73	97
			Minimum	12	16	23	28	40	50	65	81
Shear Strain	ASTM C 273	%	Nominal	12	20	30	40	40	40	45	45
Density	ISO B45	kg/m ³	Nominal	48	60	80	100	130	160	200	250

All values measured at +23°C

1. Properties measured perpendicular to the plane

Nominal value is an average value of a mechanical property at a nominal density

Minimum value is a minimum guaranteed mechanical property a material has independently of density

PRODUCT CHARACTERISTICS

- Low water absorption
- Superior damage tolerance
- Fast and easy to process
- Good chemical resistance
- Excellent fatigue properties
- Low resin uptake
- Wide range of properties
- Provides excellent mechanical properties to a low weight

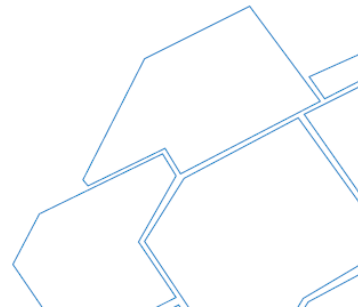


FIGURE 6.7 – : Caractéristiques de la mousse Divinycell H.

ANNEXE II : MODÈLES COMPACTS

AUL compact

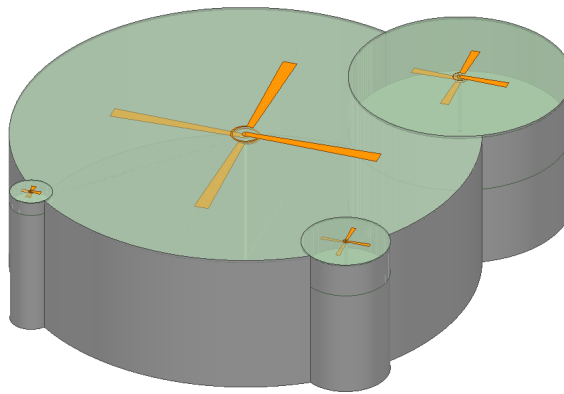


FIGURE 6.8 – : AUL chargée avec un diélectrique de permittivité $\epsilon_r = 2,6$. Dimensions : $383,4mm \times 316mm \times 92mm$ ($0,55\lambda_{TC} \times 0,45\lambda_{TC} \times 0,13\lambda_{TC}$)

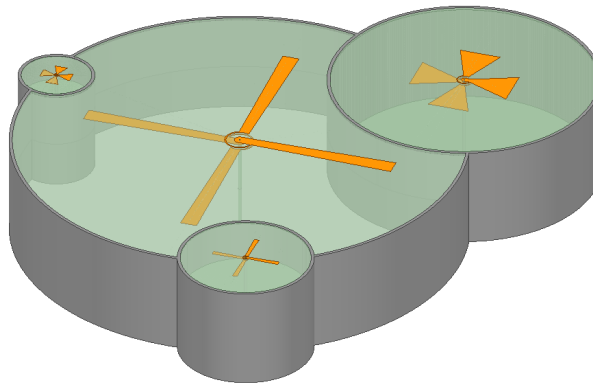
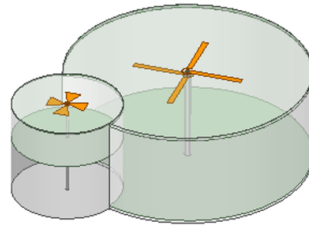


FIGURE 6.9 – : AUL chargée avec un diélectrique de permittivité $\epsilon_r = 2,6$ et un absorbant Alkard AK87 ($\epsilon_r = 30$, $\mu_r = 4$, $\tan(\delta_{\epsilon_r}) = 0,0667$, $\tan(\delta_{\mu_r}) = 0,625$). Dimensions : $385mm \times 300mm \times 65mm$ ($0,55\lambda_{TC} \times 0,43\lambda_{TC} \times 0,09\lambda_{TC}$).

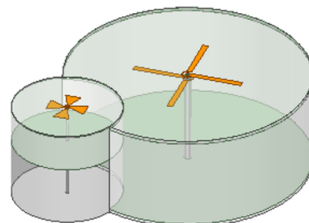
Antenne bi-bande compact



	TM	TJ
Spec du taux de couverture (gain réalisé RHCP)	99.5% > -5.5dBic	95% > -8.6dBic
Taux de couverture obtenu	100% > -5.5dBic	98.7% > -8.6dBic

		Rx
Tx	Réjection (dB)	TJ
	TM	-30
	TJ	N/A

FIGURE 6.10 – : Antenne TM/TJ chargée avec un diélectrique de permittivité $\epsilon_r = 2,6$. Dimensions : $70,4\text{mm} \times 55,8\text{mm} \times 21\text{mm}$ ($0,52\lambda_{TC} \times 0,42\lambda_{TC} \times 0,16\lambda_{TC}$).



	TM	TJ
Spec du taux de couverture (gain réalisé RHCP)	99.5% > -5.5dBic	95% > -8.6dBic
Taux de couverture obtenu	100% > -5.5dBic	98.7% > -8.6dBic

		Rx
Tx	Réjection (dB)	TJ
	TM	-30
	TJ	N/A

FIGURE 6.11 – : Antenne TC/GNSS chargée avec un diélectrique de permittivité $\epsilon_r = 2,6$. Dimensions : $366\text{mm} \times 290\text{mm} \times 110\text{mm}$ ($0,52\lambda_{TC} \times 0,41\lambda_{TC} \times 0,16\lambda_{TC}$).

CONTRIBUTIONS

Brevets

N. Attaja, D. Guihard, R. Sauleau et M. Ettorre, "Antenna with improved coverage over a wider frequency band", US Patent, 3 sept. 2021

N. Attaja, D. Guihard, R. Sauleau et M. Ettorre, "Antenne multi-bande", en cours de dépôt

En revue internationale

N. Attaja, D. Guihard, R. Sauleau et M. Ettorre, "Multiple Cavities-Backed Quad-Band Quad-Port Circularly Polarized Antenna" en préparation de soumission à *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2021

N. Attaja, D. Guihard, R. Sauleau et M. Ettorre, "A Compact Dual-Band Circularly Polarized Crossed Dipole Antenna Loaded With NRI-TL Metamaterial", en préparation de soumission dans une revue *IEEE*

En conférence internationale

N. Attaja, D. Guihard, R. Sauleau et M. Ettorre, "Double Cavity-Backed Dual-Band Crossed Dipole" *IEEE General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS)*, Rome, Italy, Aug. Sept. 2021

BIBLIOGRAPHIE

- [1] H.A. WHEELER, « Fundamental Limitations of Small Antennas », in : *Proceedings of the IRE* 35.12 (déc. 1947), p. 1479-1484, ISSN : 0096-8390, DOI : 10.1109/JRPROC.1947.226199, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/1697277/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 18).
- [2] A.D. YAGHJIAN et S.R. BEST, « Impedance, bandwidth, and Q of antennas », in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 53.4 (avr. 2005), p. 1298-1324, ISSN : 0018-926X, DOI : 10.1109/TAP.2005.844443, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/1417209/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 18, 20).
- [3] L. J. CHU, « Physical Limitations of Omni-Directional Antennas », in : *Journal of Applied Physics* 19.12 (1948), p. 1163-1175, DOI : 10.1063/1.1715038, URL : <https://doi.org/10.1063/1.1715038> (cf. p. 19).
- [4] J. S. MCLEAN, « A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas », in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 44.5 (mai 1996), p. 672, ISSN : 0018-926X, DOI : 10.1109/8.496253, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/496253/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 20).
- [5] R. COLLIN et S. ROTHSCHILD, « Evaluation of antenna Q », in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 12.1 (jan. 1964), p. 23-27, ISSN : 0096-1973, DOI : 10.1109/TAP.1964.1138151, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/1138151/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 20).
- [6] A D YAGHJIAN et H R STUART, « Lower bounds on Q for dipole antennas in an arbitrary volume », in : *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2010 IEEE International Symposium Antennas and Propagation and CNC-USNC/URSI Radio Science Meeting, Toronto, ON : IEEE, juill. 2010, p. 1-4, ISBN : 978-1-4244-4967-5 978-1-4244-4968-2, DOI : 10.1109/APS.2010.5562028, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5562028/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 20).

-
- [7] S.R. BEST, « Bandwidth and the lower bound on Q for small wideband antennas », in : *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Albuquerque, NM, USA : IEEE, 2006, p. 647-650, ISBN : 978-1-4244-0123-9, DOI : 10.1109/APS.2006.1710607, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/1710607/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 20).
- [8] Mats GUSTAFSSON, Christian SOHL et Gerhard KRISTENSSON, « Physical limitations on antennas of arbitrary shape », in : *Proceedings of the Royal Society A : Mathematical, Physical and Engineering Sciences* 463.2086 (8 oct. 2007), p. 2589-2607, ISSN : 1364-5021, 1471-2946, DOI : 10.1098/rspa.2007.1893, URL : <http://www.royalsocietypublishing.org/doi/10.1098/rspa.2007.1893> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 20, 64).
- [9] Constantine A. BALANIS, *Antenna theory : analysis and design*, 3rd ed, Hoboken, NJ : John Wiley, 2005, 1117 p., ISBN : 978-0-471-66782-7 (cf. p. 20, 28, 33, 37).
- [10] S. SUFYAR, *Contribution à l'étude d'antennes miniatures reconfigurables en fréquence par association d'éléments actifs*, 2011 (cf. p. 21).
- [11] O. DIOP, *Étude et minimisation du facteur de qualité des antennes pour de petits objets communicants*, 2013 (cf. p. 21).
- [12] Q. LUO, *Design synthesis and miniaturization of multiband and reconfigurable microstrip antenna for future wireless applications*, 2012 (cf. p. 21).
- [13] A. NIANG, *Antennes miniatures et structures électromagnétiques avec circuits non-Foster*, 2017 (cf. p. 21).
- [14] Ming-Chun TANG et al., « Bandwidth-Enhanced, Compact, Single-Feed, Low-Profile, Multilayered, Circularly Polarized Patch Antenna », in : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 16 (2017), p. 2258-2261, ISSN : 1536-1225, 1548-5757, DOI : 10.1109/LAWP.2017.2713239, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7942141/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 22, 59).
- [15] Benjamin ROHRDANTZ et al., « dual-frequency and dual-polarized patch antenna at Ka-band », in : *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, 2015 European Microwave Conference (EuMC 2015), Paris, France : IEEE, sept. 2015, p. 1495-1498, ISBN : 978-2-87487-039-2, DOI : 10.1109/EuMC.2015.7346058, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7346058/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 22).

-
- [16] Kevin Ming-Jiang HO et Gabriel M. REBEIZ, « Dual-band circularly-polarized microstrip antenna for Ku/Ka band satellite communication arrays », in : *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Memphis, TN, USA : IEEE, juill. 2014, p. 1831-1832, ISBN : 978-1-4799-3540-6 978-1-4799-3538-3 978-1-4799-3537-6, DOI : 10.1109/APS.2014.6905242, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6905242> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 22).
- [17] NASIMUDDIN, Xianming QING et Zhi Ning CHEN, « Compact Asymmetric-Slit Microstrip Antennas for Circular Polarization », in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 59.1 (jan. 2011), p. 285-288, ISSN : 0018-926X, DOI : 10.1109/TAP.2010.2090468, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5617246/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 22).
- [18] Cheng YANG et al., « Novel compact circularly polarized antenna with high front-to-back ratio for UHF RFID reader applications », in : (), p. 4 (cf. p. 22, 29, 30, 58).
- [19] Hung Tien NGUYEN, S. NOGHANIAN et L. SHAFAI, « Microstrip patch miniaturization by slots loading », in : *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, t. 1B, 2005, 215-218 vol. 1B, DOI : 10.1109/APS.2005.1551525 (cf. p. 22).
- [20] J.M. GONZALEZ-ARBESU, S. BLANCH et J. ROMEU, « Are space-filling curves efficient small antennas? », in : *Antennas Wirel. Propag. Lett.* 2 (2003), p. 147-150, ISSN : 1536-1225, 1548-5757, DOI : 10.1109/LAWP.2003.816638, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/1232448/> (visité le 24/07/2021) (cf. p. 22, 23).
- [21] Zhixi LIANG, Yuanxin LI et Yunliang LONG, « Multiband Monopole Mobile Phone Antenna With Circular Polarization for GNSS Application », in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 62.4 (avr. 2014), p. 1910-1917, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2014.2299821, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6710178> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 23).

-
- [22] Kazuhiro HIRASAWA et Misao HANEISHI, éd., *Analysis, design, and measurement of small and low-profile antennas*, The Artech House antenna library, Boston : Artech House, 1992, 270 p., ISBN : 978-0-89006-486-3 (cf. p. 24).
- [23] Y. HWANG, Y. P. ZHANG et T. K. LO, « Planar inverted-F antennas loaded with very high permittivity ceramics », in : *Radio Science* 39.2 (2004), p. 1-10, DOI : 10.1029/2003RS002939 (cf. p. 24).
- [24] Mario MARTINIS et al., « Bandwidth behavior of miniature square cavity microstrip antennas », in : *2013 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, 2013 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), Torino, Italy : IEEE, sept. 2013, p. 479-482, ISBN : 978-1-4673-5689-3, DOI : 10.1109/APWC.2013.6624891, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6624891/> (visité le 29/05/2019) (cf. p. 24, 25).
- [25] R C HANSEN et Mary BURKE, « Antennas with magneto-dielectrics », en, in : (), p. 4 (cf. p. 25).
- [26] Pekka M. T. IKONEN et al., « Magnetodielectric Substrates in Antenna Miniaturization : Potential and Limitations », in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 54.11 (2006), p. 3391-3399, DOI : 10.1109/TAP.2006.884303 (cf. p. 25).
- [27] Aycan ERENTOK et Richard W. ZIOLKOWSKI, « Metamaterial-Inspired Efficient Electrically Small Antennas », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 56.3 (mars 2008), p. 691-707, ISSN : 0018-926X, DOI : 10.1109/TAP.2008.916949, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/4463892/> (visité le 29/05/2019) (cf. p. 26).
- [28] Richard W. ZIOLKOWSKI, Peng JIN et Chia-Ching LIN, « Metamaterial-Inspired Engineering of Antennas », in : *Proc. IEEE* 99.10 (oct. 2011), p. 1720-1731, ISSN : 0018-9219, 1558-2256, DOI : 10.1109/JPROC.2010.2091610, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5674065/> (visité le 29/05/2019) (cf. p. 26, 27).
- [29] Raoul O. OUEDRAOGO et al., « Miniaturization of Patch Antennas Using a Metamaterial-Inspired Technique », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 60.5 (mai 2012), p. 2175-2182, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2012.2189699, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6162960/> (visité le 29/05/2019) (cf. p. 27).

-
- [30] D.M. POZAR et S.M. DUFFY, « A dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip antenna for global positioning satellite », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 45.11 (nov. 1997), p. 1618-1625, ISSN : 0018926X, DOI : 10.1109/8.650073, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/650073/> (visité le 24/06/2019) (cf. p. 28, 54, 59).
- [31] Bo-Shau CHEN et Chow-Yen-Desmond SIM, « Broadband circularly polarized stacked patch antenna for universal UHF RFID applications », in : *2014 International Symposium on Antennas and Propagation Conference Proceedings*, 2014 International Symposium on Antennas & Propagation (ISAP), Kaohsiung, Taiwan : IEEE, déc. 2014, p. 99-100, ISBN : 978-986-91474-0-8, DOI : 10.1109/ISANP.2014.7026549, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7026549/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 28).
- [32] Zhongbao WANG et al., « Single-Fed Broadband Circularly Polarized Stacked Patch Antenna With Horizontally Meandered Strip for Universal UHF RFID Applications », in : *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 59.4 (avr. 2011), p. 1066-1073, ISSN : 0018-9480, 1557-9670, DOI : 10.1109/TMTT.2011.2114010, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5725144/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 28).
- [33] Chia-Hsun YEH et al., « L-shaped probe feed patch antenna with circular polarization radiation for UHF RFID applications », in : *2015 IEEE MTT-S 2015 International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO)*, 2015 IEEE MTT-S 2015 International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO), Taipei, Taiwan : IEEE, sept. 2015, p. 214-215, ISBN : 978-1-4799-8543-2, DOI : 10.1109/IMWS-BIO.2015.7303853, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7303853/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 28).
- [34] Yu CHEN et al., « Compact triple-band circularly-polarized directional antenna for UHF/ISM RFID mobile readers with GNSS band », in : *2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Nanjing : IEEE, mars 2018, p. 1-3, ISBN : 978-1-5386-1851-6, DOI : 10.1109/IWAT.2018.8379147, URL : <https://ieeexplore.ieee.org/document/8379147/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 28, 31, 32, 58, 59).

-
- [35] Chao SUN, Zhao WU et Bowen BAI, « A Novel Compact Wideband Patch Antenna for GNSS Application », in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 65.12 (déc. 2017), p. 7334-7339, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2017.2761987, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/8064692/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 28, 58, 59).
- [36] Y.-Q. ZHANG et al., « Dual-Band Circularly Polarized Annular-Ring Microstrip Antenna for GNSS Applications », in : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 12 (2013), p. 615-618, ISSN : 1536-1225, 1548-5757, DOI : 10.1109/LAWP.2013.2260521, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6509914/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 28, 58, 59).
- [37] Yang LIN, « New design of multilayer wideband gnss antenna with dual layer strip lines fed », in : (), p. 2 (cf. p. 28).
- [38] YONG-XIN GUO, LEI BIAN et XIANG QUAN SHI, « Broadband Circularly Polarized Annular-Ring Microstrip Antenna », in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 57.8 (août 2009), p. 2474-2477, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2009.2024584, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5067372/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 28).
- [39] Oluyemi Peter FALADE et al., « Quad band circular polarized antenna », in : *2012 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, 2012 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC), Loughborough, Leicestershire, United Kingdom : IEEE, nov. 2012, p. 1-4, ISBN : 978-1-4673-2220-1 978-1-4673-2218-8 978-1-4673-2219-5, DOI : 10.1109/LAPC.2012.6402933, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6402933/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 29, 30, 58, 59).
- [40] Xiao Deng DUAN et Rong Lin LI, « novel center-fed dual-band circularly polarized antenna for GNSS applications », in : *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Memphis, TN, USA : IEEE, juill. 2014, p. 1015-1016, ISBN : 978-1-4799-3540-6 978-1-4799-3538-3 978-1-4799-3537-6, DOI : 10.1109/APS.2014.6904835, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6904835> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 30, 31, 58).

-
- [41] Lixun LI et al., « Triple-Band Antenna With Shorted Annular Ring for High-Precision GNSS Applications », in : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 15 (2016), p. 942-945, ISSN : 1536-1225, 1548-5757, DOI : 10.1109/LAWP.2015.2482604, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7279115/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 32, 33, 58-60).
- [42] D.R. JACKSON et al., « Microstrip patch designs that do not excite surface waves », in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 41.8 (1993), p. 1026-1037, DOI : 10.1109/8.244643 (cf. p. 32).
- [43] Jong Gyun BAEK et Keum Cheol HWANG, « Triple-Band Unidirectional Circularly Polarized Hexagonal Slot Antenna With Multiple L-Shaped Slits », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 61.9 (sept. 2013), p. 4831-4835, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2013.2265216, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6522136/> (visité le 24/07/2021) (cf. p. 33).
- [44] NASIMUDDIN, ZHI NING CHEN et XIANMING QING, « Dual-Band Circularly Polarized S-Shaped Slotted Patch Antenna With a Small Frequency-Ratio », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 58.6 (juin 2010), p. 2112-2115, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2010.2046851, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5439897/> (visité le 24/07/2021) (cf. p. 33).
- [45] L. WANG, Y.X. GUO et W. SHENG, « Tri-Band Circularly Polarized Annular Slot Antenna for GPS and CNSS Applications », in : *Antennas Wirel. Propag. Lett.* (2017), p. 1-1, ISSN : 1536-1225, 1548-5757, DOI : 10.1109/LAWP.2012.2200869, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6213065/> (visité le 24/07/2021) (cf. p. 33).
- [46] Wang-Ta HSIEH, Tze-Hsuan CHANG et Jean-Fu KIANG, « Dual-Band Circularly Polarized Cavity-Backed Annular Slot Antenna for GPS Receiver », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 60.4 (avr. 2012), p. 2076-2080, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2012.2186229, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6142036/> (visité le 24/07/2021) (cf. p. 33, 34).
- [47] Rong CAO et Shun-Chuan YU, « Wideband Compact CPW-Fed Circularly Polarized Antenna for Universal UHF RFID Reader », in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 63.9 (sept. 2015), p. 4148-4151, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2015.2443156, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7120935/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 34-36, 58).

-
- [48] Manh Ha HOANG et al., « Cavity-Backed Circular-Polarized Compact Slot Antenna for Handheld UHF RFID Reader », in : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 14 (2015), p. 1439-1442, ISSN : 1536-1225, 1548-5757, DOI : 10.1109/LAWP.2015.2411225, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7055849/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 36, 37).
- [49] M. RAMIREZ et J. PARRON, « Circularly polarized ring-slot antenna for RFID readers », in : *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Prague, Czech Republic : IEEE, mars 2012, p. 2372-2375, ISBN : 978-1-4577-0920-3 978-1-4577-0918-0 978-1-4577-0919-7, DOI : 10.1109/EuCAP.2012.6205963, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6205963/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 36).
- [50] Shu-An YEH et al., « Slotline-fed circularly polarized annular-ring slot antenna for RFID reader », in : *2009 Asia Pacific Microwave Conference*, 2009 Asia Pacific Microwave Conference - (APMC 2009), Singapore, Singapore : IEEE, déc. 2009, p. 618-621, ISBN : 978-1-4244-2801-4, DOI : 10.1109/APMC.2009.5384145, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5384145/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 36).
- [51] Jiun-Peng CHEN et Powen HSU, « A spirally complementary split-ring resonators antenna for circular polarization and RFID reader application », in : *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Chicago, IL, USA : IEEE, juill. 2012, p. 1-2, ISBN : 978-1-4673-0462-7 978-1-4673-0461-0 978-1-4673-0460-3, DOI : 10.1109/APS.2012.6349199, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6349199/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 36).
- [52] Jui-Han LU et Sang-Fei WANG, « Planar Broadband Circularly Polarized Antenna With Square Slot for UHF RFID Reader », in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 61.1 (jan. 2013), p. 45-53, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2012.2220103, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6310028/> (visité le 21/03/2019) (cf. p. 36).
- [53] Son Xuat TA, Ikmo PARK et Richard W. ZIOLKOWSKI, « Crossed Dipole Antennas : A review. », in : *IEEE Antennas Propag. Mag.* 57.5 (oct. 2015), p. 107-122,

-
- ISSN : 1045-9243, DOI : 10.1109/MAP.2015.2470680, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7293591/> (visité le 16/01/2020) (cf. p. 38-41).
- [54] M.F. BOLSTER, « A New Type of Circular Polarizer Using Crossed Dipoles », in : *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.* 9.5 (sept. 1961), p. 385-388, ISSN : 0018-9480, DOI : 10.1109/TMTT.1961.1125358, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/1125358/> (visité le 25/07/2021) (cf. p. 39, 40).
- [55] J.-W. BAIK et al., « Circularly polarised printed crossed dipole antennas with broadband axial ratio », in : *Electron. Lett.* 44.13 (2008), p. 785, ISSN : 00135194, DOI : 10.1049/el:20080794, URL : https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el_20080794 (visité le 25/07/2021) (cf. p. 39-41).
- [56] Xiaoxiang DING et al., « Broadband Circularly Polarized Printed Antenna with Quad-crossed Dipoles », in : (), p. 2 (cf. p. 40).
- [57] Jung-Woo BAIK et al., « Broadband Circularly Polarized Crossed Dipole With Parasitic Loop Resonators and Its Arrays », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 59.1 (jan. 2011), p. 80-88, ISSN : 0018-926X, DOI : 10.1109/TAP.2010.2090463, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5617237/> (visité le 25/07/2021) (cf. p. 40, 41).
- [58] Zhipeng ZHAO et al., « Design of Wideband Circularly Polarized Crossed-Dipole Antenna Using Parasitic Modified Patches », in : *IEEE Access* 7 (2019), p. 75227-75234, ISSN : 2169-3536, DOI : 10.1109/ACCESS.2019.2920839, URL : <https://ieeexplore.ieee.org/document/8731877/> (visité le 25/07/2021) (cf. p. 40, 41).
- [59] Long ZHANG et al., « Single-Feed Ultra-Wideband Circularly Polarized Antenna With Enhanced Front-to-Back Ratio », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 64.1 (jan. 2016), p. 355-360, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2015.2501844, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7331632/> (visité le 25/07/2021) (cf. p. 40).
- [60] Kushmanda SAURAV, Debdeep SARKAR et Kumar Vaibhav SRIVASTAVA, « Dual-Band Circularly Polarized Cavity-Backed Crossed-Dipole Antennas », in : *Antennas Wirel. Propag. Lett.* 14 (2015), p. 52-55, ISSN : 1536-1225, 1548-5757, DOI : 10.1109/LAWP.2014.2355141, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6892948/> (visité le 25/07/2021) (cf. p. 40, 41).

-
- [61] Son Xuat TA et al., « Multi-Band, Wide-Beam, Circularly Polarized, Crossed, Asymmetrically Barbed Dipole Antennas for GPS Applications », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 61.11 (nov. 2013), p. 5771-5775, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2013.2277915, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6582512/> (visité le 25/07/2021) (cf. p. 40, 41).
- [62] Kushmanda SAURAV et al., « Multiband Circularly Polarized Cavity-Backed Crossed Dipole Antenna », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 63.10 (oct. 2015), p. 4286-4296, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2015.2459131, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7163546/> (visité le 12/11/2019) (cf. p. 40-42).
- [63] Huy Hung TRAN et Ikmo PARK, « Wideband Circularly Polarized Cavity-Backed Asymmetric Crossed Bowtie Dipole Antenna », in : *Antennas Wirel. Propag. Lett.* 15 (2016), p. 358-361, ISSN : 1536-1225, 1548-5757, DOI : 10.1109/LAWP.2015.2445939, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7138575/> (visité le 12/11/2019) (cf. p. 40).
- [64] Truong Khang NGUYEN, Huy Hung TRAN et Nghia NGUYEN-TRONG, « A Wideband Dual-Cavity-Backed Circularly Polarized Crossed Dipole Antenna », in : *Antennas Wirel. Propag. Lett.* 16 (2017), p. 3135-3138, ISSN : 1536-1225, 1548-5757, DOI : 10.1109/LAWP.2017.2764923, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/8078220/> (visité le 07/01/2020) (cf. p. 40).
- [65] Wan Jun YANG, Yong Mei PAN et Shao Yong ZHENG, « A Low-Profile Wideband Circularly Polarized Crossed-Dipole Antenna With Wide Axial-Ratio and Gain Beamwidths », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 66.7 (juill. 2018), p. 3346-3353, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2018.2829810, URL : <https://ieeexplore.ieee.org/document/8345601/> (visité le 14/01/2020) (cf. p. 40, 41).
- [66] S.X. TA, R.W. ZIOLKOWSKI et I. PARK, « Dual-band wide-beam crossed asymmetric dipole antenna for GPS applications », in : *Electronics Letters* 48.25 (6 déc. 2012), p. 1580-1581, ISSN : 0013-5194, 1350-911X, DOI : 10.1049/el.2012.2890, URL : <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el.2012.2890> (visité le 12/11/2019) (cf. p. 40-42, 66).

-
- [67] He HUANG, Ying LIU et Shuxi GONG, « A Dual-Broadband, Dual-Polarized Base Station Antenna for 2G/3G/4G Applications », in : *Antennas Wirel. Propag. Lett.* 16 (2017), p. 1111-1114, ISSN : 1536-1225, 1548-5757, DOI : 10.1109/LAWP.2016.2623315, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7728033/> (visité le 08/04/2021) (cf. p. 43).
- [68] He HUANG, Ying LIU et Shuxi GONG, « A Novel Dual-Broadband and Dual-Polarized Antenna for 2G/3G/LTE Base Stations », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 64.9 (sept. 2016), p. 4113-4118, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2016.2589966, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7508936/> (visité le 08/04/2021) (cf. p. 43).
- [69] Hai-Han SUN et al., « Suppression of Cross-Band Scattering in Multiband Antenna Arrays », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 67.4 (avr. 2019), p. 2379-2389, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2019.2891707, URL : <https://ieeexplore.ieee.org/document/8607074/> (visité le 08/04/2021) (cf. p. 43, 44, 126).
- [70] Yikai CHEN, Jiacheng ZHAO et Shiwen YANG, « A Novel Stacked Antenna Configuration and its Applications in Dual-Band Shared-Aperture Base Station Antenna Array Designs », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 67.12 (déc. 2019), p. 7234-7241, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2019.2930136, URL : <https://ieeexplore.ieee.org/document/8777321/> (visité le 08/04/2021) (cf. p. 43).
- [71] Yufeng ZHU, Yikai CHEN et Shiwen YANG, « Decoupling and Low-Profile Design of Dual-Band Dual-Polarized Base Station Antennas Using Frequency-Selective Surface », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 67.8 (août 2019), p. 5272-5281, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2019.2916730, URL : <https://ieeexplore.ieee.org/document/8718483/> (visité le 08/04/2021) (cf. p. 43).
- [72] Mohsen KABOLI et al., « High-Isolation XX-Polar Antenna », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 60.9 (sept. 2012), p. 4046-4055, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2012.2207059, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6231663/> (visité le 08/04/2021) (cf. p. 43).
- [73] Hossein M. BERNETY et Alexander B. YAKOVLEV, « Reduction of Mutual Coupling Between Neighboring Strip Dipole Antennas Using Confocal Elliptical Metasurface Cloaks », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 63.4 (avr. 2015), p. 1554-

-
- 1563, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2015.2398121, URL : <https://ieeexplore.ieee.org/document/7027162/> (visité le 08/04/2021) (cf. p. 44).
- [74] Jason C. SORIC et al., « Dual-Polarized Reduction of Dipole Antenna Blockage Using Mantle Cloaks », in : *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 63.11 (nov. 2015), p. 4827-4834, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2015.2476468, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/7239550/> (visité le 08/04/2021) (cf. p. 44, 45).
- [75] ARIANEGROUP, "*Launchers Antennas*", URL : <https://www.ariane.group/fr/> (cf. p. 46).
- [76] COBHAM, "*Comant CI 401-460, ComDat GPS XM*", URL : <https://www.cobham.com/> (cf. p. 46, 48).
- [77] COBHAM, "*CRPA Type 20-7012 GNSS*", URL : <https://www.cobham.com/> (cf. p. 48, 55).
- [78] COBHAM, "*Type 20-13 Series*", URL : <https://www.cobham.com/> (cf. p. 48, 58, 59).
- [79] COBHAM, "*Type20-2041*", URL : <https://www.cobham.com/> (cf. p. 48).
- [80] Haigh FARR, "*Omnislot*", URL : <https://www.haigh-farr.com/> (cf. p. 49, 58).
- [81] Haigh FARR, "*Flexislot*", URL : <https://www.haigh-farr.com/> (cf. p. 49).
- [82] Haigh FARR, "*InnovativeAntenna*", URL : <https://www.haigh-farr.com/> (cf. p. 48, 49).
- [83] TALLYSMAN, "*VeraPhase 6000*", URL : <https://www.tallysman.com/> (cf. p. 50, 58, 59).
- [84] TALLYSMAN, "*VeraChoke 6100*", URL : <https://www.tallysman.com/> (cf. p. 50).
- [85] TALLYSMAN, "*Accutenna TW3972*", URL : <https://www.tallysman.com/> (cf. p. 50, 58, 59).
- [86] CIROCOMM, URL : <http://www.cirocomm.com/en-global> (cf. p. 50, 59).
- [87] Pulse ELECTRONICS, "*CW3216*", URL : <https://www.pulseelectronics.com/> (cf. p. 52, 58).
- [88] Pulse ELECTRONICS, "*CW3223*", URL : <https://www.pulseelectronics.com/> (cf. p. 52, 58).

-
- [89] Fractus Antennas (IGNION), "*Virtual Antenna*", URL : <https://ignion.io/> (cf. p. 53).
- [90] Microwave VISION, "*304-039*", URL : <https://www.mvg-world.com/fr> (cf. p. 53).
- [91] Microwave VISION, "*Wideband Transmit Airborne Antennas*", URL : <https://www.mvg-world.com/fr> (cf. p. 53, 58).
- [92] Microwave VISION, "*Professional GALILEO / GPS Terminal Antenna*", URL : <https://www.mvg-world.com/fr> (cf. p. 53, 58, 59).
- [93] Microwave VISION, "*GALILEO / GPS / GLONASS - Base Station Reference Antenna*", URL : <https://www.mvg-world.com/fr> (cf. p. 53, 58, 59).
- [94] Luc DUCHESNE et al., « Multi-band Antenna For Satellite Positioning System », WO Patent 2007/006773 A1, GALILEO JOINT UNDERTAKING, 18 jan. 2007 (cf. p. 54, 59).
- [95] Michael PHILIPPAKIS et al., « Stacked Patch Antenna Array », EP Patent 2359433 B1, CHELTON LIMITED WIMBORNE, 27 sept. 2017 (cf. p. 54).
- [96] Jaume ANGUERA PROS et Carles PUENTE BALLARDA, « Multifrequency Microstrip Patch Antenna With Parasitic Coupled Elements », US Patent 7202818 B2, FRACTUS, 10 avr. 2007 (cf. p. 55).
- [97] Ronald H. JOHNSTON, « Dual Circularly Polarized Antenna », US Patent 9070971 B1, 30 juin 2015 (cf. p. 55, 59).
- [98] JIANXING LI et al., « Quad-Band Probe-Fed Stacked Annular Patch Antenna for GNSS Applications », in : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 13 (2014), p. 372-375, ISSN : 1536-1225, 1548-5757, DOI : 10.1109/LAWP.2014.2306442, URL : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6742599/> (visit e le 21/03/2019) (cf. p. 60).
- [99] Radio Frequency SYSTEMS, URL : <https://www.rfsworld.com/> (cf. p. 75).
- [100] C. CALOZ et T. ITOH, « Novel microwave devices and structures based on the transmission line approach of meta-materials », en, in : *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2003*, t. 1, Philadelphia, PA, USA : IEEE, 2003, p. 195-198, ISBN : 978-0-7803-7695-3, DOI : 10.1109/MWSYM.2003.1210914 (cf. p. 131).

-
- [101] QING LIU, P.S. HALL et A.L. BORJA, « Efficiency of Electrically Small Dipole Antennas Loaded With Left-Handed Transmission Lines », in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 57.10 (oct. 2009), p. 3009-3017, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2009.2028642 (cf. p. 132).
- [102] M. SCHUSSLER, J. FREESE et R. JAKOBY, « Design of compact planar antennas using LH-transmission lines », in : *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, Fort Worth, TX, USA : IEEE, 2004, p. 209-212, ISBN : 978-0-7803-8331-9, DOI : 10.1109/MWSYM.2004.1335846 (cf. p. 132).
- [103] M.A. ANTONIADES et G.V. ELEFTHERIADES, « Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications », in : *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 2 (2003), p. 103-106, ISSN : 1536-1225, 1548-5757, DOI : 10.1109/LAWP.2003.815280 (cf. p. 132, 133).
- [104] Marco A. ANTONIADES et George V. ELEFTHERIADES, « Multiband Compact Printed Dipole Antennas Using NRI-TL Metamaterial Loading », en, in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 60.12 (déc. 2012), p. 5613-5626, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2012.2211324 (cf. p. 132-136, 138).
- [105] S. JAMILAN et al., « A Compact Multiband Printed Dipole Antenna Loaded With Two Unequal Parallel NRI-TL Metamaterial Unit Cells », en, in : *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 63.9 (sept. 2015), p. 4244-4250, ISSN : 0018-926X, 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.2015.2452952 (cf. p. 132).
- [106] S. A. SCHELKUNOFF, *Electromagnetic Waves*, D. Van Nostrand Company, Inc, 1943 (cf. p. 133).

À propos de l'auteur



Nicolas Attaja est né à Rennes en France le 13 décembre 1995.

Après avoir suivi une classe préparatoire aux grandes écoles (CPGE) au lycée Chateaubriand et Joliot Curie à Rennes de 2013 à 2015, il a obtenu un diplôme d'ingénieur en Réseaux et Télécommunication à l'École Supérieure d'Ingénieurs de Rennes (ESIR) ainsi qu'un double diplôme de Master en Système Communicant à l'Université de Rennes 1 en 2018. Après quoi il a directement entamé son doctorat d'électronique en CIFRE, résultat d'une collaboration entre la société ArianeGroup basée à Issac en France et l'Institut d'Électronique et des Technologies du numéRique (IETR) de l'Université de Rennes 1.

Son doctorat portait sur la recherche puis le développement d'une nouvelle antenne pour les prochaines générations de lanceur. Ses sujets de recherche portent sur les antennes électriquement petites, sur les antennes multi-bandes et sur la polarisation circulaire.

Titre : Antenne Universelle pour Lanceur

Mot clés : Multi-bande, multi-port, polarisation circulaire, antenne compacte

Résumé : La compétitivité du marché New Space donne l'impulsion à des travaux d'innovation et de recherche sur de nombreuses briques technologiques embarquées sur véhicules spatiaux. Dans le cas des antennes sur lanceur, elles doivent présenter une capacité de couverture spécifique en gain et polarisation suivant les besoins en fréquences de chaque fonction embarquée, à savoir : la Télécommande (TC), la Localisation (GNSS), la Télémessure (TM) et la Trajectographie (TJ). Chaque fonction est généralement assurée par un réseau d'antennes qui lui sont propres et réparties autour du lanceur afin de garantir la couverture requise pour la mission. L'objectif principal de la thèse est de produire une rupture technologique permettant de réaliser une antenne universelle couvrant à elle seule

la totalité des bandes de fréquences du lanceur. Cette antenne doit notamment répondre aux besoins de couverture hémisphérique et de polarisation circulaire que nécessitent les missions futures, tout en garantissant une réjection entre les bandes de réception (Rx) et de transmission (Tx) afin de limiter les perturbations intra-bande. Par ailleurs, voler à bord d'un lanceur impose, dès la conception, d'anticiper les problématiques liées à l'environnement et aux contraintes de lancement. Ainsi, l'antenne universelle pourrait être utilisée de manière indifférenciée sur chacune des chaînes, impliquant une réduction des coûts par effet d'échelle, une simplification de la chaîne d'approvisionnement et une flexibilité inégalée d'intégration.

Title: Universal Antenna for Launcher

Keywords: Multiband, multi-port, circular polarization, compact antenna

Abstract: The competitiveness of New Space market is driving innovation and research on many on-board technologies for space vehicles. In the case of launcher antennas, they must have a specific coverage, gain figure and polarization according to the frequency band of interest and required function, i.e. Command (TC), Localisation (GNSS), Telemetry (TM) and Trajectory (TJ). Each function is generally ensured by an array of antennas and distributed around the launcher in order to guarantee the coverage required for the mission. The main objective of this thesis is to produce a technological breakthrough by

proposing a universal antenna covering all frequency bands required by a launcher. This antenna must provide an hemispherical coverage in circular polarization, while ensuring a rejection between the reception (Rx) and transmission (Tx) bands to limit intra-band interferences. In addition, the integration of the antenna over a launcher is extremely challenging due to the environmental and launching constraints. The proposed universal antenna could be used on each function channel, implying a reduction in costs, a simplification of the supply chain and flexibility in integration of the antenna over the launcher.