



HAL
open science

Étude et réalisation d'antennes magnétoélectriques compactes en cavité large bande et multi-bandes pour systèmes volants

Alexandre Causse

► **To cite this version:**

Alexandre Causse. Étude et réalisation d'antennes magnétoélectriques compactes en cavité large bande et multi-bandes pour systèmes volants. Electronique. Université de Rennes, 2022. Français. NNT : 2022REN1S111 . tel-04276354

HAL Id: tel-04276354

<https://theses.hal.science/tel-04276354>

Submitted on 9 Nov 2023

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

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

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

Alexandre CAUSSE

**Étude et réalisation d'antennes magnétoélectriques compactes en
cavités large bande et multi bandes pour systèmes volants**

Thèse présentée et soutenue à l'ISL, France, le Mardi 8 novembre 2022

Unité de recherche : Institut d'Électronique et des Technologies du numÉrique, UMR CNRS 6164

Rapporteurs avant soutenance :

Christophe DELAUAUD Directeur de recherches HDR, CEA LETI
Jean-Marc RIBERO Professeur des Universités, Université Côte d'Azur

Composition du Jury :

Président :	Christian PERSON	Professeur, Télécom Bretagne
Examineurs :	Christophe DELAUAUD	Directeur de recherches HDR, CEA LETI
	Anne-Claire LEPAGE	Maître de conférences, Télécom Paris
	Thierry MONÉDIÈRE	Professeur des Universités, Université de Limoges
	Jean-Marc RIBERO	Professeur des Universités, Université Côte d'Azur
Encadrant :	Sylvain COLLARDEY	Maître de conférences, Université de Rennes 1
Dir. de thèse :	Ala SHARAIHA	Professeur des universités, Université de Rennes 1
Co-dir. de thèse :	Loïc BERNARD	Chargé de recherches HDR, ISL et membre associé IETR

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier Christian PERSON, directeur du laboratoire LabSTICC d'avoir accepté de présider mon jury de thèse.

Mes remerciement vont également à Christophe DELAVALD, directeur de recherches au CEA-LETI et Jean-Marc RIBERO, professeur à l'université Côte d'azur d'avoir été rapporteurs de ma thèse. Je tiens à les remercier pour leurs remarques constructives et les pistes d'améliorations soulevées suite à la lecture de mon manuscrit.

Merci aux membres du jury Anne-Claire LEPAGE, maître de conférences à Télécom Paris, et Thierry MONEDIERE, Professeur à l'université de Limoges pour leurs remarques et questions durant la soutenance.

Merci à mes encadrants de thèse Loïc BERNARD, Ala SHARAIHA et Sylvain COLLARDEY pour leur suivi durant ces trois années de thèse qui m'ont permis de donner le meilleur de moi-même. Merci Ala pour tes conseils et analyses qui m'ont permis d'avancer. Merci Sylvain pour tes remarques toujours pertinentes et ton sens du détail. Merci Loïc pour ces deux années à partager le bureau avec toi. Nos discussions m'ont vraiment permis d'avancer et de mettre de l'ordre dans mes idées. J'espère que la Bretagne rayonnera toujours à l'ISL !

Merci à toute l'équipe de l'ISL avec qui j'ai passé de très bon moments, Clément, Étienne, Manu, Ronan, Hjove, et tous les autres. Merci à Frédéric pour la fabrication des prototypes et sa bonne humeur. Je vous souhaite le meilleur pour la suite.

Merci à mes amis et à ma famille qui m'ont accompagné pendant ce travail, qui m'ont soutenu pendant les périodes difficiles et grâce à qui j'ai pu arriver au bout de ce travail.

Enfin je voudrais remercier Charlotte pour son soutien sans faille au quotidien durant toute la thèse et grâce à qui j'ai pu garder un équilibre même durant la rédaction du manuscrit. Merci pour ta présence lumineuse au quotidien.

TABLE DES MATIÈRES

Introduction Générale	9
Contexte de l'étude	9
Collaboration	13
Objectifs scientifiques	14
Organisation du manuscrit	15
I Contexte scientifique	17
1 État de l'art	18
1.1 Antennes à polarisation linéaire pour GNSS	18
1.2 Antennes large bande ou multibandes à polarisation circulaire pour GNSS	22
1.2.1 Antennes à base de dipôles croisés pour GNSS	22
1.2.2 Antennes à base de patchs pour GNSS	28
1.2.3 Autres types d'éléments rayonnants pour GNSS	36
1.2.4 Conclusion	44
1.3 Antennes en cavité	45
1.3.1 Cavités résonantes	45
1.3.2 Cavités chargées par des éléments rayonnants	47
1.3.3 Conclusion	54
1.4 Antennes magnétoélectriques	57
1.4.1 Antennes magnétoélectriques à polarisation linéaire	58
1.4.2 Antennes magnétoélectriques à polarisation circulaire et double polarisation	70
1.4.3 Conclusion	76
1.5 Conclusion de l'état de l'art	77
II Contributions à la conception, l'élargissement de bande et à la miniaturisation d'antennes magnétoélectriques en cavité	79
2 Étude de la sonde d'excitation et de cavité chargée par des matériaux diélectriques	80
2.1 Sonde d'excitation	80

2.1.1	Amélioration du positionnement de la sonde d'excitation	81
2.1.2	Forme de la sonde d'excitation	93
2.2	Modèle équivalent à la résonance	97
2.2.1	Éléments de contexte	98
2.2.2	Modèle équivalent du dipôle ME classique en cavité	99
2.2.3	Modèle équivalent de l'antenne avec cavité	101
2.2.4	Modèle équivalent de l'antenne sans cavité	103
2.3	Intégration avec deux différents matériaux emboîtés	105
2.4	Conclusion	108
3	Étude du Couplage entre la cavité et dipôle ME pour miniaturisation d'antennes à polarisation linéaire et conception d'antennes à polarisation circulaire	109
3.1	Demi-dipôle magnétoélectrique à polarisation linéaire	110
3.1.1	Principe	110
3.1.2	Étude paramétrique de la demi-structure	113
3.1.3	Validation expérimentale	115
3.2	Cavité en escalier pour le dipôle ME à polarisation linéaire	118
3.3	Antenne à polarisation linéaire avec multiples éléments parasites	120
3.4	Antennes à polarisation circulaire	124
3.4.1	Antenne sans élément parasite	125
3.4.2	Antenne avec éléments parasites	130
3.5	Conclusion	140
4	Étude de la conformation cylindrique	141
4.1	Conformation d'antennes à polarisation linéaire	141
4.1.1	Impact de la hauteur des murs de la cavité	141
4.1.2	Conformation d'antennes magnétoélectriques à polarisation linéaire	144
4.1.3	Validation expérimentale	146
4.1.4	Mise en réseau annulaire	153
4.1.5	Demi-dipôle conformé	155
4.2	Conformation d'antennes à polarisation circulaire	158
4.2.1	Dipôle ME planaire à polarisation circulaire intégré dans un cylindre	158
4.2.2	Antenne à polarisation circulaire conformée	160
4.3	Conclusion	167
5	Antennes à combinaison de techniques	169
5.1	Sonde fourche et deux matériaux diélectriques emboîtés	169

5.1.1	Géométrie de l'antenne optimisée	169
5.1.2	Étude paramétrique	173
5.1.3	Mise en œuvre avec des matériaux diélectriques commerciaux : vers la réalisation d'un prototype	175
5.2	Antenne à polarisation linéaire conformée avec deux matériaux diélectriques em- boîtés	178
5.3	Antenne conformée à polarisation circulaire avec éléments parasites	182
5.4	Conclusion	186
Conclusion Générale et perspectives		189
	Conclusion Générale	189
	Perspectives	191
Glossaire		192
Liste des publications		193
Bibliographie		195

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Contexte de l'étude

Le positionnement par satellites est utilisé quotidiennement pour se localiser et se déplacer entre deux points précis avec son téléphone ou sa voiture par exemple. Il existe plusieurs grandes catégories d'applications avec, entre autres, la navigation personnelle et les applications automobiles. On peut également citer l'aviation, les applications marines ou encore l'agriculture [1]. Cette grande variété d'utilisations explique en partie le développement rapide de cette technologie.

Au départ destiné exclusivement à des applications militaires, on trouve maintenant des signaux dédiés aux applications militaires et civiles répartis sur différentes bandes de fréquences. Le premier système de positionnement par satellite est le GPS, développé par les États-Unis à partir des années 1970. En parallèle des États-Unis, l'URSS a développé le système GLONASS dans le même but. Plus récemment de nouveaux systèmes ont été mis au point par l'Europe ou la Chine par exemple.

Les satellites utilisés pour des applications de positionnement sont situés en orbite terrestre moyenne. Pour le GPS, ceux-ci se situent environ à 20200 km de la Terre. La figure 1 montre une représentation de leur répartition sur l'orbite terrestre.

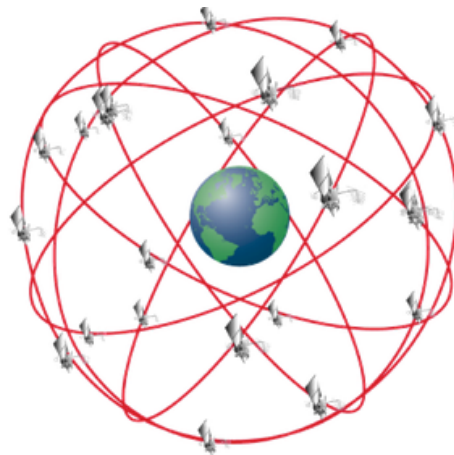


FIGURE 1 – Représentation des satellites GPS en orbite autour de la Terre (source [2])

Les différents systèmes de localisation par satellites sont regroupés sous l'appellation Global Navigation Satellite Systems (GNSS). Les systèmes considérés dans le cadre de cette étude sont :

- GPS (Global Positioning System, Etats-Unis),
- GLONASS (Globalnaïa Navigatsionnaïa Spoutnikovaïa Sistéma, Russie),
- Galileo (Europe),
- Beidou (Chine).

Les signaux émis appartiennent à la bande L, avec des fréquences de fonctionnement allant de 1164 MHz à 1610 MHz (figure 2). Sur cette figure sont données les fréquences centrales et extrêmes de chaque canal de transmission. On remarque que certains systèmes fonctionnent sur les mêmes fréquences (p.ex. L5 et E5a). Les interférences sont évitées grâce à l'utilisation de différentes modulations pour l'émission des signaux.

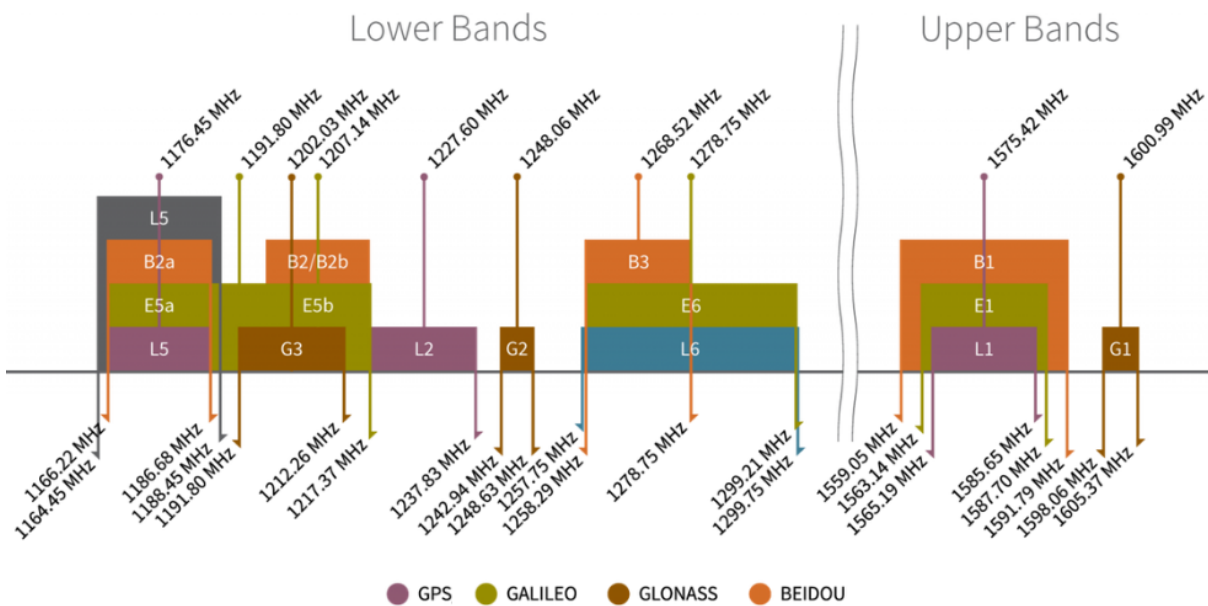


FIGURE 2 – Répartition des fréquences des différents systèmes GNSS (inspiré de [3])

Pour transmettre les données, les satellites utilisent une polarisation circulaire main droite (RHCP). Ce choix de polarisation est fait pour limiter les effets liés au passage des signaux à travers les différentes couches de l'atmosphère terrestre. Il existe de nombreuses sources d'erreur sur les signaux envoyés par les satellites avec, pour n'en citer que quelques-unes :

- erreurs d'horloge du satellite,
- effets atmosphériques,
- effets relativistes,
- multitrajets.

Le plus grand nombre de ces erreurs sont compensées mathématiquement par les récepteurs GNSS de façon numérique. Les deux points importants permettant une bonne mesure sont la qualité de réception du signal, correspondant au niveau du signal sur bruit [Carrier to Noise

Ratio (CNR)] reçu au niveau du récepteur et la configuration des satellites au moment de la mesure (le nombre et la répartition spatiale des satellites) [4]. En effet le niveau de puissance du signal qui arrive depuis le satellite à l'antenne du récepteur est d'environ -130 dBm pour GPS L1 C/A soit 1×10^{-16} W alors que le plancher de bruit électromagnétique se situe généralement autour de -100 dBm. Ce très faible niveau de puissance nécessite l'utilisation d'amplificateur faible bruit, de filtres et un traitement numérique afin d'extraire l'information utile. Un exemple d'architecture de chaîne d'acquisition de signaux GNSS est donné sur la figure 3.

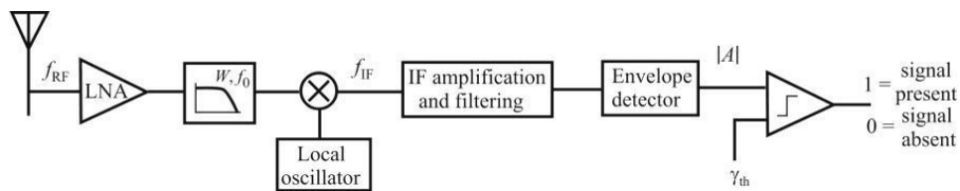


FIGURE 3 – Exemple de chaîne d'acquisition de signaux GNSS (source [5])

On y voit les différents étages d'amplification et de filtrage avec l'utilisation d'une antenne passive. Cette antenne doit être adaptée à une impédance de 50Ω et posséder un rayonnement hémisphérique dirigé vers le ciel (maximum de rayonnement dans la direction $\theta = 0^\circ$, $\phi = 0^\circ$ en repère sphérique). Cette antenne doit idéalement être à polarisation circulaire et avoir des propriétés de rayonnement stables avec la fréquence, avec par exemple une large ouverture à mi-puissance [6]. Cela permet à l'antenne de recevoir les signaux d'un maximum de satellites pour faciliter le positionnement précis d'un porteur. L'ouverture à mi-puissance correspond au secteur angulaire pour lequel le gain de l'antenne est supérieur au gain maximal moins trois dB. Un exemple de diagramme de rayonnement d'antenne 2D est donné sur la figure 4.

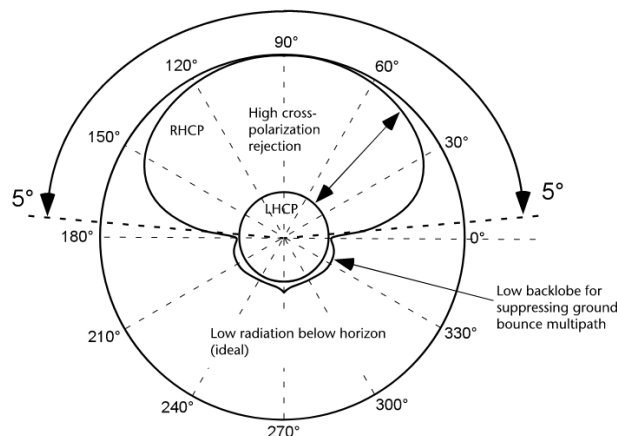


FIGURE 4 – Exemple de diagramme de rayonnement 2D idéal d'une antenne à polarisation circulaire (source [6])

Dans le cadre de cette étude, les antennes conçues doivent être intégrées sur des porteurs. Pour ce faire, l'élément rayonnant doit être placé dans une cavité métallique permettant à l'antenne d'être isolée de son environnement proche. Les porteurs peuvent être planaires (p.ex. drone de moyenne ou haute altitude) ou cylindriques (p.ex. mortier ou obus) de différents diamètres allant de 90 à 155 mm (figure 5).



FIGURE 5 – Photographies de projectiles de calibres 90 mm (gauche) et 155 mm (droite)

La plupart des porteurs cylindriques sont gyrostabilisés avec par exemple des vitesses de rotation de l'ordre de 300 Hz pour une munition de calibre 155 mm de diamètre. Ces projectiles subissent des accélérations allant de 20000 à 50000 g lors du lancement, d'où la nécessité d'utiliser des matériaux ayant une grande résistance mécanique lors de la conception des antennes. La figure 6 présente les différentes phases de vol d'une munition guidée en contexte opérationnel. On peut y voir les deux phases de vol, avec une première phase balistique, où le projectile suit sa trajectoire initiée par les conditions de tir (vitesse, direction du canon, etc.). Pendant cette phase, la navigation peut être activée, mais pas le guidage (pas de modification de trajectoire). Lors de la deuxième phase de vol, correspondant à la phase guidée, différents moyens sont mis en œuvre pour ajuster la trajectoire du projectile (guidage) en se basant sur les données de navigation reçues.

Pour répondre à toutes les contraintes exposées précédemment, les antennes développées doivent être les plus petites possibles, avec un rayonnement stable en fréquence, une ouverture à mi-puissance importante. Elles doivent également résister mécaniquement aux différentes phases de vol et être développées en prenant en compte l'influence du porteur sur lequel elles sont intégrées. Elles doivent être large bande en adaptation pour la réception de plusieurs constellations GNSS. Cela permet notamment l'utilisation de signaux dans une bande de fréquences non brouillée, alors que d'autres peuvent l'être en cas de perturbation, intentionnelle ou non d'une des bandes de fréquences.

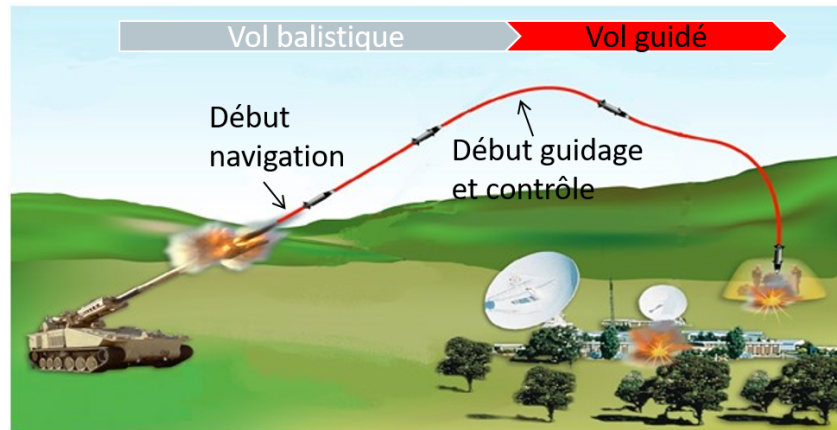


FIGURE 6 – Exemple de situation opérationnelle

Les objectifs scientifiques de cette étude, détaillant les besoins en termes de miniaturisation et de performances, sont proposés dans la suite de ce manuscrit.

Coopération

Cette thèse est réalisée en coopération entre l'Institut Franco-Allemand de Recherches de Saint-Louis (ISL) et l'Institut d'Électronique et des Technologies du numÉrique (IETR), laboratoire dépendant de l'université de Rennes 1. Ces travaux sont financés par l'ISL. L'encadrement est réalisé par Loïc Bernard (Directeur de thèse, ISL), Ala Sharaiha (Directeur de thèse, IETR) et Sylvain Collardey (encadrant, IETR). Une première phase s'est déroulée à l'IETR, pendant une durée d'un an environ. La thèse s'est ensuite poursuivie à l'ISL et l'ensemble des prototypes a été fabriqué et caractérisé à l'ISL.

Ce travail s'inscrit dans la continuité de la coopération entre l'ISL et l'IETR pour le développement d'antennes intégrées sur porteurs qui a déjà permis la conception d'antennes et de réseaux d'antennes pour la télémessure [7, 8] ou le GNSS [9]. Des exemples de réseaux d'antennes intégrées sur pointes de projectile et de métasurfaces en cavité sont présentés sur la figure 7 : ils ont été réalisés au cours des travaux de thèse [7-9]

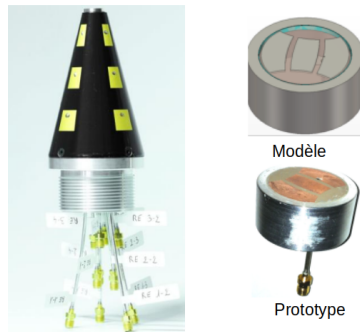


FIGURE 7 – Réseau intégré sur une pointe de projectile (bande C)[8] (gauche) et antenne miniature en cavité pour télémétrie en bande S [7] (droite)

L'étude proposée ici fait suite aux travaux menés par Laura Garcia-Gamez (thèse soutenue en 2020) traitant de la conception d'antennes miniatures en cavité avec métasurfaces pour la réception de signaux GNSS [9]. Un exemple de prototype développé au cours de cette thèse est visible sur la figure 8.

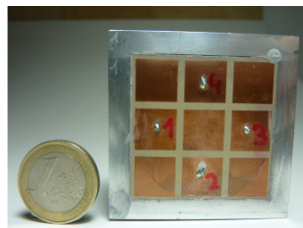


FIGURE 8 – Antenne métasurface à polarisation circulaire en cavité pour bande haute GNSS (1,559 - 1,610 GHz) [9]

Objectifs scientifiques

L'élément rayonnant choisi pour cette étude est le dipôle Magnétoélectrique (ME) [10]. Ce type d'antenne permet d'obtenir un rayonnement maximum axial, très stable en fonction de la fréquence ainsi qu'un comportement large bande en impédance. Ce type d'antenne associe un dipôle électrique et un dipôle magnétique en termes de rayonnement avec cependant le défaut de nécessiter des dimensions électriques importantes pour fonctionner correctement. Le travail proposé dans cette thèse s'oriente vers la miniaturisation de ce type d'antenne ainsi que l'étude de l'impact de son intégration dans des cavités de petite taille. Les contraintes minimales sont résumées dans le tableau 1. À ces contraintes s'ajoute la conformation pour permettre une intégration des antennes sur porteurs cylindriques de différents diamètres. Pour y parvenir, une étude du couplage entre l'élément rayonnant et la cavité dans laquelle il est intégré est effectuée

dans ce manuscrit. L'utilisation de matériaux d'impression 3-D est également proposée pour la fabrication d'antennes bas coût. Les contraintes de miniaturisation concernent principalement les dimensions latérales de l'antenne.

Contrainte	Attente minimale
dimensions extérieures du plan de masse	$< 0.5\lambda_0^2$ à 1,38 GHz
résistance mécanique aux accélérations	20000 g
Bandes de fréquences couvertes	1,164 - 1,610 GHz
Intégration	Mise en cavité

TABLE 1 – Contraintes minimales liées à la conception des antennes

Organisation du manuscrit

La première partie du manuscrit permet de fixer le contexte scientifique dans lequel cette étude est menée en prenant en compte les différentes contraintes exposées précédemment. La deuxième partie du manuscrit met en avant des contributions à la conception d'antennes magnétoélectriques en cavité pour la miniaturisation et l'élargissement de bande passante de ce type de structure.

Le premier chapitre du manuscrit (Partie 1) propose un état de l'art couvrant les différentes thématiques de l'étude. Celui-ci comprend les antennes à polarisation linéaire et à polarisation circulaire large bande ou multi bandes pour des applications GNSS ainsi que les antennes en cavité. Une section montrant les évolutions des antennes magnétoélectriques en polarisation linéaire et circulaire est également proposée. Cette première partie permet de se comparer à ce qui a déjà été développé, en termes d'encombrement, de largeur de bande et de gain obtenu. Des tableaux récapitulatifs reprenant les caractéristiques principales des antennes exposées seront proposés à chaque fin de sous-partie.

Le deuxième chapitre du manuscrit (Partie 2) expose des évolutions de l'antenne magnétoélectrique en cavité. Ces évolutions concernent la sonde d'excitation et l'utilisation de matériau diélectrique dans la cavité pour la miniaturisation. Tout d'abord l'apport d'un placement original de la sonde d'excitation est développé. Ensuite une modification de la forme de la sonde d'excitation et l'utilisation de deux matériaux diélectriques emboîtés au sein de la cavité seront étudiées. Ces opérations permettent d'élargir la bande passante, d'obtenir respectivement un comportement bi-bande et de réduire le profil de l'antenne.

Le troisième chapitre étudie le couplage entre l'élément rayonnant et la cavité pour des dipôles ME à polarisation linéaire et circulaire. Tout d'abord, la théorie des images est employée pour n'utiliser qu'une demi-structure magnétoélectrique à polarisation linéaire tout en conservant des propriétés intéressantes de fonctionnement telles qu'une large bande passante d'adaptation et

un gain stable avec la fréquence. Une modification de la cavité combinée à l'utilisation de deux matériaux diélectriques est ensuite proposée pour la miniaturisation de dipôle ME à polarisation linéaire. Puis l'utilisation du couplage pour exciter des éléments parasites sera développée. Ces éléments parasites permettent d'améliorer les performances du dipôle magnétoélectrique en cavité, à la fois en polarisation linéaire et circulaire.

Dans le quatrième chapitre, l'impact de la conformation cylindrique est étudié pour des dipôles ME à polarisation linéaire et circulaire. Cette conformation permet un élargissement de la bande passante et par conséquent une diminution des dimensions latérales de la cavité entourant l'élément rayonnant sans dégrader les performances de l'antenne.

Le cinquième chapitre montre des combinaisons de différentes techniques exposées dans les parties précédentes pour améliorer les performances des antennes à polarisation linéaire et circulaire présentées précédemment. En particulier, les deux dernières structures présentées sont conformées et miniaturisées tout en couvrant les bandes GNSS visées.

Enfin une conclusion générale sera proposée reprenant les différentes techniques développées au cours de cette thèse suivi des perspectives offertes par les travaux présentés.

PREMIÈRE PARTIE

Contexte scientifique

ÉTAT DE L'ART

Dans ce chapitre, un état de l'art des solutions antennaires existant dans la littérature est proposé. Cet état de l'art est divisé en quatre parties liées aux différentes contraintes propres à l'application visée. La première section présente les performances d'antennes à polarisation linéaire développées pour des applications GNSS. Cette section permet de montrer l'intérêt, dans certains cas pratiques, de l'utilisation d'antennes polarisées linéairement pour la réception de signaux GNSS. Dans une seconde section, les antennes large bande et multibandes pour application GNSS sont développées. Cette section montre la grande variété d'éléments rayonnants utilisés pour les applications GNSS. Dans la troisième section, les antennes en cavité seront traitées. Cette partie va permettre de voir les limitations liées à l'utilisation de cavités sur les performances. Dans la dernière section, nous ferons un état des lieux des évolutions de l'antenne magnétoélectrique depuis la version canonique proposée en 2006 [10]. Des structures à polarisation linéaire (LP), circulaire (CP) et l'utilisation d'éléments actifs pour améliorer les performances de ce type antenne seront traitées dans cette section. Les axes de recherche liés au dipôle ME seront détaillés pour des antennes fonctionnant sur une gamme très large de bandes de fréquences. Tous ces éléments permettront de comparer les antennes développées dans le cadre de cette étude en termes de dimensions et performances avec les antennes existantes et ainsi mettre en avant l'intérêt des solutions proposées.

1.1 Antennes à polarisation linéaire pour GNSS

Bien que la plupart des antennes utilisées pour la réception de signaux GNSS soient à polarisation circulaire, la première section de cet état de l'art va s'intéresser aux antennes à polarisation linéaire - Linearly Polarized (LP). Nous allons voir que la polarisation linéaire peut être un avantage pour certains cas d'application. Par exemple la polarisation linéaire est avantageuse pour la réception de signaux dans des environnements où un grand nombre de multitrajets sont observés, typiquement en milieu urbain. Dans [11] une comparaison des performances de réception entre une antenne à polarisation circulaire et linéaire est menée dans différents environnements. Les auteurs montrent que, dans un environnement où un grand nombre de réflexions d'ondes et de multitrajets sont possibles, l'utilisation d'une antenne à polarisation linéaire permet d'obtenir de meilleures performances. De plus ce type d'antenne est plus simple à concevoir et à mettre en

œuvre [12] car l'obtention d'une large bande de polarisation circulaire représente une contrainte supplémentaire dont on s'affranchit. Toutes les antennes présentées dans cette section répondent à des applications où l'intégration est complexe et l'antenne susceptible de changer régulièrement d'orientation et de performances (terminaux mobiles p. ex.).

La première antenne proposée dans [11] est un patch vertical court-circuité dimensionné pour fonctionner sur la bande L1 et intégré dans un téléphone . Les diagrammes de rayonnement dans les deux plans principaux de l'antenne sont visibles sur la figure 1.1

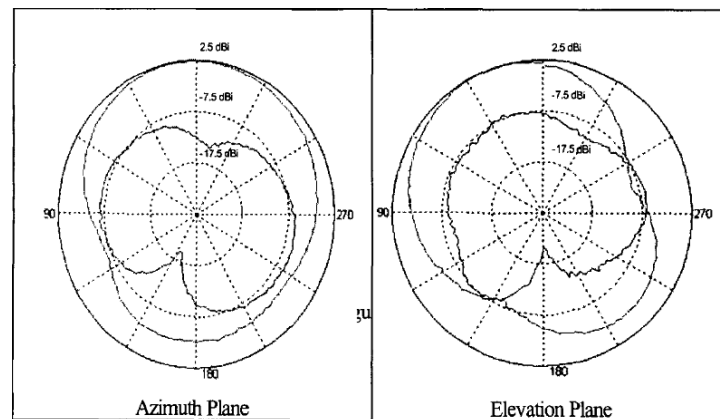


FIGURE 1.1 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne à polarisation linéaire proposée dans [11]

Les auteurs proposent une comparaison du nombre de satellites reçus avec une antenne à polarisation circulaire et linéaire. Ils montrent que l'antenne à polarisation linéaire ayant une grande efficacité de rayonnement est plus efficace dans des environnements avec beaucoup de multitrajets. Cette étude est confirmée dans [13] où les auteurs ont proposé une antenne intégrée dans un téléphone couvrant toute la bande haute GNSS (1,559 - 1,610 GHz). La figure 1.2 montre sa géométrie ainsi que son adaptation en fonction de la fréquence. L'antenne possède une adaptation inférieure à -40 dB en bande GPS L1.

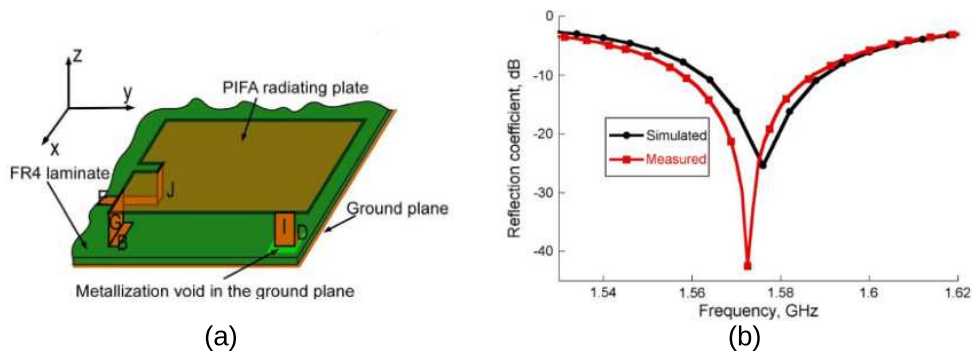


FIGURE 1.2 – Géométrie (a) et adaptation ($|S_{11}|$) (b) de l'antenne PIFA LP proposée dans [13]

Cette antenne est comparée en termes de qualité de réception avec des antennes commerciales à polarisation circulaire et les résultats obtenus montrent des niveaux de signal sur bruit et de précision de positionnement comparables voire meilleurs. La figure 1.3 montre le niveau moyen de rapport signal sur bruit obtenu pour les différentes antennes comparées au cours du temps (antenne à polarisation linéaire en bleu). Cette antenne permet une bonne réception de signaux GNSS mais n'est pas large bande.

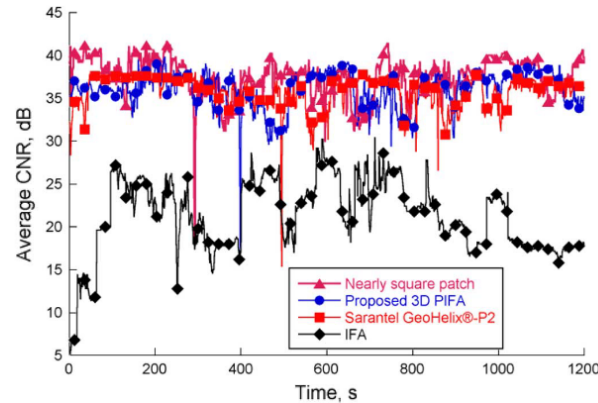


FIGURE 1.3 – Comparaison de niveau de signal sur bruit CNR d'antennes LP et CP proposée dans [13]

Un autre exemple d'antenne planaire à polarisation linéaire intégrée dans une tablette est proposé en 2017 dans [14] (figure 1.4). Cette antenne permet de couvrir les bandes GPS L1, L2 et L5 grâce à des résonances multiples et une structure simple composée d'un patch et de fentes. Les dimensions du plan de masse sont de $127,5 \text{ mm}^2$ ce qui représente des dimensions trop importantes par rapport aux contraintes d'intégration du sujet.

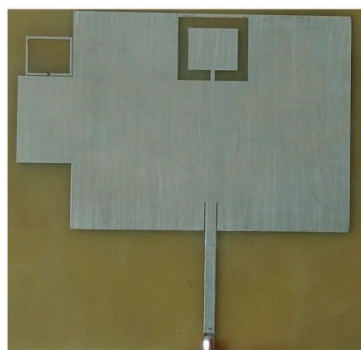


FIGURE 1.4 – Prototype de l'antenne proposée dans [14]

Un dernier exemple d'antenne LP pour GNSS en environnement contraint est présenté dans [12] (figure 1.5). Cette antenne, intégrée sur un véhicule autonome sous-marin, permet au véhicule de se positionner une fois à la surface.

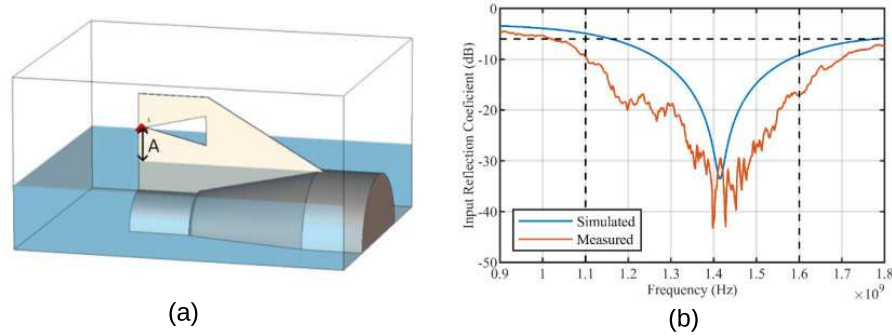


FIGURE 1.5 – Vue 3D (a) et adaptation simulée et mesurée (b) de l’antenne proposée dans [12]

Elle s’intègre sur la structure du véhicule et est développée pour être utilisée à proximité directe d’eau salée, avec une vue dégagée sur les satellites. Une étude de l’impact de la hauteur de l’antenne par rapport à l’eau sur l’adaptation et le diagramme de rayonnement est proposée, montrant une forte influence de ce placement sur les performances.

Ces quelques exemples montrent que les antennes à polarisation linéaire ont un intérêt pour la réception de signaux GNSS. Ce type de configuration est utilisé pour l’intégration dans des environnements complexes et permet d’obtenir des performances comparables aux antennes à polarisation circulaire si elles sont bien adaptées. De plus on notera la simplicité de fabrication et de mise en œuvre de ces antennes. Le tableau 1.1 donne les dimensions extérieures des antennes, en tenant compte du plan de masse, et les performances des antennes évoquées dans cette partie. Aucune des antennes présentées ne répond au besoin d’intégration et d’isolation d’antenne imposé par les objectifs scientifiques du sujet.

Ref.	Dim. ext. (mm^3)	BP ($ S_{11} < -10$ dB)	Élem. ray.	Gain (dBi)	Environnement
[11]	$20 \times 6 \times 0,5$	GPS L1	patch	2,5	Téléphone
[13]	$42 \times 20 \times 5$	GPS L1, Galileo E1	PIFA	2,8	Téléphone
[14]	$127,5 \times 127,5 \times 0,5$	GPS L1,L2,L5	patch	4,5 - 7	Tablette
[12]	$90 \times 25 \times 2$	Toutes bandes (-6 dB)	Monopôle	3	Véhicule sous-marin

TABLE 1.1 – Récapitulatif des performances des antennes polarisées linéairement pour application GNSS

Nous venons de voir quelques exemples d’antennes LP pour la réception de signaux GNSS ainsi que leur intérêt et limitations. Nous allons maintenant voir des antennes CP, large bande ou multibandes pour la réception de signaux GNSS.

1.2 Antennes large bande ou multibandes à polarisation circulaire pour GNSS

Les antennes présentées dans cette section sont développées pour être utilisées pour la réception de signaux GNSS. Elles sont à polarisation circulaire et réalisées à partir de différents types d’éléments rayonnants tels que les dipôles croisés ou les patches par exemple. Des tableaux récapitulatifs des dimensions et performances principales sont proposés à la fin de chaque sous-section.

1.2.1 Antennes à base de dipôles croisés pour GNSS

Les dipôles croisés sont un concept d’antenne utilisé depuis plusieurs décennies [15]. Ce type d’antenne permet d’obtenir une polarisation circulaire et est utilisé pour un grand nombre d’applications, dont la réception de signaux GNSS. Nous allons, dans cette sous-section, montrer des exemples choisis de dipôles croisés excités par anneau vacant quart d’onde. L’utilisation de ce type d’excitation permet à l’antenne de générer une onde à polarisation circulaire avec un seul accès. En partant d’un exemple simple, plusieurs évolutions vont être exposées permettant, entre autres, d’augmenter la bande passante de polarisation circulaire ou de réduire le profil de ce type d’antenne.

L’anneau vacant quart d’onde, dont un exemple est visible sur la figure 1.6, permet de créer une différence de phase de 90° entre les deux brins de dipôles placés orthogonalement l’un par rapport à l’autre, ce qui permet de générer de la polarisation circulaire. Les deux brins d’un dipôle se trouvent sur deux plans distincts, généralement sur deux faces d’un substrat de faible épaisseur (correspondant aux deux couleurs sur la figure 1.6). La différence de phase est induite par le trajet qu’a à parcourir l’onde sur l’anneau, correspondant à peu près à un quart de la longueur d’onde à la fréquence centrale de travail de l’antenne.

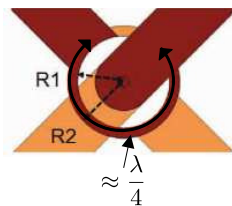


FIGURE 1.6 – Structure d’un anneau vacant quart d’onde [16]

Un premier exemple de dipôles larges croisés placés à une distance $\lambda/4$ par rapport au plan de masse est présenté dans [17] (figure 1.7). Cette antenne permet de couvrir toutes les bandes GNSS en polarisation circulaire. La bande de fréquences en adaptation ($|S_{11}|$) et polarisation circulaire sont obtenues grâce à la forme en nœud papillon des brins de dipôles et à la distance par

rapport au plan de masse. L'inconvénient majeur de cette antenne est ses dimensions extérieures importantes devant la longueur d'onde.

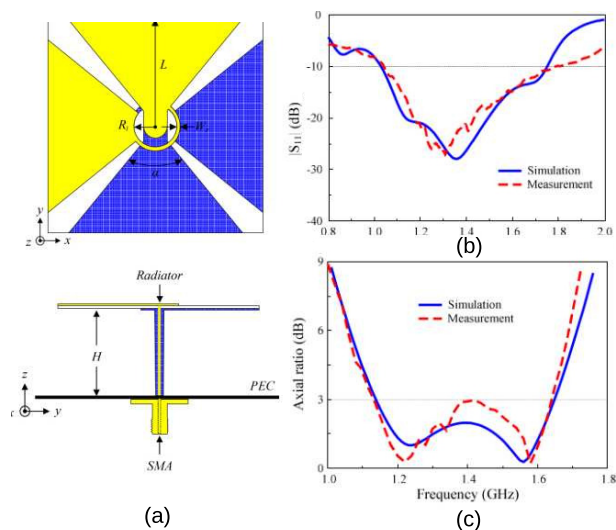


FIGURE 1.7 – Géométrie (a), adaptation (b) et taux d'ellipticité (c) de l'antenne présentée dans [17]

Par la suite une antenne composée de dipôles croisés imprimés sur les deux faces d'un substrat de permittivité 10,2 et sans plan de masse a été proposée [16] (figure 1.8). Cette configuration permet de réduire le profil de l'antenne à 1,28 mm seulement. Elle conserve une large bande d'adaptation, mais sa polarisation circulaire ne couvre que la bande de fréquences entre 1,37 et 1,50 GHz en raison de l'absence de plan de masse et de la simplicité de la forme des dipôles.

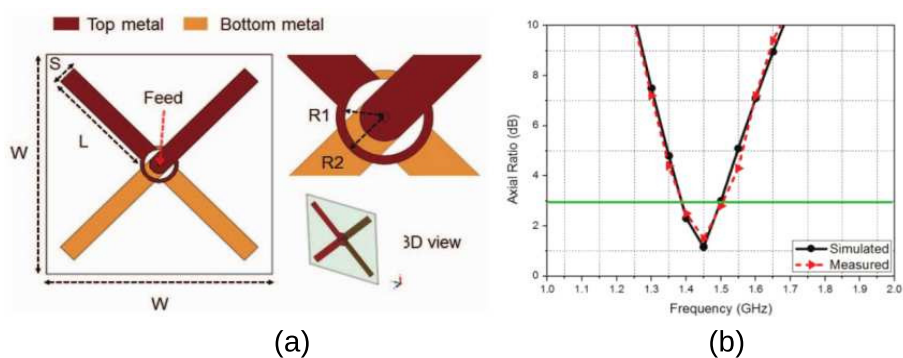


FIGURE 1.8 – Géométrie (a) et rapport d'ellipticité (b) de l'antenne proposée dans [16]

La même équipe de recherche a proposé en 2017 des dipôles croisés excitant par couplage des cylindres métalliques placés sur un plan de masse [18]. La forme des dipôles a été optimisée ainsi que les dimensions et le placement des cylindres afin d'être adaptée et de générer de la polarisation circulaire sur les bandes 1.12 - 1.26 GHz et 1.55-1.63 GHz. Les cylindres servent principalement à obtenir de la polarisation circulaire sur des bandes plus larges de fréquences. Cette antenne présente un gain autour de 4,3 dBic, proche des recommandations pour des applications GNSS [6]. Une vue de dessus de cette antenne, l'adaptation et le rapport d'ellipticité sont présentés sur la figure 1.9. Cette antenne présente des dimensions réduites mais ne couvre pas toutes les bandes GNSS et n'est pas intégrée en cavité.

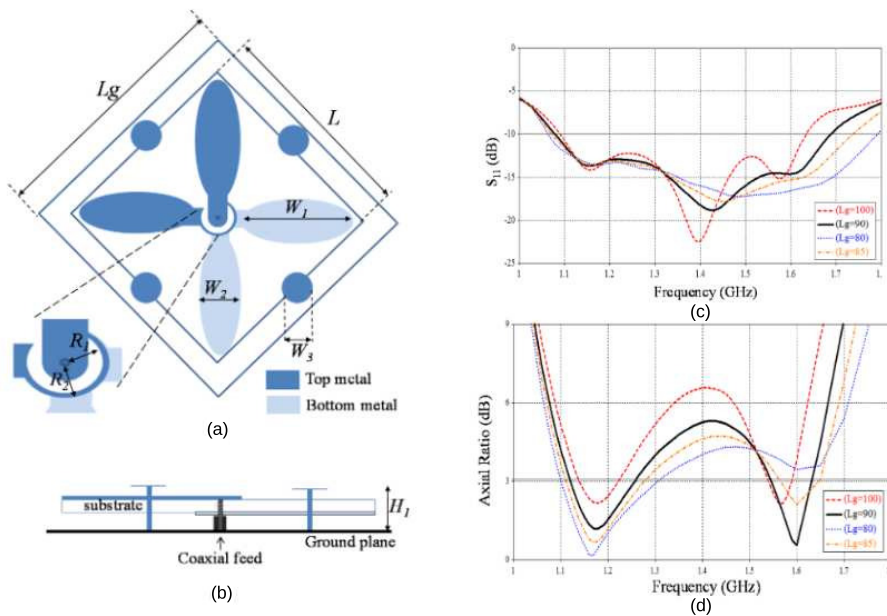


FIGURE 1.9 – Vue du dessus (a), de profil (b), adaptation (c) et taux d'ellipticité (d) de l'antenne proposée dans [18]

Plus récemment une antenne à base de dipôles croisés utilisant des éléments parasites a été proposée [19] (figure 1.10). Cette structure utilise les éléments parasites afin d'améliorer la stabilité du centre de phase de l'antenne permettant un positionnement plus précis de l'antenne. Les dimensions de cette antenne sont de $80 \times 80 \times 29 \text{ mm}^3$ et elle permet de couvrir toutes les bandes GNSS en polarisation circulaire. On remarque une variation importante du gain entre la bande basse et la bande haute GNSS.

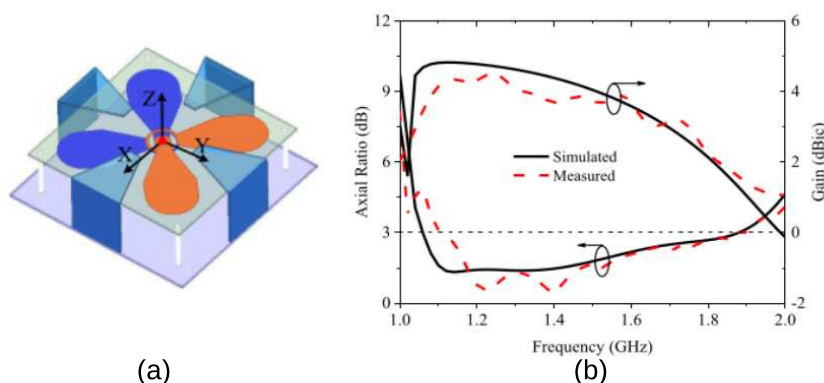


FIGURE 1.10 – Géométrie de l’antenne, gain et rapport d’ellipticité mesurés de l’antenne présentée dans [19]

Certaines antennes utilisent également des Métasurface (MTS) au niveau du plan de masse pour réduire le profil et améliorer les performances. Les métasurfaces sont des arrangements périodiques de motifs ayant des dimensions bien inférieures à la longueur d’onde. Ce type de surface est utilisé pour un grand nombre d’applications et constitue un domaine d’étude très vaste. Nous nous focaliserons ici sur l’utilisation de surfaces de type Artificial Magnetic Conductor (AMC) pour des antennes utilisées sur la bande GNSS. Ce type de MTS permet de moduler la phase de l’onde réfléchi pour obtenir un Perfect Magnetic Conductor (PMC) sur une bande de fréquences définie. L’antenne proposée en 2014 [20] cumule une modification de la forme des dipôles en forme de flèche et l’utilisation d’AMC. La métasurface est dimensionnée pour fonctionner à une fréquence centrale de 1,35 GHz et optimisée à partir d’une cellule unitaire (visible à droite sur la figure 1.11) afin de présenter une phase de coefficient de réflexion proche de 0° sous incidence normale à la fréquence d’intérêt. Cette surface se comporte alors comme un conducteur magnétique parfait et permet de réduire de façon importante la hauteur de l’antenne.

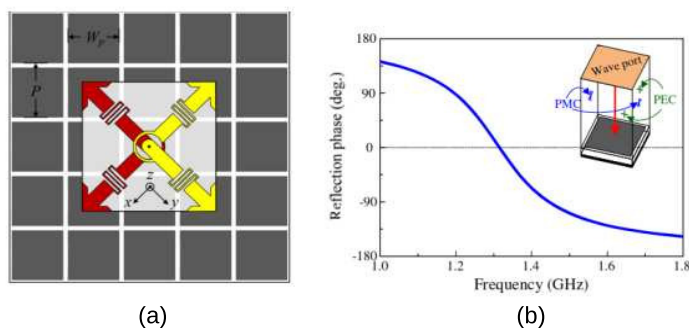


FIGURE 1.11 – Structure vue de dessus et phase de la métasurface de l’antenne présentée dans [20]

L'ajout de cette surface permet à l'antenne de passer d'un comportement bande étroite en bande haute GNSS à un comportement bi-bande polarisation circulaire 1,210 - 1,250 GHz et 1,530 - 1,595 GHz avec des dimensions de plan de masse de $85 \times 85 \text{ mm}^2$. Elle ne couvre donc pas toutes les bandes GNSS.

En 2016 le même type d'approche est considéré dans [21] (figure 1.12). Cette antenne, réalisée à partir de dipôles croisés placés au dessus d'une surface de type AMC, possède un comportement large bande en adaptation et en polarisation circulaire avec un profil de 14,5 mm. Les dimensions de la MTS sont cependant importantes ($134 \times 134 \text{ mm}^2$) afin d'obtenir une amélioration de la bande passante d'adaptation et de la largeur de bande de polarisation circulaire. Des croix ont été ajoutées sur la métasurface afin d'en améliorer les performances, la comparaison des performances sans et avec ces croix sur la MTS est présentée sur la figure 1.12. Cette antenne permet ainsi de couvrir la quasi-totalité des bandes GNSS en polarisation circulaire et en adaptation.

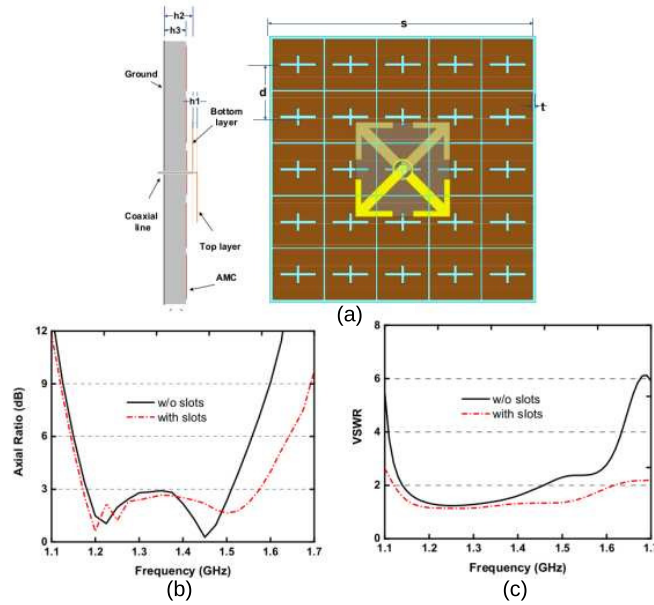


FIGURE 1.12 – Géométrie (a), rapport d'ellipticité (b) et VSWR (c) sans fente (trait plein) et avec fentes (trait discontinu) sur la MTS de l'antenne présentée dans [21]

Enfin un exemple de dipôles croisés en cavité est proposé dans [22] (figure 1.13). Cette antenne est développée pour fonctionner en bande haute GNSS (1,559 - 1,610 GHz) et a été optimisée pour obtenir l'ouverture à mi-puissance la plus large possible avec des valeurs autour de 110° . Les brins de dipôles ont été méandrés pour en réduire l'encombrement et la cavité ayant une aire de base de $120 \times 120 \text{ mm}^2$ est utilisée pour augmenter le rapport avant arrière. Un substrat de permittivité 2,1 a été ajouté dans la cavité pour en limiter la hauteur. Le diagramme de rayonnement est bien symétrique et la polarisation croisée obtenue est au maximum inférieure

de 20 dB à la polarisation principale de l'antenne.

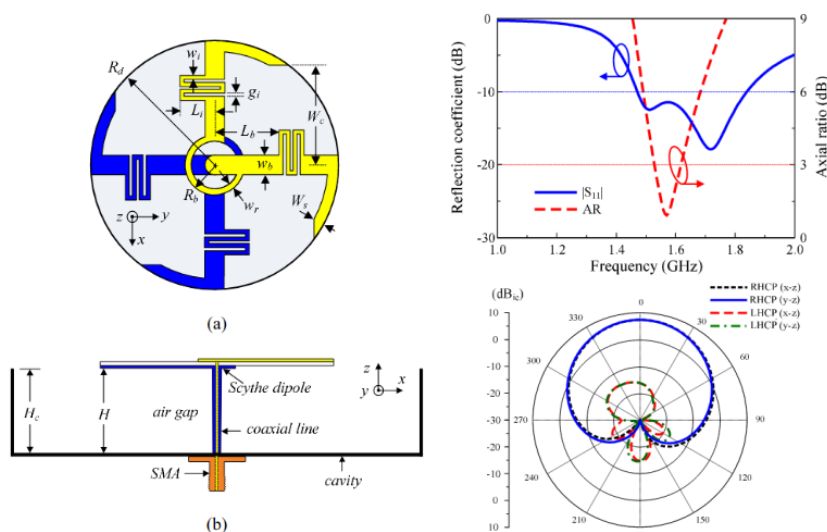


FIGURE 1.13 – Géométrie, adaptation, taux d'ellipticité et diagramme de rayonnement dans les deux plans principaux de l'antenne à 1,58 GHz de l'antenne présentée dans [22]

Ces quelques exemples montrent que les dipôles croisés sont un type de structure attrayante pour des applications GNSS. Un exemple basique puis plusieurs évolutions ont été présentés. Ces évolutions ont permis la réduction du profil de l'antenne ou l'amélioration des performances. L'utilisation d'un type particulier de MTS a été présentée avec l'inconvénient de nécessiter des dimensions importantes devant la longueur d'onde pour obtenir les performances souhaitées. Enfin une structure en cavité de grandes dimensions pour la bande haute GNSS a été présentée avec une grande ouverture à mi-puissance dans les deux plans principaux de l'antenne. Le tableau 1.2 récapitule les dimensions et performances des antennes présentées dans cette partie ainsi que les techniques utilisées.

On notera qu'aucune des antennes présentées ne permet de répondre à toutes les contraintes du sujet. Un grand nombre de structures présente des dimensions trop importantes, ne sont pas en cavité et ne sont pas développées pour résister aux fortes contraintes mécaniques. Nous allons maintenant voir les antennes développées à base de patches pour des applications GNSS.

Ref.	Dim. ext. (mm^3)	BP ($ S_{11} < -10$ dB)	BP TE < 3dB	Gain (dBic)	Technique
[17]	$120 \times 120 \times 62,5$	1,05 - 1,79	1,12 - 1,64	7	dipôles larges
[16]	$66 \times 66 \times 1,28$	1,17 - 1,8	1,38 - 1,5	2	Pas de plan de masse
[18]	$90 \times 90 \times 15,5$	1,08 - 1,69	1,12 - 1,26 / 1,55 - 1,63	4,2	Vias pour pol. circul.
[19]	$80 \times 80 \times 29$	1,04 - 2	1,1 - 1,88	2 - 4	Élém. parasites
[20]	$85 \times 85 \times 11,5$	1,2 - 1,7	1,20 - 1,24 / 1,53 - 1,625	5,3	AMC sur plan de masse
[21]	$134 \times 134 \times 14,5$	1,12 - 1,62	1,17 - 1,57	6	AMC amélioré sur plan de masse
[22]	$120 \times 120 \times 40$	1,475 - 1,835	1,530 - 1,615	7	En cavité

TABLE 1.2 – Récapitulatif des performances des dipôles croisés pour application GNSS

1.2.2 Antennes à base de patchs pour GNSS

Il existe une grande diversité d'antennes patch à polarisation circulaire pour des applications GNSS dans la littérature. Ces antennes sont attrayantes, car elles sont bas coût, faible épaisseur et permettent d'obtenir des valeurs de gain correspondant aux attentes pour des applications GNSS [6]. Nous allons voir ici quelques exemples choisis montrant des stratégies développées pour couvrir les besoins d'une utilisation GNSS.

Versions simples

Dans les années 2000, les antennes patch bandes étroites étaient utilisées pour la réception de signaux GPS L1 [23]. Cette approche permettait, grâce à l'emploi de substrats céramiques de forte permittivité, de réduire de façon importante les dimensions des antennes au prix d'une réduction drastique de la bande passante, la polarisation circulaire pouvant être obtenue avec un seul accès [23, 24]. Dans [23], une ligne coaxiale est placée sur une diagonale du patch pour obtenir cette polarisation circulaire. Un exemple de ce type d'antenne a été proposé en 2002 dans [24]. La géométrie de l'antenne ainsi que le rapport d'ellipticité et le gain sont visibles sur la figure 1.14. Cette antenne a des dimensions de base de $17,5 \text{ mm}^2$ grâce à un substrat de permittivité 45 et est placée sur un plan de masse de $50 \times 50 \text{ mm}^2$. Elle permet de couvrir la bande GPS L1 C/A. La polarisation circulaire est obtenue grâce à une ligne microruban dont la longueur permet d'obtenir un déphasage proche de 90° entre les deux modes orthogonaux excités sur le patch.

Ces premières antennes étaient adaptées pour une utilisation bande étroite correspondant aux besoins pour des applications civiles de l'époque. Avec la nécessité actuelle d'adresser plusieurs constellations sur une large bande de fréquences, la conception des patchs a dû évoluer.

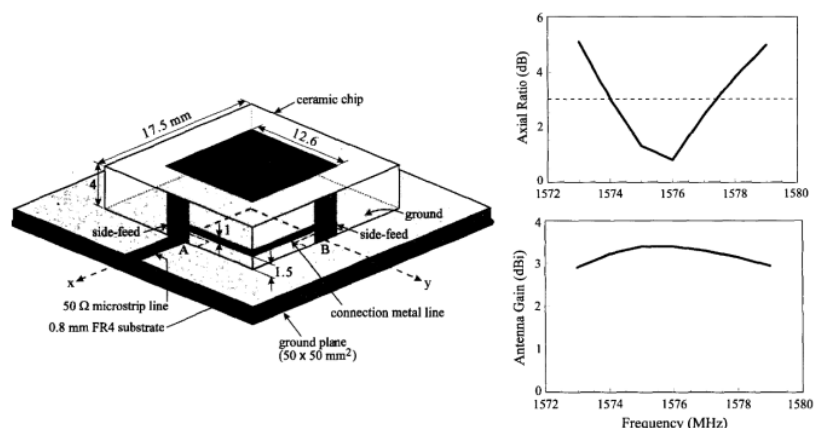


FIGURE 1.14 – Géométrie, taux d’ellipticité et gain de l’antenne présentée dans [24]

Dès le début du GPS deux bandes de fréquences L1 et L2 ont été mises en service pour des applications militaires. Ces deux bandes sont centrées respectivement en 1,227 et 1,575 GHz. Des antennes à base de patchs superposés ont été développées dans cet optique dès les années 1990 [25]. Dans les années 2000 sont ensuite apparues de nouvelles bandes de fréquences pour des applications civiles GPS (L2c et L5) mais aussi Galiléo (européen), Glonass (russe) et Compass (chinois). Un exemple de patchs superposés pour bandes GPS L5, L2 et L1 est proposé en 2007 dans [26] (figure 1.15).

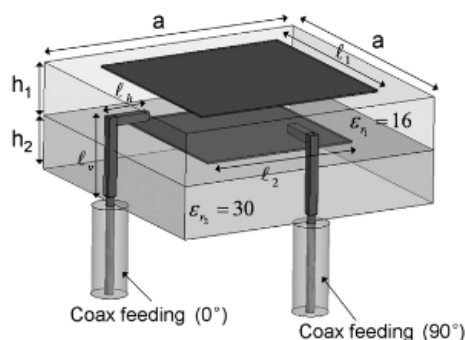


FIGURE 1.15 – Patchs superposés proposés dans [26]

Elle consiste en deux patchs carrés imprimés sur des substrats de permittivité élevée (30 et 16) et excitées par couplage à l’aide de deux sondes en L. La polarisation circulaire est obtenue grâce à un déphasage de 90° entre les deux sondes. L’antenne présente des dimensions extérieures de 31×31×12,8 mm³. Les performances en adaptation, isolation et gain sont visibles sur la figure 1.16.

On remarque que la bande basse ne respecte pas le critère de $|S_{11}| < -10$ dB mais le critère

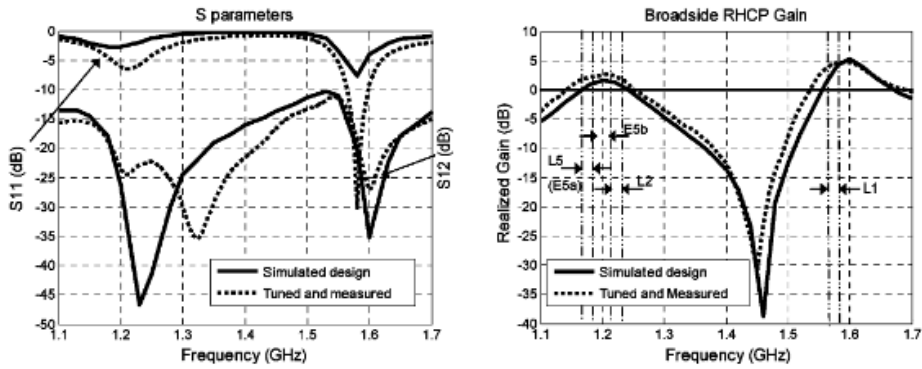


FIGURE 1.16 – Adaptation ($|S_{11}|$), isolation et gain de l'antenne présentée dans [26]

utilisé est le gain réalisé supérieur à 2 dBic. Le couplage entre les deux ports est faible sur les deux bandes d'intérêt.

Évolutions de patchs superposés

Il existe de nombreuses évolutions de patchs superposés. Une des techniques utilisées pour augmenter la bande passante de ce type d'antenne est d'augmenter le nombre de couches afin de créer plusieurs résonances proches. Un exemple de cette approche est proposé dans [27] (figure 1.17). Grâce à la superposition de 3 couches de patchs, cette antenne couvre les bandes GPS L2, L1 et L5. Cette structure génère une polarisation circulaire avec un seul accès grâce à l'ajout de bords tronqués et de fentes sur les différents patchs.

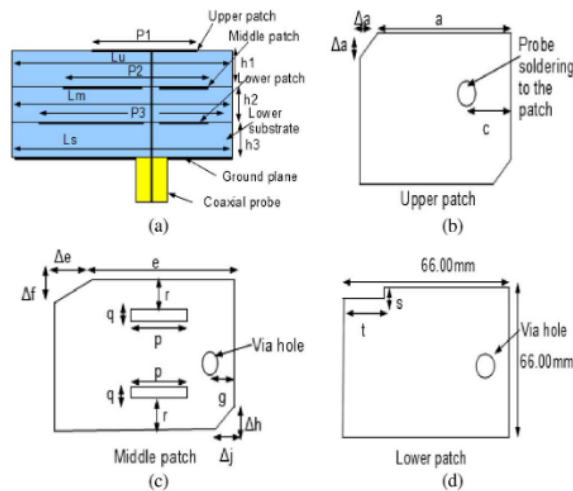


FIGURE 1.17 – Structure et détail des différentes couches de l'antenne présentée dans [27]

Les performances de l'antenne sont présentées sur la figure 1.18. On remarque un compor-

tement multibande centré sur les fréquences d'intérêt, notamment pour le rapport d'ellipticité. Le gain est stable avec la fréquence avec une valeur moyenne d'environ 5,7 dBi.

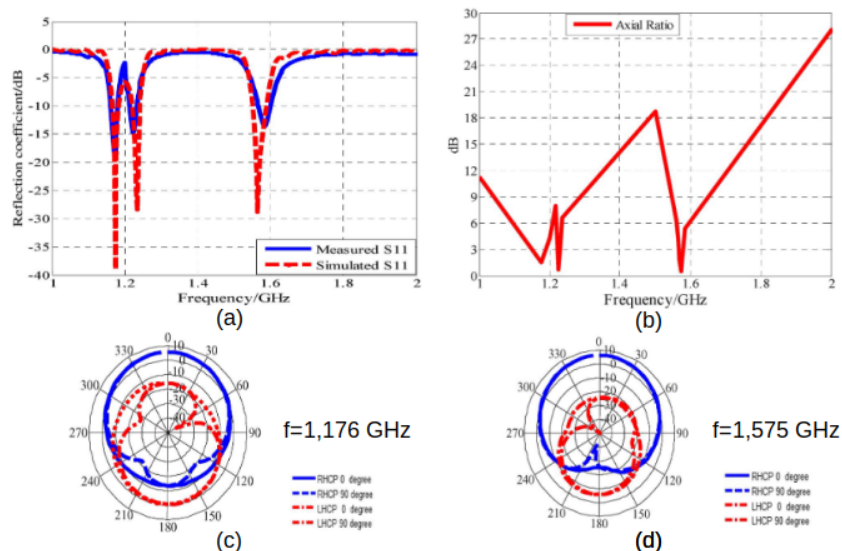


FIGURE 1.18 – Adaptation ($|S_{11}|$) (a), rapport d'ellipticité (b) et diagrammes de rayonnement à 1,176 GHz (c) et 1,575 GHz (d) de l'antenne présentée dans [27]

La même technique a été utilisée dans [28] (figure 1.19) avec la superposition de cinq couches de patches court-circuités et substrat. Cette configuration a permis d'obtenir un comportement large bande avec l'utilisation d'un réseau d'alimentation complexe. L'antenne obtenue a des dimensions extérieures de $70 \times 70 \times 28,5$ mm³.

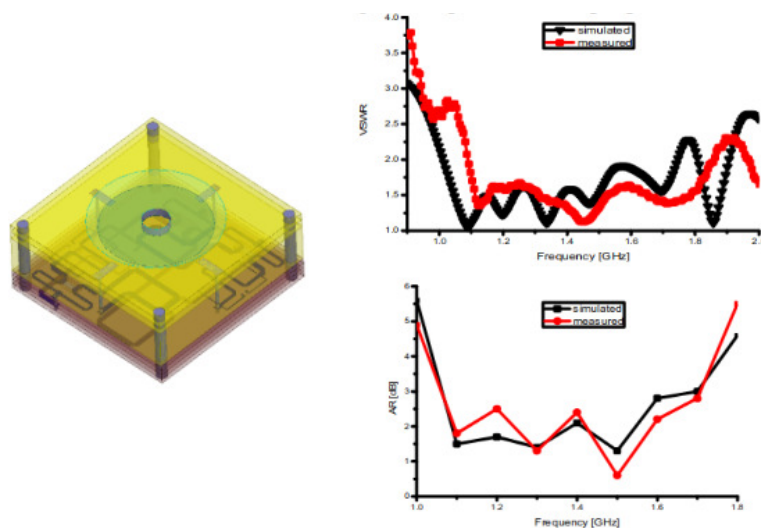


FIGURE 1.19 – Géométrie, adaptation et rapport d'ellipticité simulés et mesurés de l'antenne présentée dans [28]

Deux patchs superposés ont également été conformés à un rayon de 100 mm [29] (figure 1.20) pour être intégrés sur un petit avion. Cette antenne est excitée par quatre ports en quadrature de phase afin d'obtenir un bon rapport d'ellipticité.

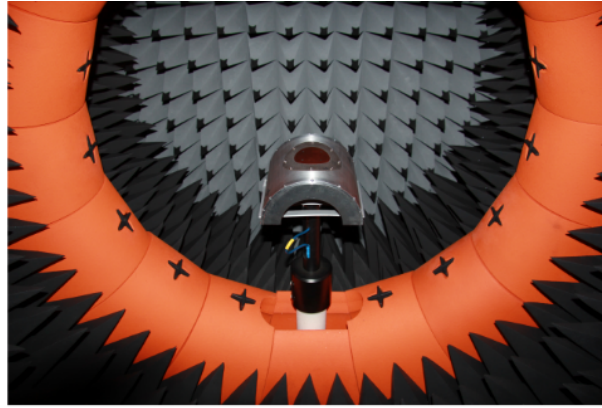


FIGURE 1.20 – Prototype de l'antenne présentée dans [29]

La conformation cylindrique sur un petit rayon ($< \frac{\lambda}{2}$) va créer un décalage en fréquence dans les modes du patch et favoriser des modes d'ordre supérieur non souhaités dont la contribution est limitée dans le cas planaire. La figure 1.21 montre le décalage en fréquence du mode souhaité du patch (TM_{11}) et l'évolution de l'efficacité de rayonnement d'un mode supérieur (TM_{41}). On voit que le mode fondamental subit un décalage important en fréquence et que l'efficacité de rayonnement du mode supérieur augmente quand le rayon de conformation diminue.

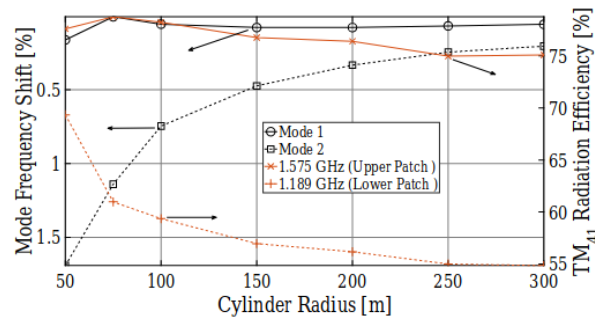


FIGURE 1.21 – Évolution de la fréquence d'apparition et de l'efficacité de rayonnement des modes TM_{11} et TM_{41} en fonction du rayon de courbure du patch [29]

L'antenne est excitée avec quatre ports afin de retirer la contribution des modes supérieurs du patch et conserver le rayonnement souhaité sur toute la bande d'intérêt. Le gain finalement obtenu est présenté sur la figure 1.22. Cette étude montre les limitations subies par des antennes patchs pour concevoir des antennes conformées sur des rayons de petite taille électrique dans le cas d'applications GNSS.

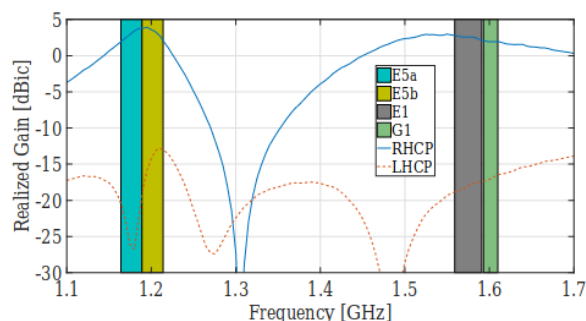


FIGURE 1.22 – Gain mesuré de l'antenne patch conformée sur la bande GNSS [29]

Il existe d'autres exemples de cette approche de patches superposés pour applications GNSS et bande S (2,5 GHz) [30] ou avec un plan de masse de grandes dimensions [31]. Une étude du nombre de ports d'excitations est proposée dans [31] où les performances d'une même structure de base sont comparées avec deux, trois et quatre ports avec les phases appropriées pour obtenir la polarisation circulaire.

Autres techniques

Afin de concevoir des antennes plus compactes et respectant les besoins d'une application GNSS, certaines structures ont été développées à partir de patches associés à des éléments parasites. Un exemple de cette approche est proposé dans [32] (figure 1.23). La structure est composée d'un patch circulaire et de plusieurs éléments parasites ainsi que d'un circuit d'alimentation.

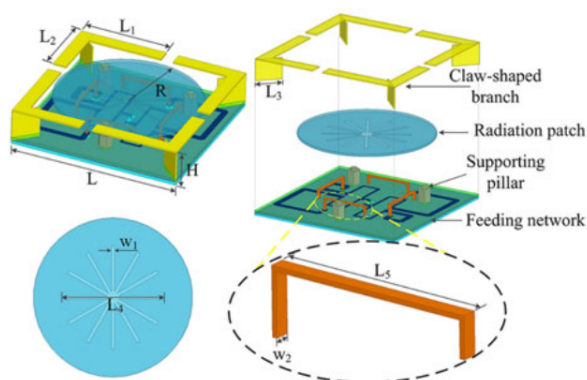


FIGURE 1.23 – Géométrie de l'antenne patch avec éléments parasites proposée dans [32]

Elle est alimentée par quatre ports en quadrature afin d'obtenir une polarisation circulaire de bonne qualité. Les éléments parasites permettent à la fois d'améliorer l'adaptation de l'antenne et les performances globales. Cette antenne présente ainsi une ouverture à mi-puissance supérieure à 100° et un gain de 3,4 dBic. L'adaptation, le rapport d'ellipticité et le diagramme de rayonnement

à 1,268 GHz et 1,575 GHz sont présentés sur la figure 1.24. Cette structure, bien que compacte, est complexe et ne serait pas adaptée pour une intégration en cavité.

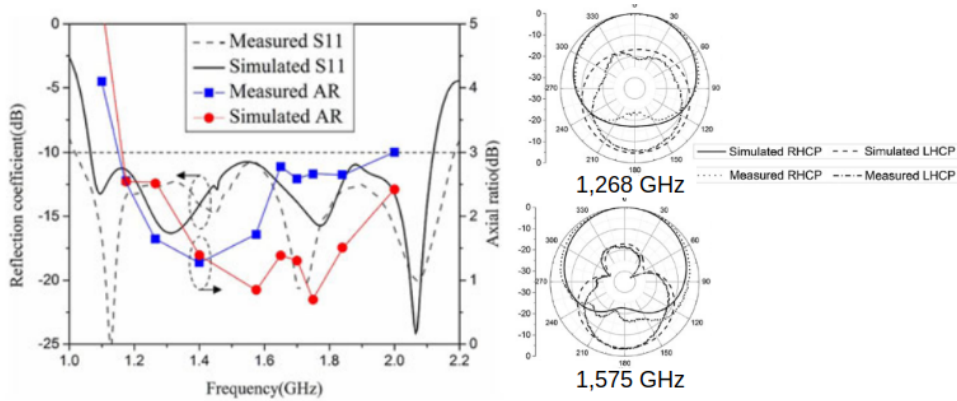


FIGURE 1.24 – Adaptation, rapport d'ellipticité et diagramme de rayonnement à 1,268 et 1,575 GHz de l'antenne patch avec éléments parasites proposée dans [32]

L'utilisation de façon avantageuse de vias sur un patch peut aussi être une façon d'augmenter la bande passante de celui-ci sans en impacter les dimensions. C'est l'approche proposée dans [33]. Sur cette antenne, le placement de l'excitation a été optimisé et des vias de court-circuit ont été ajoutés pour exciter des modes supplémentaires du patch. Le patch est placé sur un plan de masse carré de grandes dimensions (120 mm²) permettant d'obtenir les performances présentées sur la figure 1.25.

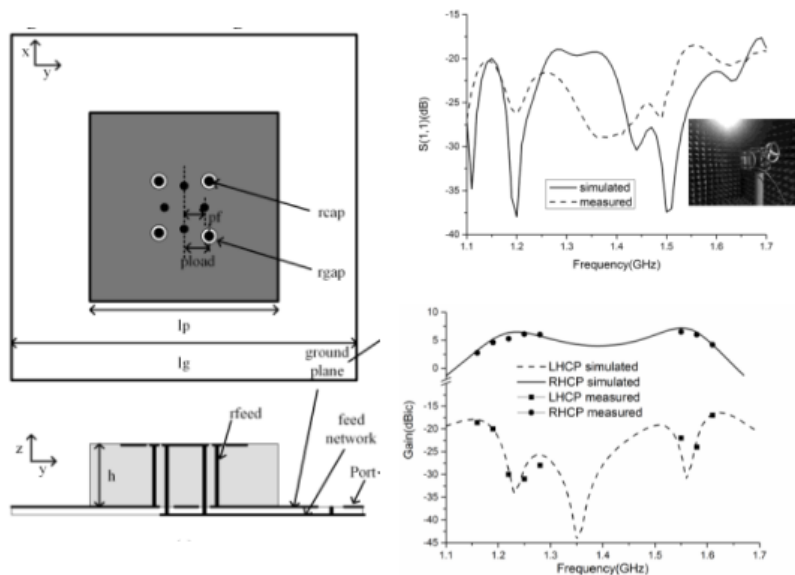


FIGURE 1.25 – Géométrie, $|S_{11}|$ et gain simulés et mesurés de l'antenne proposée dans [33]

Les exemples développés dans cette section montrent que le patch est un élément rayonnant intéressant pour des applications GNSS multibandes. Il permet, en fonction des configurations, d'adresser plusieurs bandes GNSS avec de la polarisation circulaire. Plusieurs configurations ont été présentées pour obtenir un comportement large bande ou multibande. Un récapitulatif des performances est proposé dans le tableau 1.3.

Ref.	Dimensions ext. avec plan de masse (mm^3)	Bande d'adaptation ($ S_{11} < -10dB$)	Bande pol. circulaire (GHz)	Gain (dBic)	Technique
[23]	16,04×16,4×4,75	1,569 - 1,6	1570 - 1580	2	bande étroite, substrat céramique haute permittivité
[24]	50×50×4	1,57 - 1,82	1,574 - 1,578	3,2	bande étroite, substrat céramique haute permittivité
[26]	31×31×12,8				Patches superposés, substrat céramique
[27]	80×80×4,7	1.16–1.18 / 1.21–1.23 / 1.56–1.59	1,16 - 1,19 / 1,22 - 1,23 / 1,56 - 1,57	5,8	Patches superposés, un seul port
[28]	70×70×28,5	1,1 - 1,85	1,07 - 1,7	2,2	cinq couches de patches
[29]	R=58, H=1,53	n.c	1,16 - 1,22 / 1,56 - 1,61	4	Patches conformés à 100 mm
[31]	R=90, H=10	1,1 - 1,7	nc	9,2	Patches superposés
[32]	70×70×12	1,03 - 2,17	1,15 - 1,85	3,4	Éléments parasites
[33]	100×100×15	1,1 - 1,6	1,16 - 1,3 / 1,55 - 1,61	5,3	Utilisation des modes impairs

TABLE 1.3 – Récapitulatif des performances des antennes à base de patches pour des applications GNSS large bande ou multibande

Les antennes présentées dans cette section ne répondent pas aux besoins en termes d'intégration dans une cavité et de conformation. En effet les performances du patch sont fortement dégradées lorsque celui-ci est conformé sur des rayons de petite taille devant la longueur d'onde. Cette dégradation concerne à la fois l'adaptation et le rayonnement et en fait une solution difficile à mettre en œuvre pour l'application visée dans le cadre de cette étude.

1.2.3 Autres types d'éléments rayonnants pour GNSS

Il existe d'autres types d'éléments rayonnants utilisés pour des applications GNSS. Ces antennes peuvent être, entre autres, conçues à base de :

- fentes croisées,
- monopôle,
- hélice,
- résonateur diélectrique,
- cavité métasurface,
- boucles.

Des exemples récents de ces différents types d'éléments rayonnants pour bande GNSS vont être exposés ici et permettent une comparaison avec les autres types d'antennes considérées.

Fentes croisées

La configuration fentes croisées correspond au complémentaire des dipôles croisés. Celle-ci permet d'obtenir soit de la polarisation circulaire, soit une double polarisation linéaire. Un exemple de fentes croisées excitées par une ligne micro-ruban en forme de L et dimensionnée pour les bandes GNSS est proposé dans [34] (figure 1.26). Cette antenne est imprimée sur un substrat de permittivité 3,55 avec des dimensions de $75 \times 80 \text{ mm}^2$.

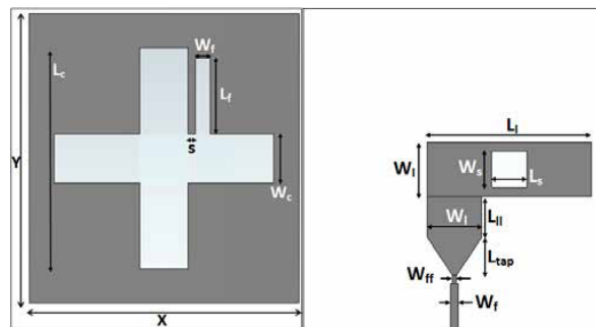


FIGURE 1.26 – structure de l'antenne présentée dans [34]

Cette antenne respecte les critères d'adaptation et de polarisation circulaire sur la bande 1,41 - 1,60 GHz en mesure, comme le montre la figure 1.27, où le $|S_{11}|$ et le rapport d'ellipticité

simulés et mesurés sont comparés. On observe un léger décalage en fréquence des mesures par rapport aux simulations. Cette antenne possède l'intérêt d'être simple à fabriquer. Elle possède un gain stable autour de 3,6 dBic. La bande passante de polarisation circulaire est améliorée grâce à l'ajout de la fente supplémentaire que l'on peut voir verticalement à droite des fentes croisées sur la figure 1.26.

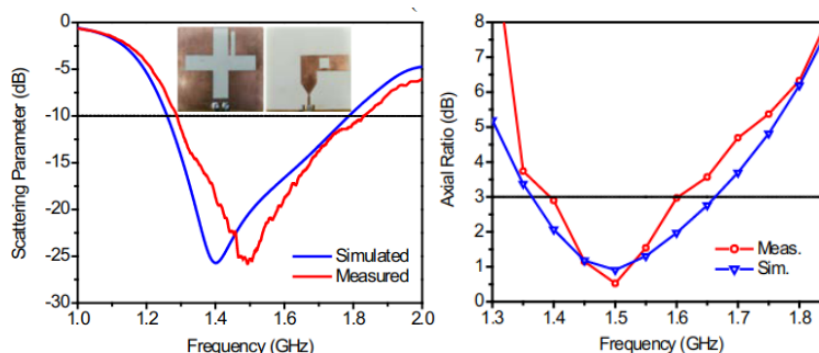


FIGURE 1.27 – structure de l'antenne présentée dans [34]

Un autre exemple plus récent de fentes croisées placées au-dessus d'un plan de masse pour GNSS est proposé dans [35]. Cette antenne (figure 1.28) est adaptée et délivre de la polarisation circulaire sur une large bande de fréquences grâce à une excitation par ligne micro-ruban en forme de 'L'. Ce comportement est aussi obtenu grâce à la distance entre les fentes et le plan de masse de 34,5 mm correspondant à environ $\lambda_g/4$ avec λ_g , la longueur d'onde dans le matériau.

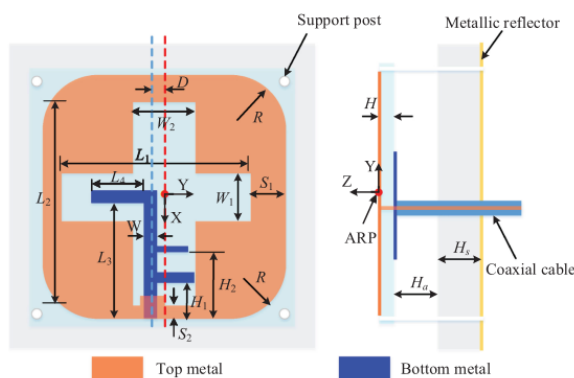


FIGURE 1.28 – structure de l'antenne présentée dans [35]

Les formes de la fente et de la ligne d'excitation ont été optimisées pour rendre le centre de phase le plus stable possible. L'adaptation, le gain, le rapport d'ellipticité, la variation du centre de phase et les diagrammes de rayonnement dans les deux plans principaux en bande GPS L1 sont présentés sur la figure 1.29. Il y a une très bonne adéquation entre simulation et mesure.

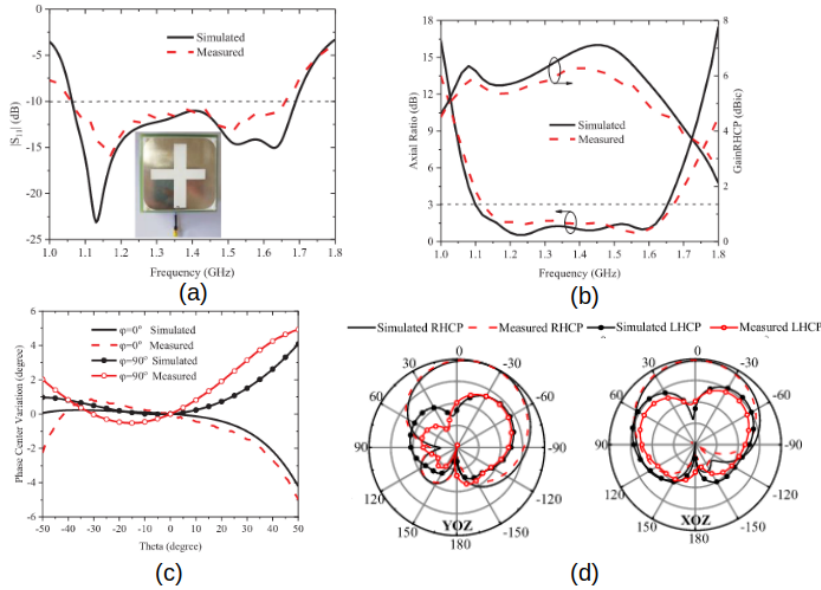


FIGURE 1.29 – Adaptation (a), gain, rapport d'ellipticité (b), variation du centre de phase en bande L1 (c) et diagrammes de rayonnement dans les deux plans principaux en bande L1 (d) simulés et mesurés de l'antenne présentée dans [35]

Ces antennes à base de fentes croisées ne permettent pas de répondre aux objectifs scientifiques souhaités. En effet soit elles ne couvrent pas toutes les bandes de fréquences, soit elles ne répondent pas aux besoins en termes de résistance mécanique. Par ailleurs elles ne sont pas intégrés dans des cavités.

Monopôle

Le monopôle est un type d'élément rayonnant intéressant, car il résonne avec une longueur de $\frac{\lambda}{4}$ et peut être filaire ou imprimé. Des techniques simples de miniaturisation comme le méandrement peuvent également être mises en œuvre afin d'en limiter l'encombrement. Il existe un grand nombre de monopôles pour des applications GNSS. Nous allons ici en montrer des exemples choisis. Un monopôle imprimé à polarisation circulaire pour bande haute GNSS est exposé dans [36] (figure 1.30). Ce monopôle est imprimé sur un bord de PCB en FR4 ($\epsilon_r = 4,4$, $\tan\delta = 2 \times 10^{-3}$) carré de dimensions $70 \times 70 \text{ mm}^2$ et excité par une structure en 'C' imprimée de l'autre côté du PCB.

Les performances de cette structure sont présentées sur la figure 1.31. Cette antenne possède un gain stable sur la bande haute GNSS centré en 2,5 dBic. Il y a une bande de fréquences en polarisation circulaire permettant couvrir la bande haute GNSS (1,559 - 1,610 GHz).

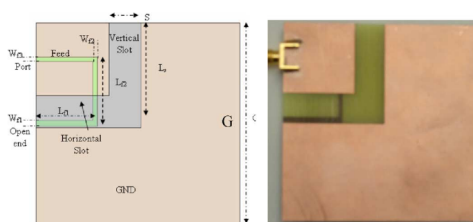


FIGURE 1.30 – Géométrie et prototype du monopôle imprimé présenté dans [36]

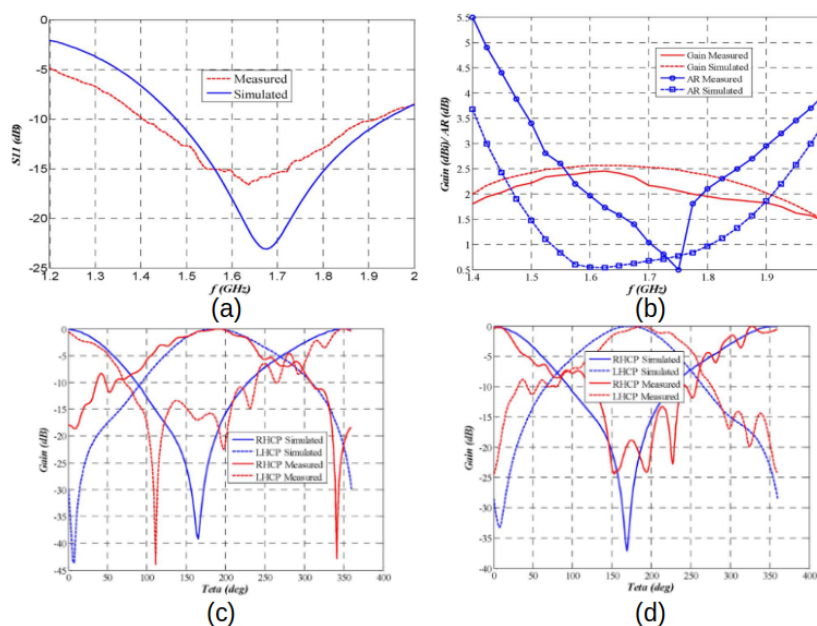


FIGURE 1.31 – Adaptation (a), rapport d'ellipticité (b), diagrammes de rayonnement à 1,6 (c) et 1,7 GHz (d) simulés et mesurés du monopôle imprimé présenté dans [36]

D'autres structures plus complexes ont été développées, utilisant par exemple deux monopôles imprimés perpendiculaires au-dessus d'un plan de masse et une MTS pour augmenter le gain de l'antenne [37].

Hélice

L'antenne hélice a été beaucoup utilisée pour des applications GNSS de précision [38]. En effet cette antenne permet d'obtenir une polarisation circulaire de bonne qualité au détriment de dimensions importantes. Il existe des configurations deux fils et quatre fils. La configuration 4 fils permet d'obtenir une meilleure polarisation circulaire en imposant des phases de 0, 90, 180 et 270° sur les différentes entrées. Bien que ce type d'antenne soit généralement bande étroite, l'antenne présentée dans [39] (figure 1.32) est un exemple d'hélice quadrifilaire large bande pour GNSS.

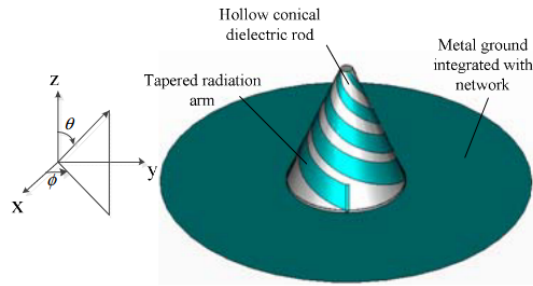


FIGURE 1.32 – Géométrie de l'antenne présentée dans [39]

Cette antenne est imprimée sur un substrat de permittivité 2,2 permettant la miniaturisation. La structure a été optimisée en termes de forme pour élargir la bande passante et couvrir toutes les fréquences GNSS. Un plan de masse circulaire de grande taille est utilisé pour améliorer le rayonnement. La figure 1.33 montre les performances simulées et mesurées de l'antenne. Cette structure a une très bonne adaptation sur toute la bande GNSS et il y a un bon accord entre simulation et mesure.

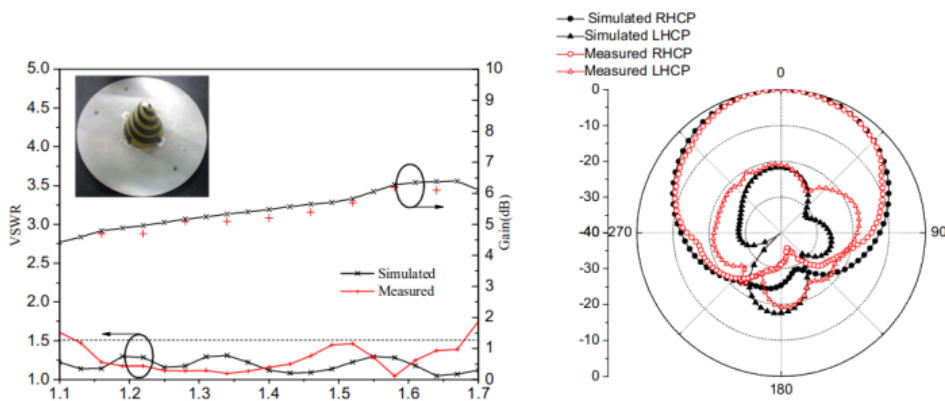


FIGURE 1.33 – Gain, rapport d'ellipticité et diagramme de rayonnement à 1,16 GHz simulés et mesurés de l'antenne présentée dans [39]

Une évolution de cette antenne utilisant une métasurface sur le plan de masse pour réduire le rayonnement arrière de l'antenne a été proposée en 2020 [40]. La forme en pointe et le grand plan de masse nécessaire au fonctionnement de cette antenne la rend cependant inadaptée pour l'intégration souhaitée dans le sujet.

Résonateur diélectrique

Les antennes pour applications GNSS à base de résonateur diélectrique sont nombreuses. Ce type d'antenne présente peu de pertes de conduction et une bonne efficacité de rayonnement si la technique d'excitation est appropriée [41]. Ce type d'antenne présente des dimensions de

l'ordre de $\frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$ avec λ_0 , la longueur d'onde de fonctionnement dans le vide. Ce type d'antenne est modulable et peut être excité par couplage par fente ou par sonde. Le placement de l'excitation permet également de choisir les modes excités et ainsi le rayonnement obtenu. L'antenne proposée dans [42] (figure 1.34) est dimensionnée pour fonctionner sur toute la bande GNSS et consiste en un résonateur diélectrique circulaire de permittivité 10, de hauteur 45 mm, diamètre 54 mm et excité par quatre sondes en quadrature de phase. Le gain obtenu est stable avec la fréquence autour de 3 dBic avec une polarisation croisée faible. Cependant la mise en cavité de ce type de structure va dégrader fortement ses performances.

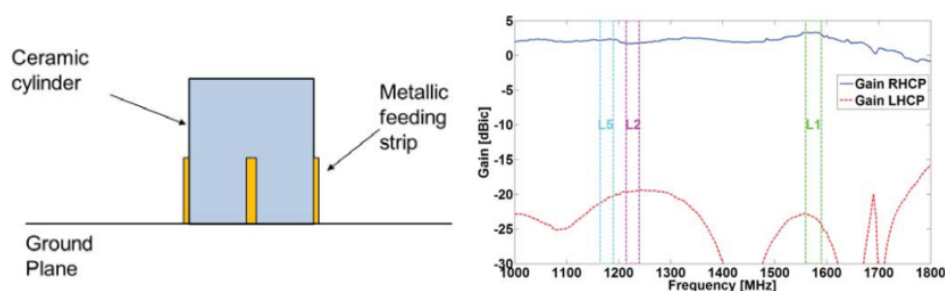


FIGURE 1.34 – Géométrie et gain en polarisation circulaire main droite et main gauche mesurés de l'antenne présentée dans [42]

D'autres structures plus complexes ont été développées à partir de résonateurs diélectriques, en y ajoutant par exemple des éléments périodiques pour améliorer les performances [43].

Cavité métasurface

On trouve, dans la littérature, des antennes à base de cavité de petite taille devant la longueur d'onde dont l'ouverture rayonnante est chargée par une métasurface. L'intérêt de cette configuration a été démontré en bande S [44] pour l'élargissement de bande passante en comparaison avec un patch classique. Ce principe a ensuite été utilisé pour le développement d'antennes de petite taille pour le GNSS [45] (figure 1.35). Elle permet de couvrir toute la bande haute GNSS (1,559 - 1,610 GHz) en adaptation et en polarisation circulaire main droite avec une aire de base pour la cavité de $0,26\lambda^2$. Un rapport d'ellipticité inférieur à 2 dB est obtenu sur la bande haute GNSS grâce à une excitation réalisée par quatre ports en quadrature de phase. Un amplificateur faible bruit a été ajouté afin d'augmenter le niveau de puissance du signal à l'entrée du récepteur GNSS. Le diagramme de rayonnement dans les plans $\phi = 0^\circ$ et $\phi = 90^\circ$, le gain réalisé actif et le rapport d'ellipticité sont visibles sur la figure 1.36. La largeur de bande couverte par ce type de structure ne correspond pas aux attentes du sujet visant une utilisation sur toutes les bandes GNSS.

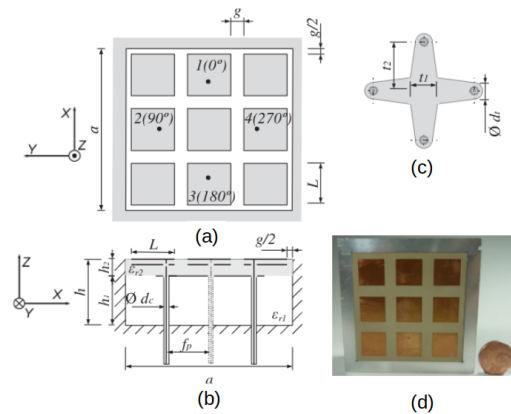


FIGURE 1.35 – Structure vue de dessus (a), de profil (b), sonde d'excitation (c), et prototype (d) de l'antenne présentée dans [45]

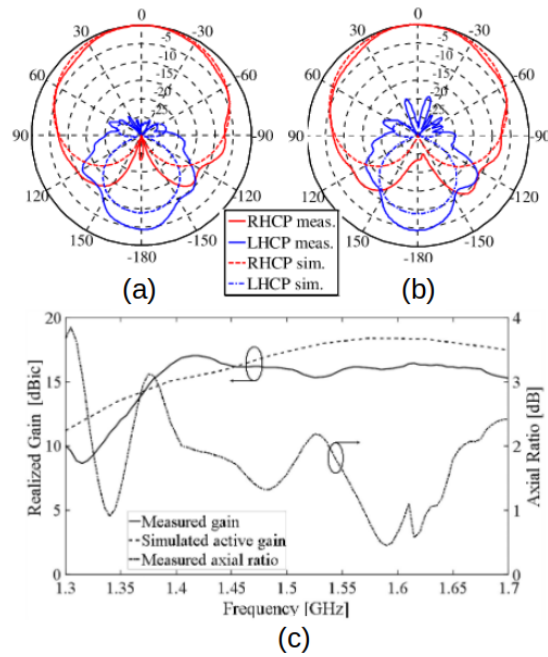


FIGURE 1.36 – Diagrammes de rayonnement dans les plans $\phi = 0^\circ$ (a), $\phi = 90^\circ$ (b), gain réalisé et rapport d'ellipticité (c) de l'antenne présentée dans [45]

Boucles

Les antennes boucles ont été beaucoup étudiées, car elles sont simples à mettre en œuvre. Elles peuvent prendre de multiples formes et correspondent à un dipôle magnétique perpendiculaire au plan de la boucle [46]. Nous allons montrer quelques exemples de ce type d'antenne dimensionné pour les bandes GNSS. Les antennes présentées ici correspondent à de grandes

boucles dont la longueur est proche de la longueur d'onde. La première antenne proposée est composée de deux boucles alimentées en série et permet de couvrir une partie de la bande haute et de la bande basse GNSS [47] (figure 1.37).

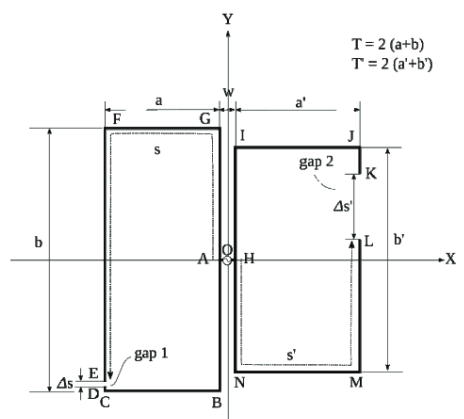


FIGURE 1.37 – Vue de dessus de la géométrie de l'antenne présentée dans [47]

Ces boucles sont placées à une distance $0,25\lambda$ d'un plan de masse de dimensions 600×600 mm². La boucle la plus longue couvre la bande basse alors que l'autre couvre la bande haute. La polarisation circulaire est obtenue en ajustant les écarts ' s ' et ' s' ' visibles sur la figure 1.37. Le plan de masse de grande taille permet d'augmenter le gain de l'antenne. Les performances en termes d'adaptation et de polarisation circulaire sont montrées sur la figure 1.38. Cette antenne est dimensionnée pour fonctionner sur les bandes GPS L2 et L1, soit 1,215 - 1,239 GHz et 1,563 - 1,587 GHz respectivement.

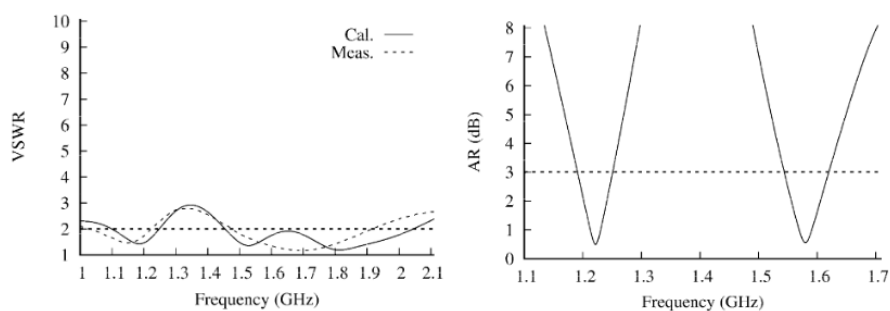


FIGURE 1.38 – VSWR et rapport d'ellipticité (Axial Ratio - AR) de l'antenne présentée dans [47]

Sur le même principe, une antenne constituée de deux boucles symétriques placées au-dessus d'une métasurface de type AMC pour la bande haute GNSS a été proposée [48] (figure 1.39). La métasurface permet ainsi de réduire l'espacement entre le plan de masse et l'élément rayonnant

de $0,25$ à $0,1\lambda$ et la taille du plan de masse de 600 mm^2 à 308 mm^2 sans impacter les performances.

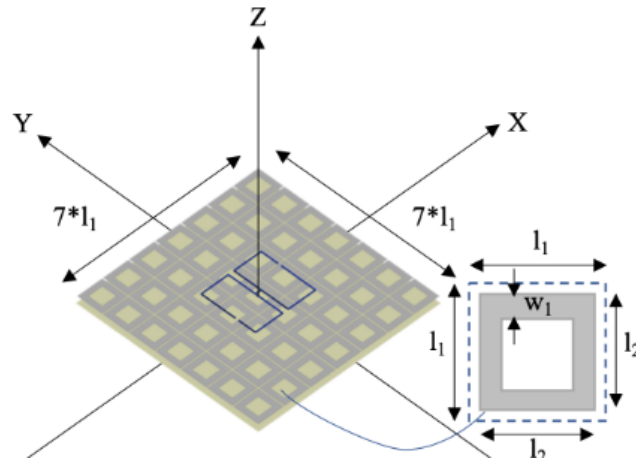


FIGURE 1.39 – Vue en 3- D de la structure de l’antenne présentée dans [48]

Les antennes boucles présentées ont un plan de masse de dimensions trop importantes et ne répondent pas aux contraintes de résistance mécanique et de mise en cavité du sujet.

1.2.4 Conclusion

Les antennes pour application GNSS présentées dans cette section montrent une grande diversité. On trouve également des exemples d’antennes à onde progressive et à onde de fuite [49, 50] qui ne seront pas développés ici, car minoritaires et de grandes dimensions. Aucune des antennes présentées ne répond à la fois aux contraintes d’intégration et de bande passante imposées par le sujet. Le tableau 1.4 reprend les principales performances des antennes présentées.

Ref.	Dim. ext. (mm^3)	BP ($ S_{11} < -10$ dB)	BP TE < 3dB	Gain (dBic)	Technique
[34]	75×80×1	1,26 - 1,79	1,36 - 1,66	3,6	fentes croisées
[35]	125×125×34	1,07 - 1,67	1,07 - 1,65	6,3	fentes croisées
[36]	70×70×0,8	1,48 - 1,93	1,5 - 1,9	2,5	monopôle imprimé
[37]	94×85×19,6	1,18 - 1,86 (-6 dB)	1,41 - 2,05	5,9	monopôle + MTS
[39]	R=100, H=82	1,12 -1,68 (-14 dB)	1,16 - 1,61	5,5	hélice quadrifilaire
[42]	R=27, H=45	nc	nc	2,5	résonateur diélectrique
[45]	50×50×20	1,35 - 1,65	1,38 - 1,7	16 (actif)	MTS sur cavité
[47]	600×600×50	1,16 - 1,22 / 1,47 - 1,9	1,185 - 1,25 / 1,55 - 1,61	7,5	boucles
[48]	308×308×19	1,34 - 1,65	1,45 - 1,75	11	boucles + MTS
[49]	R=76, H=15	1 - 2	nc	nc	antenne à onde progressive
[50]	R=42,5, H=1,52	1,16 - 1,63	1,15 - 1,26 / 1,55 - 1,61	6	antenne à onde de fuite

TABLE 1.4 – Récapitulatif des performances différents types d’antennes pour application GNSS

1.3 Antennes en cavité

Les antennes en cavité peuvent être soit des cavités résonantes ne possédant qu’une seule résonance et un gain important, soit des éléments rayonnants mis en cavité. Nous allons développer ces deux aspects dans cette section.

1.3.1 Cavités résonantes

Les antennes à base de cavités résonantes - Resonant Cavity Antenna (RCA) permettent d’obtenir de forts gains. Ce type d’antenne souffre généralement d’une bande passante limitée à quelques pourcents. Il existe différentes façons d’exciter ce type d’antenne, une des plus communes étant grâce à une fente excitée par une ligne microruban au fond de la cavité. Un exemple d’antenne cavité cylindrique excitée par couplage est présenté dans [51] (figure 1.40). Contrairement aux RCA classiques, cette antenne présente une large bande d’adaptation de 20,1% grâce à l’utilisation de deux fentes de dimensions différentes couplées à une ligne de transmission 50 Ω . Une couche de substrat placé en contact au-dessus de l’ouverture de la cavité et composé d’anneaux de permittivité décroissante en partant du centre créant un gradient d’indice. Cette modification permet d’améliorer la bande passante d’adaptation et de gain de l’antenne. L’an-

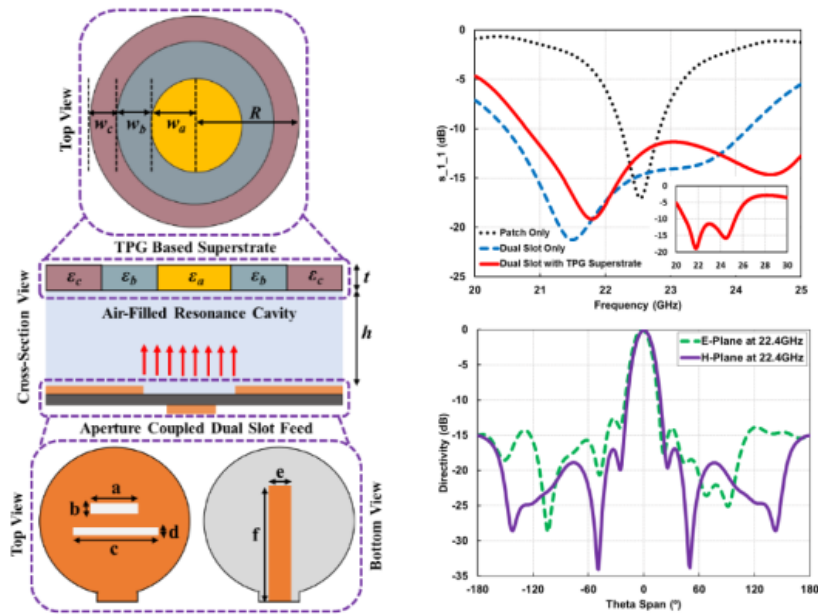


FIGURE 1.40 – Géométrie , adaptation et gain normalisé à 22,4 GHz de l’antenne présentée dans [51]

tenne a un rayon extérieur de $1,15 \lambda$ et une hauteur de 0.55λ à la fréquence basse d’utilisation et présente un gain maximal supérieur à 16 dBi.

Un autre type d’excitation de cavité par sonde en forme de L est présentée dans [52] (figure 1.41).

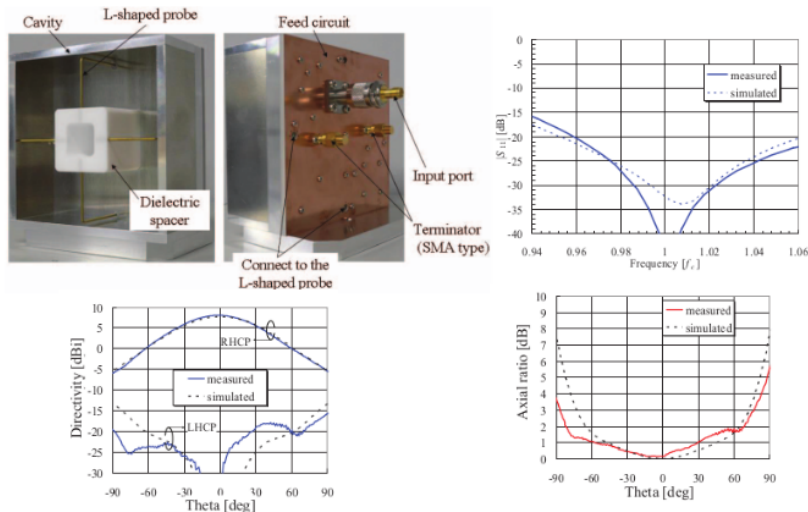


FIGURE 1.41 – Prototype, adaptation, gain et rapport d’ellipticité à la fréquence centrale d’utilisation de l’antenne présentée dans [52]

Cette configuration permet d'exciter une polarisation circulaire grâce à l'utilisation de quatre sondes dans une cavité de dimensions $0.67 \times 0.67 \times 0.24\lambda^3$ à la fréquence de résonance. Les sondes jouent le rôle d'adaptation d'impédance.

Ces exemples choisis montrent que la cavité seule ne correspond pas aux besoins énoncés dans le cadre de cette étude. En effet, ce type de structure est généralement utilisé en bande étroite pour créer un fort gain. Nous allons donc voir dans la sous-section suivante des éléments rayonnants intégrés dans des cavités.

1.3.2 Cavités chargées par des éléments rayonnants

Les cavités peuvent être chargées avec des éléments rayonnants pouvant être, entre autres, des dipôles, des monopôles, des fentes et des patches. Les différents types d'antennes vont être développés dans cette partie.

Dipôles et monopôles

Des dipôles en cavité ont été développés en polarisation linéaire et circulaire. Un exemple de dipôle à polarisation linéaire est proposé dans [53]. Cette antenne en cavité cylindrique possède une bande passante de 129% grâce à l'ajout d'éléments parasites et à l'optimisation de la forme des brins du dipôle en ellipse. La structure et l'adaptation de l'antenne sont visibles sur la figure 1.42. Elle présente une variation importante de gain et de diagrammes de rayonnement avec la fréquence, de plus l'élément directeur n'est pas intégré dans la cavité.

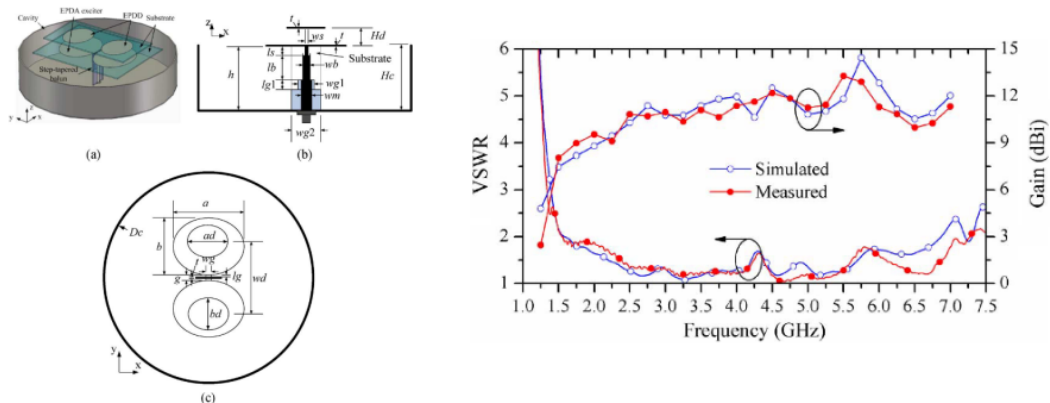


FIGURE 1.42 – Géométrie et adaptation de l'antenne présentée dans [53]

On trouve également des dipôles croisés en cavité permettant d'obtenir de la polarisation circulaire sur une bande étroite de fréquences. Dans [54], la polarisation circulaire est obtenue grâce à une forme de dipôles repliés. L'élément rayonnant est intégré dans une cavité cylindrique de diamètre $1,07\lambda$ et de hauteur $0,48\lambda$ (figure 1.43). Le gain de cette antenne est de 10,5 dBi.

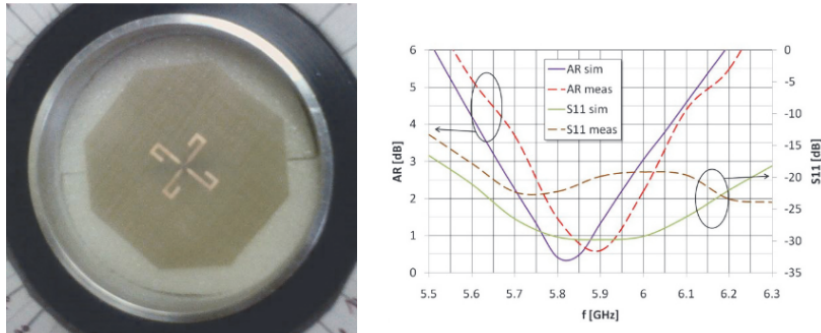


FIGURE 1.43 – Prototype adaptation et rapport d'ellipticité de l'antenne présentée dans [54]

Des dipôles croisés placés dans une cavité ayant deux largeurs sont présentés dans [55] (figure 1.44). Cette antenne dont les dimensions sont de $0,93 \times 0,93 \times 0,38 \lambda^3$ à la fréquence centrale permet d'obtenir une large bande d'adaptation et de polarisation circulaire respectivement de 79,4 % et 66,7%. Ces performances sont obtenues grâce à une cavité double (deux largeurs W_1 et W_2 , figure 1.44). Cette évolution permet d'améliorer à la fois la largeur de bande d'adaptation et de polarisation circulaire.

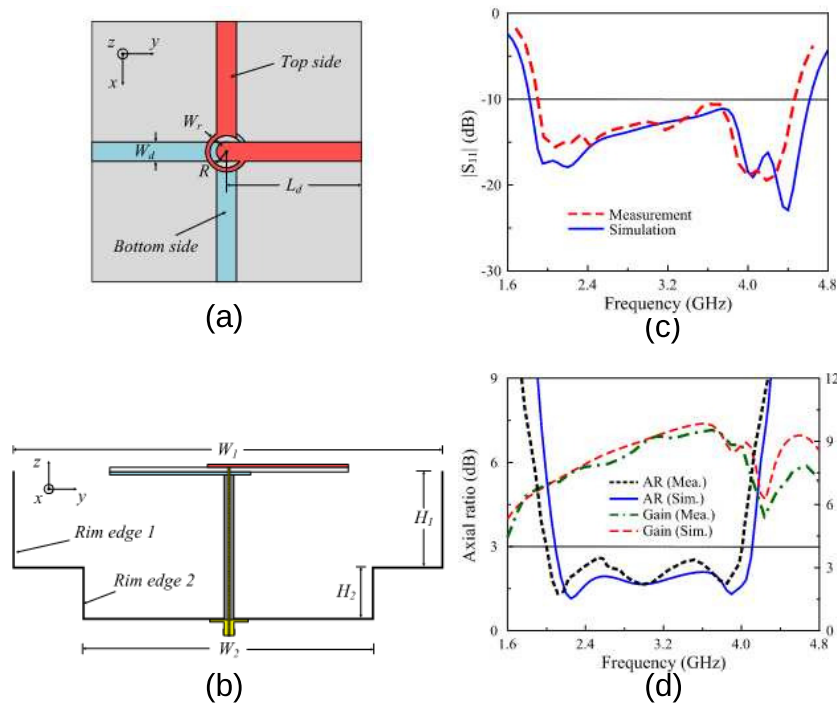


FIGURE 1.44 – Géométrie vue du dessus (a), de profil (b), adaptation (c) gain et taux d'ellipticité (d) simulés et mesurés de l'antenne présentée dans [55]

Bien que cette structure soit intéressante pour notre application, elle n'est pas étudiée pour la résistance mécanique et le gain observé est trop élevé pour une réception optimale de signaux GNSS. De plus le gain présente une variation importante avec la fréquence.

Des Complementary split ring resonator (CSRR) de dimensions différentes sont ajoutés au bout des brins de dipôles croisés dans [56] pour obtenir une polarisation circulaire multibande étroite (figure 1.45). Les dipôles croisés sont excités par anneau vacant quart d'onde comme vu précédemment et permettent ainsi d'obtenir une large bande d'adaptation. Les résonateurs, ajoutés à l'extrémité des brins des dipôles croisés forcent la polarisation circulaire. La cavité est utilisée comme réflecteur et permet d'augmenter le gain de l'antenne.

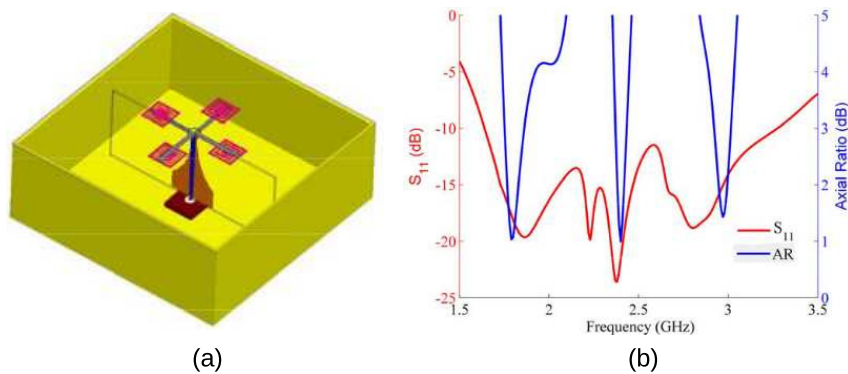


FIGURE 1.45 – Géométrie, adaptation et rapport d'ellipticité mesurés de l'antenne présentée dans [56]

Un monopôle large intégré dans une cavité est proposé dans [57] (figure 1.46). Cette structure, dimensionnée pour fonctionner en bandes UHF et L, permet de combiner la largeur de bande d'un monopôle large et une polarisation croisée inférieure de 30 dB à la polarisation principale. Cette antenne est développée pour être utilisée pour la navigation aéronautique. Le prototype a été fabriqué avec un facteur d'échelle et fonctionne autour de 4,5 GHz. Ce choix a été fait pour des raisons d'encombrement et de moyens de mesure. La configuration monopôle large permet à cette antenne de conserver un gain stable sur une plus grande plage angulaire.

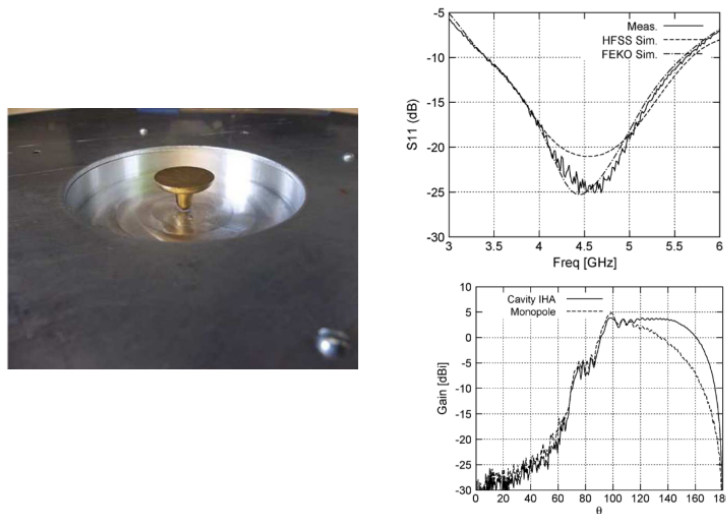


FIGURE 1.46 – Prototype, adaptation et gain de l’antenne fonctionnant autour de 4,5 GHz présentée dans [57]

Fentes

Des fentes au-dessus de cavités ont également été étudiées. Dans [58] (figure 1.47), un comportement bi-bande en polarisation linéaire est obtenu avec une cavité elliptique et l’utilisation d’un circuit d’alimentation spécifique à partir de fentes croisées. Une plaque de métal est placée au-dessus de cette fente pour améliorer le gain de l’antenne. Cette antenne présente ainsi un comportement large bande sur deux bandes de fréquences avec des dimensions de cavité de $0,71\lambda^2$.

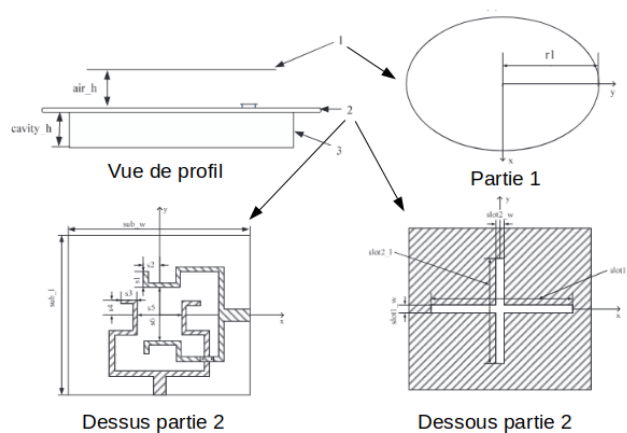


FIGURE 1.47 – Géométrie de l’antenne présentée dans [58]

Une fente au-dessus d’une cavité et recouverte par du substrat est proposé dans [59] (figure

1.48). Cette configuration permet d'obtenir un comportement large bande et un gain relativement stable avec la fréquence. Le diélectrique n'est cependant pas intégré dans la cavité.

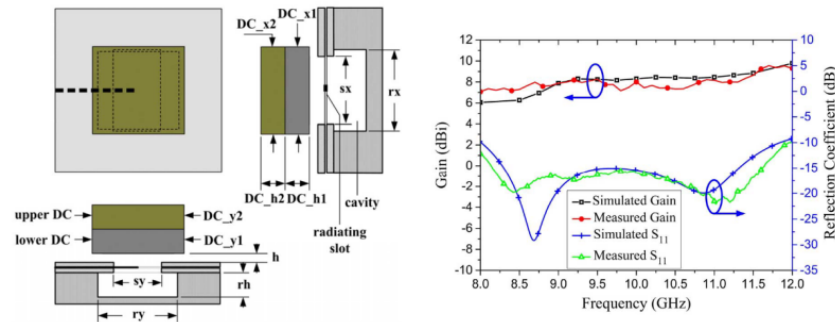


FIGURE 1.48 – Vue 3D, gain et adaptation simulés et mesurés de l'antenne présentée dans [59]

Des fentes croisées au-dessus d'une cavité repliée sont proposées dans [60, 61]. Cette configuration permet dans [61] de diminuer de presque 73% les dimensions latérales de l'antenne comparée à une version classique. Une configuration induisant des résonances multiples est proposée dans [62] (figure 1.49). On y repère les trois résonances permettant de couvrir une bande passante allant de 27,75 GHz à 28,25 GHz. Le gain obtenu varie entre 4 et 5,4 dBi.

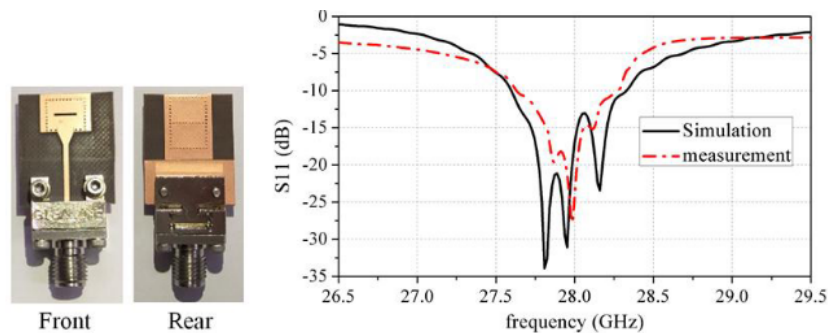


FIGURE 1.49 – Prototype vue de dessus et de dessous, $|S_{11}|$ simulés et mesurés de l'antenne présentée dans [62]

Patches

L'antenne patch peut être attrayante pour une intégration dans une cavité. Dans [63], les auteurs proposent différentes configurations possibles pour des patches en cavité. Ils proposent par exemple des configurations avec différents substrats dans la cavité ou avec des patches superposés. La figure 1.50 montre l'évolution en termes de bande passante de l'utilisation d'une configuration superposée comparée à un simple patch en cavité. Comme pour des patches superposés sans cavité, cette configuration permet d'élargir considérablement la bande passante obtenue.

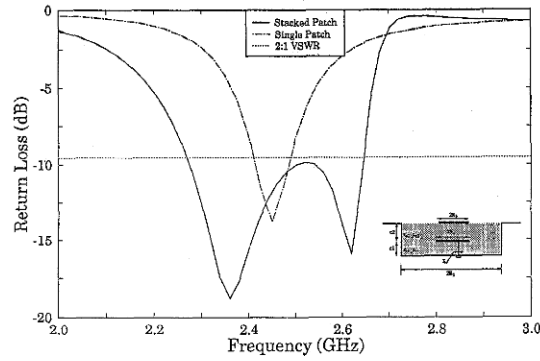


FIGURE 1.50 – Vue de profil et $|S_{11}|$ simulés de l'antenne patch superposé en cavité présentée dans [63]

Un autre exemple de patch en cavité est exposé dans [64] (figure 1.51). Cette structure permet d'obtenir une large bande d'adaptation et en polarisation circulaire de 70% et 43,3% respectivement pour une dimension du carré de base de la cavité de $0,8\lambda^2$. Ces performances sont rendues possibles grâce, entre autres, à une excitation avec sonde en L. Le patch est utilisé comme élément parasite pour améliorer le rapport d'ellipticité et le gain de l'antenne. Le rayonnement de l'antenne est symétrique et stable avec la fréquence comme le montre la figure 1.52.

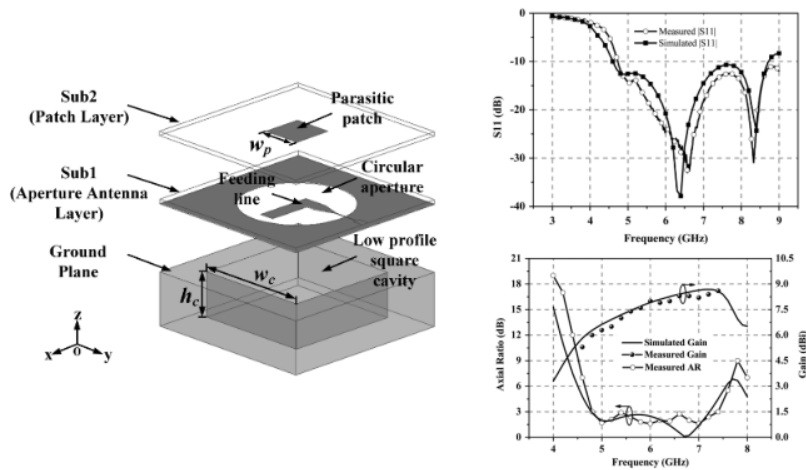


FIGURE 1.51 – Géométrie, $|S_{11}|$, gain et rapport d'ellipticité simulés et mesurés de l'antenne patch superposé en cavité présentée dans [64]

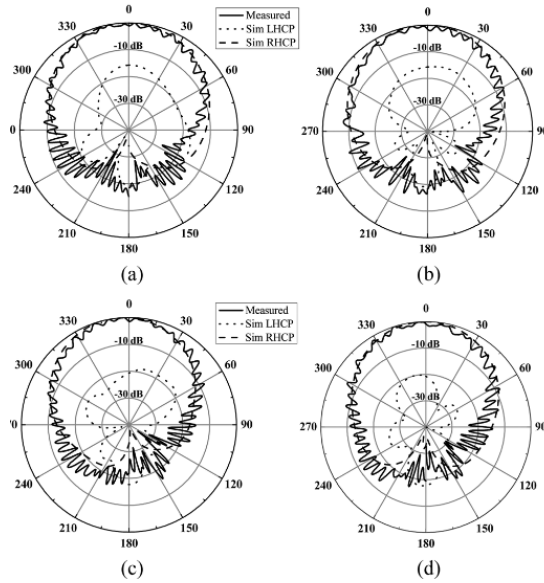


FIGURE 1.52 – Diagrammes de rayonnement à 5 GHz dans les plans XoZ (a) et YoZ (b) et XoZ (c) et YoZ (d) à 7 GHz de l’antenne patch superposé en cavité présentée dans [64]

Métamatériaux et Métasurfaces

Une autre méthode utilisée pour exciter une cavité consiste à charger l’ouverture rayonnante avec des métamatériaux [65, 66], avec des dimensions importantes devant la longueur d’onde. La structure proposée dans [66] est visible sur la figure 1.53. On peut y voir la métasurface de dimensions $1,2 \lambda^2$ placée au-dessus de la cavité pour améliorer les performances de l’antenne de base. Celle-ci est composée d’un patch rectangulaire placé à la surface d’une cavité excitée par une ligne coplanaire.

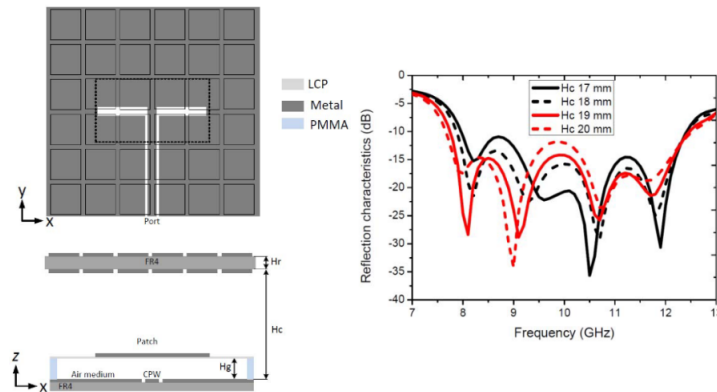


FIGURE 1.53 – Vue de profil, de dessus et $|S_{11}|$ simulés de l’antenne présentée dans [66]

Cette antenne permet finalement de couvrir une bande passante en impédance de 50% avec

une faible variation de gain centré autour de 13,5 dBi. Des métasurfaces peuvent également être utilisées [45, 67] ayant des dimensions miniaturisées devant la longueur d'onde. Dans [67] (figure 1.54), une antenne cavité de forme circulaire de diamètre $0,12 \lambda$ est présentée avec une métasurface à plusieurs couches permettant de couvrir une bande passante de 20 MHz autour de 2,3 GHz.

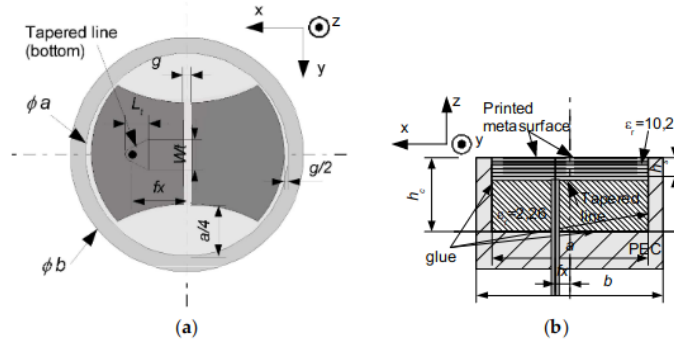


FIGURE 1.54 – Structure de l'antenne présentée dans [67]

1.3.3 Conclusion

Dans cette partie les antennes cavité ont été décrites. Les antennes de type cavité résonante présentent une bande passante étroite et un fort gain et ne sont donc pas d'intérêt pour l'application visée. D'autre part, les antennes à base d'éléments rayonnants mis en cavité montrent des performances intéressantes avec par exemple des larges bandes d'adaptation et de polarisation circulaire. Cependant dans un grand nombre de cas l'élément rayonnant n'est pas intégré dans la cavité et n'est pas étudié pour avoir une grande résistance mécanique. Les tableaux 1.5 et 1.6 reprend les éléments principaux des antennes présentées dans cette section.

Ref.	Dimensions ext. (λ)	Bande d'adaptation imp.	Bande pol. circulaire	Gain (dBi ou dBic)	Remarques
[51]	R=1,15, h=0,5	20,2%	pol. linéaire	16,97	RCA + Superstrate avec $\neq \epsilon_r$
[52]	$0,63 \times 0,63 \times 0,24\lambda^3$	2% (-15 dB)	2%	7,5	Excita ^o avec sondes en L
[53]	R=1.1, H=0,58	129,7 %	pol. linéaire	8 - 13	dipôle avec élem. parasites au-dessus de la cav.
[54]	R=0,54, H=0,49	27,1%	8,5%	9,2	Dipôles croisés repliés
[56]	$0,87 \times 0,87 \times 0,31$	69%	7,41% @ 1,86 GHz, 2,75% @ 2,36 GHz, 6,02 % @ 2,98 GHz	6,8 - 8,2	Dip. croisés et SRR
[55]	$0,93 \times 0,93 \times 0,38$	79,4%	66,7%	5 - 8	Dip. croisés, cav. double
[57]	R=0,54, H = 0,165	52%	pol. linéaire	4,5	Monopôle large en cav.
[58]	$0,7 \times 0,7 \times 0,19$	65% @ 2,4 GHz, 23% @ 3,6 GHz	double pol. linéaire	6,5	fente + patch au-dessus cav.
[59]	$0,83 \times 0,83 \times 0,56$	40%	pol. linéaire	6 - 9,5	Fente au-dessus cav., capôt diélec ^q

TABLE 1.5 – Récapitulatif des performances des antennes à base de cavité (partie 1)

Ref.	Dimensions ext. (λ)	Bande d'adaptation imp.	Bande pol. circulaire	Gain (dBi ou dBic)	Remarques
[60]	$0,21 \times 0,21 \times 0,08$	2,8%	pol. linéaire	0,4	fente sur cav. repliée
[61]	$0,25 \times 0,25 \times 0,02$	2,05%	0,8%	3	Cavité repliée pol. circulaire
[62]	$1,12 \times 0,84 \times 0,09$	2,32%	pol. linéaire	4,6	fente sur cav. avec résonateurs
[63]	R=0,24, H=0,1	16,32	pol. linéaire	nc	patches superposés en cav.
[64]	$0,8 \times 0,8 \times 0,3$	70%	43,3%	8	patch au dessus d'une cav.
[65]	$4 \times 4 \times 1,04$	9%	pol. linéaire	20,5	MTM au-dessus d'une cav.
[66]	$1,2 \times 1,2 \times 0,67$	48,5%	pol. linéaire	13,5	MTM au-dessus d'une cav.
[67]	$0,12 \times 0,12 \times 0,1$	0,65%	pol. linéaire	-3	MTS sur cav.
[68]	$0.26 \times 0.26 \times 0.11$	22%	3,8% (1,6 dB)	16 (actif)	MTS sur cav.

TABLE 1.6 – Récapitulatif des performances des antennes à base de cavité (partie 2)

1.4 Antennes magnétoélectriques

Les antennes magnétoélectriques ont connu beaucoup d'évolutions depuis l'antenne proposée en 2006 par H. Wong et K-M Luk [10]. Ce type d'antenne, qui combine l'excitation d'un dipôle électrique et d'un dipôle magnétique se rapproche d'une source de Huygens, comme le montre l'analyse modale utilisant la technique de développement en ondes sphériques (Spherical Wave Expansion - SWE) dans [69]. En effet cette analyse met en avant le fait que la plus grande partie de l'énergie rayonnée par l'antenne l'est par les deux premiers modes transverse électrique (TE) et transverse magnétique (TM) avec une amplitude très proche sur une large bande de fréquences. Ainsi le fonctionnement de l'antenne ME originelle repose sur la combinaison d'un dipôle électrique dimensionné en $\frac{\lambda}{2}$ et d'un patch $\frac{\lambda}{4}$ court-circuité placé verticalement. Cette structure est placée au-dessus d'un plan de masse de dimensions λ^2 à la fréquence centrale d'utilisation. Enfin cette structure est excitée par couplage à l'aide d'une sonde Γ placée à l'intérieur du dipôle magnétique (figure 1.55).

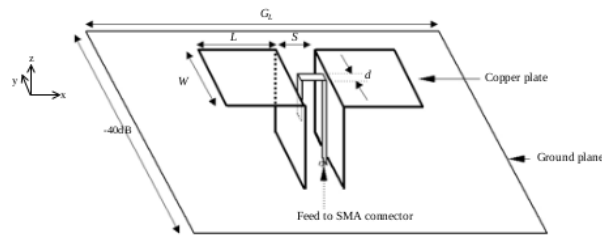


FIGURE 1.55 – Géométrie de l'antenne ME présentée dans [10]

Cette configuration permet à la fois une large bande d'adaptation, liée à la combinaison de deux résonances et un comportement stable en rayonnement et très proche dans les deux plans E et H (respectivement XoZ et YoZ sur la figure 1.55) de l'antenne grâce à l'excitation simultanée d'un dipôle électrique et d'un dipôle magnétique. Les diagrammes de rayonnement de cette antenne sont présentés sur la figure 1.56.

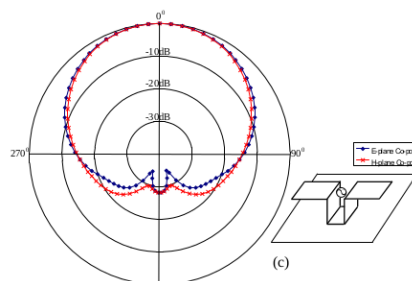


FIGURE 1.56 – Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H de l'antenne ME originelle présentée dans [10]

Le rayonnement est similaire dans les deux plans avec un rayonnement arrière très faible (rapport avant/arrière $\approx 28dB$). Cela peut s'expliquer par la présence d'un plan de masse qui joue le rôle de réflecteur et permet de concentrer le rayonnement dans l'hémisphère supérieur. Cette première structure permet de démontrer le principe de ce type d'antenne complémentaire. Cependant son défaut principal est de présenter des dimensions extérieures importantes devant la longueur d'onde ($\approx \lambda \times \lambda \times \frac{\lambda}{4}$). Suite à cette structure, plusieurs axes de recherche se sont dégagés. On peut citer :

- la réduction des dimensions latérales de l'élément rayonnant,
- la réduction de la hauteur de l'élément rayonnant,
- la mise en cavité,
- l'élargissement de la bande passante,
- l'évolution pour polarisation circulaire.

Pour ce faire, de nombreuses techniques ont été mises en oeuvre. Nous allons ici faire un état des lieux de celles-ci et des résultats obtenus. Les antennes présentées sont conçues pour fonctionner sur des bandes de fréquences allant de la VHF au THz, avec de nombreuses applications pour les stations de base pour téléphonie (4G - 5G p. ex.), mais également pour le radar ou les communications satellitaires grâce à leurs propriétés attrayantes. La première section s'intéresse aux antennes à polarisation linéaire, la deuxième aux antennes à polarisation circulaire.

1.4.1 Antennes magnétoélectriques à polarisation linéaire

Dans cette partie, nous allons développer les techniques visant à réduire le profil et à augmenter la bande passante des dipôles magnétoélectriques à polarisation linéaire. Nous verrons également d'autres évolutions permettant par exemple d'utiliser l'antenne magnétoélectrique comme filtre fréquentiel.

Réduction du profil

Les deux techniques les plus utilisées pour réduire le profil de l'antenne magnétoélectrique, visant à diminuer le quart d'onde nécessaire au patch court-circuité pour résonner sont la réalisation de méandres et l'inclinaison de cette partie de l'antenne. Lei Ge et K-M Luk proposent en 2012 et 2013 des dipôles ME dont le dipôle magnétique est méandré [70, 71]. Ces deux antennes, dont l'une est mise en cavité, présentent des dimensions de plan de masse de l'ordre de λ^2 et des bandes passantes proches de 45%. Elles possèdent un profil proche de $0,17\lambda$, soit une réduction de 32% par rapport à [10]. La structure, le gain, l'adaptation et les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à 1,9 GHz de l'antenne présentée dans [71] sont visibles sur la figure 1.57.

La dernière évolution de cette antenne est présentée en 2018 dans [72] (figure 1.58). Cette dernière version de dipôle ME en cavité à un profil de $0,12\lambda$ à la fréquence centrale d'utilisation. Le méandrement a été remplacé par une partie arrière sur le dipôle électrique permettant

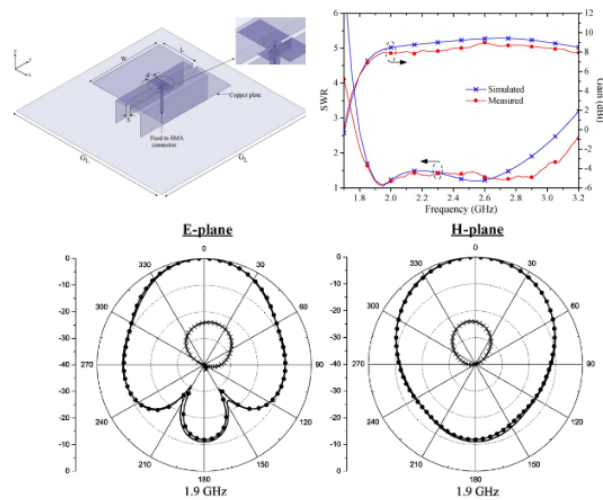


FIGURE 1.57 – Géométrie, adaptation et diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à 1,9 GHz de l’antenne présentée dans [71]

d’allonger la longueur électrique du dipôle magnétique.

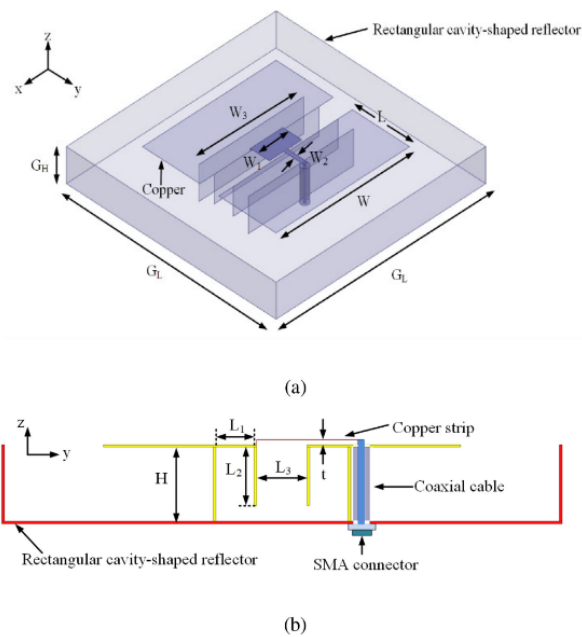


FIGURE 1.58 – Géométrie de l’antenne présentée dans [72] (hauteur $0,12 \lambda$)

Le méandrement a également été utilisé dans [73], associé à une sonde d’excitation ayant une forme suivant ce méandrement et à un plan de masse limité à la zone entre les deux parties du dipôle ME (proposé également dans [74]). Cette approche a permis de réduire la hauteur de l’antenne à $0,13 \lambda$, en perdant cependant l’intérêt du plan de masse pour obtenir un rayonne-

ment hémisphérique et un meilleur rapport avant/arrière. La structure et les performances sont visibles sur la figure 1.59. On remarque un rapport avant/arrière de 7 dB et un rayonnement omnidirectionnel surtout dans le plan E de l'antenne.

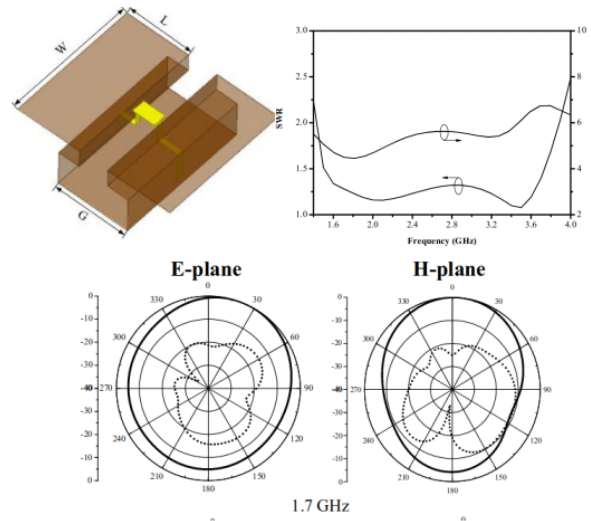


FIGURE 1.59 – Géométrie, adaptation, gain et diagrammes de rayonnement à 1,7 GHz de l'antenne présentée dans [73]

Un dipôle ME avec le dipôle magnétique incliné est proposé dans [75]. La sonde d'excitation est placée à l'extérieur du dipôle magnétique, parallèle à celui-ci et s'arrêtant à la partie horizontale de l'antenne grâce à une ouverture sur une des deux parties du dipôle électrique. Cette configuration permet d'obtenir un profil de $0,16\lambda$ avec une bande passante de 44% proche de celle obtenue avec la structure originelle du dipôle ME. Une évolution de cette antenne est proposée dans [76] (figure 1.60). Avec un placement de la sonde d'excitation à l'intérieur du dipôle magnétique, cette antenne a un profil de $0,1\lambda$ et un plan de masse de dimensions $\lambda \times \lambda$. Cette diminution de profil se fait au détriment de la bande passante qui passe à 28,2%.

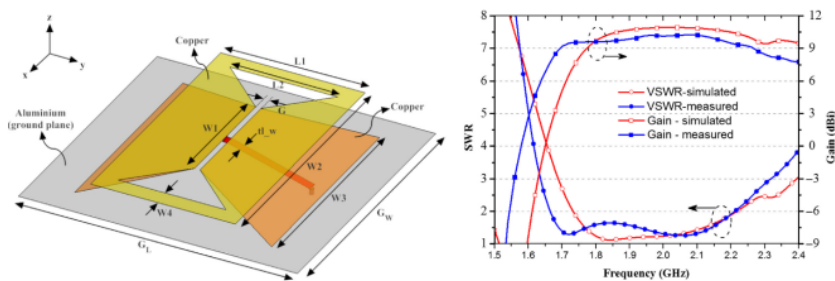


FIGURE 1.60 – Géométrie, gain et adaptation de l'antenne ME au dipôle magnétique incliné proposée dans [76]

Plus récemment, une autre technique pour obtenir des antennes ME au profil réduit a été développée : l'excitation simultanée de plusieurs sources complémentaires [77, 78]. Ces antennes utilisent des structures plus élaborées d'excitation. L'antenne la plus aboutie proposée en 2020 dans [78] présente une bande passante d'adaptation de 46% pour un profil de $0,08\lambda$ à la fréquence centrale tout en conservant un gain très stable centré autour de 10 dB. Une photographie de cette structure ainsi que le gain et le VSWR sont visibles sur la figure 1.61

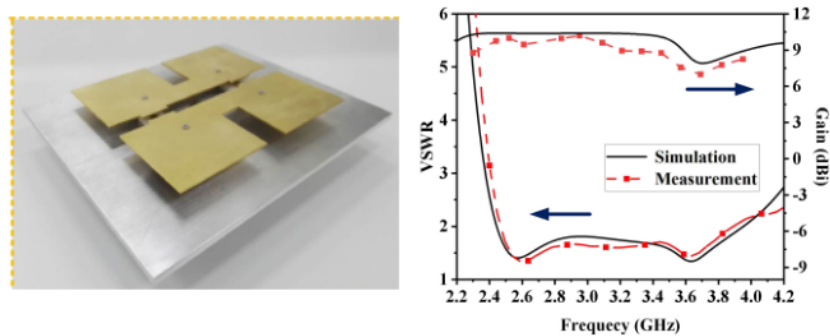


FIGURE 1.61 – Prototype, VSWR et gain simulés et mesurés de l'antenne ME au dipôle magnétique incliné proposée dans [78]

Une autre technique permettant d'obtenir des antennes ME au profil réduit utilisée à plus haute fréquence est l'excitation par guide d'onde coplanaire. Cette technique permet d'obtenir un profil réduit pour l'antenne tout en conservant des propriétés large bande. Un exemple de cette technique d'excitation utilisée en bande K est présenté dans [79] (figure 1.62). Cette structure présente un profil de $0,177\lambda$ pour une bande passante d'environ 76%. Sa bande passante est élargie grâce à l'ajout de boucles sur les bords des dipôles électriques. Le plan de masse de l'antenne reste de taille importante avec des dimensions de $1,28\lambda^2$.

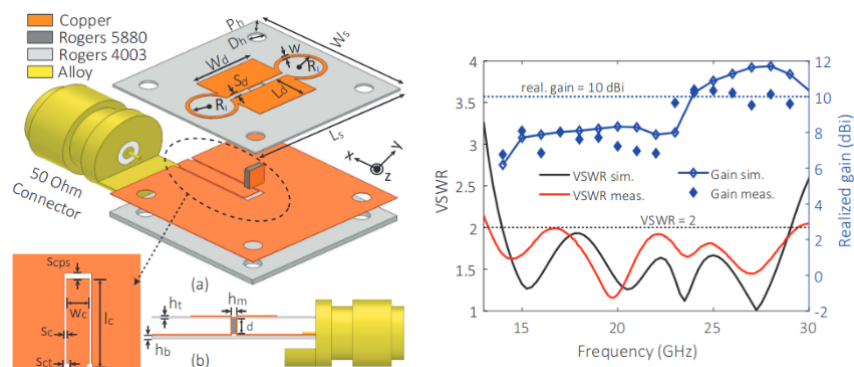


FIGURE 1.62 – Géométrie, adaptation et gain proposés dans [79]

L'utilisation de métamatériaux ayant des propriétés électromagnétiques avantageuses ($\epsilon_r > 1$ et/ou $\mu_r > 1$) permet également de réduire le profil de l'antenne. Dans [80], l'ajout de substrat de permittivité $\epsilon_r = 2,65$ au niveau du dipôle magnétique permet de diminuer le profil de l'antenne à $0,15\lambda$ avec une bande passante de 24,9%. L'utilisation de métamatériaux ayant un comportement à la fois électrique et magnétique permet de gagner un degré de liberté pour la diminution des dimensions. L'utilisation de métamatériau ayant un $\mu_r > 1$ sur une plage de fréquences a ainsi permis dans [81] (figure 1.63) une diminution de 48% des dimensions de l'élément rayonnant sans impacter de façon importante les performances de l'antenne. Pour ce faire, la zone du dipôle magnétique de l'antenne a été comblée avec un agencement de SRR (Split Ring Resonator) permettant d'induire un comportement électrique et magnétique (soit une permittivité et une perméabilité supérieures à 1) sur une plage de fréquences. Cette antenne couvre ainsi une bande passante de 44,1%, mais garde l'inconvénient de nécessiter un plan de masse de dimensions $\lambda \times \lambda$.

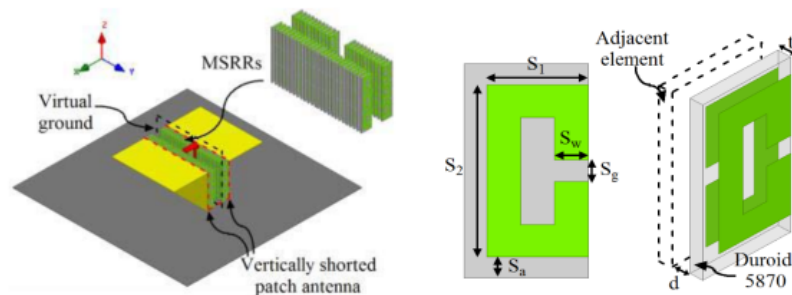


FIGURE 1.63 – Géométrie et métamatériau proposés dans [81]

Augmentation de la bande passante

L'augmentation de la bande passante se fait de plusieurs façons, soit en modifiant le dipôle magnétoélectrique pour créer plusieurs résonances proches, soit en ajoutant des éléments parasites créant de nouvelles résonances. Nous commencerons par voir les modifications de dipôles ME puis nous verrons l'ajout d'éléments parasites.

Modifications de l'élément rayonnant

Les modifications apportées pour élargir la bande passante visent à créer des résonances proches. Une des premières évolutions proposées dans [82] montre un dipôle électrique en forme de 'E', avec une sonde en forme d'escalier pour augmenter la bande passante. Cette opération permet à l'antenne d'atteindre 60% de bande passante tout en conservant les propriétés de rayonnement classiques du dipôle ME.

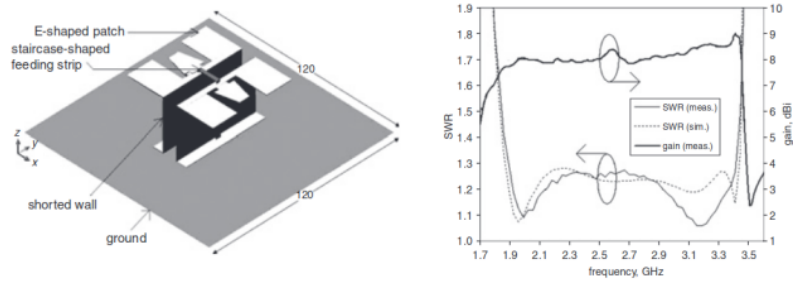


FIGURE 1.64 – Géométrie gain et adaptation de l’antenne proposée dans [82]

La même forme de dipôle est utilisée dans [83] cumulée à une sonde double Γ et une cavité de grande taille ($1,26 \times 1,26\lambda^2$) utilisée comme réflecteur. Cette antenne a une bande passante de 68,8%. Une configuration en nœud de papillon est proposée dans [84] et permet d’obtenir une bande passante de 95%. Cette antenne a cependant de grandes dimensions latérales de $1,26 \times 1,26\lambda^2$ à la fréquence centrale d’utilisation. Une antenne cumulant méandrement et dipôle magnétique scindé en deux parties possède un comportement large bande sur deux bandes distinctes [85]. Cette structure et son adaptation sont visibles sur la figure 1.65. Des dipôles en

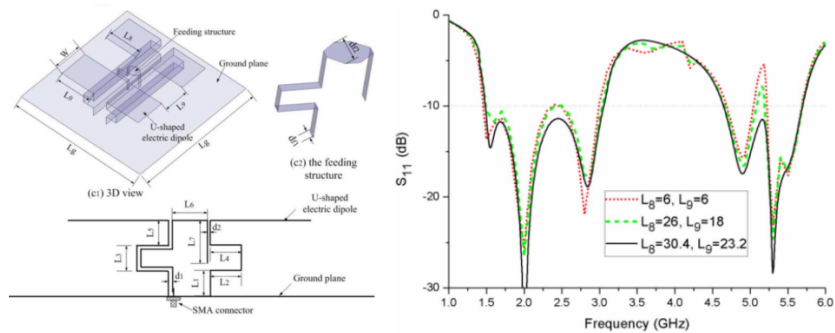


FIGURE 1.65 – Géométrie et $|S_{11}|$ de l’antenne proposée dans [81]

forme de C sont utilisés conjointement à une sonde d’excitation différentielle et à une cavité en forme de cornet circulaire sont proposés dans [86]. Cette combinaison permet à cette antenne d’atteindre une bande passante en adaptation de 107%. La cavité a une incidence sur le gain obtenu (+ 3 dB avec le réflecteur).

Le principe de plan de masse lacunaire (Defected Ground Structure, DGS) est utilisé sur le dipôle magnétique dans [87]. Cela consiste à créer une ouverture dans le dipôle magnétique au niveau de la sonde Γ afin de changer la répartition de courant et de moduler la partie imaginaire de l'impédance d'entrée. Cette opération permet d'obtenir une largeur de bande de 86,9% avec une structure simple et proche du dipôle ME original. La structure de cette antenne est présentée sur la figure 1.66.

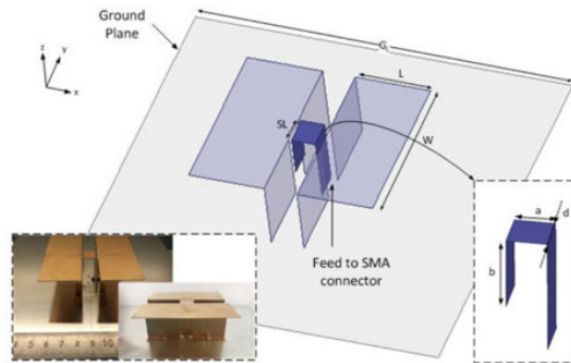


FIGURE 1.66 – Géométrie et S_{11} de l'antenne proposée dans [87]

Une large bande d'adaptation et un gain très stable sont obtenus dans [88] (figure 1.67) grâce à une excitation par fente couplée. Cette antenne possède une bande passante en impédance 125% et une bande passante en gain (1 dB) de 108%. Ces performances sont obtenues grâce à l'inclinaison des dipôles magnétiques et à l'ajout de réflecteur incliné sur le plan de masse. Un travail d'optimisation de la ligne d'excitation a également été réalisé afin d'améliorer l'adaptation de la structure. Cette antenne a des dimensions de $1,17 \times 1,17 \times 0,31\lambda^3$.

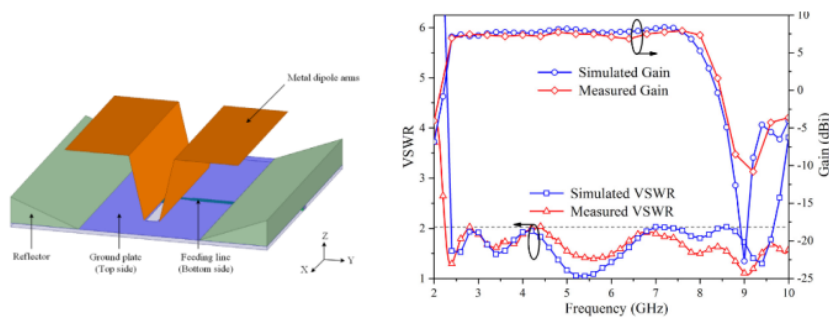


FIGURE 1.67 – Géométrie, adaptation et gain simulés et mesurés de l'antenne ME excitée par fente couplée proposée dans [88]

Ajout d'éléments parasites

L'ajout d'éléments parasites est une autre technique couramment utilisée pour élargir la bande passante des antennes, pas seulement limitée aux dipôles ME. Cette technique pose parfois l'inconvénient de modifier le rayonnement de l'antenne. Un premier exemple est l'antenne proposée dans [89]. Cette antenne dont la structure, les paramètres S et le gain réalisés sont visibles sur la figure 1.68, propose la combinaison d'un dipôle magnétoélectrique avec deux dipôles électriques de longueurs différentes superposés et d'un élément directeur à la façon d'un réseau Yagi-Uda. Pour améliorer les performances en rayonnement, un réflecteur est également ajouté. Cette configuration permet d'obtenir un comportement large bande sur deux bandes de fréquences distinctes. Cependant, à la fréquence où les éléments parasites sont excités, le rayonnement obtenu montre une différence d'ouverture à mi-puissance plus marquée entre les plans E et H de l'antenne.

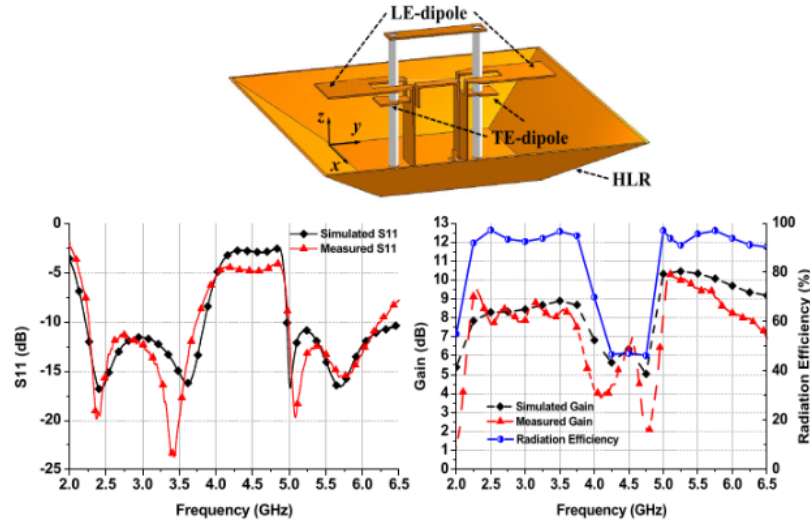


FIGURE 1.68 – Géométrie, S_{11} et gain de l'antenne proposée dans [89]

Des éléments parasites en forme de L inversés sont ajoutés dans [90] sur chaque coin d'un plan de masse carré pour obtenir une nouvelle résonance. Cette antenne possède également le dipôle magnétique méandré pour limiter sa hauteur. Cette antenne couvre une bande de 103% et des dimensions extérieures de $1,14 \times 1,14 \times 0,19\lambda^3$. Des éléments parasites circulaires au-dessus du dipôle magnétique et des tiges de court-circuit sont ajoutés dans [91] pour obtenir une bande passante en adaptation élargie (figure 1.69)

Enfin une antenne associant au fonctionnement magnétoélectrique un mode DRA et une fente est proposée dans [92]. Cette antenne (figure 1.70) a une bande passante de 73,5% pour des dimensions réduites de $0,66 \times 0,66 \times 0,16\lambda^3$. Les résonances en lien avec le mode de fonctionnement de l'antenne sont détaillées sur la figure 1.70. On voit que le rayonnement évolue en

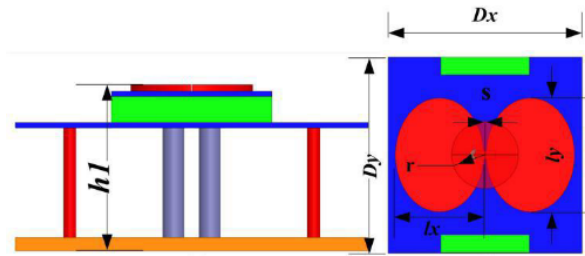


FIGURE 1.69 – Géométrie de l'antenne proposée dans [91]

fonction de la fréquence, car il dépend directement de la partie de l'antenne mise en jeu.

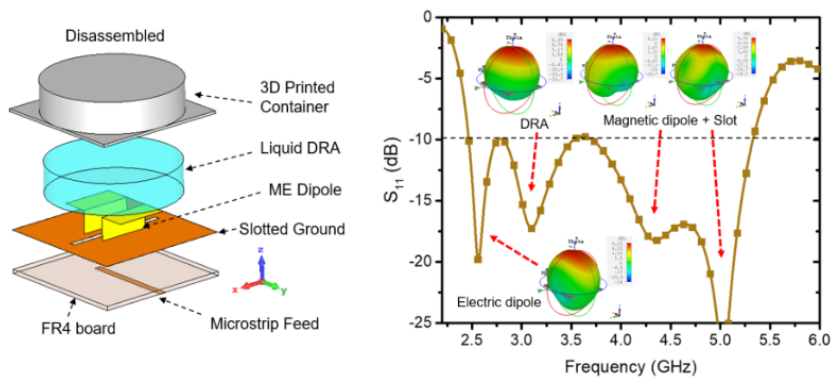


FIGURE 1.70 – Géométrie et $|S_{11}|$ de l'antenne proposée dans [92]

autres objectifs

Augmentation de l'ouverture à mi-puissance

Les valeurs typiques d'ouverture à mi-puissance pour le dipôle ME se situent généralement autour de 90° . Un axe d'amélioration pour le dipôle ME est l'augmentation de l'ouverture à mi-puissance. Le premier dipôle ME avec une ouverture à mi-puissance augmentée dans le plan H de l'antenne est proposé en 2014 par Li et Luk [93]. Cette antenne, dont le plan de masse est conformé cylindriquement dans le plan H permet une ouverture à mi-puissance très stable centrée autour de 118° et une bande passante en adaptation de 41,4% tout en conservant une ouverture à mi-puissance stable dans le plan E autour de 74° . Ces performances sont également atteintes grâce à l'utilisation d'un réflecteur partiellement cylindrique dans le plan H de l'antenne. Dans [94] les auteurs ont cherché à obtenir une ouverture à mi-puissance plus large que sur l'antenne dipôle ME originelle [10] avec des valeurs proches dans les deux plans principaux. Le prototype de cette antenne ainsi que les ouvertures à mi-puissance obtenues sont visibles sur la figure 1.71.

On voit que les ouvertures à mi-puissances sont stables centrés autour de 100° et proches dans les deux plans principaux de l'antenne. Cela est obtenu grâce à des dipôles électriques en

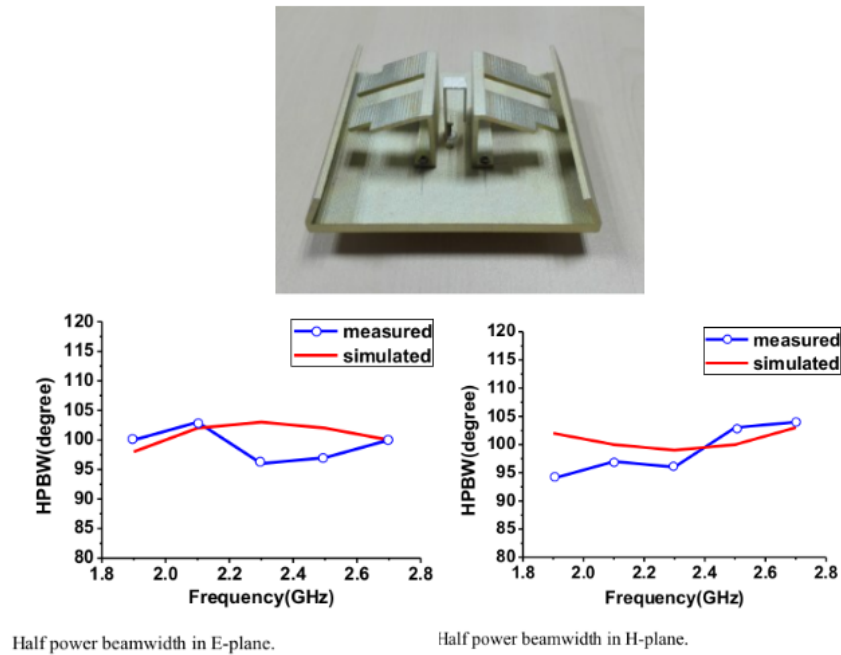


FIGURE 1.71 – Prototype et ouvertures à mi-puissance dans les plans E et H de l’antenne proposée dans [94]

deux parties et des murs inclinés dans le plan E de l’antenne. On peut noter une bande passante de 34,8%, plus faible que le dipôle ME proposé dans [10]. Une antenne basée sur le même principe que précédemment est proposée en 2018 dans [95]. Cette antenne dont les murs sont verticaux et les dipôles électriques plus fortement inclinés montre une ouverture à mi-puissance de 174° dans le plan H et 96° dans le plan E. La bande d’adaptation est de 33,3%, très proche de [94] (figure 1.72.).

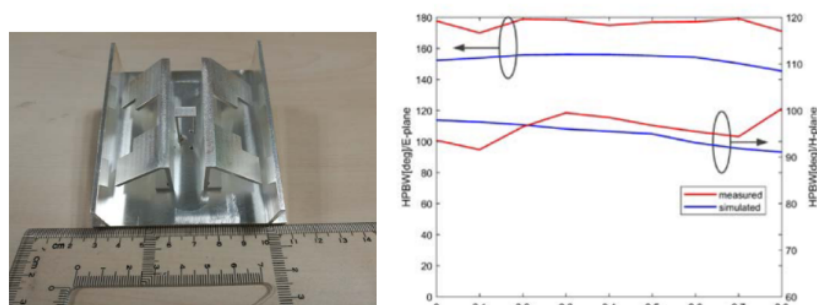


FIGURE 1.72 – Prototype et ouvertures à mi-puissance dans les plans E et H simulées et mesurées de l’antenne proposée dans [95]

Dans [96], les auteurs parviennent à obtenir une ouverture à mi-puissance supérieure à 120° dans les plans E et H de l'antenne en pliant et en inclinant les dipôles électriques ainsi qu'en ajoutant six éléments parasites. Cette configuration (figure 1.73) permet d'obtenir une bande passante en impédance de 2,4 à 4 GHz (55%).

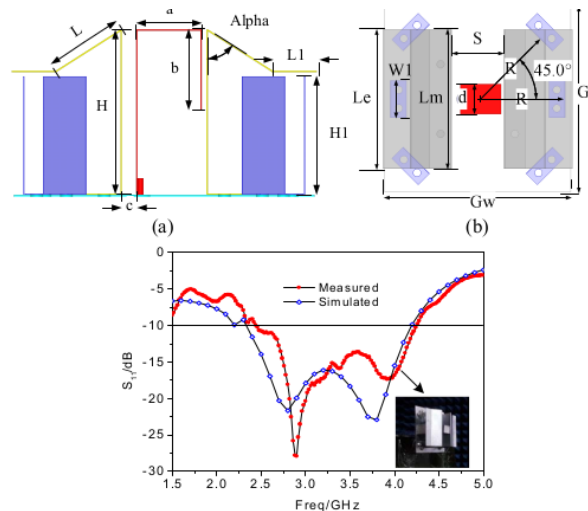


FIGURE 1.73 – Géométrie et adaptation de l'antenne proposée dans [96]

Enfin dans [97], les auteurs proposent une antenne dont le diagramme de rayonnement est reconfigurable de façon active, à l'aide de diodes PIN et d'éléments parasites placés autour du dipôle ME. Cette configuration permet, en fonction des diodes alimentées ou non, de faire varier l'ouverture à mi-puissance entre 65° et 120° pour le plan E et entre 80° et 120° pour le plan H de l'antenne. Cette antenne a une adaptation bande étroite.

Antennes filtres

Les dipôles ME filtres ont une désadaptation très rapide une fois la bande de fréquences utiles passée. Cela permet de filtrer directement au niveau de l'antenne et donc sans traitement numérique les fréquences que l'on ne souhaite pas recevoir. La première antenne proposée dans [98] en 2020 utilise une fente en forme de U sur le dipôle électrique permettant de créer un nul de rayonnement en bande haute d'utilisation de l'antenne, celle-ci possédant naturellement un nul de rayonnement en bande basse d'utilisation. Une deuxième antenne filtre utilisant des SRR est proposée dans [99] (figure 1.74). Grâce à cet agencement, cette antenne n'est adaptée et rayonne efficacement seulement sur une bande de fréquences bien définie tout en ayant une efficacité de rayonnement et un gain très faible partout ailleurs. Le gain et l'efficacité de rayonnement simulés et mesurés de cette structure sont visibles sur la figure 1.74.

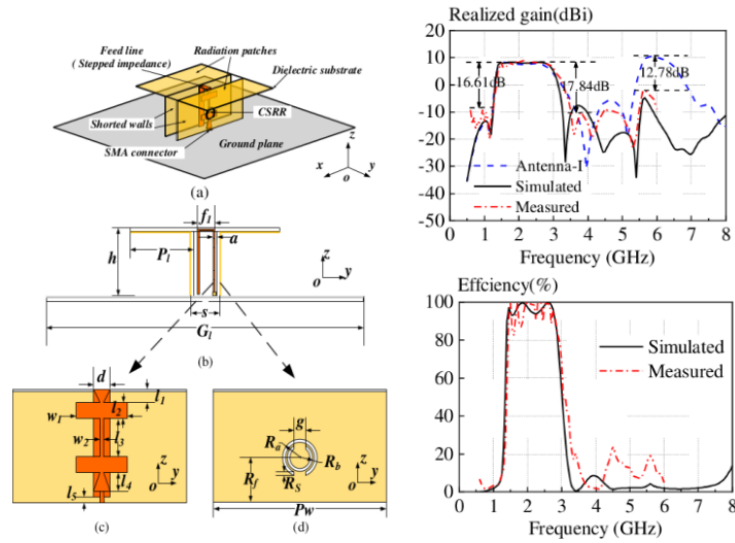


FIGURE 1.74 – Géométrie, gain et efficacité de rayonnement de l’antenne proposée dans [99]

Conformation

On trouve dans la littérature un exemple d’antenne magnétoélectrique conformée cylindriquement en réseau annulaire [100] (figure 1.75). Cette antenne est conçue pour des applications 6G à un comportement double-bande grâce à des résonances multiples et est miniaturisée grâce à l’ajout de métamatériau au niveau du dipôle magnétique avec un profil de $0,15 \lambda$. Cette configuration annulaire à trois éléments rayonnants permet un rayonnement presque omnidirectionnel dans le plan H du réseau annulaire.

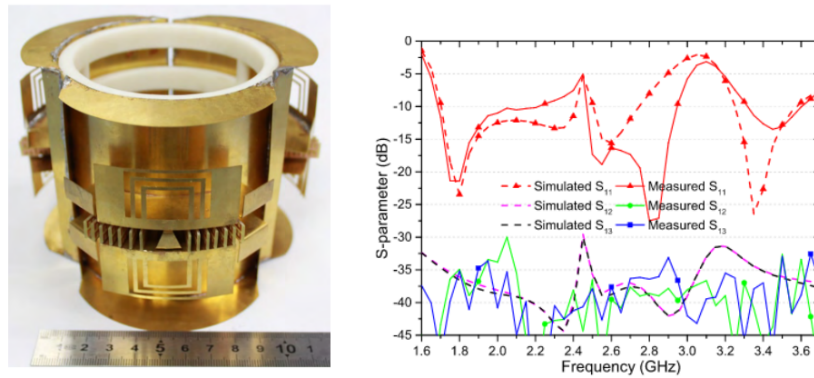


FIGURE 1.75 – Gain et efficacité de rayonnement de l’antenne proposée dans [100]

Dans cette partie, nous avons vu plusieurs exemples de techniques utilisées pour diminuer les dimensions de l'élément rayonnant, augmenter la bande passante, augmenter ou maîtriser l'ouverture à mi-puissance et réaliser des filtres fréquentiels avec des antennes dipôles ME à polarisation linéaire. On peut noter qu'une grande partie de ces antennes ont des dimensions de plan de masse importantes devant la longueur d'onde de travail. Enfin aucune de ces antennes ne couvre les besoins énoncés dans le cahier des charges de cette étude.

1.4.2 Antennes magnétoélectriques à polarisation circulaire et double polarisation

En parallèle des évolutions proposées sur des antennes magnétoélectriques à polarisation linéaire, des antennes utilisant le même principe de sources complémentaires ont été développées pour des antennes polarisées circulairement ou avec une double polarisation linéaire horizontale et verticale. Ces antennes conservent les propriétés d'adaptation et de rayonnement de l'antenne ME polarisée linéairement (large bande d'adaptation et rayonnement stable en fréquence). Les antennes magnétoélectriques à polarisation circulaire et double polarisation linéaire sont généralement composées de deux jeux de dipôles magnétoélectriques orthogonaux. Cette configuration permet soit d'exciter les deux jeux de dipôles ME avec le jeu de phase adéquat pour obtenir une polarisation circulaire soit d'obtenir deux polarisations linéaires simultanées avec une bonne isolation (p. ex. pour des applications de station de base). Dans cette partie nous allons exposer les axes de recherche pour les antennes à double polarisation et à polarisation circulaire développées à partir de dipôle ME. Un grand nombre d'antennes présentées utilisent des cavités de grande taille électrique pour différents objectifs allant de l'augmentation du gain à l'amélioration de la bande passante en polarisation circulaire. Cette mise en cavité étant souvent cumulée avec différentes évolutions, elle ne fera pas l'objet d'une section spécifique. Nous allons voir des évolutions visant à diminuer le profil de l'antenne, à créer de la polarisation circulaire avec un seul accès. Nous verrons également les différentes techniques d'excitation proposées ainsi que leurs avantages. Enfin nous verrons des antennes reconfigurables à base de dipôle ME.

Augmentation de la largeur de bande

Une des premières évolutions proposées pour augmenter la bande passante du dipôle ME en double polarisation est proposée en 2009 dans [101]. Cette antenne est excitée par deux sondes Γ croisées placées sur les diagonales des dipôles ME. Une configuration en cavité avec les sondes d'excitation placées à l'intérieur des dipôles ME ([102]) permet d'obtenir une bande d'adaptation et de polarisation circulaire de 71% avec des dimensions de cavité de $0,8 \lambda^2$. Le prototype de l'antenne ainsi que son adaptation et son gain sont visibles sur la figure 1.76.

Une structure simple placée à 45° dans une cavité de grande taille est proposée dans [103]. Cette antenne voit sa bande passante élargie grâce à une modification de la forme des

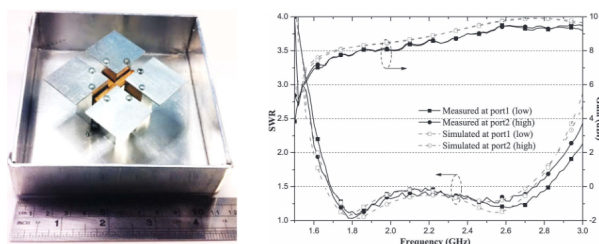


FIGURE 1.76 – Prototype, adaptation et gain de l’antenne proposée dans [102]

sondes d’excitation. Celles-ci sont élargies au niveau de leur base à la façon de stubs $\lambda/4$ large bande et permettent d’obtenir une bande passante de 83%. De plus un travail sur la forme des dipôles électriques permet d’obtenir un gain stable sur la bande d’intérêt de l’antenne. Il existe d’autres structures ayant des propriétés large bande dans la littérature. Celles-ci seront détaillées dans les sous-parties suivantes, car leur comportement large bande est lié à une évolution de la technique d’excitation ou à l’utilisation d’éléments parasites par exemple.

Réduction de la hauteur

La réduction de la hauteur est, comme pour les antennes à polarisation linéaire, un des objectifs d’évolution du dipôle ME à polarisation circulaire. L’utilisation de substrat au niveau du dipôle magnétique est proposée en 2009 dans [104]. Cette antenne utilisant quatre sondes Γ présente un profil de $0,15 \lambda$ et une bande passante de 24,9%, impactée par l’utilisation du substrat. Le plan de masse de $0,8 \lambda^2$ est mis en cavité pour de meilleures performances en gain. L’utilisation de dipôle magnétique dans [105] permet d’obtenir le même profil de $0,15 \lambda$ mais une bande passante de 48% pour une configuration double polarisation. Cette structure, visible sur la figure 1.77 est réalisée sur un plan de masse de dimensions λ^2 .

Excitation CP un seul accès

Une approche pour obtenir une polarisation circulaire avec un seul accès est, en partant d’un dipôle ME polarisé linéairement, de modifier la forme des dipôle électriques afin de créer une répartition de courant induisant de la polarisation circulaire. Cela correspond à créer une symétrie de rotation entre les deux brins du dipôle électrique. Cette approche a été utilisée dans [106] où le dipôle électrique possède différentes sections pour créer une différence de phase entre les deux brins du dipôle proche de 90° entre 1,79 et 2,81 GHz. Le plan de masse de cette antenne a des dimensions de $1,15 \lambda^2$ à la fréquence centrale d’utilisation. On trouve d’autres exemples d’antennes utilisant des dipôles modifiés et des réflecteurs de forme spécifique dans la littérature [107, 108]. La structure proposée dans [108] (figure 1.78) a une bande passante d’adaptation et de polarisation circulaire de 79,7%.

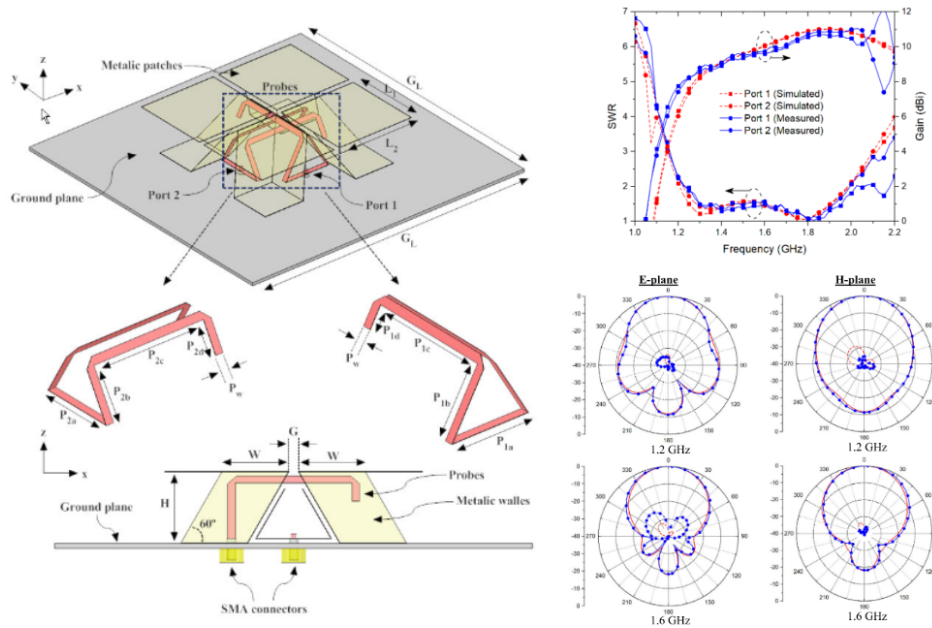


FIGURE 1.77 – Modèle 3D, adaptation, gain et diagrammes de rayonnement du port 2 de l'antenne proposée dans [105]

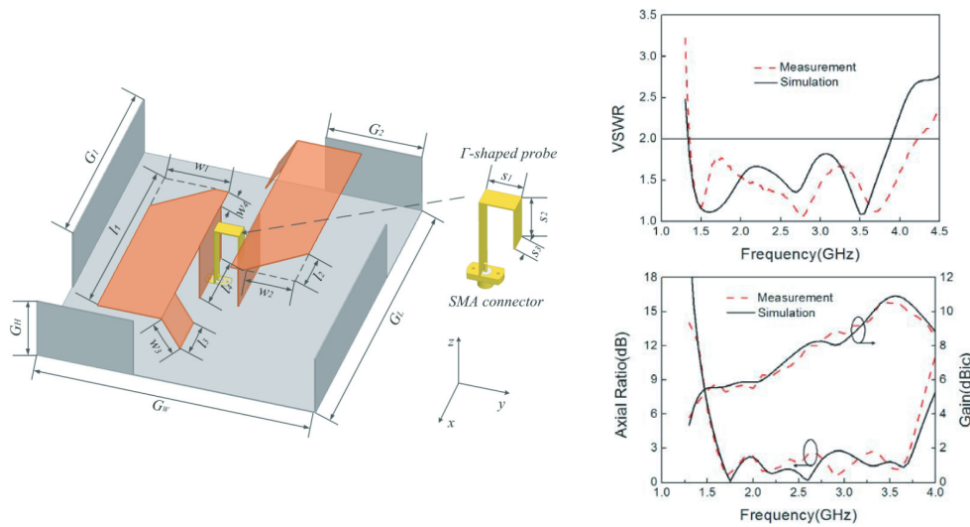


FIGURE 1.78 – Modèle 3D, adaptation, gain et rapport d'ellipticité de l'antenne proposée dans [108]

L'anneau vacant $\frac{\lambda}{4}$ est utilisé pour exciter des antennes magnétoélectriques à polarisation circulaire. Une version simple de cette approche est proposée dans [109]. Cette structure mise en cavité de dimensions $0,67 \lambda^2$ permet d'obtenir une bande passante en adaptation et polarisation circulaire de 25% grâce à l'ajout de vias entre les dipôles électriques et le plan de masse de

l'antenne. L'anneau vacant associé avec une cavité à bords corrugués permet dans [110] d'obtenir une bande passante d'adaptation et de polarisation circulaire de 45% et un plan de masse de $0,75 \lambda^2$ (figure 1.79).

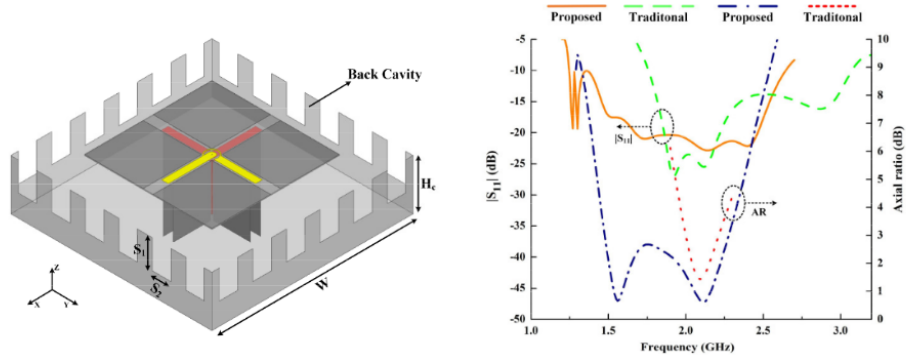


FIGURE 1.79 – Structure, adaptation et rapport d'ellipticité de l'antenne proposée dans [110]

Une autre façon d'obtenir une polarisation circulaire est de modifier la forme de l'élément rayonnant en conservant une sonde Γ . Un premier exemple de cette approche est proposé en 2014 [111]. Deux versions de cette antenne ayant les dipôles électriques modifiés sont simulées et mesurées pour deux fréquences de fonctionnement, centrées en 2 GHz et 60 GHz. Le prototype et les mesures de l'antenne fonctionnant autour de 2 GHz sont visibles sur la figure 1.80.

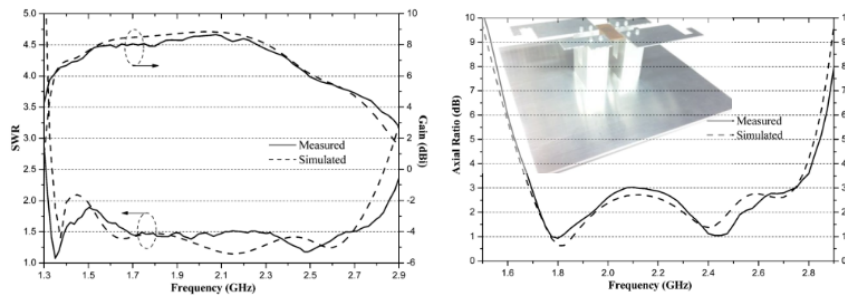


FIGURE 1.80 – Prototype, VSWR et adaptation simulés et mesurés de l'antenne proposée dans [111]

Enfin une configuration de dipôles ME croisés excités par une sonde en forme de L inversé est proposée dans [112] permettant d'obtenir une bande de polarisation circulaire de 51%, mais nécessitant un plan de masse de surface $2,75 \lambda^2$ pour fonctionner.

Autres techniques d'excitation

Bien que le dipôle ME de base soit excité par des sondes Γ , d'autres techniques ont été développées pour exciter les structures magnétoélectriques. Il existe par exemple des antennes ME excitées par couplage avec une fente placée dans les dipôles magnétiques [113-116]. Cette configuration est utile lorsqu'on est haut en fréquence. Par exemple dans [114], l'antenne est développée pour des applications centrées autour de 1 THz. Un autre argument mis en avant pour cette configuration est la bonne isolation entre les ports de l'antenne pour une application double polarisation. L'antenne proposée dans [117], visible sur la figure 1.81. Cette antenne permet ainsi d'obtenir une isolation de 30 dB entre les ports de l'antenne.

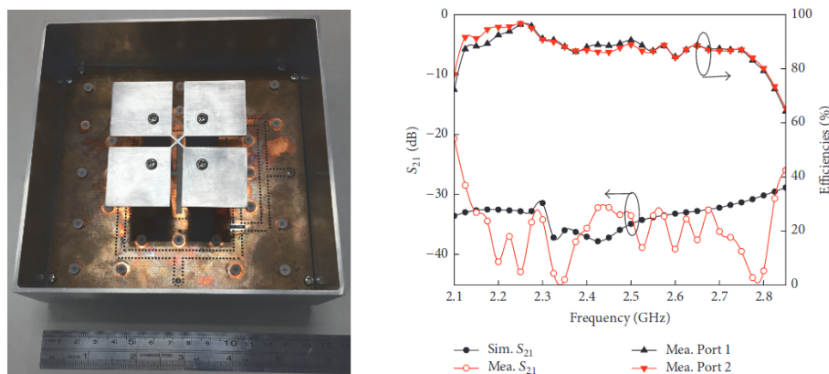


FIGURE 1.81 – Prototype, isolation et efficacité de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne proposée dans [117]

Une structure en croix est proposée dans [118]. Cette antenne permet de générer un jeu de phase stable sur une bande de fréquences de 53% avec des dimensions de plan de masse de $0,85\lambda^2$ et un profil réduit de $0,18\lambda$. Ces exemples montrent ainsi qu'il est possible d'exciter un dipôle ME tout en obtenant de la polarisation circulaire sur une large bande de fréquences en utilisant d'autres méthodes que les sonde Γ . Les antennes développées dans ce cadre répondent à des besoins spécifiques liées aux applications visées (miniaturisation, fréquence élevée, etc.).

Antennes reconfigurables

Afin de répondre à des besoins en termes de largeur de bande, d'intégration, de changement de polarisation ou de modification de diagrammes de rayonnement, un grand nombre d'antennes reconfigurables ont été développées à partir de dipôles magnétoélectriques. Nous allons voir dans

cette partie les différentes techniques utilisées pour y parvenir. Le principe de ces antennes est d'être capable de modifier leur fonctionnement, par le biais d'éléments actifs, pour créer plusieurs états stables pour lesquels l'antenne n'a pas les mêmes propriétés physiques. Une technique couramment utilisée est l'ajout d'éléments actifs de type diodes PIN. Cet ajout permet par exemple dans [119] d'obtenir une antenne pouvant être polarisée linéairement, circulairement droite ou gauche suivant l'état des éléments actifs ajoutés. Des diodes sont également ajoutées dans [120] pour permettre une agilité fréquentielle. Cette antenne couvre ainsi une bande totale allant de 93 à 370 MHz grâce à la combinaison de deux états distincts (figure 1.82). La bande passante instantanée est plus faible, mais cette configuration permet de miniaturiser l'antenne.

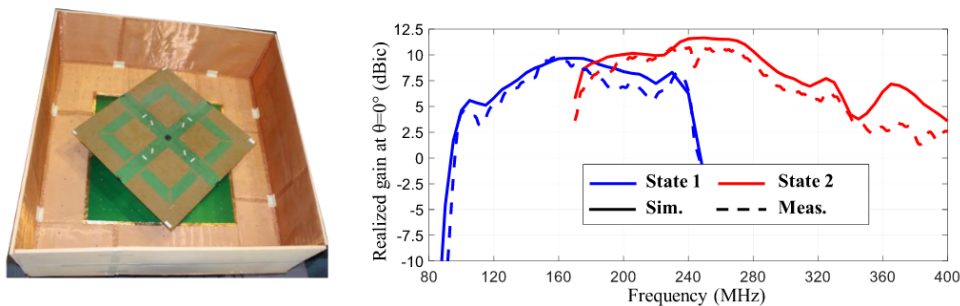


FIGURE 1.82 – Prototype et gain réalisé simulés et mesurés de l'antenne proposée dans [120]

La reconfigurabilité fréquentielle est également obtenue dans [121] avec l'utilisation de liquide permettant de moduler la longueur résonante du dipôle magnétoélectrique. La reconfigurabilité des diagrammes de rayonnement est visée dans [122]. Pour ce faire des éléments sont ajoutés sur des dipôles ME. Ces éléments sont soit connectés électriquement, soit déconnectés permettant ainsi de moduler l'ouverture du diagramme de rayonnement. La structure ainsi que l'évolution du diagramme de rayonnement en fonction des différents états sont visibles sur la figure 1.83. On voit que les différents états influencent principalement l'ouverture du diagramme de rayonnement dans le plan H de l'antenne, celui-ci étant plus ouvert quand la capacité équivalente est plus faible.

Dans cette partie, les évolutions et axes de recherche pour les dipôles ME à polarisation circulaire et double polarisation ont été présentés. Ces évolutions ont des objectifs multiples allant de l'augmentation de la bande passante d'adaptation à une reconfigurabilité active de ce type d'antenne. Toutes les antennes présentées ici ne permettent pas de couvrir les besoins liés à l'application visée dans cette étude nécessitant une antenne miniaturisée en cavité ayant une grande résistance mécanique. Cet état de l'art permet cependant de comparer les performances obtenues par les antennes déjà développées avec celles présentées dans ce manuscrit tout en ayant un regard critique.

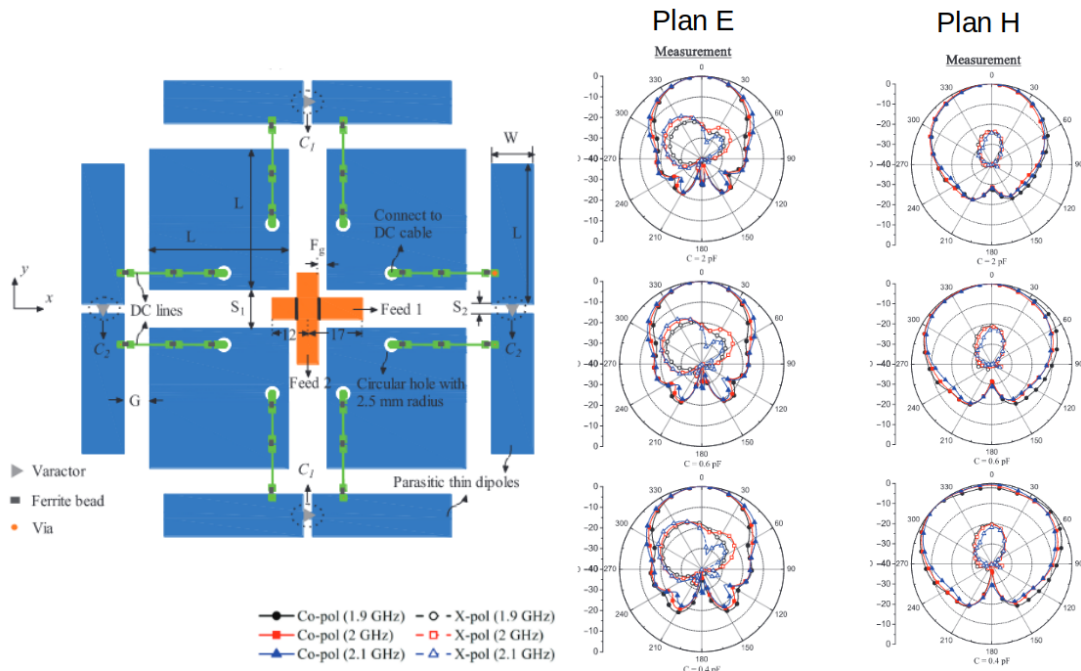


FIGURE 1.83 – Vue du dessus de l’antenne et diagrammes de rayonnement dans les plans E et H en fonction des différents états de l’antenne proposée dans [122]

1.4.3 Conclusion

Dans cette section, nous avons vu les différents axes de recherche développés pour les dipôles magnétoélectriques. Les améliorations visées concernent notamment, pour la polarisation linéaire, la réduction des dimensions latérales ou horizontales et l’élargissement de la bande passante. Pour y parvenir, différentes techniques sont mises en œuvre allant de la modification de la forme de l’élément rayonnant à l’ajout d’éléments parasites pour l’augmentation de la bande passante au méandrement ou l’utilisation de substrats et métamatériaux pour la réduction des dimensions.

Pour les dipôles magnétoélectriques polarisés circulairement, l’élargissement de la bande passante et la réduction du profil font partie des axes d’amélioration. On voit aussi une recherche d’excitation de polarisation circulaire sur une large bande de fréquence avec un seul accès. Dans de nombreux cas, des cavités de grandes tailles sont utilisées avantageusement pour améliorer les performances, aussi bien en termes de gain que de bande passante et même de bande de polarisation circulaire [110]. Enfin, la reconfigurabilité des antennes est un sujet important. Cette reconfigurabilité se fait par le biais d’éléments actifs (diodes PIN p. ex.) permettant de créer plusieurs états stables pour une même antenne. Cette reconfigurabilité peut concerner la bande passante ou le diagramme de rayonnement de l’antenne. Cette revue de littérature confirme l’attractivité de ce type d’antenne pour l’application souhaitée nécessitant à la fois une

largeur de bande importante et un diagramme de rayonnement hémisphérique et stable avec la fréquence. Aucune des antennes présentées ici ne permet cependant de répondre directement aux besoins spécifiques de l'étude.

1.5 Conclusion de l'état de l'art

Cet état de l'art nous a permis d'aborder les différents thématiques en lien avec le sujet. Nous avons vu les antennes pour des applications GNSS, en commençant par les antennes à polarisation linéaire. Ces antennes permettent, pour certains cas d'utilisation, d'obtenir des performances comparables aux antennes à polarisation circulaire. Nous avons également traité des antennes à polarisation circulaire large bande pour des applications GNSS. Dans cette première partie, nous avons pu remarquer les techniques mises en place à partir principalement de dipôles et de patchs pour obtenir les critères souhaités, aussi bien en bande passante qu'en polarisation circulaire. Toutefois, aucune des antennes présentées dans cette section ne couvrait les besoins de l'application visée, notamment en termes de mise en cavité, résistance mécanique et de miniaturisation. Des exemples utilisant des métasurfaces ont été proposés. Cette approche permet d'améliorer les antennes en diminuant leurs dimensions et/ou en améliorant les performances de bande d'adaptation ou de bande passante en polarisation circulaire.

Par la suite nous avons vu les antennes en cavité, avec d'une part des cavités résonantes et d'autre part des éléments rayonnants en cavité. Les cavités résonantes présentent un comportement bande étroite et un fort gain et ne sont donc pas d'intérêt pour l'application visée, celle-ci nécessitant une large bande d'adaptation et un gain hémisphérique. Les éléments rayonnants en cavité présentent des propriétés plus attrayantes. Les dipôles croisés et monopôles en cavité permettent par exemple d'obtenir de larges bandes d'adaptation et de polarisation circulaire. Les patchs en configuration superposée autorisent des largeurs de bande d'adaptation suffisantes pour l'application visée mais ne sont pas adaptés pour une conformation cylindrique. Les métasurfaces placées sur une cavité permettent la miniaturisation importante des antennes, mais ne permettent pas de comportement large bande.

Enfin, un état des lieux des différentes évolutions proposées pour les antennes magnétoélectriques a été proposé. Celui-ci reprend les axes de recherche développés pour la polarisation linéaire et circulaire.

Tous ces points permettent une bonne connaissance de l'environnement scientifique dans lequel se place l'étude proposée et permettent une comparaison objective des performances et dimensions obtenues avec les antennes proposées dans les chapitres suivants.

DEUXIÈME PARTIE

**Contributions à la conception,
l'élargissement de bande et à la
miniaturisation d'antennes
magnétoélectriques en cavité**

ÉTUDE DE LA SONDE D'EXCITATION ET DE CAVITÉ CHARGÉE PAR DES MATÉRIAUX DIÉLECTRIQUES

Dans ce chapitre, nous allons traiter des modifications apportées à la sonde et aux matériaux utilisés d'un dipôle ME intégré en cavité. Ces modifications ont pour but de présenter des antennes ayant un comportement large-bande ou multibande couvrant, en plus d'une autre bande éventuelle, la bande allant de 1,16 à 1,61 GHz. Nous allons tout d'abord exposer un nouveau positionnement de la sonde d'excitation à l'extérieur du dipôle magnétique de l'antenne permettant un comportement large bande. Nous verrons ensuite des évolutions sur la forme de la sonde d'excitation permettant une utilisation de l'antenne en bande GNSS et sur une bande pour la télémétrie en bande S. Un modèle équivalent de l'antenne à la résonance sera présenté permettant une meilleure compréhension de la structure. Enfin, nous développerons les avantages de l'utilisation de la cavité chargée de deux matériaux diélectriques d'indice de réfraction différents emboîtes l'un dans l'autre pour la réduction de la hauteur sans impacter le comportement large bande.

2.1 Sonde d'excitation

Cette section montre l'optimisation effectuée sur la sonde d'excitation de l'antenne magnétoélectrique en cavité. Un positionnement original de la sonde est d'abord présenté. Il permet de créer une nouvelle résonance dans la bande d'intérêt de l'antenne et par conséquent une augmentation de la bande passante sans modifications des dimensions extérieures. Un prototype est réalisé pour la validation des résultats. Un modèle équivalent à la résonance de cette structure est établi dans la section 2.2.2 et permet une meilleure compréhension du dimensionnement. Une forme originale de sonde d'excitation est ensuite proposée, permettant à l'antenne de présenter une quatrième résonance.

2.1.1 Amélioration du positionnement de la sonde d'excitation

Le positionnement de la sonde d'excitation à l'intérieur du dipôle magnétique est la configuration la plus répandue pour exciter un dipôle ME. Cette configuration permet l'utilisation de deux résonances proches, liées au dipôle électrique et au dipôle magnétique, dans la bande d'intérêt de l'antenne pour créer un comportement large bande. Le dipôle ME proposé dans [10] présente une sonde d'excitation positionnée à l'intérieur du dipôle magnétique (figure 2.1).

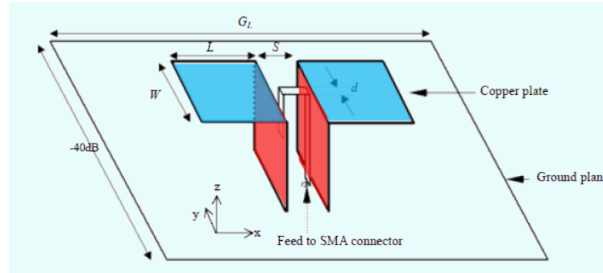


FIGURE 2.1 – Structure initiale de l'antenne magnétoélectrique proposée dans [10], avec le dipôle électrique en bleu et le dipôle magnétique en rouge

Nous avons vu, dans l'état de l'art, de nombreuses évolutions de la méthode d'excitation avec par exemple l'utilisation de fentes [88] ou encore des modifications de sonde Γ [123] (section 1.4). Ces évolutions n'étaient pas accompagnées d'une intégration de la structure dans une cavité de petites dimensions devant la longueur d'onde.

Dans cette partie nous proposons un nouveau positionnement de la sonde d'excitation à l'extérieur du dipôle magnétique afin d'augmenter la largeur de bande d'adaptation d'un dipôle magnétoélectrique intégré dans une cavité de petite taille (inférieure à $0,5\lambda$ à la fréquence centrale d'utilisation). Pour augmenter la résistance mécanique, la cavité est remplie avec du polypropylène [124]. Ce matériau léger possède une permittivité relative $\epsilon_r=2,26$, une tangente de perte $\tan\delta = 2 \times 10^{-3}$ et présente une très grande résistance mécanique. Pour permettre le nouveau placement de la sonde d'excitation, des ouvertures ont été ajoutées dans les dipôles électrique et magnétique.

Géométrie et comparaison avec un dipôle ME classique en cavité

Une comparaison du comportement en impédance d'une structure classique de dipôle ME en cavité (appelée structure 1) et du dipôle ME en cavité avec le nouveau positionnement de sonde (appelée structure 2) est proposé dans cette sous-section (figure 2.2).

Pour la structure 1, la distance entre les deux parties du dipôle magnétique S est supérieure à la longueur b de la partie 2 de la sonde d'excitation.

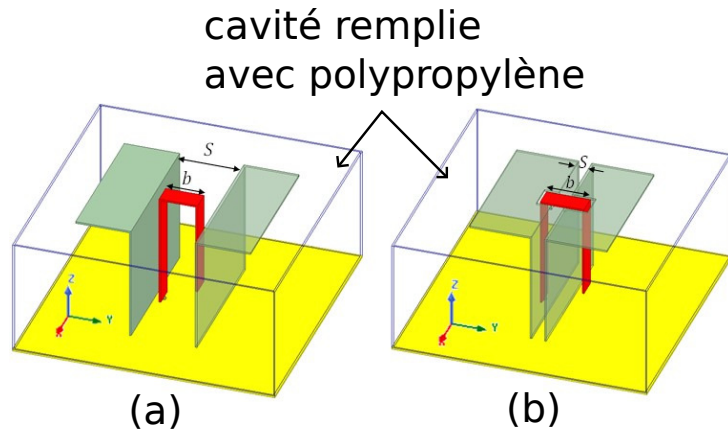


FIGURE 2.2 – Géométrie du dipôle ME classique en cavité (a) et du dipôle ME avec le nouveau placement de sonde proposé (b)

Pour la structure 2, la distance entre les deux dipôles est inférieure à la longueur de la partie verticale de la sonde. Afin de permettre le placement de la sonde, des ouvertures de dimension $L_1 \times W_1 \times H_1$ ont été ajoutées au niveau des dipôles électriques et magnétiques. La structure 1 a été dimensionnée pour fonctionner en bande haute et basse GNSS avec une cavité ayant les mêmes dimensions que pour la structure 2 ($90 \times 90 \times 40 \text{ mm}^3$). La géométrie de la structure 2 est visible sur la figure 2.3 et les dimensions des deux structures sont présentées dans le tableau 2.1.

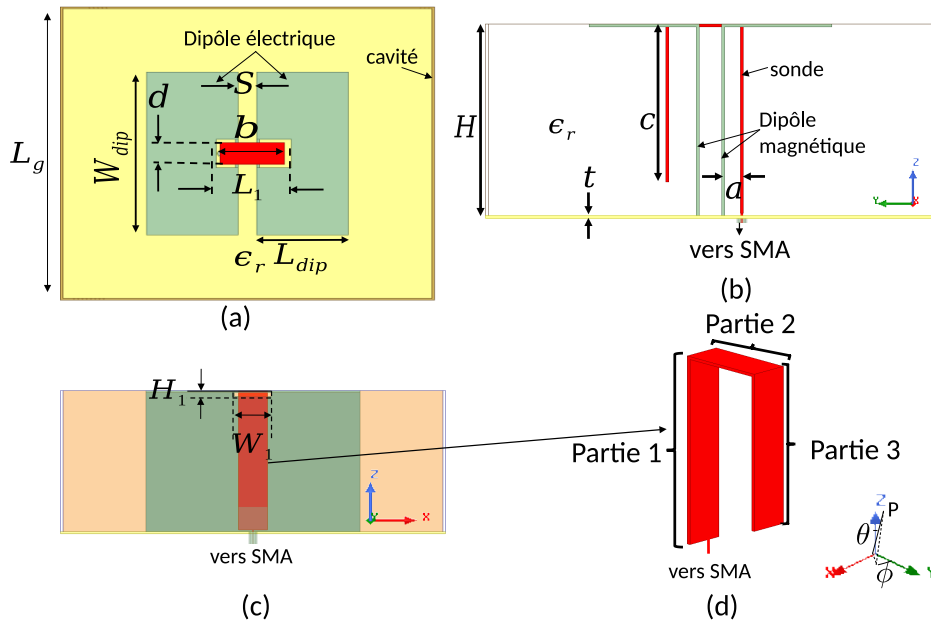


FIGURE 2.3 – Structure de l'antenne planaire avec le nouveau placement de sonde

Structures	1	2	Structures	1	2
Paramètre	Valeur (mm)		Paramètre	Valeur (mm)	
L_g	90		a	3	-4
H	40		b	12	15,5
L_{dip}	19	22	c	33	
W_{dip}	50		d	6,75	
S	22	4,5	t	0,6	
W_1	-	8,75	L_1	-	17,5
H_1	-	1,6	-	-	-

TABLE 2.1 – Dimensions des structures 1 et 2

La structure 1 ne présente que deux résonances assez écartées (figure 2.4), le dimensionnement ayant été réalisé pour permettre d'adresser la bande basse GNSS à partir de 1,16 GHz. La structure 2 présente trois résonances permettant de maintenir l'impédance d'entrée proche de 50Ω sur une large bande de fréquences (figure 2.4).

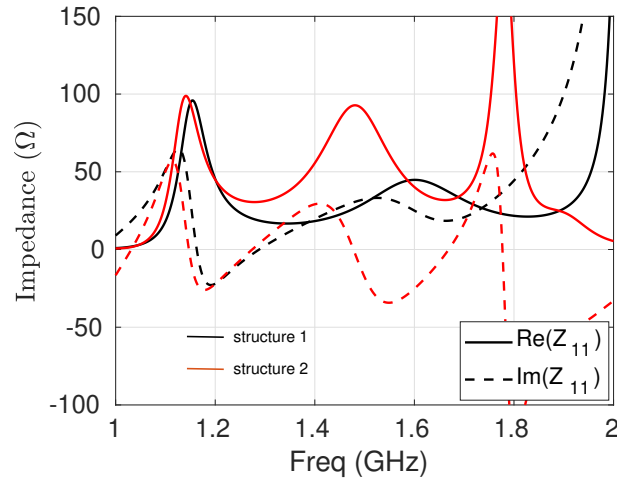


FIGURE 2.4 – Impédance d'entrée du dipôle ME classique (structure 1) et avec le nouveau positionnement de la sonde d'excitation (structure 2)

L'adaptation de structure 1 est bi-bande (1,157 - 1,228 GHz et 1,571 - 1,690 GHz) et ne permet pas de couvrir toutes les bandes d'intérêt (figure 2.5). En effet, les deux résonances induites par les dipôles électrique et magnétique sont éloignées et la configuration avec la sonde placée à l'intérieur du dipôle magnétique ajoute une composante inductive à l'impédance d'entrée. Cela ne permet pas à la structure 1 de maintenir l'adaptation ($|S_{11}| < -10$ dB) sur toutes les bandes GNSS. La structure 2, grâce aux trois résonances dans la bande utile, est adaptée entre 1,14 et 1,72 GHz (figure 2.5). Nous allons maintenant faire l'analyse du dimensionnement

et du fonctionnement de la structure 2.

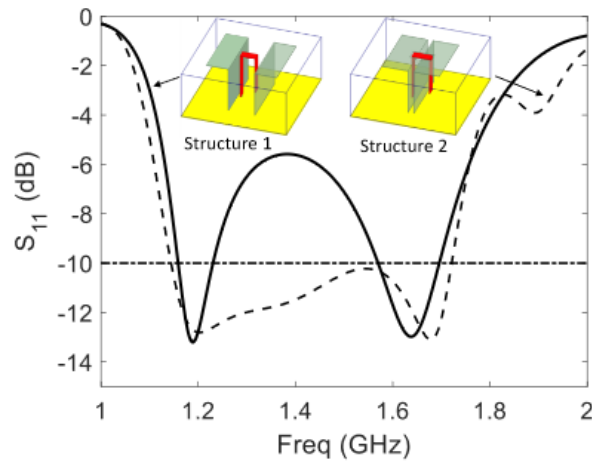


FIGURE 2.5 – Comparaison de l'adaptation ($|S_{11}|$) obtenu avec une configuration classique (structure 1) et avec le nouveau placement de sonde proposé (structure 2)

Analyse du fonctionnement de la structure 2

Le nouveau placement de la sonde d'excitation et la présence de la cavité à proximité du dipôle ME va modifier le dimensionnement du dipôle électrique. La longueur résonante est obtenue par $\lambda/2 = 2 \times (L_{dip} + W_{dip}/2)$. À la résonance du dipôle électrique, les courants tournent depuis le centre du brin de dipôle vers l'extérieur (figure 2.6). Ce fonctionnement permet de limiter l'encombrement de l'élément rayonnant dans le plan E de l'antenne.

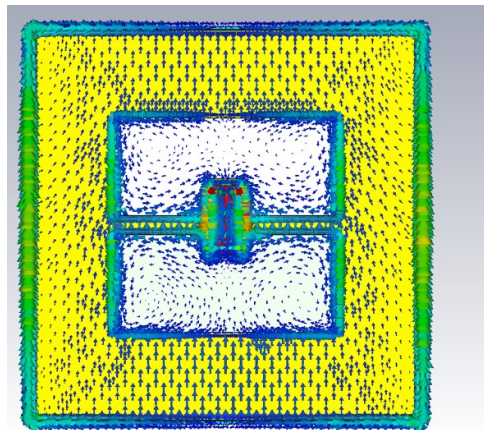


FIGURE 2.6 – Vue du dessus de la structure avec répartition de courants à la fréquence de résonance du dipôle électrique

Le dipôle magnétique, correspondant à la longueur de la partie verticale de l'antenne, a un

dimensionnement proche de $\lambda_g/4$ typique d'un patch court-circuité avec λ_g , la longueur d'onde dans le polypropylène. La nouvelle résonance observée à 1,66 GHz (figure 2.4) est induite par la longueur de la partie 3 de la sonde grâce à son nouveau positionnement. Cette partie de la sonde fonctionne comme un monopôle et résonne en $\lambda_g/4$. La longueur 'c' permet de régler la fréquence de résonance et sa largeur 'd' le facteur de qualité de la résonance. Cette nouvelle configuration permet à la fois de réduire la composante capacitive liée à la sonde d'excitation et d'avoir une nouvelle résonance proche en fréquence de celle du dipôle magnétique. Il y a une composante capacitive induite par le couplage entre la cavité et le bord de l'élément rayonnant. L'étude de la répartition de courant aux fréquences d'intérêt est possible grâce à la figure 2.7.

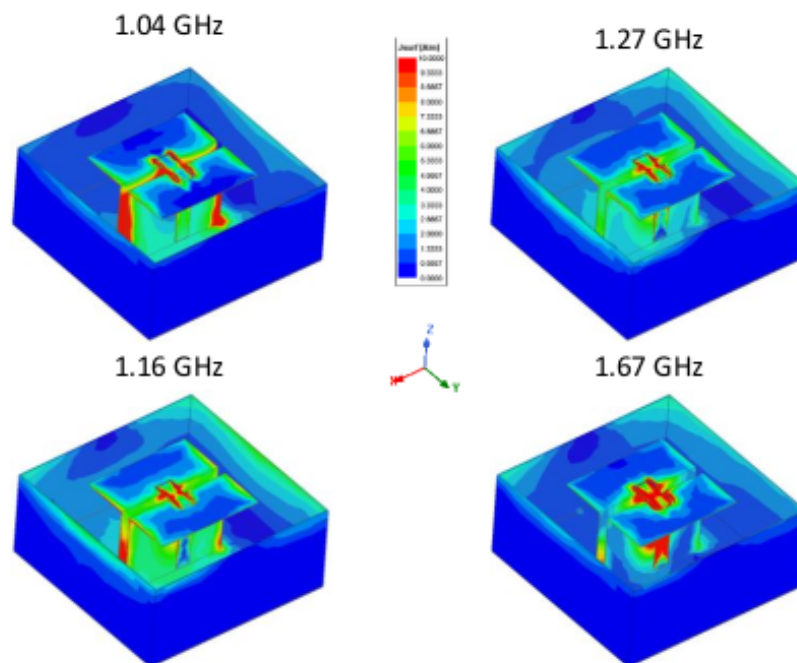


FIGURE 2.7 – Répartition de courants à différentes fréquences d'intérêt

À 1,04 GHz, les courants dominants sont répartis sur les bords des plaques horizontales (dipôle électrique) et tournent. Ce comportement est également observé à 1,16 GHz, qui correspond à une résonance parallèle de l'antenne. À 1,27 GHz, les courants forts sont situés sur les parties verticales du dipôle ME (dipôle magnétique). La distribution de courants correspond à celle d'un patch $\lambda/4$ court-circuité. À 1,67 GHz, les courants forts sont localisés sur la partie 3 de la sonde d'excitation, correspondant au fonctionnement de type monopôle. Pour toutes ces fréquences, il y a la présence de courants sur la cavité, principalement sur les murs parallèles au dipôle ME. La cavité apporte un comportement stable en gain de la structure. Cette stabilité de gain est importante pour assurer les mêmes performances sur toute la bande GNSS (figure 2.8). La bande passante en gain à 1 dB est de 38,1% entre 1,12 et 1,65 GHz avec une valeur

moyenne de 5,1 dBi. Le gain réalisé chute brutalement hors de la bande d'adaptation, ce qui permet à l'antenne de réaliser un filtrage pour des fréquences situées hors de la bande d'intérêt. L'antenne possède une ouverture à mi-puissance relativement stable et supérieure à 90° et une variation maximale de 12° sur la bande GNSS dans les plans principaux de l'antenne. Le plan E correspond au plan YoZ et le plan H au plan XoZ (figure 2.3).

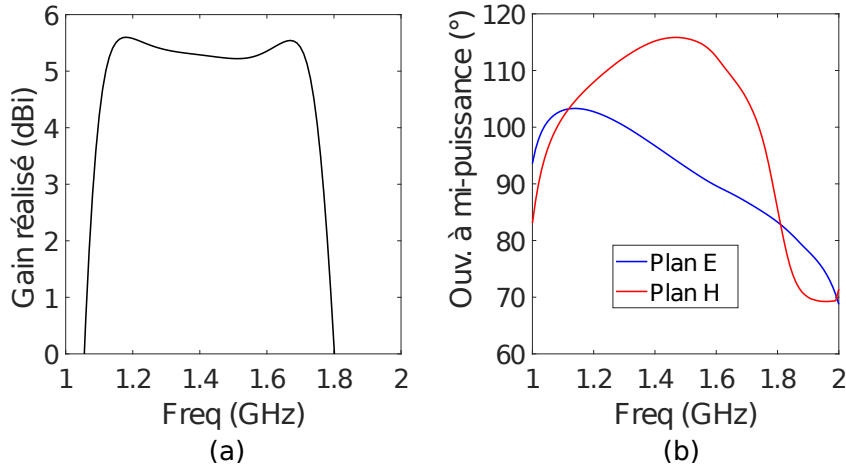


FIGURE 2.8 – Gain réalisé, direction $\phi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$ (a) et ouverture à mi-puissance dans les plans E et H (b) de l'antenne avec un nouveau placement de sonde

Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés sont présentés dans la partie mesure sur la figure 2.14 et sont typiques des dipôles ME, avec une grande similarité dans les plans E et H et une polarisation croisée au maximum inférieure de 20 dB par rapport à la polarisation principale.

Nous venons de voir le fonctionnement de l'antenne optimale avec le nouveau placement de sonde. Afin d'étudier la sensibilité de l'antenne au dimensionnement des différents éléments, une étude paramétrique du comportement en impédance de l'antenne est proposée.

Étude paramétrique

L'étude paramétrique proposée montre l'impact de la variation des principaux paramètres de l'antenne. L'objectif est de permettre un dimensionnement plus rapide pour une utilisation sur une bande différente du GNSS.

La variation de hauteur H de la cavité a une incidence importante sur le comportement de l'antenne (figure 2.9). Une cavité plus haute induira une résonance plus basse en fréquence pour le dipôle électrique et magnétique. La diminution de hauteur va augmenter le facteur de qualité de la résonance du dipôle électrique, mais ne va que très peu influencer celui de la résonance du dipôle magnétique. La résonance de la sonde d'excitation est peu impactée par la variation de H . Toutes ces observations sont en adéquation avec l'origine des résonances exposées précédemment.

L'effet capacitif lié au couplage entre élément rayonnant et cavité est plus marqué lorsque la hauteur de la cavité augmente.

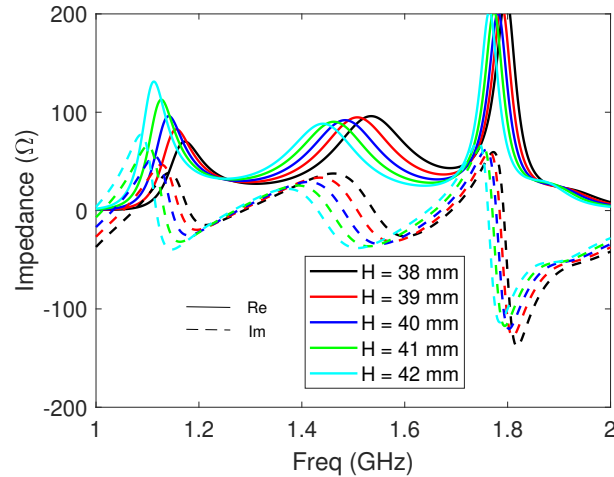


FIGURE 2.9 – Évolution de l'impédance d'entrée en fonction de l'évolution de H

L'incidence de la variation de la longueur du dipôle électrique L_{dip} sur l'impédance d'entrée de l'antenne (figure 2.10) est principalement visible sur les deux premières résonances de la structure. Un L_{dip} plus long fera apparaître la résonance du dipôle électrique plus bas en fréquence et avec un facteur de qualité plus faible. La résistance de la résonance parallèle du dipôle magnétique augmente quand L_{dip} augmente. La troisième résonance est peu impactée par ce paramètre.

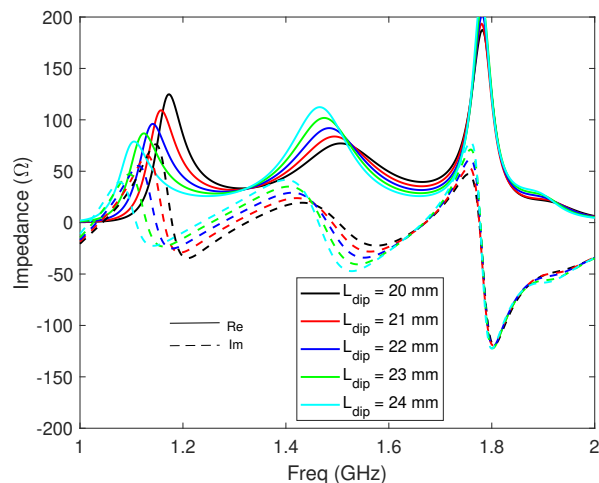


FIGURE 2.10 – Évolution de l'impédance d'entrée en fonction de l'évolution de L_{dip}

Le paramètre c va principalement influencer la fréquence de la troisième résonance (figure

2.11) avec un impact limité sur les autres résonances de l'antenne. Un paramètre c plus court fera apparaître plus haut en fréquence la troisième résonance de l'antenne avec une incidence limitée sur la bande de résonance.

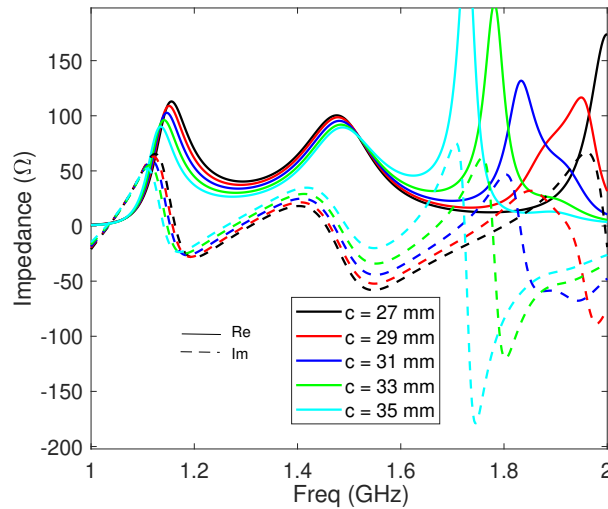


FIGURE 2.11 – Évolution de l'impédance d'entrée en fonction de l'évolution de c

Cette étude paramétrique permet ainsi de confirmer le fonctionnement et le dimensionnement de l'antenne proposée. Le tableau 2.2 donne les principales règles de conception pour adapter ce type d'antenne pour fonctionner sur d'autres bandes de fréquences. Pour cela, il faut tout d'abord ajuster la taille du dipôle électrique et du dipôle magnétique en fonction de la fréquence de fonctionnement souhaitée. Par la suite il faut ajuster l'écartement entre les deux plaques parallèles du dipôle magnétique (correspondant au paramètre ' S '). Cela permet d'ajuster le comportement de l'antenne au milieu de la bande passante. Il convient ensuite d'ajuster le placement de la sonde et notamment l'écartement entre le bord extérieur du dipôle magnétique et de la partie 1 de la sonde (paramètre a). Enfin il faut régler la longueur de la partie 3 de la sonde pour élargir la bande passante en adaptation. Les dimensions du carré de base de la cavité doivent être choisies autour de $\lambda/4$ à la fréquence centrale de travail et peuvent être ajustées en fonction de la largeur de bande souhaitée.

Paramètre	Variation	1 ^{ère} rés.		2 ^{ème} rés.		3 ^{ème} rés.	
		Freq.	fact. qualité.	Freq.	fact. qualité	Freq.	fact. qualité
-	-						
S	↗	--	+	+	+	+	--
H	↗	--	++	--	=	=	=
L_g	↗	=	--	--	-	-	+
L_{dip}	↗	--	--	=	++	=	++
a	↗	=	++	=	--	=	=
b	↗	=	--	=	++	--	--
c	↗	=	=	=	==	--	-

TABLE 2.2 – Synthèse de l'étude paramétrique de l'antenne avec un nouveau placement de sonde d'excitation

Un prototype, présenté dans la sous-section suivante, a été réalisé et mesuré pour la validation des résultats de simulation obtenus avec cette antenne.

Validation expérimentale

Pour valider expérimentalement le comportement de l'antenne, un prototype a été fabriqué et caractérisé (figure 2.12). Les tolérances de fabrication ont été prises en compte grâce à des simulations auxquelles on ajoute des interstices remplis d'air et les incertitudes de fabrication liées aux matériaux utilisés. Cette antenne, ainsi que toutes celles présentées dans ce manuscrit, a été mesurée à l'aide d'une chambre anéchoïque MVG SG24 (figure 2.12 (b)).

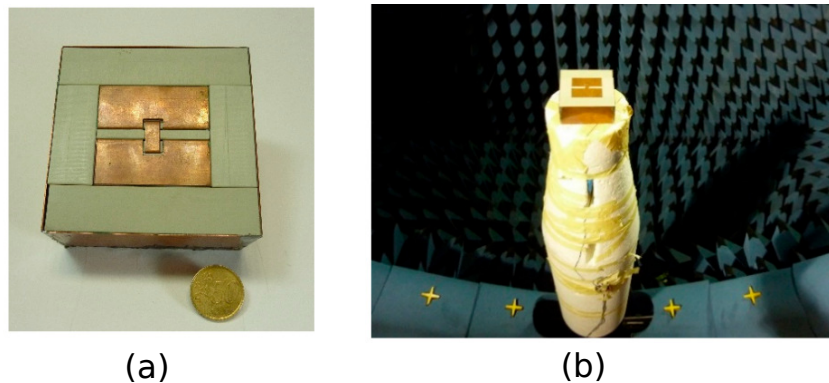


FIGURE 2.12 – Photographie du prototype (a) et de la chambre anéchoïque de mesures (b)

Les mesures de bande passante et de gain axial de l'antenne sont comparées aux résultats de simulation sur la figure 2.13. La bande d'adaptation mesurée ($|S_{11}| < -10$ dB) est 1,16 - 1,70 GHz (37,8%). La petite différence avec la simulation peut être attribuée aux tolérances de fabrication du prototype. Le gain mesuré est très proche du gain simulé, stable autour de 5,1 dBi avec une faible oscillation dans la bande GNSS.

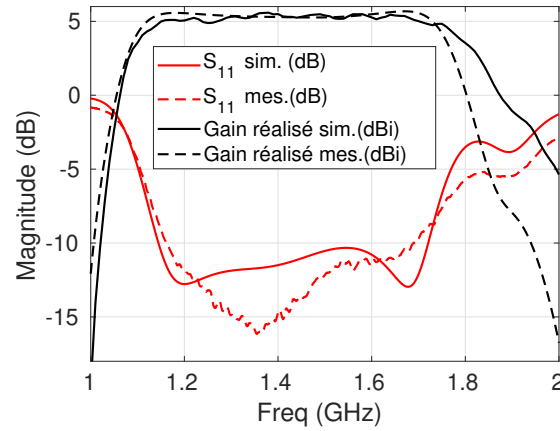


FIGURE 2.13 – Coefficient de réflexion et gain réalisé, simulés et mesurés du dipôle ME avec le placement de la sonde d'excitation à l'extérieur du dipôle magnétique

Les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans les plans E et H de l'antenne à 1,16 et 1,61 GHz sont visibles sur la figure 2.14. Il y a une bonne similitude entre simulation et mesure. La polarisation croisée est faible, même à 1,61 GHz, avec une valeur maximale inférieure de 20 dB par rapport à la polarisation principale. L'ouverture à mi-puissance est stable et proche entre simulation et mesure. Cette structure garde tous les avantages de l'antenne magnétoélectrique originelle [10] avec un gain très stable et un rayonnement similaire dans les plans E et H et indépendant de la fréquence. Une comparaison des principaux paramètres simulés et mesurés de l'antenne en rayonnement est proposée dans le tableau 2.3.

	Ouv. à mi-puissance min.	Rapport Avant-arrière	Pol. Croisée	Gain réalisé
Sim.	92°	> 10,9 dBi	54 dB	5,2 dBi
Mes.	89°	> 9,1 dBi	32,8 dB	5,1 dBi

TABLE 2.3 – Comparaison des principales caractéristiques en rayonnement simulées et mesurées de l'antenne ME avec sonde placée à l'extérieur du dipôle magnétique entre 1,16 et 1,61 GHz

Le rapport avant-arrière est plus faible que pour des dipôles ME sur grand plan réflecteur. Cela s'explique par le fait que la cavité présente une aire de base de $0,41 \lambda_0^2$ seulement et ne permet pas de rediriger aussi efficacement le rayonnement vers l'avant qu'un plan de masse de dimensions λ_0^2 . Le prototype fabriqué permet de confirmer le fonctionnement de cette antenne et le nouveau placement de la sonde d'excitation.

Pour valider le fonctionnement de cette antenne en situation réelle, des mesures de niveau de puissance de réception pour des signaux GNSS en bande haute et basse sont réalisées avec un récepteur multi-constellations dans la prochaine sous-section.

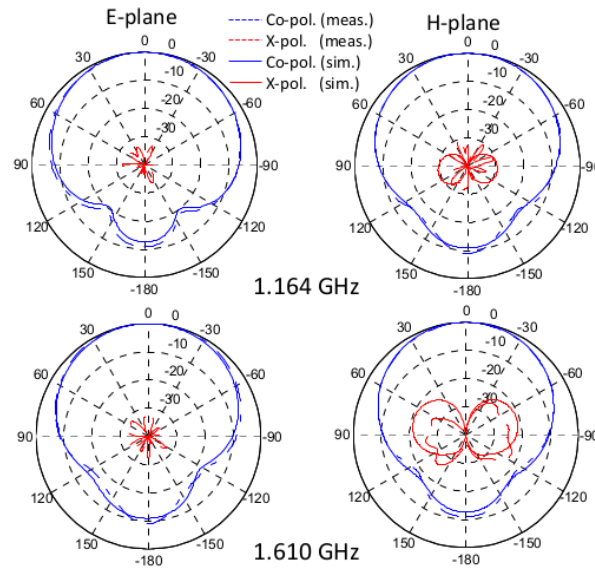


FIGURE 2.14 – Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H de l'antenne, simulés et mesurés à 1,16 et 1,61 GHz

Mesures avec récepteur GNSS

Afin de vérifier les performances de l'antenne dans un environnement représentatif des conditions réelles d'utilisation, celle-ci a été branchée avec un récepteur GNSS AsteRx-m2 OEM [125] qui permet une utilisation multi-constellation en bande haute et basse GNSS. Les mesures ont été réalisées sans amplificateur. Nous prendrons ici un seuil de 30 dB/Hz pour considérer un satellite comme utile pour le positionnement [126]. Une photographie du montage est visible sur la figure 2.15.

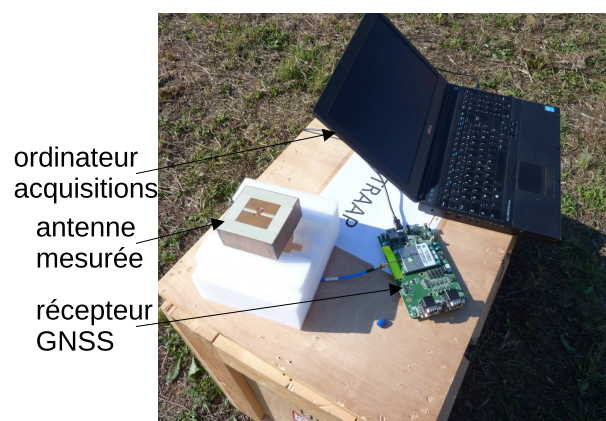


FIGURE 2.15 – Photographie du montage de mesure

La mesure a été réalisée dans un environnement ouvert en extérieur. Le niveau de réception

des satellites (C/N_0) pour la bande GPS L2 (centrée en 1,227 GHz) ainsi que la répartition des satellites dans le ciel sont présentés sur la figure 2.16. La position des satellites a été obtenue grâce à [127], permettant d'obtenir la répartition des satellites pour une heure et une position données. Sur huit satellites visibles dont trois à un angle inférieur ou égal à 15° , le montage permet d'en recevoir six avec un niveau moyen de puissance supérieur à 30 dB/Hz sur l'intervalle de mesure.

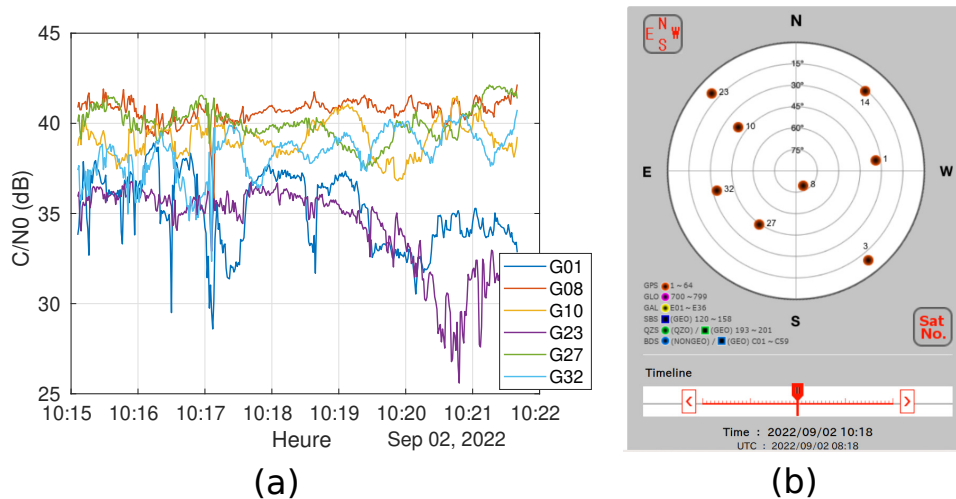


FIGURE 2.16 – Niveau de réception des satellites (a) et répartition des satellites émettant en bande L2C à l'heure de la mesure (b)

Le niveau de réception des satellites pour la bande GPS L1 C/A (centrée en 1,575 GHz) ainsi que les satellites visibles sont présentés sur la figure 2.17. On retrouve les satellites qui émettaient en bande L2C ainsi que certains satellites émettant uniquement en bande L1. Sur onze satellites disponibles, dont quatre à un angle inférieur ou égal à 15° , huit sont captés par l'antenne avec un niveau de C/N_0 supérieur à 30 dB/Hz.

Un récapitulatif de l'ensemble des satellites reçus par système est visible sur le tableau 2.4 ou le niveau de puissance donné est le niveau moyen de puissance reçu de l'ensemble des satellites d'une constellation. Il montre que cette antenne permet une bonne réception aussi bien en bande haute qu'en bande basse GNSS avec des niveaux moyens de puissance reçue par constellation supérieurs à 30 dB/Hz. Ces mesures montrent que l'antenne est efficace pour la réception de signaux GNSS en conditions réelles (tableau 2.4) .

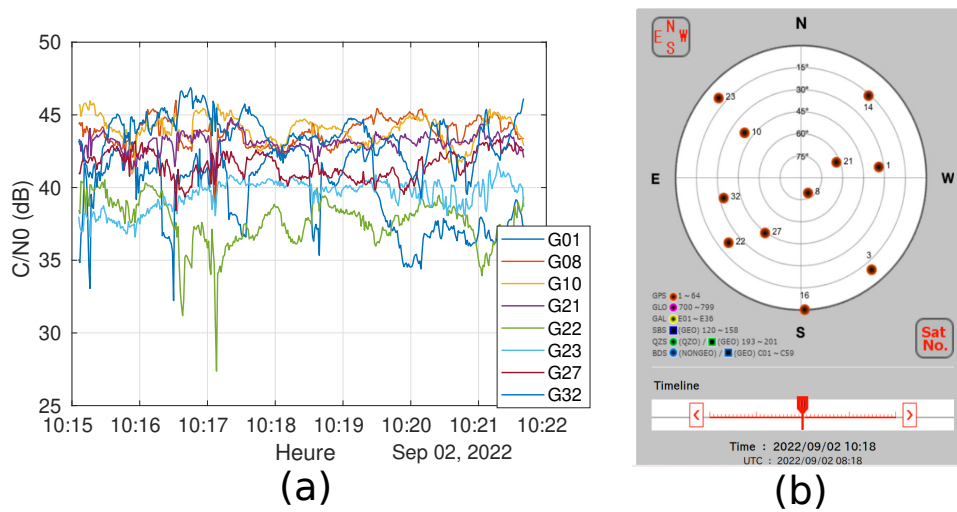


FIGURE 2.17 – Niveau de réception des satellites (a) et répartition des satellites émettant en bande L1 à l'heure de la mesure (b)

Constellation	Nb. sat. disponibles	Nb. sat. captés	Niveau de puissance (dB/Hz)
GPS L2	8	6	35
Gallileo E5	12	7	36
GPS L5	7	5	38
GPS L1	11	8	40
Gallileo E1	11	7	33

TABLE 2.4 – Récapitulatif des satellites reçus par l'antenne planaire à polarisation linéaire

2.1.2 Forme de la sonde d'excitation

Dans cette section, une évolution de la forme de la sonde d'excitation permettant une utilisation bi-bande de l'antenne est proposée. Comme pour l'antenne présentée précédemment, la sonde d'excitation est placée à l'extérieur du dipôle magnétique (figure 2.18). Les dimensions de cette structure sont détaillées dans le tableau 2.5. La cavité est toujours remplie en utilisant du polypropylène afin de conserver les mêmes dimensions extérieures.

Cette évolution permet d'obtenir une antenne multifonction permettant d'adresser plusieurs bandes correspondant à deux applications distinctes. Afin de viser deux bandes d'intérêt, nous allons nous focaliser sur la bande GNSS et sur la bande S. L'objectif est d'adresser, en complément de la bande GNSS, la bande S de télémétrie correspondant aux fréquences allant de 2,3 à 2,4 GHz. Cette bande permet une communication entre un projectile et une station de base pour la collecte d'informations en vol. La modification concerne la partie 3 de la sonde qui est divisée en deux branches distinctes afin de créer une nouvelle résonance (figure 2.18). La branche la plus longue de la sonde d'excitation résonne autour de 1,6 GHz. L'autre, plus courte, résonne autour

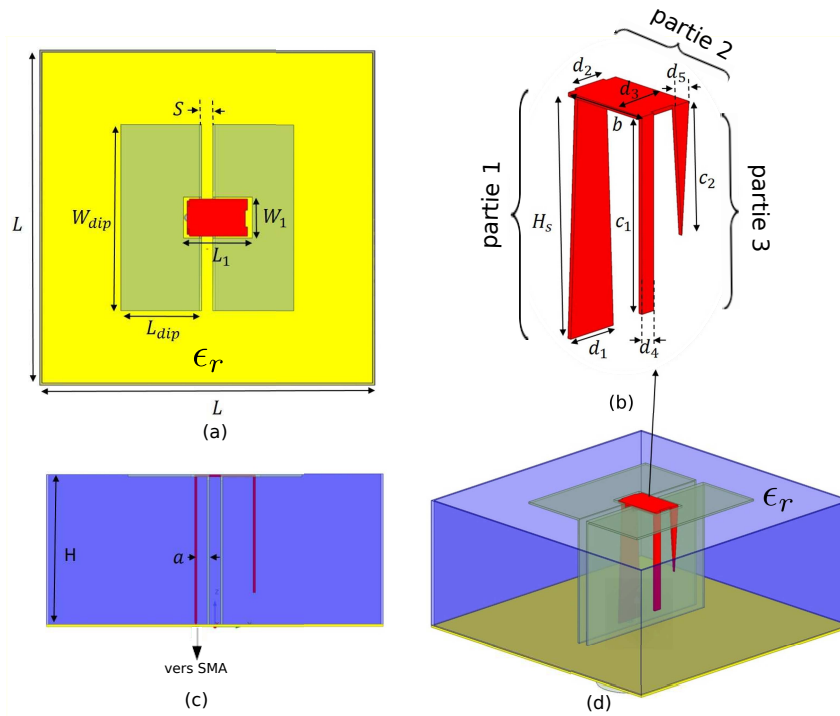


FIGURE 2.18 – Vue de dessus (a), de profil (c), 3-D (d) et de la sonde d'excitation (b) de la structure avec sonde fourche

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
L	90	a	3,3
H	40	b	15
S	3	c_1	31,5
L_{dip}	21,7	c_2	21
W_{dip}	50	d_1	6
L_1	18,5	d_2	3
W_1	11	d_3	10
H_s	39,5	d_4	3
-	-	d_5	3

TABLE 2.5 – Dimensions de l'antenne ME avec sonde fourche

de 2,35 GHz. Ces deux branches permettent de créer deux résonances proches et peuvent être ajustées pour adapter l'antenne sur une nouvelle bande étroite de fréquences. Cette antenne est adaptée ($|S_{11}| < -10$ dB) sur toutes les bandes GNSS avec un comportement large bande entre 1,15 et 1,64 GHz et sur une bande de 18 MHz centrée sur 2,37 GHz (figure 2.19). Un filtrage fréquentiel est réalisé par cette structure qui est fortement désadaptée entre ces deux bandes avec $|S_{11}| \geq -1,04$ dB entre 1,68 GHz et 2,29 GHz. Cette propriété est importante, car elle

permet une bonne réjection des signaux hors bande. La forme pointue de la branche plus courte permet d'obtenir l'impédance proche de 50Ω à la résonance. La partie 1 de la sonde a également été ajustée pour limiter l'effet inductif de celle-ci sur l'impédance d'entrée de l'antenne. La forme choisie est celle d'un quart d'onde large bande en nœud papillon (Bow-Tie).

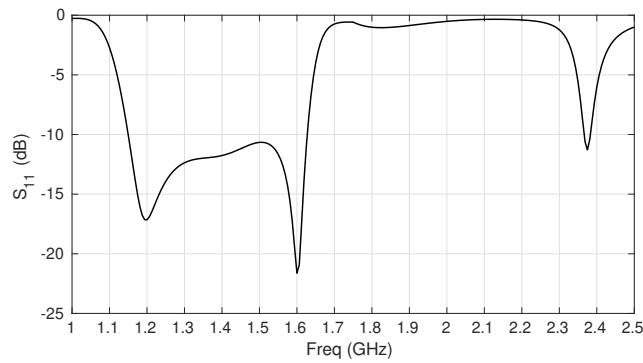


FIGURE 2.19 – Adaptation de l'antenne avec sonde fourche

Malgré l'intérêt de cette configuration de sonde d'excitation pour l'adaptation de l'antenne, elle crée une dissymétrie sur la structure. Cette dissymétrie va influencer le rayonnement de l'antenne. Pour nous rendre compte de l'incidence de cette évolution, le gain réalisé dans la direction $\phi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$ en fonction de la fréquence est comparé avec le gain dans la direction ϕ_{max} , θ_{max} du maximum de gain en fonction de la fréquence (figure 2.20).

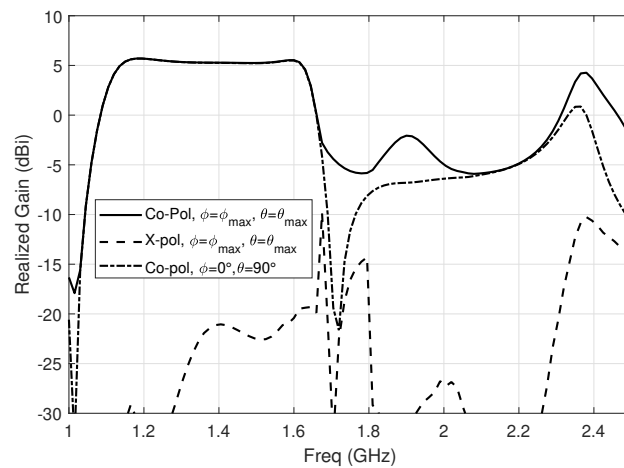


FIGURE 2.20 – Gain réalisé dans l'axe et gain dans la direction du maximum de rayonnement de l'antenne avec sonde fourche

L'antenne possède un rayonnement maximal dans l'axe pour la bande de fréquences GNSS mais que celui-ci est désaxé sur la bande S. On en déduit que cette modification n'a pas d'inci-

dence sur le fonctionnement du dipôle ME mais qu'un autre type de fonctionnement est mis en jeu à 2,36 GHz (figure 2.21).

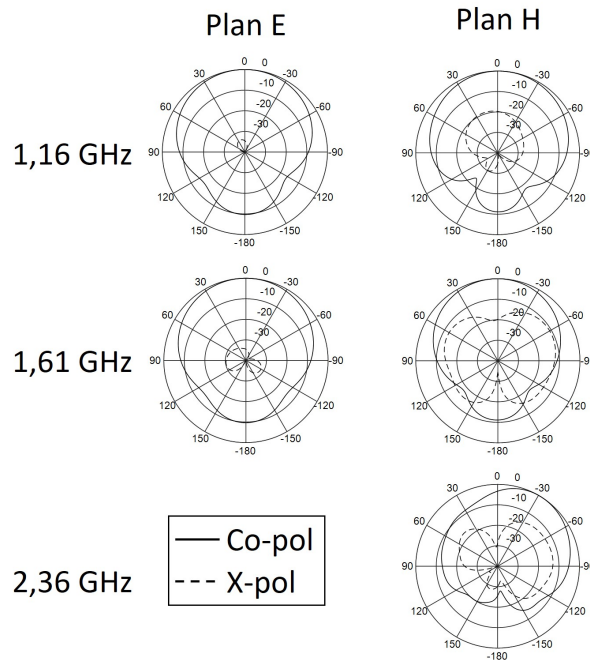


FIGURE 2.21 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne avec sonde fourche

L'antenne a un rayonnement typique de dipôle ME en bande GNSS avec deux diagrammes de rayonnement similaires dans les plans E et H. À 2,36 GHz, l'antenne rayonne comme un monopôle selon l'axe Z du repère. Le maximum de gain est observé pour $\theta = 32^\circ$ dans le plan H de l'antenne à 2,36 GHz (figure 2.22) en lien avec la dissymétrie induite par cette nouvelle configuration de sonde.

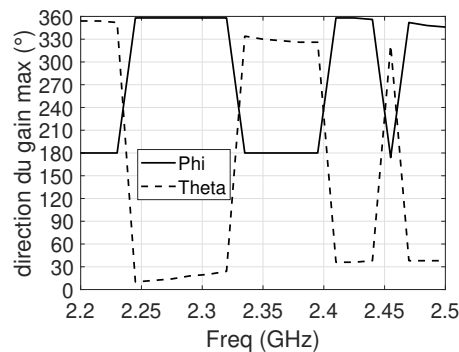


FIGURE 2.22 – Direction du maximum de gain de l'antenne avec sonde fourche entre 2,2 et 2,5 GHz

Cela s'explique par la différence de longueur des deux branches de la sonde qui résonne à cette fréquence. La répartition du courant sur la structure à 2,36 GHz (figure 2.23) n'est pas symétrique, avec un courant fort sur le branche courte de la sonde d'excitation. Cette dissymétrie de répartition se voit également sur les dipôles électrique et magnétique et confirme ce fonctionnement et la direction du maximum de rayonnement (figure 2.22).

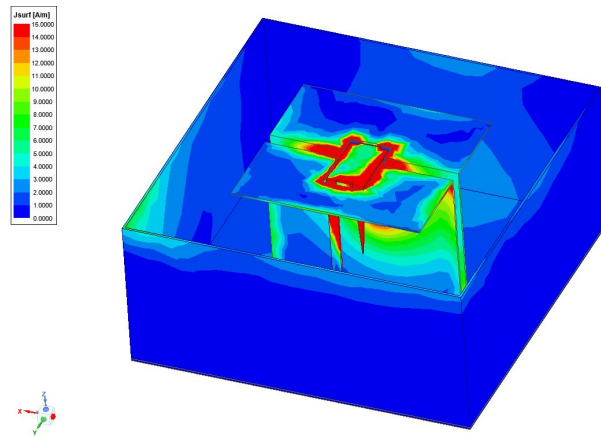


FIGURE 2.23 – Répartition de courant de l'antenne avec sonde fourche à 2,36 GHz

La largeur de bande couverte en bande S est d'environ 18 MHz. Les besoins des applications de télémétrie entre 2,3 GHz et 2,4 GHz étant de 2 MHz au minimum, cette largeur de bande est donc satisfaisante.

En conclusion, l'évolution de la forme de la sonde permet de générer une nouvelle bande étroite d'adaptation pour l'antenne sans en modifier les dimensions extérieures, et ainsi obtenir une bonne réjection hors des bandes d'intérêt. Cette approche crée cependant un rayonnement moins intéressant sur la bande S de télémétrie que sur la bande GNSS.

Des modèles équivalents des antennes présentées dans la première section vont maintenant être présentés afin de donner des éléments de compréhension et de dimensionnement pour cette structure.

2.2 Modèle équivalent à la résonance

Afin de mieux comprendre le fonctionnement de l'antenne, un modèle équivalent adéquat a été cherché. Notre point de départ a été d'utiliser le modèle équivalent de dipôle ME proposé dans [120]. Bien que ce modèle soit développé pour une antenne à polarisation circulaire en cavité, il est bien adapté pour décrire le fonctionnement de l'antenne présentée dans 2.1.1 car il met en jeu trois résonances distinctes. Pour mettre en avant l'incidence de la cavité sur le comportement en impédance de l'antenne, le modèle équivalent de la même antenne sans cavité est établi et les différences sont mises en avant.

2.2.1 Éléments de contexte

Il existe, dans la littérature, beaucoup de modélisations de l’impédance d’entrée pour les éléments rayonnants avec, entre autres, le dipôle ou le patch. Le dipôle a par exemple été modélisé comme un circuit RLC parallèle connecté en série avec un circuit LC série pour représenter son excitation dans [128, 129]. Une étude de différents modèles équivalents à la résonance pour un dipôle filaire est proposée dans [130]. Par ailleurs, il existe aussi des travaux visant à modéliser l’impédance d’entrée des antennes large bande grâce à des circuits équivalents. Une méthode couramment utilisée est la mise en cascade de circuits RLC parallèle pour modéliser les résonances multiples [131]. Le modèle équivalent à la résonance de la structure originelle du dipôle ME [10] est souvent représenté par un circuit RLC série pour le dipôle électrique et un circuit RLC parallèle pour le dipôle magnétique, les deux étant placés en parallèle. Ces deux circuits représentant respectivement le comportement en bande étroite du dipôle électrique et magnétique pour leur résonance fondamentale. La sonde d’excitation est, quant à elle, représentée par un circuit LC série (figure 2.24).

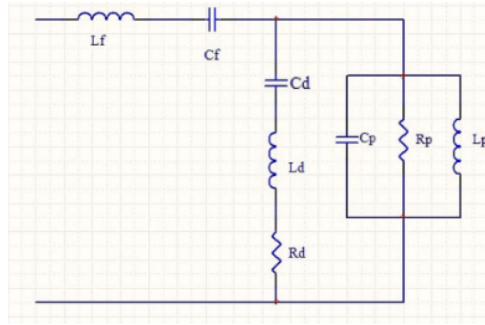


FIGURE 2.24 – Modèle équivalent du dipôle ME original proposé dans [75]

Cette approche permet une première compréhension de ce type d’antenne sans pour autant permettre de reproduire le comportement rigoureux du dipôle ME. Plus récemment, une approche mettant en jeu des circuits RLC parallèle pour modéliser un dipôle ME a été proposée dans [120]. Le dipôle ME considéré est à polarisation circulaire et trois circuits résonants parallèles sont utilisés pour représenter les résonances du dipôle électrique, magnétique et de la sonde d’excitation (figure 2.25). Bien que la géométrie de l’antenne présentée dans [120] soit différente de celle présentée dans la section 2.1.1, le modèle permet de modéliser trois résonances dans sa bande de fréquences de fonctionnement qui correspondent au dipôle électrique, au dipôle magnétique et aux sondes d’excitation. Ce modèle va être repris et adapté à la configuration propre à l’antenne proposée dans ce manuscrit. Des éléments de dimensionnement spécifiques vont être exposés pour permettre son dimensionnement.

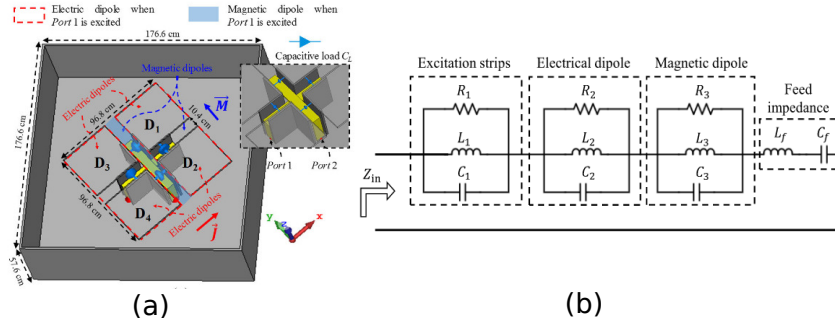


FIGURE 2.25 – Géométrie (a) et modèle équivalent (b) du modèle équivalent du dipôle ME en cavité proposé dans [120]

2.2.2 Modèle équivalent du dipôle ME classique en cavité

Pour montrer l'évolution du modèle équivalent de l'antenne avec une sonde d'excitation placée à l'extérieur du dipôle magnétique, la première antenne considérée est le dipôle ME classique en cavité. Cette antenne correspond à la structure 1 de la section 2.1.1 (figure 2.26).

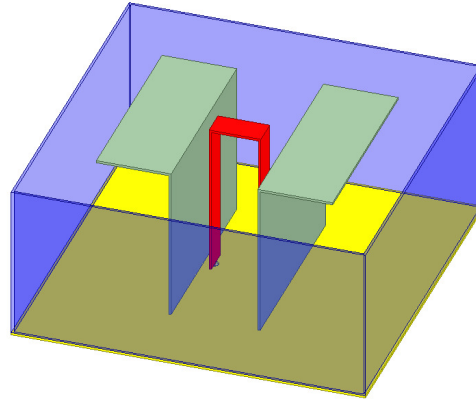


FIGURE 2.26 – Géométrie du dipôle ME classique placé en cavité

Dans la bande utile de l'antenne, cette configuration permet d'exploiter deux résonances correspondant aux dipôles électrique et magnétique et modélisées par deux circuits résonants. Un circuit équivalent à la résonance a été établi (figure 2.27). Le circuit LC correspond à la contribution de la sonde d'excitation sur le comportement en impédance de l'antenne. La valeur des différents composants est donnée dans le tableau 2.6.

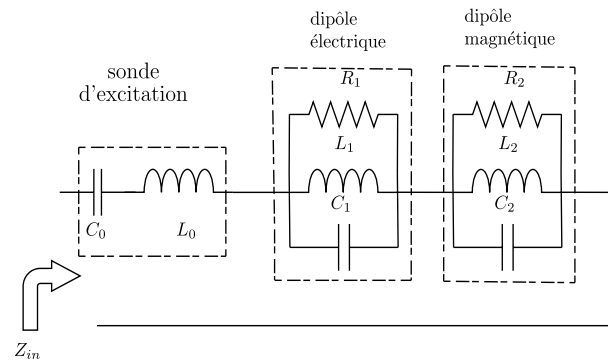


FIGURE 2.27 – Circuit équivalent du dipôle ME classique placé en cavité

	sonde d'excitation	dipôle élec ^q	dipôle magnét ^q
R (Ω)	-	88	45
L (nH)	5	0,86	1
C (pF)	4,7	22	9,7
f_{res} (GHz)	-	1,15	1,61
Q	-	14	4,4

TABLE 2.6 – Valeurs des composants du circuit équivalent du dipôle ME classique en cavité

La comparaison entre la simulation et le modèle équivalent (figure 2.28) montre une bonne correspondance. La différence en haut de bande est liée à une résonance parasite qui n'est pas prise en compte pour établir ce modèle. L'influence de la cavité sur le fonctionnement de l'antenne sera traité dans les sous sections suivantes.

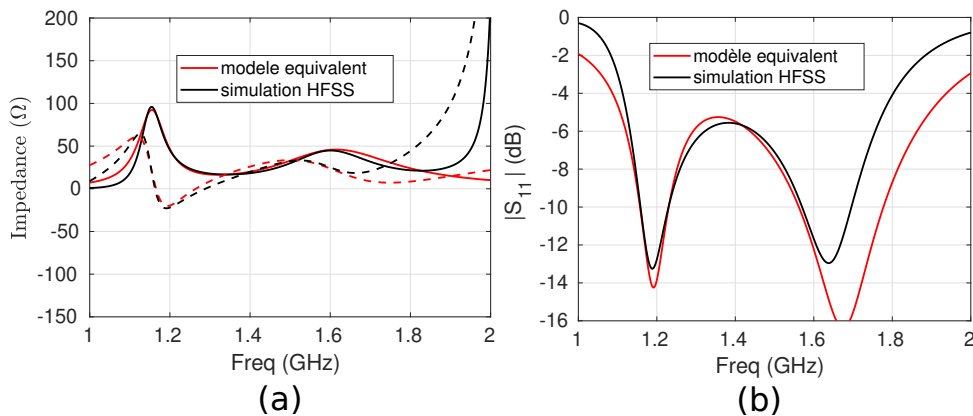


FIGURE 2.28 – Impédance d'entrée et adaptation simulée et obtenue par modèle équivalent du dipôle ME classique placé en cavité

Cette première partie montre que la mise en cavité d'un dipôle ME ne modifie pas son modèle

équivalent (figure 2.24).

2.2.3 Modèle équivalent de l'antenne avec cavité

La modification de placement de sonde proposée permet de créer une nouvelle résonance. Ces trois résonances (figure 2.29) sont liées au dipôle électrique, au dipôle magnétique et à la partie 3 de la sonde. La partie 1 de la sonde peut, quant à elle, être modélisée comme un circuit LC série. Cela permet d'établir le circuit équivalent visible sur la figure 2.29.

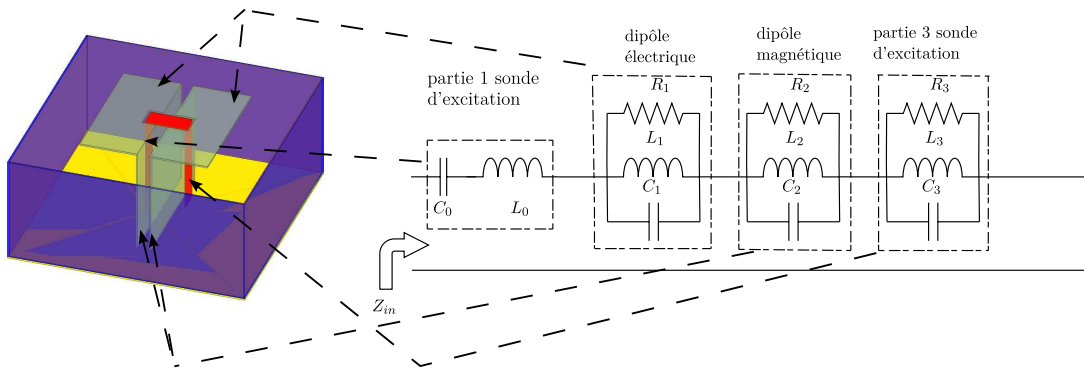


FIGURE 2.29 – Géométrie et modèle équivalent de l'antenne ME avec sonde extérieure et cavité

Il est possible de déterminer certaines valeurs de composants de ce circuit équivalent. La valeur du condensateur du dipôle magnétique (C_2) peut être calculée grâce à la formule (2.1) permettant de déterminer la capacité équivalente de deux plaques métalliques en vis à vis séparées par un matériau diélectrique.

$$C = \epsilon_0 \times \epsilon_r \times \frac{A}{e} \quad (2.1)$$

avec ϵ_0 , la permittivité du vide, ϵ_r , la permittivité relative du matériau utilisé, A , l'aire des parties en vis à vis et e , l'écart entre ces deux parties. Sachant la fréquence de résonance des différentes parties de l'antenne, dictées par les dimensions physiques des parties de l'antenne mises en jeu, et les valeurs des condensateurs calculées grâce à la formule précédente, on en déduit la valeur de l'inductance L_2 grâce à la formule (2.2) donnant la fréquence de résonance d'un circuit RLC.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{LC}} \quad (2.2)$$

Discussion sur le dimensionnement

Pour la détermination de L_0 et C_0 , le point de départ a été d'utiliser un modèle équivalent de ligne microruban placé au dessus d'un plan de masse de grandes dimensions. Les formules (2.3) et (2.4) [132] ont été utilisées pour déterminer respectivement les valeurs d'inductance et de capacité.

$$L_0 = \frac{l \times 120\pi}{c_0} \left(\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \times \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right)^{-1} \quad (2.3)$$

$$C_0 = \frac{l \times \epsilon_r}{120\pi \times c_0} \left(\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \times \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right) \quad (2.4)$$

avec l , la longueur de la partie 1 de la sonde, c_0 , la vitesse de la lumière dans l'air, W , la largeur de la ligne de transmission et h , la distance entre la ligne de transmission et le plan de masse. Ces formules permettent d'obtenir les valeurs de départ $L_0 = 11$ nH et $C_0 = 3,45$ pF. Cette approximation permet de donner l'ordre de grandeur des composants. En effet la partie horizontale de l'antenne, correspondant au dipôle électrique, a une incidence sur le comportement et n'est pas pris en compte. Ces valeurs ont servi de point de départ pour réaliser des itérations afin de trouver les valeurs retenues finalement. Pour déterminer les valeurs de L_1 et C_1 , le point de départ a été la fréquence de résonance grâce à la formule 2.2, donnant le rapport entre L et C . Ensuite, en partant de valeurs proches de celles du dipôle magnétique, des itérations ont été réalisées pour optimiser les valeurs. Le même procédé a été utilisé pour déterminer les valeurs des composants L_3 et C_3 .

Résultats

L'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion simulés avec HFSS et obtenues avec le modèle équivalent sont présentés sur la figure 2.31. Il y a une bonne correspondance entre les deux à l'exception du bas de bande. Cette différence s'explique par une résonance parasite liée à la sonde d'excitation se situant plus bas en fréquence. Cette résonance parasite était également relevée dans [10] mais n'a pas été modélisée ici car hors de la bande d'intérêt de l'antenne. Les valeurs obtenues pour la partie 1 de la sonde d'excitation sont du même ordre de grandeur que celles obtenues par les formules présentées dans la sous-section précédente. Un modèle plus précis serait nécessaire pour mieux décrire le fonctionnement. Les fortes valeurs de capacité C_1 et C_3 sont liées à la partie horizontale de la sonde ayant une grande proximité avec le dipôle électrique.

	partie 1 sonde d'excitation	dipôle élec ^q	dipôle magnét ^q	partie 3 sonde d'excitation
R (Ω)	-	88	88	290
L (nH)	5,1	1	1,4	0,45
C (pF)	2,27	19,3	8,26	17,9
f_{res} (GHz)	-	1,14	1,48	1,77
Q	-	12,2	6,7	36,8

TABLE 2.7 – Valeurs des composants du circuit équivalent de l'antenne avec sonde placée à l'extérieur du dipôle magnétique et cavité

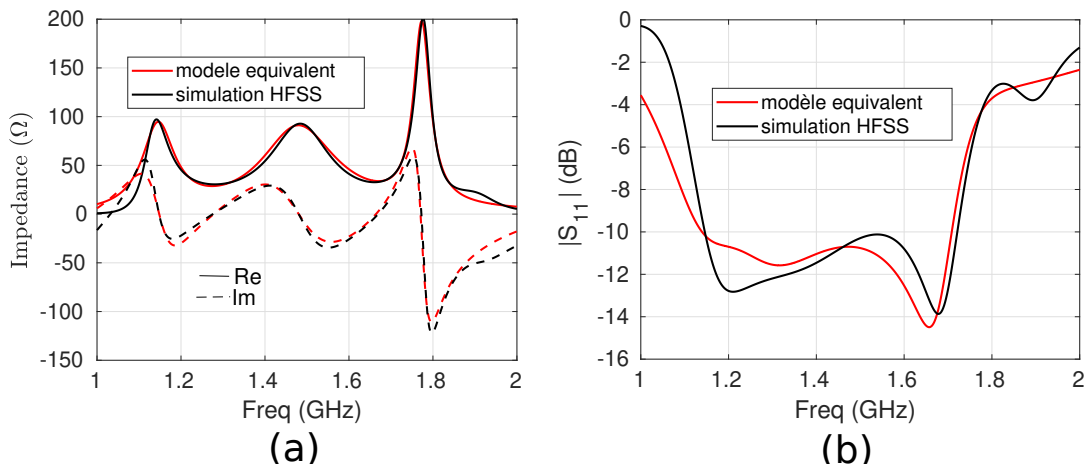


FIGURE 2.30 – Comparaison de l'impédance d'entrée (a) et de l'adaptation (b) obtenues en simulation et avec le modèle équivalent de l'antenne avec cavité

Ce modèle permet une compréhension qualitative de cette antenne permettant de donner les tendances de dimensionnement. Il confirme que le modèle choisi est bien adapté pour décrire le fonctionnement de l'antenne. Afin de quantifier l'incidence de la cavité sur le comportement de l'antenne, un modèle équivalent de l'antenne sans cavité est proposé dans la sous-section suivante.

2.2.4 Modèle équivalent de l'antenne sans cavité

Cette sous-section a pour but de montrer l'incidence de la cavité sur le fonctionnement de l'antenne. Pour cela, une simulation de l'antenne sans cavité a été réalisée et le modèle équivalent a été ajusté en conséquence.

Cette évolution de comportement permet de mettre en avant plusieurs éléments du fonctionnement de l'antenne. On remarque que la contribution du dipôle magnétique dans le fonctionnement de l'antenne est moins importante. Cela peut s'expliquer par le fait que les résonances

	partie 1 sonde d'excitation	dipôle élec ^q	dipôle magnét ^q	partie 3 sonde d'excitation
R (Ω)	-	220	38	110
L (nH)	5,1	1	1,4	0,45
C (pF)	2,27	17,2	8,26	17,5
f_{res} (GHz)	-	1,21	1,48	1,79
Q	-	28.8	2,9	21.6

TABLE 2.8 – Valeurs des composants du circuit équivalent de l'antenne avec sonde placée à l'extérieur du dipôle magnétique sans cavité

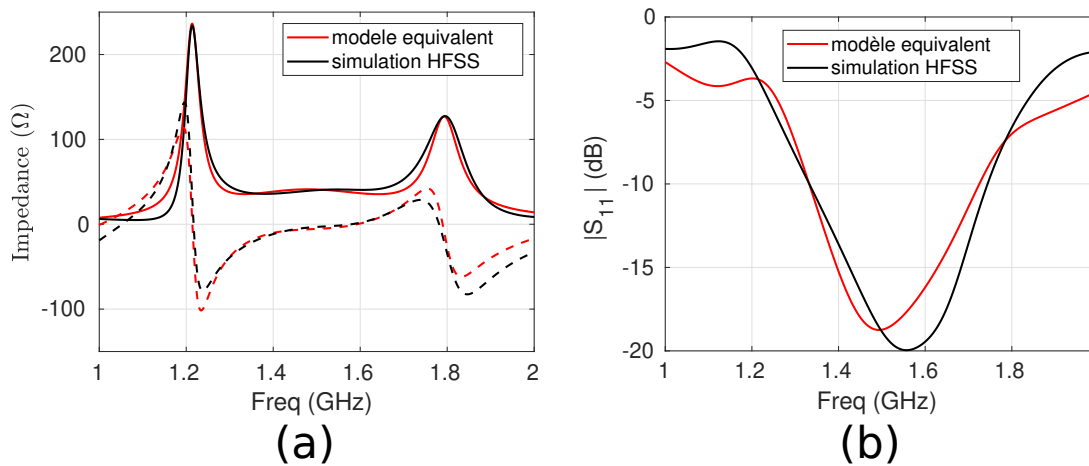


FIGURE 2.31 – Comparaison de l'impédance d'entrée (a) et de l'adaptation (b) obtenues en simulation et avec le modèle équivalent de l'antenne sans cavité

du dipôle électrique et de la partie 3 de la sonde sont plus proches en fréquence ce qui atténue la résonance du dipôle magnétique. Cette évolution met aussi en avant le couplage capacitif fort existant entre les arrêtes du dipôle électrique et la partie supérieure de la cavité parallèle aux dipôles électriques (dans le cas avec cavité). Ce couplage peut être vu comme des dipôles parasites. Ce comportement avait déjà été relevé et modélisé dans [133] pour des dipôles électriques en cavité. Ainsi l'absence de cavité enlève cette contribution et va induire une résonance du dipôle électrique plus haut en fréquence et avec un coefficient de qualité plus élevé.

On en déduit finalement que le modèle utilisé mettant en jeu trois circuits RLC parallèles permet de donner le comportement du dipôle ME en cavité et sans cavité avec nouveau placement de sonde de façon qualitative et qu'une étude approfondie permettrait de mieux détailler les phénomènes mis en jeu. ce modèle permet toutefois de donner une explication physique de la contribution des différentes partie de l'antenne, notamment celle de la cavité.

2.3 Intégration avec deux différents matériaux emboîtés

Un des objectifs du sujet traité est la diminution des dimensions de l'antenne. La méthode présentée dans cette section consiste à placer un matériau de permittivité relative plus élevée sous l'élément rayonnant que dans le reste de la cavité pour limiter le profil de l'antenne sans influencer de façon importante ses performances. Comme vu précédemment, charger la cavité par un matériau diélectrique de forte permittivité permet de limiter les dimensions électriques des antennes. La réduction des dimensions électriques se calcule avec la formule :

$$\lambda_g = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} \times f} \quad (2.5)$$

où λ_g correspond à la longueur d'onde dans le matériau et ϵ_r la permittivité relative du matériau diélectrique. Il faut cependant noter que plus la permittivité sera élevée, plus la bande passante sera limitée. On trouve dans la littérature un exemple de structure magnétoélectrique avec un matériau diélectrique placé seulement au niveau du dipôle magnétique [80]. Cette approche permet de réduire la hauteur de l'antenne, mais la bande passante est fortement impactée avec une diminution de 39% par rapport à la structure originelle [10].

Nous proposons, dans cette section, de placer le matériau de permittivité plus élevée sous tout l'élément rayonnant (figure 2.32). Cela permet de conserver une largeur de bande plus importante tout en réduisant les dimensions du dipôle magnétique. Les dimensions du dipôle électrique sont moins impactées car celui-ci est placé à la surface et la permittivité équivalente sera plus faible. Par exemple avec des permittivités de $\epsilon_{r1} = 2,26$ et $\epsilon_{r2} = 5$, une réduction du profil de 26% est obtenue tout en conservant la bande passante de l'antenne à 34%. Les dimensions de cette antenne sont détaillées dans le tableau 2.9.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
L_g	90	a	4
H	29	b	15,5
L_{dip}	22	c	25
W_{dip}	50	d	6,75
S	4,5	t	0,6
W_1	8,75	L_1	17,5
H_1	1,6	-	-

TABLE 2.9 – Dimensions de l'antenne avec deux différents matériaux emboîtés

Avec ces valeurs de permittivité pour les deux matériaux diélectriques emboîtés, une hauteur de 29,3 mm est obtenue en conservant un carré de base de $90 \times 90 \text{ mm}^2$. L'impédance d'entrée (Z_{11}) et l'adaptation ($|S_{11}|$) de l'antenne obtenues entre 1 et 2,5 GHz sont présentées sur la

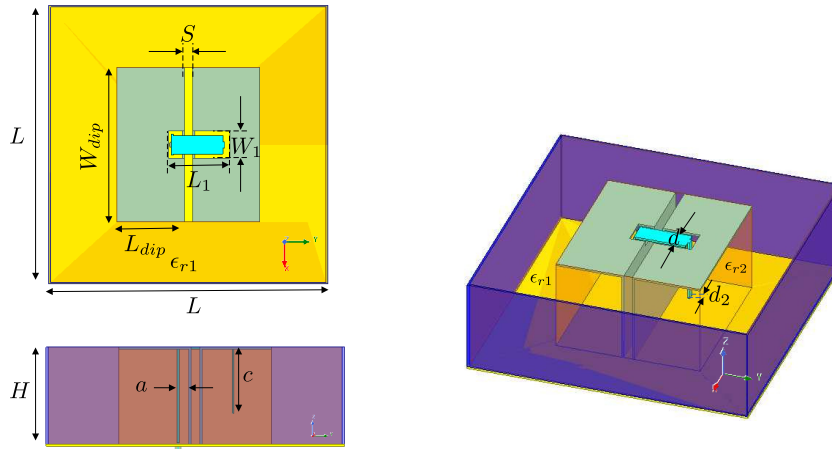


FIGURE 2.32 – Géométrie de l'antenne avec deux différents matériaux emboîtés vue de dessus (a), de profil (b) et en 3-D (c)

figure 2.33.

L'antenne conserve ses propriétés large bande en bande L grâce aux trois résonances sur la bande d'intérêt caractéristiques de cette configuration de dipôle ME.

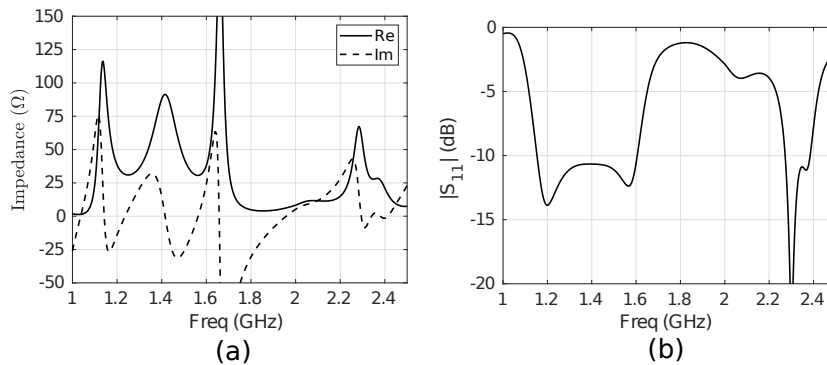


FIGURE 2.33 – Impédance d'entrée (a) et adaptation (b) de l'antenne avec deux différents matériaux emboîtés

L'antenne est également adaptée sur une partie de la bande S. Cette adaptation est liée aux résonances des modes supérieurs d'ordre 2 des dipôles électriques et magnétiques. Ces résonances étaient déjà présentes précédemment, mais l'utilisation de deux différents matériaux emboîtés a permis de les ramener à des valeurs proches de 50Ω . Le gain réalisé simulé dans l'axe de l'antenne est stable avec la fréquence et proche de celui obtenu dans la section 2.1.1 (figure 2.34), ce qui est cohérent car les dimensions de l'ouverture rayonnante sont identiques.

Concernant le diagramme de rayonnement, cette configuration va induire une polarisation croisée plus importante dans le plan H en bande haute GNSS (figure 2.35). Le rayonnement à

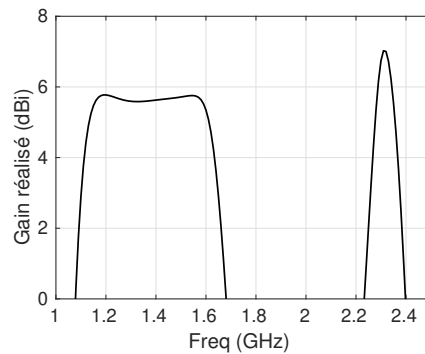


FIGURE 2.34 – Gain réalisé simulé dans l'axe de l'antenne avec deux différents matériaux emboîtés

2,31 GHz est également montré et le diagramme obtenu n'est pas symétrique dans le plan E. Cela est lié à l'excitation d'un mode supérieur du dipôle électrique et au rayonnement de la sonde. Cela peut aussi s'expliquer par le fait que la sonde d'excitation présente une dissymétrie importante dans le plan E, qui est nécessaire pour obtenir l'adaptation sur une large bande de fréquences.

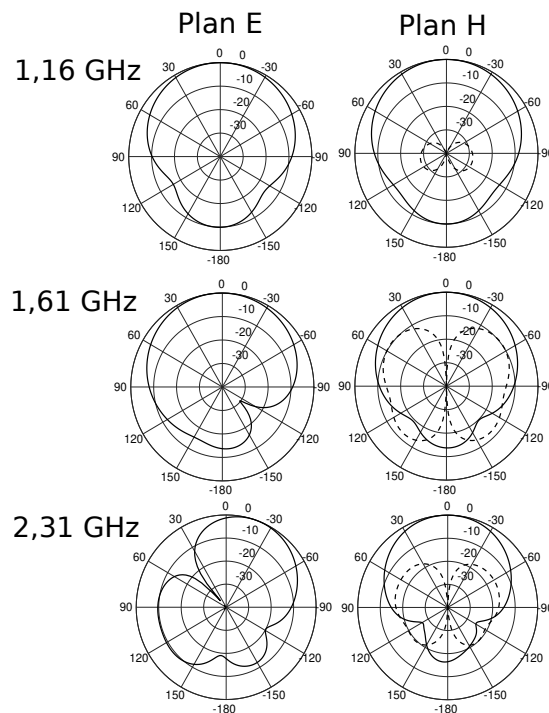


FIGURE 2.35 – Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à 1,16, 1,61 et 2,31 GHz de l'antenne avec deux différents matériaux emboîtés

2.4 Conclusion

Dans cette section, nous avons vu des évolutions impliquant la sonde d'excitation et l'utilisation de matériaux diélectriques pour des dipôles magnétoélectriques à polarisation linéaire. Ces modifications permettent soit une miniaturisation, soit une augmentation de la bande passante (comportement multi-bande). Ces améliorations sont détaillées dans le tableau 2.10. Le placement de la sonde d'excitation extérieur au dipôle magnétique a permis un élargissement non négligeable de la bande passante. Une étude paramétrique et un modèle équivalent à la résonance ont été présentés pour permettre une bonne compréhension de cette structure. Par la suite, une évolution de la forme de la sonde en fourche a permis d'adresser une nouvelle bande étroite de fréquences en bande S sans dégrader les performances en bande GNSS. Enfin l'utilisation d'un matériau diélectrique de permittivité plus élevée sous l'élément rayonnant a permis une réduction de la hauteur de l'antenne de 26% en conservant la propriété large bande sur la bande GNSS, mais également l'adaptation de l'antenne en bande S.

Section	Dimensions (mm ³)	Bandes couvertes (MHz)	Techniques utilisées
2.1.1	90×90×40	1140 - 1720	Placement de sonde à l'extérieur du dipôle magnétique
2.1.2	90×90×40	1150 - 1640 / 2361 - 2379	Placement de sonde à l'extérieur du dipôle magnétique et forme de fourche à deux branches
2.3	90×90×29	1150 - 1605 / 2273 - 2382	Ajout d'un matériau diélectrique de plus grande permittivité sous l'élément rayonnant

TABLE 2.10 – Récapitulatif des dimensions et performances des antennes du chapitre 2

ÉTUDE DU COUPLAGE ENTRE LA CAVITÉ ET DIPÔLE ME POUR MINIATURISATION D'ANTENNES À POLARISATION LINÉAIRE ET CONCEPTION D'ANTENNES À POLARISATION CIRCULAIRE

Dans le chapitre précédent, nous avons vu des antennes large bande à polarisation linéaire couvrant toutes les bandes GNSS grâce notamment à un nouveau positionnement de la sonde d'excitation. Dans ce chapitre, nous allons adresser la problématique de la miniaturisation du dipôle magnétoélectrique en cavité à polarisation linéaire et la conception d'antennes à polarisation circulaire capables de couvrir toutes les bandes GNSS. Les techniques présentées dans ce chapitre utilisent avantageusement le couplage entre l'élément rayonnant et la cavité, correspondant à l'interaction entre les deux, pour améliorer les performances du dipôle ME en cavité.

Dans une première section, nous verrons qu'il est possible de diviser par deux une des dimensions de la cavité pour une antenne à polarisation linéaire tout en conservant la largeur de bande de la structure. Dans une seconde section, nous traiterons de la modification de la forme de la cavité. Cette modification permet de réduire les dimensions extérieures de l'antenne présentée dans la section 2.1.1 sans impacter le comportement large bande. Nous développerons ensuite l'utilisation d'éléments parasites pour la réduction des dimensions du dipôle ME à polarisation linéaire. Cette modification implique que l'antenne proposée présente un comportement bi-bande. Enfin l'utilisation d'éléments parasites pour l'élargissement de bande d'un dipôle ME à polarisation circulaire est proposé. Cette évolution permet à l'antenne proposée de couvrir toutes les bandes GNSS avec un comportement bi-bande.

3.1 Demi-dipôle magnétoélectrique à polarisation linéaire

L’objectif de l’approche proposée ici est de miniaturiser le dipôle ME à polarisation linéaire en cavité tout en conservant au maximum les propriétés de largeur de bande et de rayonnement de celui-ci. Pour ce faire, un des murs de la cavité est utilisé comme plan de symétrie électrique pour n’utiliser qu’une moitié d’un dipôle ME classique.

3.1.1 Principe

Dans cette sous-section, l’antenne présentée (figure 3.2) utilise une des parois de la cavité comme plan de symétrie électrique de dimension finie afin de diviser par deux l’encombrement dans une des dimensions de la structure. La théorie des images, appliquée aux courants, nous dit qu’un courant à proximité d’un plan réflecteur infini va induire un courant image symétrique et de sens opposé par rapport au courant de départ (figure 3.1).

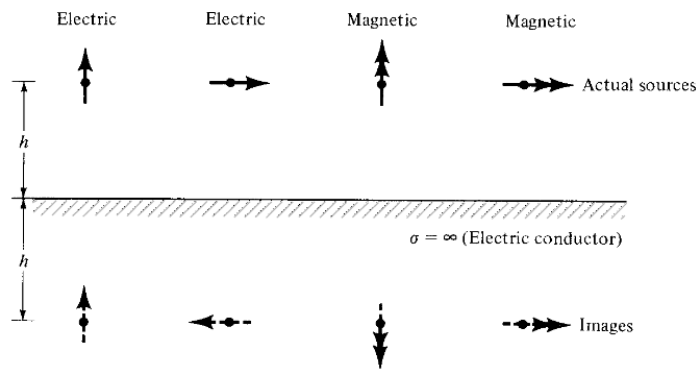


FIGURE 3.1 – Courants et leurs images induites par un plan réflecteur infini et parfaitement conducteur (tiré de [134])

Dans notre cas, le plan réflecteur est de petite taille devant la longueur d’onde ce qui va induire de la diffraction. Cette configuration va avoir un impact sur le rayonnement de l’antenne. Par ailleurs, la sonde d’excitation est intégralement à l’intérieur de la cavité, ce qui va aussi avoir une incidence sur le rayonnement de l’antenne.

Pour permettre comparaison en termes de performances du demi-dipôle ME et du dipôle ME classique, une version du dipôle ME classique en cavité (avec sonde à l’intérieur du dipôle magnétique) dimensionné pour fonctionner sur les mêmes bandes de fréquences est utilisé. Le dipôle ME classique en cavité présente des dimensions extérieures de $\lambda \times \lambda \times \frac{\lambda}{4}$ à la fréquence centrale et le demi-dipôle ME en cavité de dimensions extérieures de $\lambda \times \frac{\lambda}{2} \times \frac{\lambda}{4}$ (figure 3.2). Ces deux antennes sont dimensionnées pour fonctionner sur les bandes GNSS. Les dimensions sont données dans le tableau 3.1.

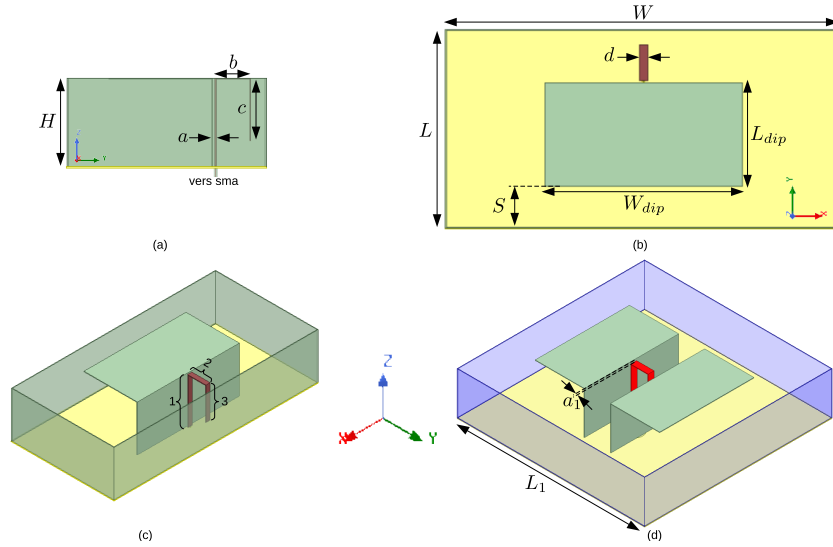


FIGURE 3.2 – Vue de profil (a), de dessus (b), et 3D du demi-dipôle (c), 3D du dipôle ME classique (d)

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
L	108,5	b	19
H	49	c	34
W	217	d	4,5
L_{dip}	57	L_1	217
W_{dip}	108	a_1	2,4
S	29	a	1,4

TABLE 3.1 – Dimensions de l’antenne demi-dipôle et du dipôle ME classique en cavité

Les deux structures comparées ont les mêmes dimensions à l’exception de a et L . Le dipôle électrique résonne autour de 1 GHz, le dipôle magnétique autour de 1,5 GHz. La sonde résonne quant à elle autour de 2 GHz. L’adaptation et l’impédance d’entrée des deux structures sont visibles sur la figure 3.3. Le comportement en impédance est très proche entre les deux structures avec une bande passante d’adaptation simulée de 57% entre 0,98 et 1,77 GHz pour la demi-structure soit une différence de seulement 3% par rapport au dipôle ME complet.

Cette première comparaison montre une grande similarité de fonctionnement pour l’impédance d’entrée. Le gain axial est plus élevé pour le dipôle ME complet que pour la demi-structure (figure 3.4), en lien avec les plus grandes dimensions de son plan de masse. La demi-structure propose cependant un gain plus stable avec la fréquence centré autour de 6,7 dBi sur toute la bande de fréquences GNSS.

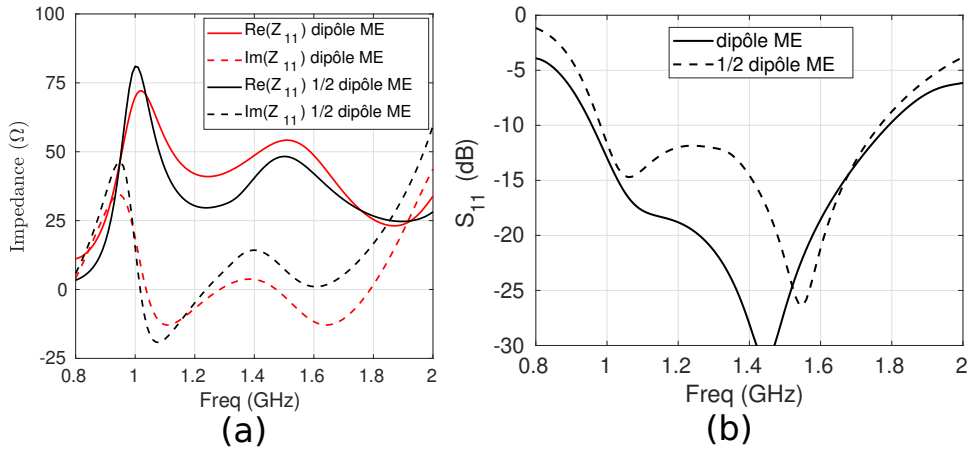


FIGURE 3.3 – Impédance d’entrée (Z_{11}) et module du coefficient de réflexion ($|S_{11}|$) du demi-dipôle et du dipôle ME complet

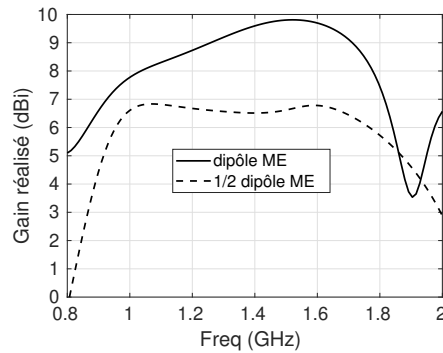


FIGURE 3.4 – Comparaison du gain simulé du demi-dipôle et du dipôle ME complet

Les diagrammes de rayonnement simulés des deux structures à 1,16 GHz (figure 3.5) pour les plans E (XoZ sur la figure 3.2) et H (YoZ sur la figure 3.2) de l’antenne mettent en avant une polarisation croisée plus élevée dans le plan H pour la demi-structure. Cette polarisation croisée plus élevée est liée au rayonnement de la sonde d’excitation. Une composante croisée de rayonnement plus importante est visible dans le plan H de l’antenne pour la demi-structure que dans le cas d’un dipôle ME classique. Le gain est plus important dans le plan H que dans le plan E, en lien avec le plan de masse rectangulaire de l’antenne.

Cette comparaison montre que l’utilisation d’un des murs de la cavité comme réflecteur électrique permet de diviser par deux une des dimensions de l’antenne tout en conservant des propriétés intéressantes telles qu’une largeur de bande d’adaptation importante et un gain stable.

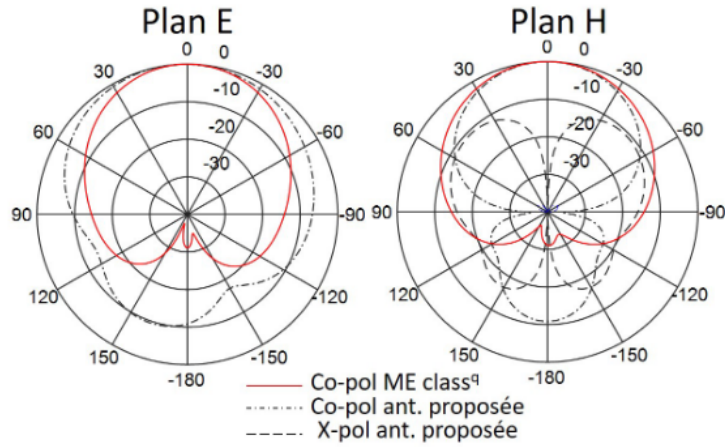


FIGURE 3.5 – Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés à 1,16 GHz dans les deux plans principaux du demi-dipôle et du dipôle ME complet

3.1.2 Étude paramétrique de la demi-structure

Une étude paramétrique des dimensions clés de la structure est proposée pour évaluer la sensibilité de l'antenne au dimensionnement. Cette étude se focalise sur le dimensionnement de la sonde d'excitation et le placement de la structure dans la cavité. Les autres dimensions permettent le fonctionnement sur la bonne bande de fréquences et ne seront pas étudiées.

Le premier paramètre considéré est ' a ', correspondant à l'espacement entre le dipôle magnétique et la sonde d'excitation (figure 3.6).

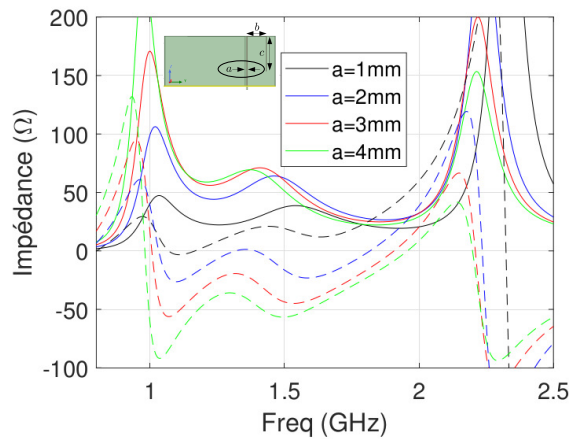


FIGURE 3.6 – Évolution de l'impédance d'entrée en fonction du paramètre ' a '

Ce paramètre va influencer la composante capacitive de l'impédance, en augmentant celle-ci lorsque ' a ' augmente. Ce paramètre va aussi influencer le facteur de qualité de la résonance liée au dipôle électrique. Augmenter la valeur de ce paramètre va induire une réactance plus importante

pour la résonance du dipôle magnétique. L’augmentation de la valeur de a va augmenter le facteur de qualité et décaler en fréquence la résonance de la sonde d’excitation vers 1,7 GHz.

La variation du paramètre b , longueur de la partie horizontale de la sonde (figure 3.7), a une influence sur le facteur de qualité des résonances liées au dipôle électrique et magnétique. Un b plus long favorisera la résonance du dipôle électrique alors qu’un b plus court favorisera celle du dipôle magnétique. Ce paramètre va aussi influencer la fréquence d’apparition de la troisième résonance liée à la sonde d’excitation, en la décalant plus bas en fréquence lorsque b est plus long.

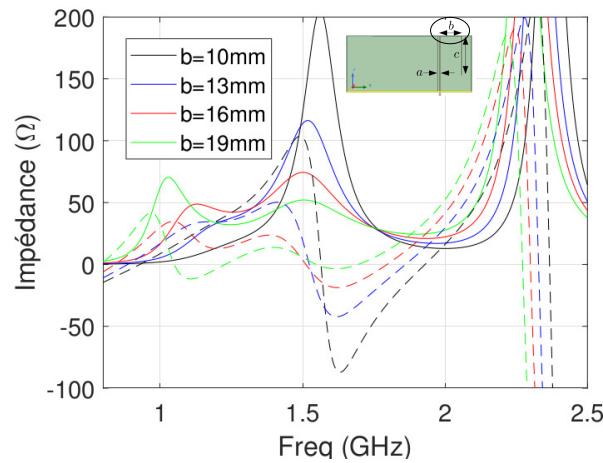


FIGURE 3.7 – Évolution de l’impédance d’entrée en fonction du paramètre b

L’équilibrage des résonances des dipôles électriques et magnétiques est également possible avec le paramètre c (figure 3.8). Ce paramètre aura sensiblement la même incidence sur l’impédance que b avec un équilibrage entre dipôle électrique et magnétique et un décalage en fréquence de la troisième résonance.

L’influence du placement de l’élément rayonnant dans la structure sur l’impédance d’entrée est visible sur la figure 3.9. Ce placement va avoir une incidence sur les deux premières résonances de la structure, avec un décalage en fréquence et une modification de l’amplitude. Un S plus grand va favoriser la résonance du dipôle électrique alors qu’un S plus court favorisera le dipôle magnétique.

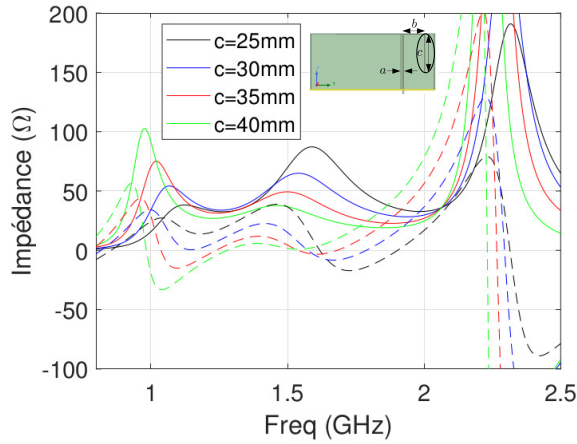


FIGURE 3.8 – Évolution de l'impédance d'entrée en fonction du paramètre 'c'

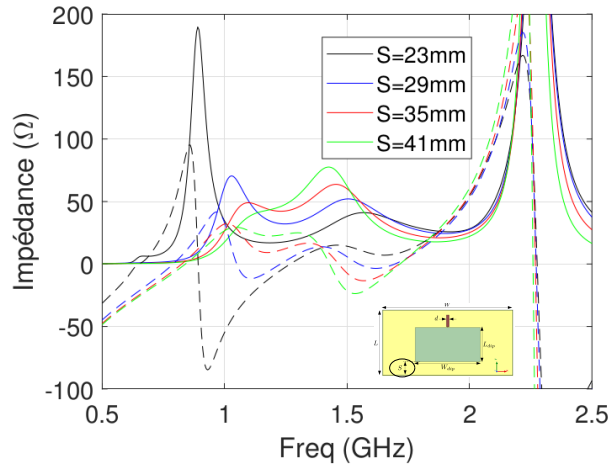


FIGURE 3.9 – Évolution de l'impédance d'entrée en fonction du paramètre 'S'

Cette étude paramétrique montre que le dimensionnement de la sonde d'excitation joue un rôle important sur le comportement en impédance de l'antenne et permet un ajustement fin pour obtenir une adaptation large bande. On voit qu'il existe plusieurs moyens d'obtenir l'impédance souhaitée à la résonance sans modifier les fréquences de résonance des dipôles électriques et magnétiques.

3.1.3 Validation expérimentale

Afin de valider ces simulations, un prototype de la demi-structure a été fabriqué et caractérisé (figure 3.10).

La comparaison de l'adaptation simulée et mesurée (figure 3.11) montre un bon accord. La bande passante ($|S_{11}| < -10$ dB) est identique (0,98 - 1,77 GHz) entre simulation et mesure. Un

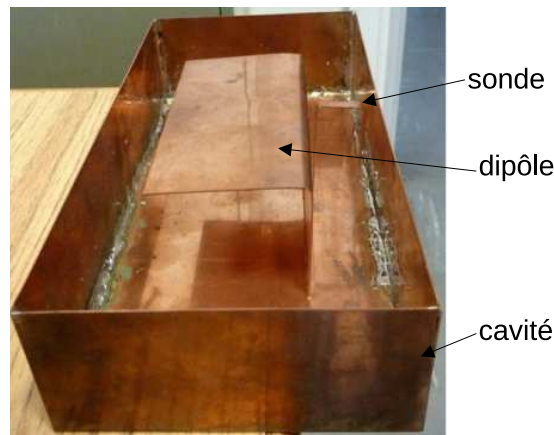


FIGURE 3.10 – Photographie du prototype de l’antenne demi-dipôle

bon accord est également observé pour le gain entre simulation et mesure (figure 3.12) avec une différence maximale de 0,5 dBi entre les deux sur la bande GNSS (1,16 - 1,61 GHz). Le gain mesuré a une valeur moyenne, sur la bande GNSS, de 6,3 dBi.

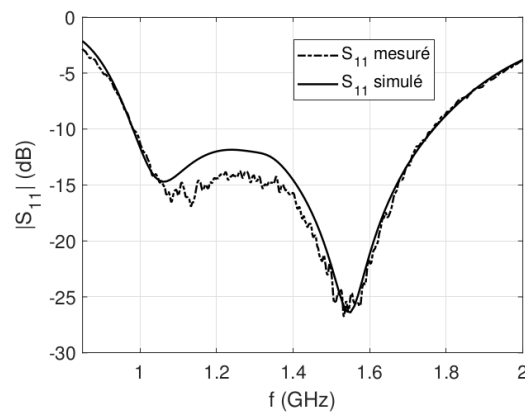


FIGURE 3.11 – Comparaison du S_{11} simulé et mesuré du demi-dipôle

Cette antenne présente également une bonne efficacité de rayonnement, supérieure à 86% sur toute la bande d’adaptation. La comparaison des diagrammes de rayonnement mesurés et simulés aux deux fréquences limites du GNSS dans les plans E et H de l’antenne (figure 3.13) montre également une très bonne correspondance entre les deux. Ces diagrammes de rayonnement sont assez différents dans les deux plans principaux. Dans le plan E, le maximum de rayonnement se trouve à 15° à 1,16 GHz et vers 25° à 1,61 GHz en lien avec le plan réflecteur de dimensions finies utilisé. Dans ce plan la polarisation croisée est faible (inférieure à -21 dB par rapport à la polarisation principale) et le rapport avant arrière (FTBR) supérieur à 15 dB. Dans le plan H de l’antenne, l’ouverture à mi-puissance est plus resserrée (environ 60°), en lien avec les dimensions

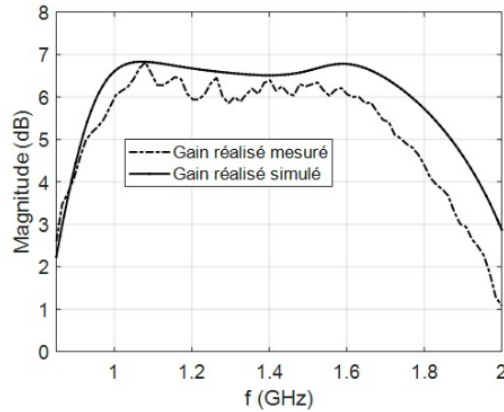


FIGURE 3.12 – Comparaison du gain simulé et mesuré du demi-dipôle

plus importantes du plan de masse dans ce plan. Il y a une polarisation croisée beaucoup plus élevée correspondant au rayonnement de la sonde d'excitation. Cette polarisation croisée limite le secteur angulaire d'utilisation de l'antenne dans ce plan.

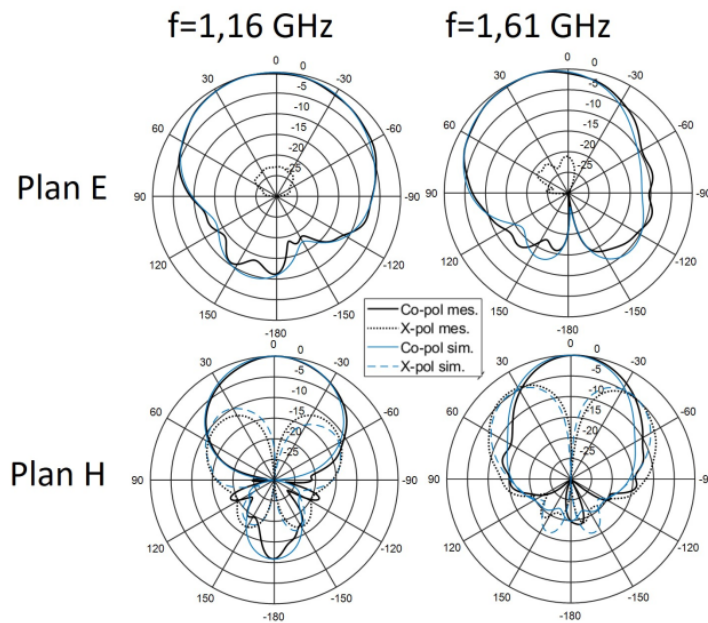


FIGURE 3.13 – Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés du demi-dipôle dans les plans E et H à 1,16 et 1,61 GHz

Le prototype fabriqué valide le comportement observé en simulation, avec un très bon accord entre simulation et mesure, aussi bien en impédance qu'en rayonnement. L'antenne présentée dans cette section permet de faire la démonstration de principe de l'utilisation d'un des murs de la cavité comme plan réflecteur de dimension finie. Une version conformée de cette structure

est proposée dans la sous-section 4.1.5.

3.2 Cavité en escalier pour le dipôle ME à polarisation linéaire

Dans cette section, nous allons montrer une modification de la forme de la cavité pour un dipôle ME à polarisation linéaire permettant la miniaturisation de celle-ci.

La réduction de hauteur des murs de la cavité parallèles à la sonde, développée dans la section 4.1.1, montre une influence positive pour la miniaturisation de la cavité sans réduire la bande passante de l’antenne. Afin de s’approcher de cette configuration pour une antenne planaire, la modification de la cavité visible sur la figure 3.14 a été envisagée. Cette modification permet d’agrandir artificiellement les dimensions d’une partie de la cavité.

La structure est visible sur la figure 3.15 et les dimensions de la cavité sont détaillées dans le tableau 3.2. Le dipôle ME placé dans la cavité a été optimisé en utilisant les règles de dimensionnement de la section 2.1.1. La partie basse de la cavité présente des dimensions de 75×75 mm² et la partie supérieure des dimensions de 105×75 mm².

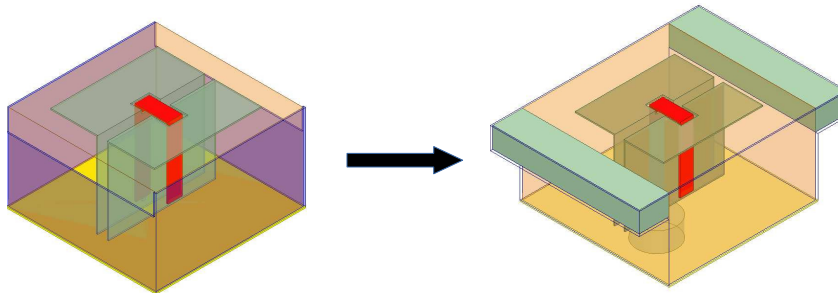


FIGURE 3.14 – Évolution de cavité baissée (section 4.1.1) à cavité modifiée

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
L_{cav1}	75	L_1	15
W_{cav1}	75	H_{cav1}	29
W_{cav2}	105	H_{cav2}	40

TABLE 3.2 – Dimensions de l’antenne avec cavité modifiée

Pour conserver le comportement large bande, deux modifications ont été cumulées. Un matériau diélectrique de permittivité $\epsilon_{r2} \gg \epsilon_{r1}$ est intégré dans les parties élargies de la cavité de longueur $\lambda_g/4$. La longueur ' L_1 ' de 15 mm correspond à la longueur $\lambda_g/4$ à la fréquence basse d'utilisation et permet une adaptation large bande. Le matériau diélectrique dans la partie centrale de l'antenne a une permittivité relative de 2,26 et celui placé dans la partie plus large de la cavité a une permittivité relative de 22. Cette valeur pour la matériau à haute permittivité a

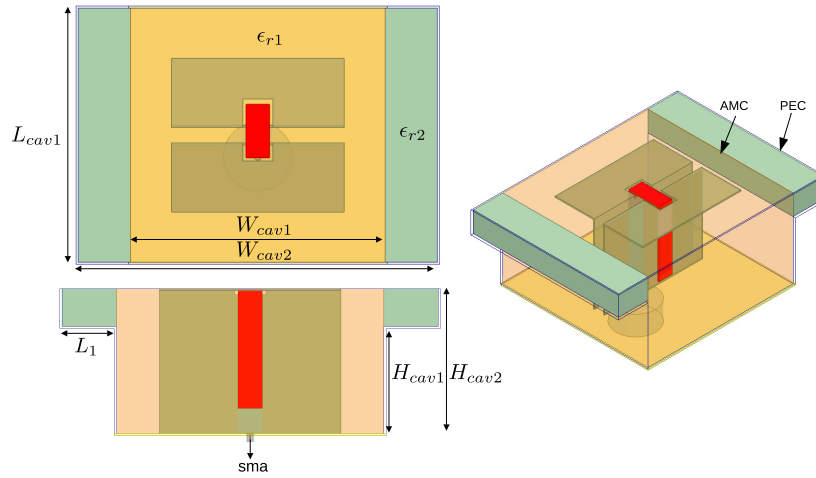


FIGURE 3.15 – Géométrie de l'antenne avec cavité modifiée

 t  choisie par rapport à la disponibilité des matériaux d'impression par méthode additive. La hauteur ($H_{cav2} - H_{cav1}$) de la cavité vaut $\lambda_g/4$   la fréquence centrale d'utilisation de l'antenne.

Cette configuration permet une réduction du volume de l'antenne de 23% comparé à la version du dipôle ME planeaire proposée dans la section 2.1.1 sans impacter les performances. Une comparaison de l'impédance d'entrée de l'antenne de la section 2.1.1 ayant une surface de base pour la cavité de $90 \times 90 \text{ mm}^2$, l'antenne avec une cavité de surface de base de $75 \times 75 \text{ mm}^2$ planeaire et l'antenne avec les murs de la cavité en escalier est visible sur la figure 3.16.

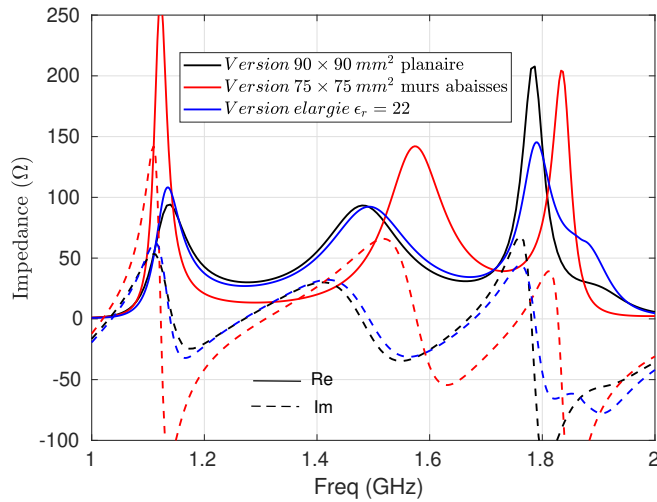


FIGURE 3.16 – Impédance d'entrée de l'antenne aux dimensions $90 \times 90 \text{ mm}^2$, l'antenne avec une cavité de $75 \times 75 \text{ mm}^2$ de dimensions de base et l'antenne matériaux de haute permittivité

L’antenne planaire avec une cavité de $75 \times 75 \text{ mm}^2$ est totalement désadaptée pour la bande de fréquences située entre les deux résonances des dipôles électrique et magnétique. L’impédance d’entrée obtenue de l’antenne proposée dans cette section et de l’antenne de la section 2.1.1 sont très proches, ce qui permet de valider le fonctionnement de cette configuration.

La même configuration de cavité en escalier a été simulée avec un matériau ayant une permittivité relative plus élevée pour ϵ_{r2} . Si on choisit $\epsilon_{r2}=90$, $\lambda_g/4 = 7,5 \text{ mm}$ ce qui permet de diminuer la largeur de la partie supérieure de la cavité (L_1) de 105 à 90 mm. La simulation montre cependant que la sensibilité de l’antenne est plus importante. La comparaison de $|S_{11}|$ est visible sur la figure 3.17. Des résonances parasites sont présentes créant des variations de $|S_{11}|$ et la bande passante obtenue est plus faible que pour la version avec une permittivité plus faible.

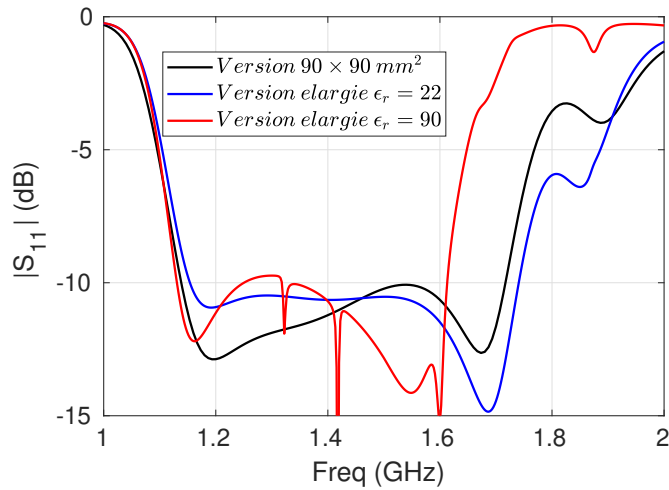


FIGURE 3.17 – Comparaison des paramètres d’adaptation simulées de l’antenne $90 \times 90 \text{ mm}^2$ planaire et de deux configurations $\epsilon_r = 22$ et 90

3.3 Antenne à polarisation linéaire avec multiples éléments parasites

Les premières antennes à polarisation linéaire présentées dans le cadre de cette thèse possèdent un comportement large bande. Cependant, si l’on souhaite réduire les dimensions de celle-ci, l’impact de la cavité ne permet plus d’obtenir ce type de comportement. Toutefois, les bandes visées étant 1,164 - 1,300 GHz et 1,559 - 1,610 GHz, un comportement bi-bande est envisageable pour répondre à ces attentes. Une antenne à polarisation linéaire bi-bande dimensionnée pour fonctionner sur les deux bandes GNSS est présentée dans cette section. Afin de miniaturiser et de conserver la résistance mécanique de la structure, la cavité est remplie par du

polypropylène de permittivité relative 2,26 et de tangente de pertes 0,0026. En utilisant plusieurs paires d'éléments parasites (rubans de cuivre repliés aux extrémités correspondant à des dipôles) sur une antenne à polarisation linéaire, il est possible de diminuer de manière importante les dimensions latérales de la cavité. La figure 3.18 montre un exemple de structure planaire ayant des dimensions extérieures de $70 \times 70 \text{ mm}^2$. Cette antenne possède deux doublons d'éléments parasites. Ceux-ci ne sont placés que sur les côtés parallèles à la sonde d'excitation, car ils sont excités par couplage avec les dipôles électriques. Ils sont placés de part et d'autre de l'élément rayonnant afin de conserver un comportement symétrique. Les dimensions sont données dans le tableau 3.3.

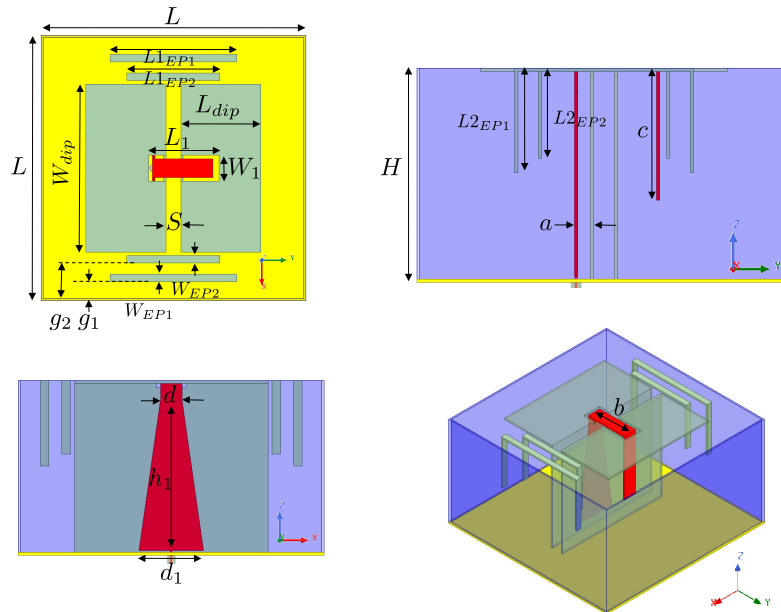


FIGURE 3.18 – Géométrie de l'antenne à polarisation linéaire avec deux doublons d'éléments parasites

Cette configuration permet de créer deux nouvelles résonances indépendantes permettant de s'affranchir des contraintes de dimensions latérales pour la cavité tout en maîtrisant précisément les résonances induites. Cela permet d'obtenir un comportement bi-bande couvrant presque toutes les bandes GNSS (à l'exception de la bande 1,592 - 1,610 GHz) en polarisation linéaire avec une diminution d'environ 40% de la surface du plan de masse de l'antenne comparé à l'antenne présentée dans le chapitre 2.1.1. La paire d'éléments parasites plus courts permet d'induire la résonance à 1,6 GHz alors que la paire plus longue permet de créer la résonance à 1,3 GHz. Le placement et le dimensionnement des éléments parasites a permis de conserver un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sur les bandes 1,157 - 1,304 GHz et 1,555 - 1,591 GHz.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
L	70	d_1	15
H	40	g_1	4,5
L_{dip}	21,5	g_2	9,5
W_{dip}	45	h_1	35
S	4	W_{EP1}	2
L_1	18,8	W_{EP2}	2
W_1	7	$L1_{EP1}$	34
a	3	$L1_{EP2}$	25
b	16,2	$L2_{EP1}$	19,25
c	25	$L2_{EP2}$	16,5
d	5		

TABLE 3.3 – Dimensions de l’antenne à polarisation linéaire et deux doublons d’éléments parasites

L’ajout de ces éléments parasites va cependant apporter une composante capacitive beaucoup plus importante sur l’impédance d’entrée devant être compensée pour que l’antenne reste adaptée à 50Ω . Pour y parvenir, la forme de la sonde d’excitation a été optimisée en demi-papillon. Cette modification permet de compenser l’effet capacitif plus fort sur l’impédance d’entrée et d’adapter l’antenne sur une plus large bande de fréquences. Une comparaison de l’impédance d’entrée de l’antenne avec la sonde droite et la sonde optimisée est proposée sur la figure 3.19.

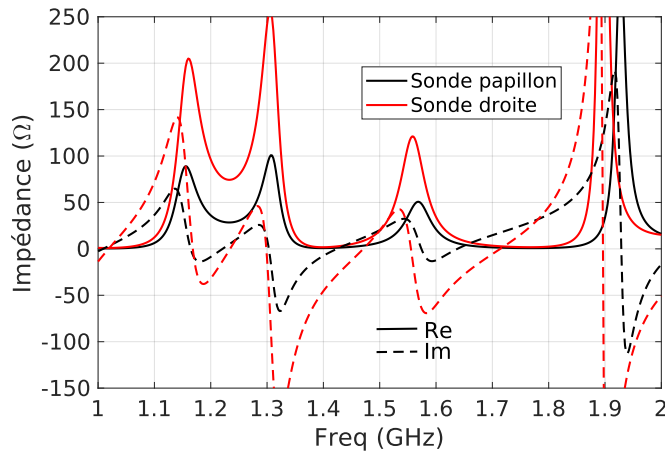


FIGURE 3.19 – Comparaison de l’impédance d’entrée de l’antenne à polarisation linéaire avec deux doublons d’éléments parasites avec la sonde droite et la sonde papillon

On voit le rôle de ligne de transmission de la sonde dont l’impédance dépend directement de ses dimensions. La dimension d_1 de la sonde n’impacte pas les fréquences d’apparition des résonances, mais les parties réelles et imaginaires de celles-ci autour de la résonance. Ainsi une

sonde plus large permettra de ramener l'impédance à une valeur proche de 50Ω pour les trois résonances d'intérêt. Les coefficients de réflexion de l'antenne optimisée avec la sonde en demi-papillon et de l'antenne avec la sonde d'excitation droite sont visibles sur la figure 3.20.

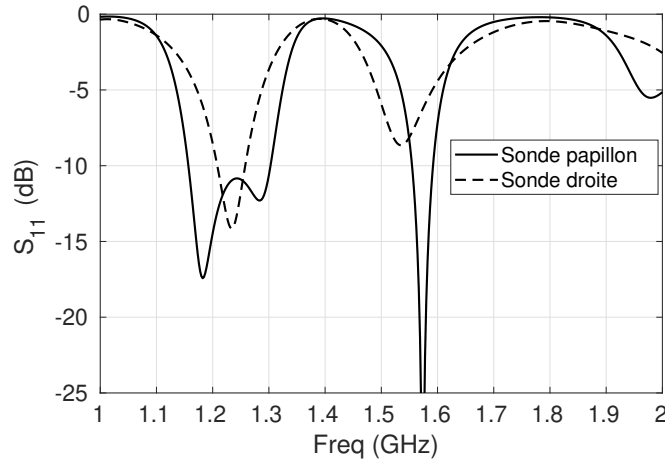


FIGURE 3.20 – Adaptation de l'antenne à polarisation linéaire avec deux doublons d'éléments parasites avec une sonde papillon et une sonde droite

Toutes les bandes de fréquences d'intérêt ne sont pas couvertes, en effet l'antenne ne respecte pas le critère d'adaptation sur la bande GLONASS G1 (1,591 - 1,610 GHz), car la résonance induite par l'élément parasite n'est pas suffisamment large en fréquence. Le gain obtenu est stable, variant entre 4,7 et 5,3 dBi sur les deux bandes d'intérêt (figure 3.21).

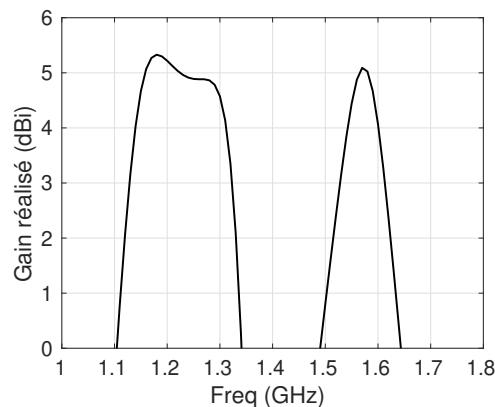


FIGURE 3.21 – Gain réalisé simulé de l'antenne à polarisation linéaire avec deux doublons d'éléments parasites et sonde papillon

Les diagrammes de rayonnement à 1,160 GHz et 1,575 GHz dans les deux plans principaux de l'antenne sont donnés sur la figure 3.22. L'antenne possède un diagramme caractéristique

d’un dipôle ME, bien symétrique avec un maximum de rayonnement normal à l’antenne. Le rapport avant arrière est autour de 9 dB, ce qui peut s’expliquer par les petites dimensions de la cavité par rapport à la longueur d’onde ($0,32\lambda \times 0,32\lambda$ à la fréquence centrale). On notera que la polarisation croisée est faible (< -25 dB) dans les deux plans principaux de l’antenne.

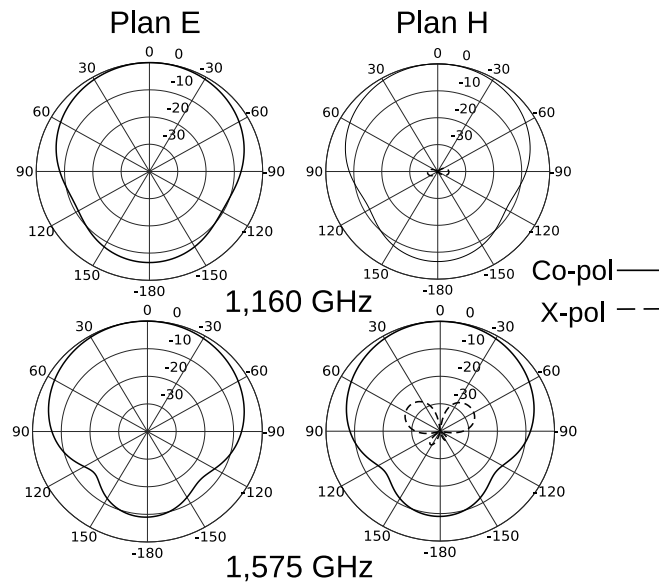


FIGURE 3.22 – Diagrammes de rayonnement simulés dans les plans E et H à 1,16 et 1,575 GHz de l’antenne à polarisation linéaire avec deux doublons d’éléments parasites et sonde papillon

L’utilisation de deux paires d’éléments parasites permet donc de miniaturiser l’antenne magnétoélectrique à polarisation linéaire en cavité sans modifier le matériau diélectrique utilisé pour charger la cavité. Elle permet de conserver les propriétés de rayonnement de l’antenne ME et de couvrir la quasi-totalité des bandes GNSS en adaptation.

3.4 Antennes à polarisation circulaire

Dans cette section, nous allons évaluer l’apport de rubans métalliques repliés aux extrémités placés entre la cavité et l’élément rayonnant pour une antenne à polarisation circulaire. Une comparaison entre une antenne sans élément parasite et avec éléments parasites est proposée. Une analyse comparative des deux configurations est réalisée et plusieurs prototypes ont été fabriqués et caractérisés pour une validation expérimentale des résultats de simulation.

3.4.1 Antenne sans élément parasite

Structure optimisée

Nous nous sommes basés sur une antenne dipôle magnétoélectrique en cavité issue de l'état de l'art [102]. À partir de cette antenne, la cavité a été remplie avec du polypropylène ($\epsilon_r = 2,26$, $\tan\delta = 2,6 \times 10^{-3}$ [124]) afin de la miniaturiser et d'augmenter sa résistance mécanique. Les dimensions ont été adaptées pour permettre à l'antenne de fonctionner sur les bandes GNSS. Cette première antenne est visible sur la figure 3.23. L'élément rayonnant et la cavité sont orientés de la même façon, ce qui diffère de la configuration présentée dans [102] où les dipôles ME et la cavité sont respectivement à 45° .

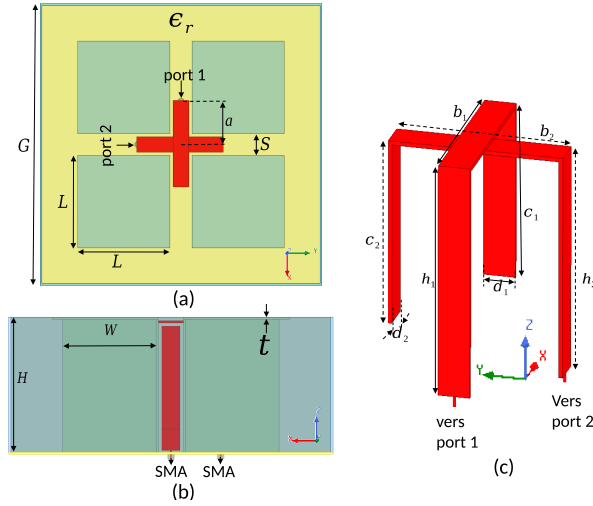


FIGURE 3.23 – Structure de l'antenne ME à polarisation circulaire de référence sans élément parasite

Cette antenne est composée de deux dipôles ME placés à $\pm 90^\circ$ l'un de l'autre et excités par deux sondes Γ orthogonales l'une par rapport à l'autre. Cette configuration permet d'exciter deux modes orthogonaux. Une différence de phase de 90° est ensuite imposée entre les deux ports de l'antenne pour générer de la polarisation circulaire. Le dipôle électrique est dimensionné pour couvrir la bande basse GNSS et le dipôle magnétique pour couvrir la bande haute GNSS. Les dimensions de cette antenne sont visibles dans le tableau 3.4. Cette structure présente des dimensions extérieures de $90 \times 90 \times 37,5 \text{ mm}^3$ ($0,41 \times 0,41 \times 0,17 \lambda_0^3$ à 1,38 GHz).

Les deux sondes d'excitation se croisent sans se toucher ; la distance entre les deux a été choisie pour limiter le couplage entre elles. La résonance du dipôle électrique ne permet pas de couvrir l'intégralité de la bande basse GNSS (1,16 - 1,30 GHz). Le choix a été fait de couvrir les bandes Galileo E5a et E5b. Les comportements en impédance des deux ports de l'antenne sont très proches (figure 3.24). La différence observée en bande haute GNSS s'explique par le fait que

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
G	90	h_1	37,5
H	37,5	c_1	27,1
L	29,5	d_1	5
W	26,5	h_2	34,5
S	7	b_2	27,6
a	14,1	c_2	28,6
b_1	27,6	d_2	5

TABLE 3.4 – Dimensions de l’antenne ME à polarisation circulaire de référence sans élément parasite

les sondes d’excitation n’ont pas la même longueur ce qui induit un comportement légèrement différent que l’on peut compenser. L’antenne optimisée est adaptée sur les bandes 1,160 -1,217 GHz et 1,553 - 1,610 GHz.

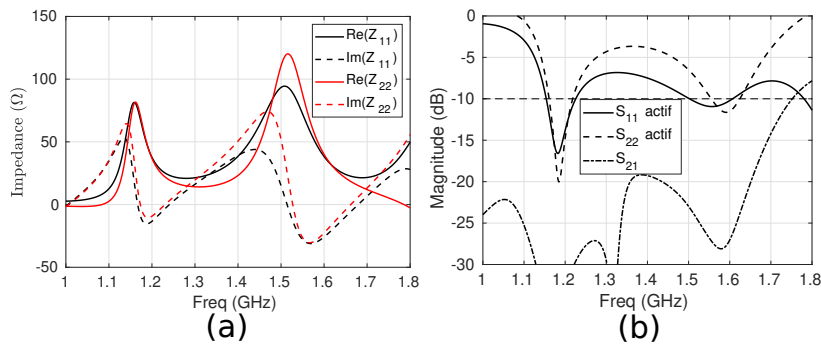


FIGURE 3.24 – Impédance d’entrée (a) et coefficient de réflexion (b) des deux ports de l’antenne à polarisation circulaire de référence sans élément parasite

Le couplage entre accès reste inférieur à -20 dB sur toutes les bandes d’intérêt. Avec la différence de phase de 90° imposée entre les deux ports de l’antenne, le rapport d’ellipticité reste inférieur à 3 dB sur toutes les bandes d’intérêt (figure 3.25). Le gain RHCP est relativement stable avec la fréquence. Le gain réalisé axial simulé présente une valeur moyenne de 5,5 dBic (figure 3.25). Cette première antenne permet donc une utilisation sur les bandes GPS L1 et L5, Gallileo E5a, E5b et Glonass G1, G3, le critère limitant étant le niveau d’adaptation des deux ports d’entrée de l’antenne fixé à $|S_{11}| \leq -10dB$.

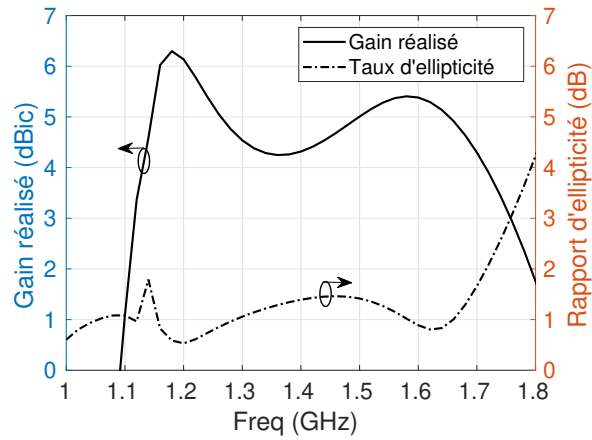


FIGURE 3.25 – Gain réalisé et rapport d'ellipticité simulés de l'antenne à polarisation circulaire de référence sans élément parasite

Validation expérimentale

Afin de valider ces résultats de simulation, un prototype a été fabriqué et caractérisé. Le déphasage entre les ports de l'antenne est obtenu grâce à un coupleur 90° extérieur. Une photographie de celui-ci est présentée sur la figure 3.26. Une des sondes d'excitation est visible ainsi que la colle ajoutée afin de solidifier le prototype. Des incertitudes de fabrication ont été prises en compte afin d'obtenir les meilleurs résultats possibles.

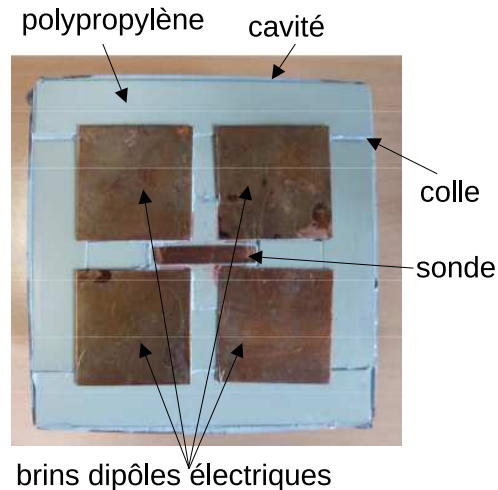


FIGURE 3.26 – Photographie du prototype de l'antenne à polarisation circulaire de référence sans élément parasite

Une comparaison des résultats obtenus en mesure et en simulation pour l'adaptation et l'isolation de l'antenne (figure 3.27) montrent un léger décalage en fréquence de la résonance

basse, avec une bonne similarité entre les deux ports de l’antenne. Ce décalage peut être lié à l’utilisation d’une colle pour solidifier l’antenne qui n’a pas été prise en compte en simulation. Pour la bande haute, il y a une bonne similarité avec la simulation. Le niveau d’adaptation entre les deux bandes d’intérêt est meilleur en mesure qu’en simulation. Ce constat peut être expliqué par le fait que les résonances des dipôles électrique et magnétique sont plus proches en mesure (impédance d’entrée), d’où une désadaptation moins marquée entre les deux bandes. Le couplage entre les deux ports est très faible avec des valeurs inférieures à -32 dB sur les bandes où l’antenne est adaptée.

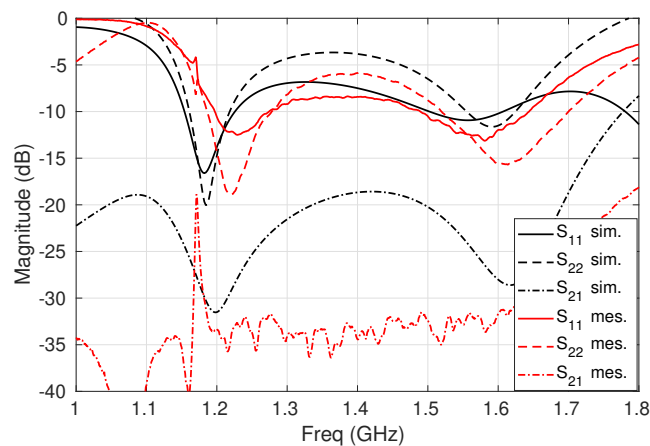


FIGURE 3.27 – Paramètres S simulés et mesurés de l’antenne à polarisation circulaire de référence sans élément parasite

Le gain réalisé mesuré en bande basse GNSS est plus faible en mesure qu’en simulation (figure 3.28), avec une oscillation plus importante. Ces différences sont liées à des incertitudes de mesure et de réalisation. Le rapport d’ellipticité mesuré correspond bien aux valeurs obtenues en simulation avec des valeurs <1,8 dB (figure 3.28).

Les diagrammes de rayonnement mesurés aux fréquences extrêmes GNSS (1,16 et 1,61 GHz) dans les plans E et H de l’antenne (figure 3.29) montrent un comportement en rayonnement stable en fréquence, avec une ouverture à mi-puissance autour de 70° bien symétrique. La polarisation croisée est faible (< -20 dB). Le rapport avant arrière important observé est caractéristique des dipôles magnétoélectriques.

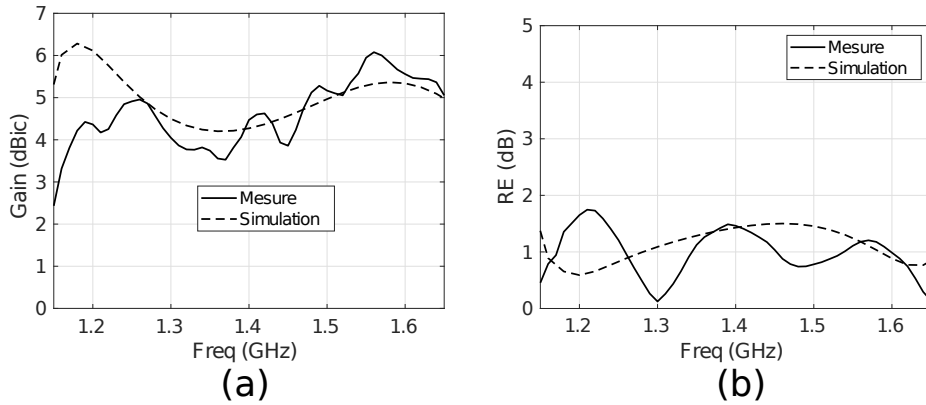


FIGURE 3.28 – Gain réalisé (a) et rapport d’ellipticité (b) simulés et mesurés de l’antenne de référence sans élément parasite

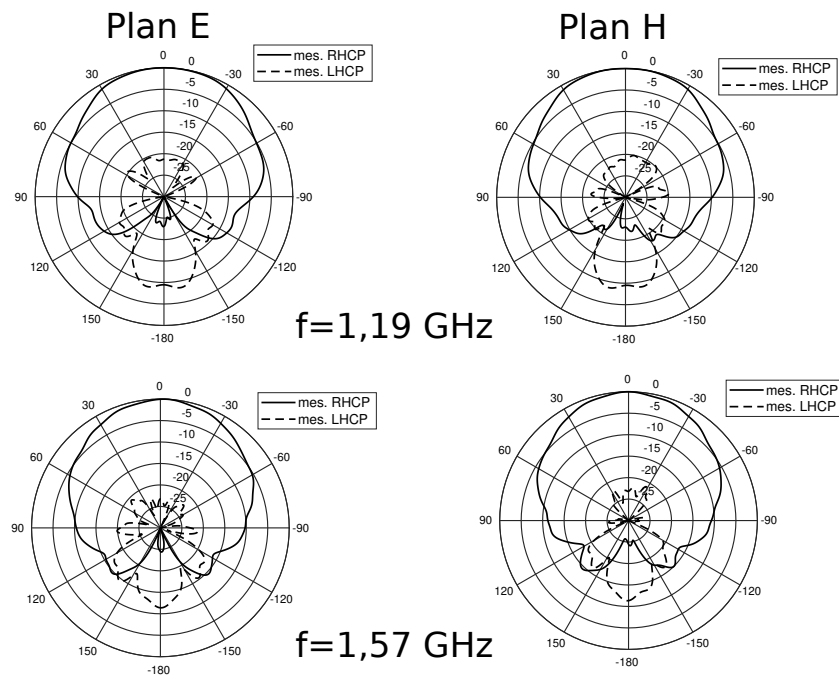


FIGURE 3.29 – Diagrammes de rayonnement mesurés à 1,19 et 1,57 GHz dans les plans E et H de l’antenne à polarisation circulaire de référence sans élément parasite

Malgré les différences entre simulation et mesure liées à des incertitudes sur le prototype, les mesures réalisées permettent de valider le fonctionnement de l’antenne. Cette antenne est utilisée comme élément de comparaison pour l’antenne avec éléments parasites développée dans la sous-section suivante.

3.4.2 Antenne avec éléments parasites

Afin d’améliorer les performances de l’antenne présentée précédemment, des rubans métalliques repliés aux extrémités de type dipôle ont été ajoutés entre la cavité et l’élément rayonnant. L’objectif de ces éléments parasites est de créer une nouvelle résonance maîtrisée afin de couvrir toutes les bandes GNSS avec un comportement bi-bande (1,160 - 1,300 GHz et 1,559 - 1,610 GHz).

Ces éléments parasites sont excités par couplage et dimensionnés pour résonner en $\frac{\lambda_g}{2}$ à 1,3 GHz. Ils présentent une forme d’agrafe afin de limiter l’encombrement horizontal et le couplage entre eux. La longueur résonante est calculée en faisant la somme des longueurs horizontales (L_{EP1}) et verticales (L_{EP2}) soit $\frac{\lambda_g}{2} = L_{EP1} + 2 \times L_{EP2}$. La résonance du dipôle électrique cumulée à celle des éléments parasites permet de couvrir la bande basse GNSS alors que la résonance du dipôle magnétique permet de couvrir la bande haute GNSS. La structure de l’antenne simulée est visible sur la figure 3.30. Les dimensions de cette antenne sont visibles dans le tableau 3.5.

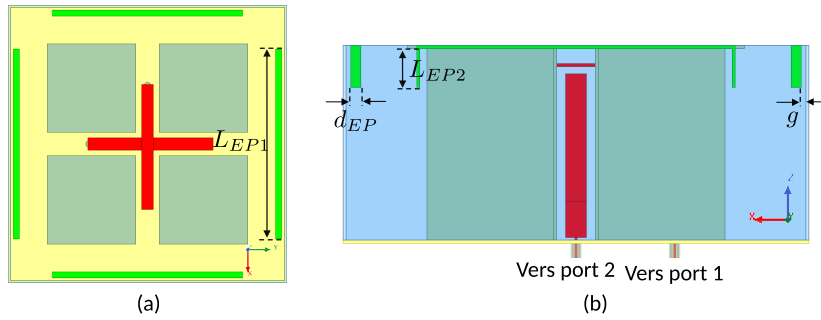


FIGURE 3.30 – Structure de l’antenne avec éléments parasites

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
G	90	h_2	32
H	37,5	b_2	40,6
L	28,75	c_2	24
W	25	d_2	3,75
S	7,5	t	0,6
a	19,1	L_{PE1}	61,5
b_1	40,6	L_{PE2}	7,5
c_1	24,6	d_{PE}	2
d_1	4	g	0,9
h_1	34	-	-

TABLE 3.5 – Dimensions de l’antenne à polarisation circulaire avec éléments parasites

Les dimensions extérieures sont similaires à celles de l'antenne sans les éléments parasites, ce qui permet une meilleure comparaison des performances obtenues. La figure 3.31 montre l'impédance d'entrée et les paramètres S obtenus pour les deux ports de cette antenne, avec une nouvelle résonance à $f=1,3$ GHz. Cette nouvelle résonance est due aux éléments parasites et permet d'adapter l'antenne sur toute la bande basse GNSS.

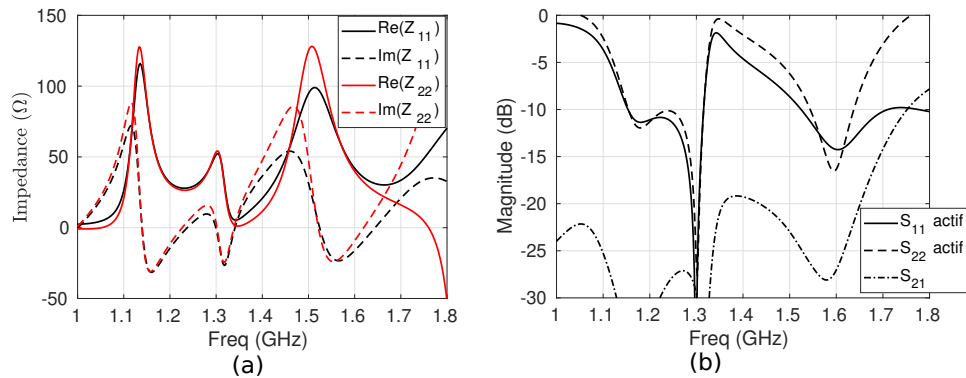


FIGURE 3.31 – Impédance d'entrée (Z_{11}) et paramètres S de l'antenne avec éléments parasites

Comme pour la version d'antenne sans élément parasite, les impédances observées sur les deux ports de l'antenne sont très proches, avec la même différence pour la résonance haute liée à la différence de longueur permettant aux sondes de se croiser sans être en contact. Une bonne isolation est observée entre les ports ($S_{21} < -20$ dB). Le gain obtenu est stable et la polarisation circulaire de bonne qualité pour toutes les bandes GNSS (figure 3.32). Les éléments parasites ne dégradent pas la polarisation circulaire de l'antenne à leur fréquence de résonance.

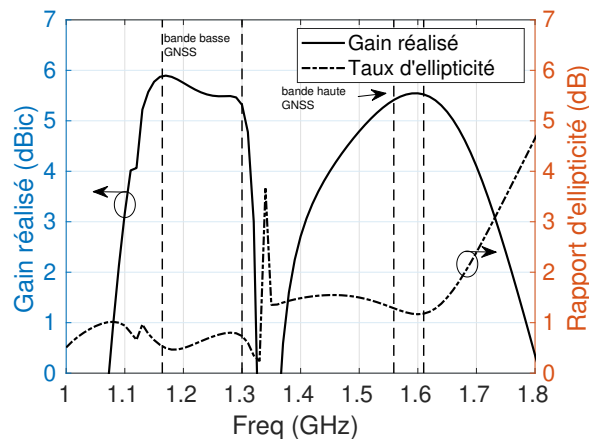


FIGURE 3.32 – Rapport d'ellipticité et gain réalisé de l'antenne avec éléments parasites

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne (figure 3.33) sont bien symétriques dans les deux plans de l'antenne et la polarisation croisée (LHCP) faible devant la polarisation principale

(RHCP). L’ouverture à mi-puissance est stable autour de 90° .

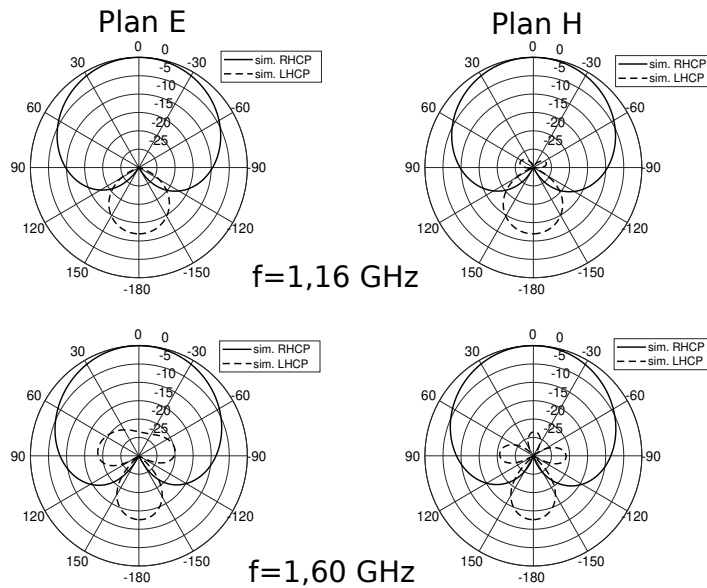


FIGURE 3.33 – Diagrammes de rayonnement simulés de l’antenne avec éléments parasites

L’antenne à polarisation circulaire avec éléments parasites présente un comportement intéressant pour notre application, aussi bien en impédance qu’en rayonnement. Une étude paramétrique de l’impédance d’entrée de l’antenne est proposée pour le dimensionnement et le placement des éléments parasites.

Étude paramétrique des éléments parasites

La nouvelle résonance induite par les éléments parasites peut être ajustée à partir de leur longueur pour la fréquence de résonance (paramètre ' L_1 '), de leur largeur et de leur placement dans la cavité pour le facteur de qualité (respectivement paramètres ' W_{EP} ' et ' g '). Les quatre éléments parasites ont les mêmes dimensions afin de conserver la symétrie de la structure.

Le paramètre ' L_1 ' (longueur de la partie horizontale des éléments parasites) va modifier principalement la fréquence de résonance des éléments parasites. Le facteur de qualité de cette résonance diminue quand ce paramètre augmente (figure 3.34). Il n’y a aucune incidence sur la résonance du dipôle électrique et une légère diminution du facteur de qualité de la résonance du dipôle magnétique quand ' L_1 ' diminue.

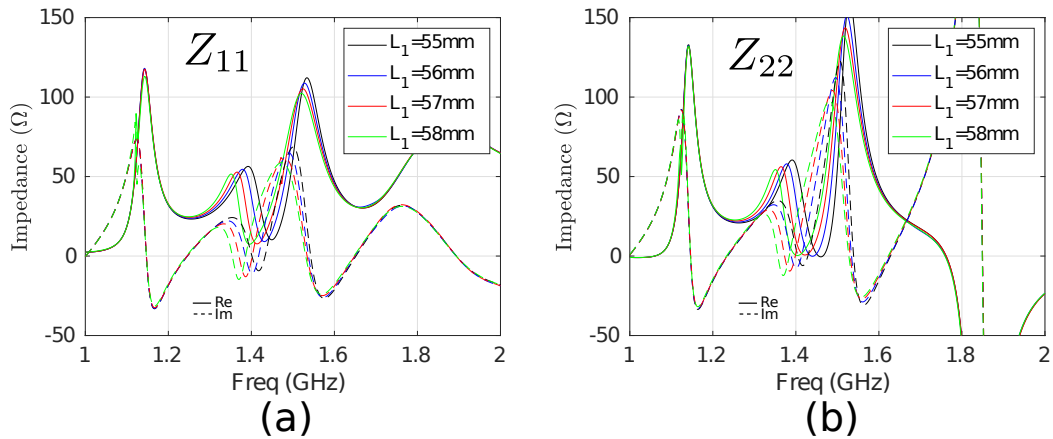


FIGURE 3.34 – Impédance d'entrée du port 1 (a) et du port 2 (b) de l'antenne en fonction de la valeur du paramètre ' L_1 '

Le placement des éléments parasites dans la cavité va avoir une incidence sur le couplage entre les résonances de l'antenne. Cela se traduit par une variation de la partie réelle de l'impédance d'entrée, celle-ci augmentant quand les éléments parasites sont placés plus proches de la cavité. On remarque également un décalage plus haut en fréquence de la résonance du dipôle magnétique quand ce paramètre augmente.

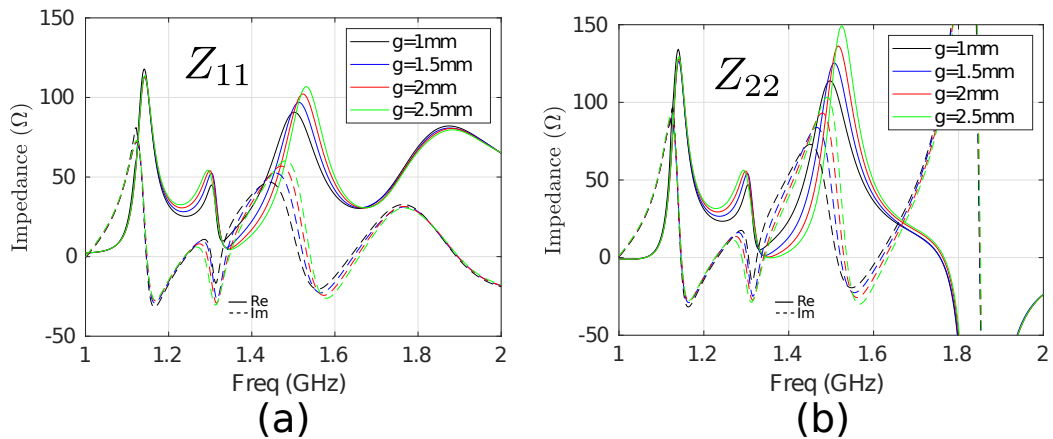


FIGURE 3.35 – Impédance d'entrée du port 1 (a) et du port 2 (b) de l'antenne en fonction de la valeur du paramètre ' g '

Cette étude paramétrique montre la possibilité d'un ajustement fin de l'impédance obtenue en jouant sur les dimensions et placement dans la cavité des éléments parasites. Une validation expérimentale est maintenant proposée.

Validation expérimentale

Pour confirmer les résultats obtenus en simulation, deux prototypes ont été fabriqués et mesurés. La cavité du premier prototype est chargée avec du polypropylène et le second avec un matériau d’impression par technique additive.

Prototype avec polypropylène

Le premier prototype avec polypropylène a été fabriqué pour valider le comportement de l’antenne obtenu en simulation (figure 3.36).

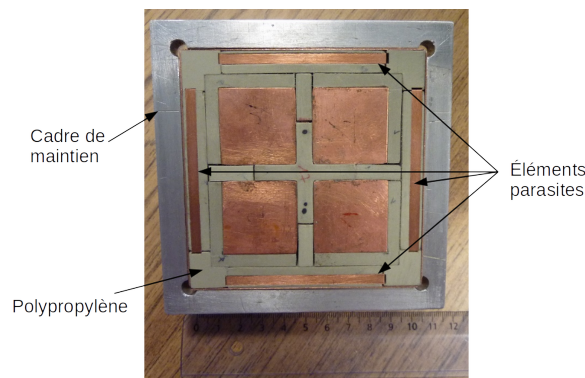


FIGURE 3.36 – Prototype de l’antenne avec éléments parasites

Le cadre en aluminium visible sur le prototype permet de maintenir en place les éléments et la cavité de l’antenne. Ce cadre a été pris en compte lors du dimensionnement du prototype. Les brins des dipôles électriques et les éléments parasites en cuivre situés à la surface du polypropylène sont visibles sur la photographie. Les paramètres S obtenus en mesure comparés aux simulations sont exposés sur la figure 3.37.

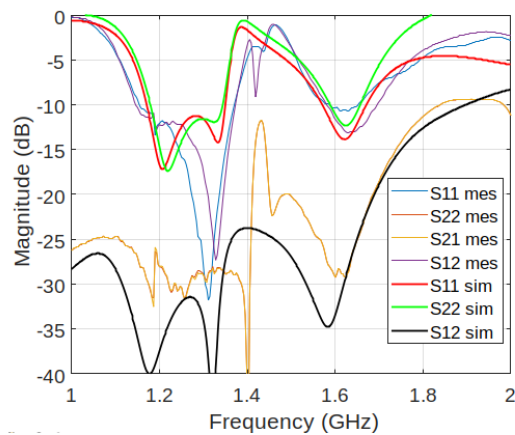


FIGURE 3.37 – Paramètres S simulés et mesurés de l’antenne avec éléments parasites

Un bon accord entre la simulation et la mesure est obtenu, avec seulement quelques différences, mais un comportement similaire. Le couplage est faible (< -25 dB) sur les deux bandes de fréquences GNSS. Le critère de polarisation circulaire ($RE < 3$ dB) est respecté pour toutes les bandes GNSS et le gain mesuré est centré autour de 5 dBic, légèrement plus faible qu'en simulation (figure 3.38).

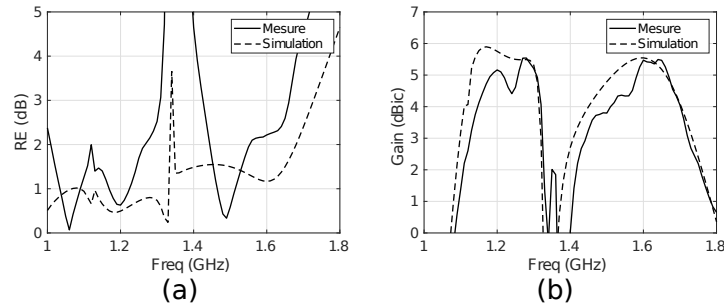


FIGURE 3.38 – Rapport d'ellipticité et gain axial réalisés en polarisation circulaire droite simulés et mesurés de l'antenne avec éléments parasites

Les diagrammes de rayonnement mesurés (figure 3.39) sont proches des diagrammes simulés avec des valeurs d'ouverture à mi-puissance ayant une différence maximale de 2° et une polarisation croisée inférieure à -24 dB par rapport à la polarisation principale.

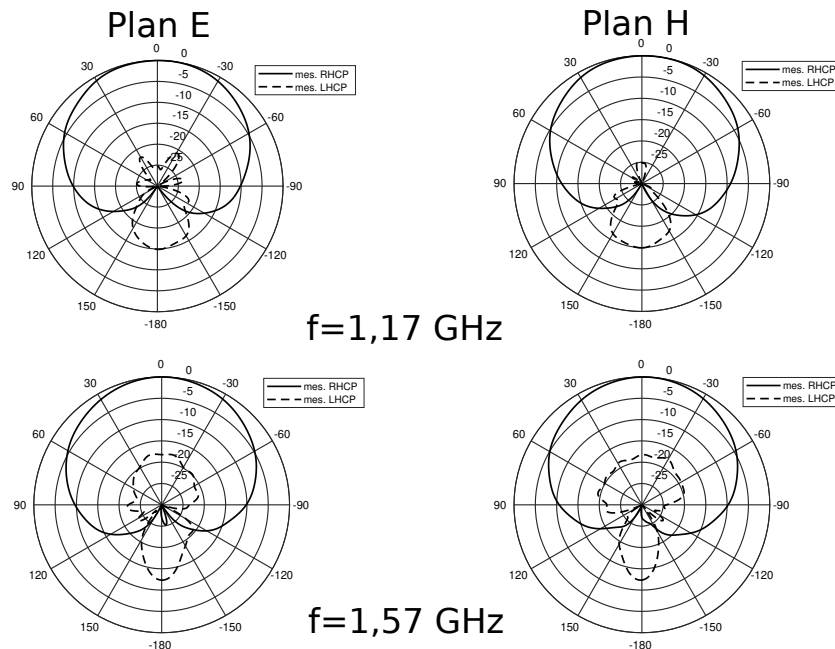


FIGURE 3.39 – Diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire mesurés de l'antenne avec éléments parasites

Ce prototype valide les résultats obtenus en simulation pour cette antenne. Un deuxième prototype fabriqué avec une cavité chargée à l’aide d’un matériau utilisé pour l’impression 3D est présenté dans la sous-section suivante.

Prototype avec matériau d’impression 3D

Afin de réaliser des essais avec des antennes bas coût, un prototype d’antenne à polarisation circulaire avec éléments parasites a été fabriqué à l’aide d’un matériau proposé par le fabricant Ultimaker [135]. Les propriétés électromagnétiques du matériau (permittivité relative et tangente de pertes) ont été mesurées en fonction de la fréquence à l’aide d’une cellule coaxiale EpsiMu [136] visible sur la figure 3.40.



FIGURE 3.40 – Cellule coaxiale EpsiMu et échantillons d’ABS mesurés

Pour réaliser la caractérisation du matériau, des anneaux d’ABS ont été imprimés à l’aide d’une imprimante Ultimaker S5 [137] aux dimensions de la cellule coaxiale puis les valeurs des paramètres ont été calculées à l’aide d’un analyseur vectoriel de réseau sur la bande GNSS (figure 3.41). La permittivité est obtenue en lecture directe et la tangente de perte avec la formule (3.1) [136].

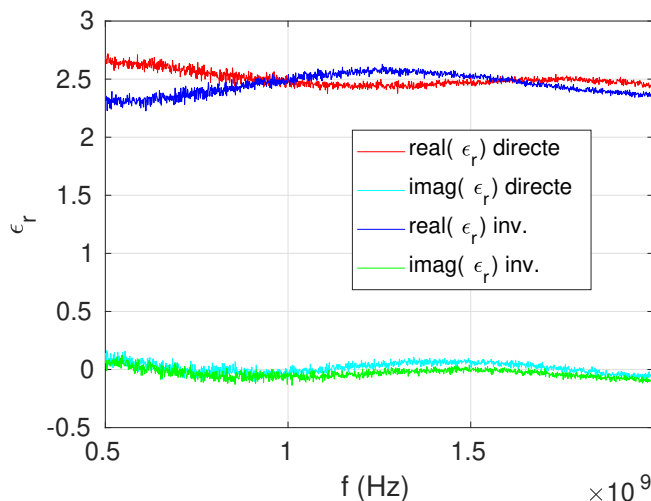


FIGURE 3.41 – Paramètres mesurés pour un échantillon d’ABS d’épaisseur 4 mm avec une cellule EpsiMu 7 mm

$$\tan\delta = \frac{\epsilon''_{eff}}{\epsilon'_{eff}} \quad (3.1)$$

où ϵ'_{eff} correspond à la courbe $imag(\epsilon_r)$ directe et ϵ''_{eff} à $imag(\epsilon_r)$ inv. sur la figure 3.41. Les valeurs finalement retenues pour ce matériau sont $\epsilon_r = 2,5$ et $\tan\delta=5\times 10^{-2}$ correspondant aux valeurs moyennes obtenues sur la bande GNSS. Les pertes sont importantes, ce qui va influencer la valeur de gain atteignable pour cette antenne, mais facilitera l'adaptation de l'antenne. La permittivité mesurée étant proche de celle du polypropylène, ce prototype (figure 3.42) présente des dimensions proches du prototype précédent (tableau 3.6).

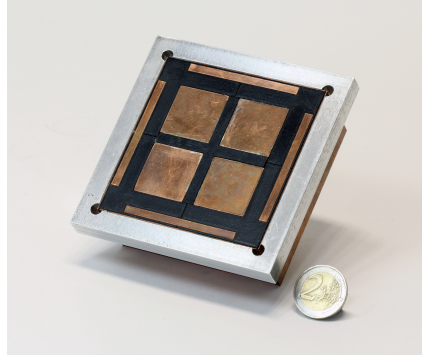


FIGURE 3.42 – Photographie du prototype d'antenne à polarisation circulaire avec un matériau ABS

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
G	86	h_2	34,5
H	37,5	b_2	27,6
L	26,7	c_2	28,6
W	22,2	d_2	5
S	7	t	0,7
a	14,1	L_{PE1}	58,7
b_1	27,6	L_{PE2}	7,3
c_1	27,1	d_{PE}	4
d_1	5	g	1,5
h_1	37	-	-

TABLE 3.6 – Dimensions de l'antenne à polarisation circulaire avec éléments parasites et matériau ABS

La comparaison entre simulation et mesure des paramètres S de cette antenne (figure 3.43) met en avant un décalage en fréquences de la résonance des éléments parasites en mesure. Ce

décalage est dû à une longueur légèrement trop importante de la partie verticale (erreur de fabrication) des éléments parasites. Ce décalage est visible sur l’impédance d’entrée du prototype. De plus l’impédance à la résonance des éléments parasites est plus élevée en mesure, rendant l’adaptation moins bonne à la fréquence de résonance des éléments parasites, mais le comportement global est cohérent. Le couplage entre les ports reste faible (< -25 dB) sur toute la bande d’intérêt.

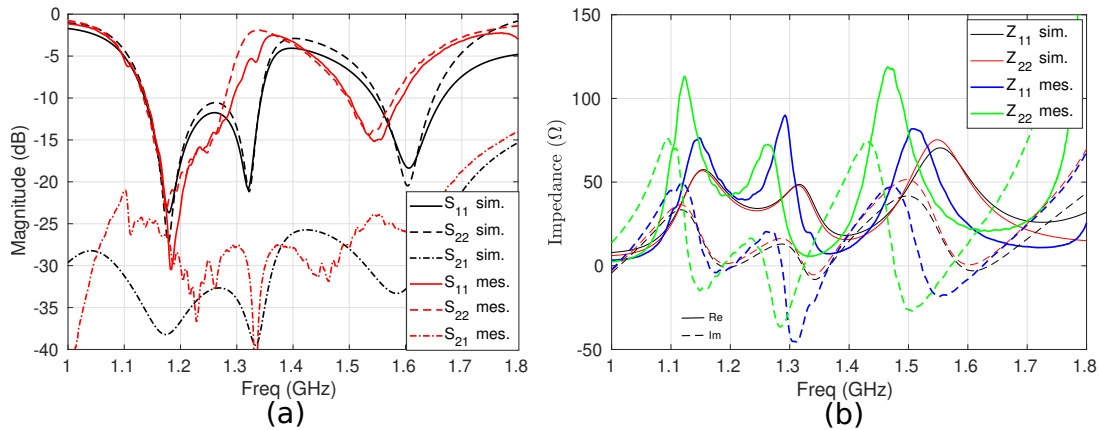


FIGURE 3.43 – Paramètres S (a) et impédance d’entrée (Z_{11}) (b) simulés et mesurés de l’antenne à polarisation circulaire avec un matériau ABS

Suite à une manipulation pour ajuster la longueur des éléments parasites, le prototype a été endommagé ce qui n’a pas permis de mesures en rayonnement de cette antenne. Seuls les résultats obtenus en simulation sont présentés dans la suite de ce paragraphe. La polarisation circulaire est de bonne qualité avec un rapport d’ellipticité inférieur à 1 dB sur la bande GNSS (figure 3.44).

Le gain réalisé sur la bande d’intérêt est situé entre 2,56 et 3,41 dBic (figure 3.44), soit presque 3 dB de moins que pour l’antenne réalisée avec le polypropylène. Cela s’explique par les pertes dans le matériau qui réduisent fortement l’efficacité de rayonnement de cette antenne. L’efficacité de rayonnement simulée a une valeur maximale de 58% et est comprise entre 45 et 58% sur la bande GNSS (figure 3.45).

Ce prototype montre que des matériaux standards d’impression par technique additive peuvent être utilisés pour des applications RF où les contraintes sur les pertes de sont faibles.

Nous venons de voir l’apport de l’utilisation d’éléments parasites pour une antenne à polarisation circulaire et l’utilisation d’un matériau bas coût réalisé par méthode additive. Nous allons maintenant montrer que ces éléments parasites peuvent aussi présenter un intérêt pour les antennes à polarisation linéaire.

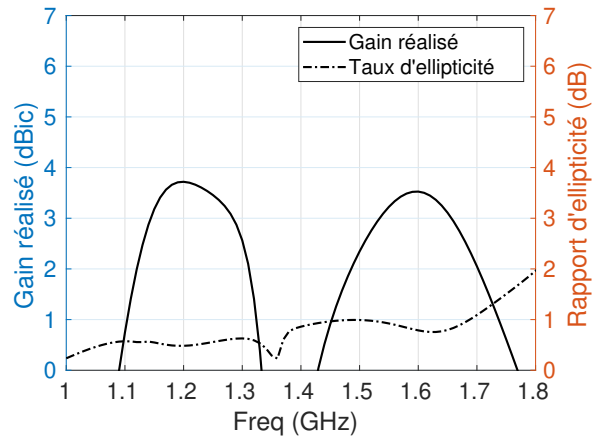


FIGURE 3.44 – Gain réalisé et rapport d'ellipticité simulés de l'antenne à polarisation circulaire avec un matériau ABS

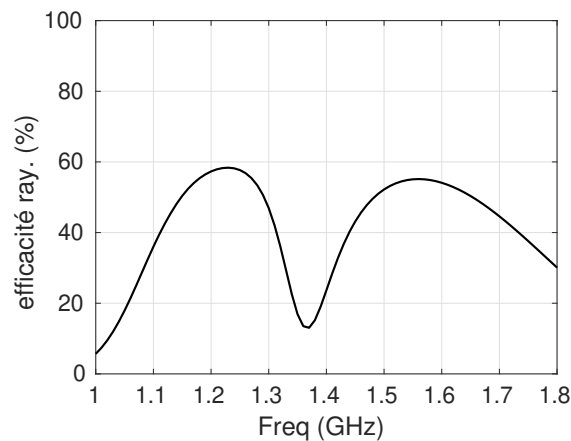


FIGURE 3.45 – Efficacité de rayonnement simulée de l'antenne à polarisation circulaire avec un matériau ABS

Dans cette section, l'apport de l'utilisation d'éléments parasites de type dipôle pour des antennes ME en cavité a été démontré. Ces éléments parasites, placés entre l'élément rayonnant et la cavité ont un intérêt à la fois en polarisation linéaire et circulaire, permettant respectivement de réduire de façon importante les dimensions latérales de l'antenne ou de créer une nouvelle bande d'adaptation et de polarisation circulaire. Une synthèse des antennes avec éléments parasites proposées dans cette section est visible dans le tableau 3.7.

Section	Dimensions (mm ³)	Polarisation	Nb. EP	Bandes couvertes (GHz)
3.3	70×70×40	Linéaire	2	1,157 - 1,304 / 1,555 - 1,591
3.4.1	90×90×37,5	Circulaire	0	1,160 - 1,214 / 1,559 - 1,610
3.4.2	90×90×37,5	Circulaire	1	1,160 - 1,302 / 1,559 - 1,610

TABLE 3.7 – Récapitulatif des dimensions et performances des antennes avec éléments parasites

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, le couplage entre l’élément rayonnant et la cavité a été étudié afin d’en tirer parti pour améliorer les performances des dipôles ME en cavité. Plusieurs techniques ont d’abord été présentées pour des antennes à polarisation linéaire. D’abord une méthode pour réduire une des dimensions du dipôle ME par deux a été proposée. Cette réduction de taille n’a pas eu d’incidence sur le comportement en impédance de l’antenne mais a induit un rayonnement moins intéressant. Ensuite une modification de la forme de la cavité en escalier a été proposée permettant de réduire les dimensions sans modifier le comportement large bande du dipôle ME. La dernière modification proposée pour l’antenne à polarisation linéaire est l’ajout d’éléments parasites. Cette opération a permis une réduction importante des dimensions de la cavité au prix d’un comportement bi-bande et non plus large bande. Enfin un dipôle ME à polarisation circulaire utilisant des éléments parasites a été proposé. Cette configuration permet à cette antenne de couvrir toutes les bandes GNSS avec un comportement bi-bande sans incidence sur les dimensions extérieures comparé à une version sans élément parasite ne couvrant pas toutes les bandes GNSS.

ÉTUDE DE LA CONFORMATION CYLINDRIQUE

Dans le chapitre précédent différentes techniques ont été présentées pour améliorer les performances d'antennes planaires à polarisation linéaire et circulaire. Dans ce chapitre, afin répondre à la problématique d'intégration des antennes sur des porteurs cylindriques, la conformation de dipôles magnétoélectriques en cavité est étudiée. Cette conformation va être appliquée à des antennes à polarisation linéaire et circulaire pour différents diamètres de conformation. Une configuration en réseau annulaire est également proposée pour une intégration sur porteur cylindrique. Nous allons montrer l'incidence de cette conformation sur les performances de l'antenne et adapter celle-ci pour qu'elle réponde aux objectifs scientifiques permettant une utilisation sur les bandes GNSS.

4.1 Conformation d'antennes à polarisation linéaire

4.1.1 Impact de la hauteur des murs de la cavité

Afin de s'approcher d'une configuration de conformation cylindrique de l'antenne, une première étude est proposée. Cette étude est réalisée à partir de l'antenne planaire pour laquelle on fait varier la hauteur des murs de la cavité (h_2 et h_1) en observant la variation de l'impédance d'entrée, pour les deux murs des plans XoZ ($'h_2'$) et XoZ ($'h_1'$) (figure 4.1).

Cette opération va permettre de choisir l'axe de conformation le plus intéressant pour conserver le comportement large bande de l'antenne. Nous montrerons également l'évolution de la répartition de courant sur la structure avec la variation de hauteur des murs de la cavité pour une meilleure compréhension de l'incidence de cette opération.

Le point de départ est une antenne planaire de dimensions extérieures $75 \times 75 \times 40$ mm³. La variation de $'h_2'$ (figure 4.2) modifie la fréquence et le facteur de qualité de la résonance du dipôle magnétique, du dipôle électrique et de la sonde d'excitation de l'antenne. Les fréquences de résonance des dipôles électrique et magnétique augmentent ainsi que leur facteur de qualité quand h_2 diminue. La diminution de h_2 va aussi réduire la partie réelle et augmenter la partie imaginaire de la résonance de la sonde d'excitation. La partie réelle de l'impédance est par

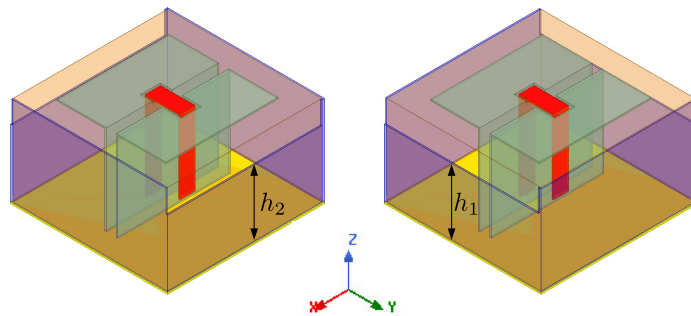


FIGURE 4.1 – Structure planaire pour l'étude de la variation de hauteur de la cavité dans les plans XoZ et YoZ de l'antenne

ailleurs presque nulle entre les résonances des dipôles électrique et magnétique. Cette analyse permet de conclure que la variation de h_2 n'est pas intéressante pour notre étude, car elle ne permet pas d'obtenir une antenne large bande.

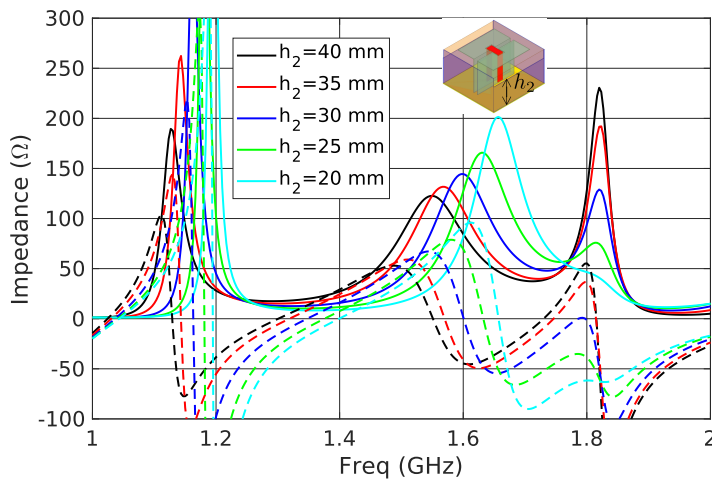


FIGURE 4.2 – Variation de l'impédance d'entrée avec ' h_2 '

D'autre part, la variation de l'impédance d'entrée avec h_1 est présentée sur la figure 4.3. Dans ce cas, le facteur de qualité de la première résonance diminue quand ' h_1 ' diminue. La fréquence de la deuxième résonance (dipôle magnétique) diminue quand ' h_1 ' diminue. Cette variation va aussi impacter la troisième résonance liée à la sonde d'excitation de la structure. Quand ' h_1 ' est faible (< 25 mm), la première résonance devient presque inexistante et l'antenne n'est plus large bande. La variation de ce paramètre permet d'équilibrer les deux résonances et de conserver une partie réelle d'impédance non nulle entre les résonances des deux dipôles. La configuration la

plus avantageuse est trouvée pour $h_1 = 30mm$.

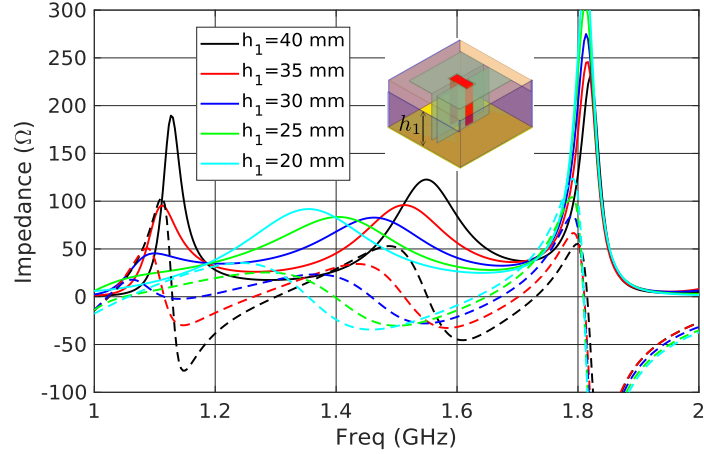


FIGURE 4.3 – Variation de l'impédance d'entrée avec ' h_1 '

Pour compléter cette étude, les répartitions de courant sur la structure pour $h_1 = 20mm$ et $30mm$ aux fréquences 1,16 et 1,61 GHz sont présentées sur la figure 4.4. La comparaison de la répartition de courant sur les bords du dipôle électrique et sur les bords de la cavité à 1,16 GHz, correspondant à la fréquence de résonance du dipôle électrique, montre que son amplitude est plus faible pour ' h_1 ' = 20mm. De plus le courant sur le dipôle magnétique est plus important pour ' h_1 ' = 20mm. Cette évolution est en adéquation avec l'évolution de l'impédance d'entrée observée précédemment où le facteur de qualité de la résonance du dipôle électrique est plus faible quand ' h_1 ' diminue. D'autre part on remarque l'impact moins prononcé de la variation de la hauteur de la cavité à 1,6 GHz qui est la fréquence de résonance de la sonde d'excitation. À cette fréquence, un courant plus important est visible sur les bords du dipôle électrique pour ' h_1 ' = 30mm.

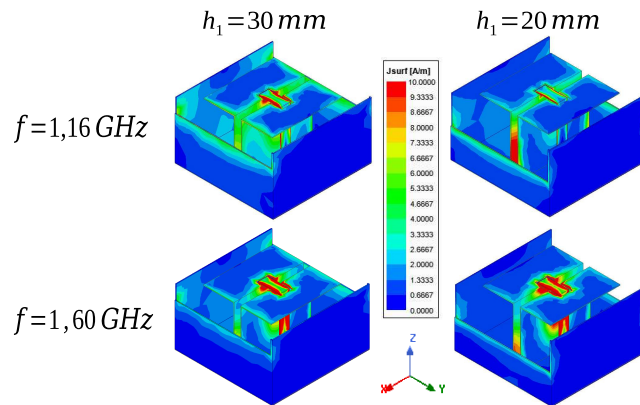


FIGURE 4.4 – Répartition de courant sur la structure pour ' h_1 ' = 20mm et ' h_1 ' = 30mm

Tous ces résultats montrent qu'une variation de hauteur de la cavité dans le plan XoZ de l'antenne peut être utilisée avantageusement pour obtenir un comportement large bande de l'antenne ME en cavité.

4.1.2 Conformation d'antennes magnétoélectriques à polarisation linéaire

Dans cette partie nous allons, à partir des résultats montrés précédemment, observer l'évolution générale du comportement de l'antenne dans le cas d'une conformation cylindrique. Tout d'abord, des résultats de simulation vont être utilisés puis deux prototypes seront présentés dans la section suivante pour la validation des résultats obtenus. La figure 4.5 montre le cas dans lequel on se place pour l'étude.

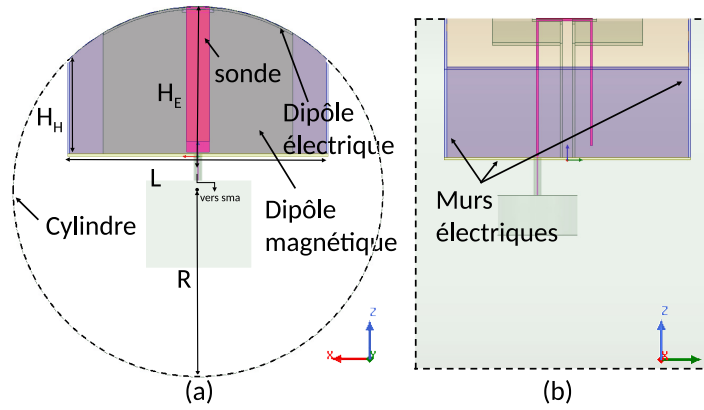


FIGURE 4.5 – Vues en coupe de la conformation d'antenne dans le plan H (a) et E (b)

Grâce aux conclusions de l'étude précédente, la conformation est réalisée dans la direction orthogonale au dipôle électrique pour conserver le comportement large bande de l'antenne. Les murs de la cavité dans le plan E prennent la forme d'une portion de cercle et les murs dans le plan H deviennent plus courts (paramètre H_H). Le dipôle électrique est conformé suivant un cylindre de rayon ' R ' et les murs de la cavité suivent la forme du cylindre. La longueur ' H_E ' est fixée à $\lambda_g/4$ pour respecter le dimensionnement du dipôle ME. La hauteur H_H des murs de cavité varie sur la plage $[0, H_E]$ en fonction de la valeur du rayon de conformation. Le critère fixé pour cette étude est la conservation du comportement large bande de l'antenne couvrant toutes les bandes GNSS. Avec cette configuration, la hauteur des murs de la cavité dépend directement du rayon de conformation choisi et de la longueur ' L ' du plan de masse. Ces deux grandeurs sont liées avec la formule (4.1).

$$L = 2 \times \sqrt{R^2 - (R - H_E + H_H)^2} \quad (4.1)$$

La valeur de ' L ' va influencer à la fois la hauteur ' H_H ' et la distance entre l'élément rayonnant et la cavité. L'évolution de l'impédance d'entrée pour différentes valeurs de ' L ' avec le rayon de conformation R fixé à 44 mm et une hauteur de cavité au centre H_E fixé à 35 mm est visible sur la figure 4.6. Pour chaque rayon, la valeur de la longueur ' L ' minimum respectant les critères de bande passante est déterminée.

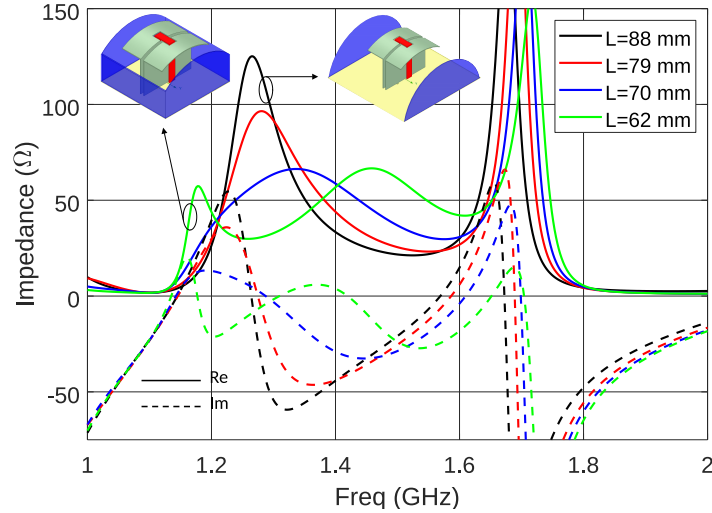


FIGURE 4.6 – Évolution de l'impédance d'entrée en fonction de ' L ' pour $R = 44mm$ et $H_E = 35mm$

Le tableau 4.1 donne les valeurs de longueur minimum pour différentes valeurs de rayons de conformation. Ce tableau montre la conséquence bénéfique de la conformation sur l'ouverture à mi-puissance dans les plans E et H de l'antenne, qui augmente lorsque le rayon de conformation diminue avec des valeurs plus proches dans les deux plans. On voit aussi une réduction importante des dimensions latérales du plan de masse avec la diminution du rayon de conformation. Ainsi un rayon de conformation de 40 mm permet une réduction de 53,5% de la surface du fond de la cavité comparée à la version planaire avec la même bande passante. Cette miniaturisation est uniquement liée à la conformation de la structure.

En conclusion, la conformation cylindrique à des rayons inférieurs à $\lambda/2$ dans le plan H de l'antenne ME en cavité permet à la fois une réduction des dimensions de la structure sans diminution de bande passante d'adaptation et une augmentation de l'ouverture à mi-puissance de la structure. Ces deux évolutions permettent de répondre aux besoins énoncés dans le sujet aussi bien en termes de miniaturisation que d'application.

Conf. Radius (mm)	L min (mm)	H_H (mm)	BP en impédance ($-10dB$) (GHz)	Ouv. mi-puissance plan E à 1,16 et 1,61 GHz	Ouv. mi-puissance plan H à 1,16 et 1,61 GHz
∞	85	35	1.12-1.63 (37.1%)	$105^\circ/92^\circ$	$105^\circ/115^\circ$
100	75	28	1.16-1.63 (33.7%)	$107^\circ/101^\circ$	$105^\circ/116^\circ$
77.5	70	27	1.14-1.69 (38.8%)	$108^\circ/103^\circ$	$106^\circ/114^\circ$
50	64	24	1.16-1.63 (33.7%)	$110^\circ/111^\circ$	$110^\circ/115^\circ$
44	62	22.81	1.16-1.69 (37.2%)	$110^\circ/116^\circ$	$111^\circ/116^\circ$
40	60	22	1.16-1.64 (34.3%)	$111^\circ/118^\circ$	$113^\circ/116^\circ$

TABLE 4.1 – Dimensions des antennes conformées optimisées pour différentes valeurs de rayons de conformation

4.1.3 Validation expérimentale

Afin de valider le fonctionnement de l'antenne à polarisation linéaire conformée, deux prototypes ont été fabriqués. Ces prototypes sont réalisés avec deux matériaux diélectriques (polypropylène, $\epsilon_r=2.26$, $\tan\delta=2,6\times 10^{-3}$ et Preperm, $\epsilon_r=3$, $\tan\delta=4,6\times 10^{-3}$) et avec deux rayons de courbure différents (77,5 mm et 44 mm).

Prototype de dipôle ME à polarisation linéaire Conformé à $R = 77,5$ mm avec une cavité remplie par du polypropylène

Le premier prototype proposé (figure 4.7), dont la cavité est remplie en utilisant du polypropylène, présente des dimensions extérieures de $75\times 75\times 40$ mm³ pour un rayon de courbure de 77,5 mm². Ces dimensions représentent une réduction de plus de 30% des dimensions de la base de la cavité de l'antenne par rapport à la version planaire avec le même matériau (section 2.1.1). Le détail des dimensions est présenté dans le tableau 4.2.

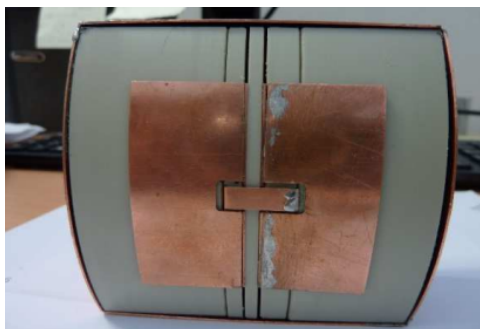


FIGURE 4.7 – Photographie du prototype de l'antenne conformationnée au rayon de 77,5 mm avec une cavité remplie par du polypropylène

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
L	75	a	3,1
H	40	b	14,5
L_{dip}	22	c	33
W_{dip}	49	d	5
S	3	d_1	4,5
W_1	7	L_1	16,5
H_1	1,6	-	-

TABLE 4.2 – Dimensions de l'antenne à polarisation linéaire et conformationnée au rayon de 77,5 mm

Cette antenne est adaptée sur l'ensemble des fréquences GNSS avec une bande d'adaptation mesurée allant de 1,15 et 1,68 GHz (37,5%) et une bonne correspondance entre simulation et mesure (figure 4.8). De plus, cette antenne présente un gain axial très stable avec une valeur moyenne de 5,2 dBi et une variation maximale de 0,4 dBi sur toute la bande passante (figure 4.8).

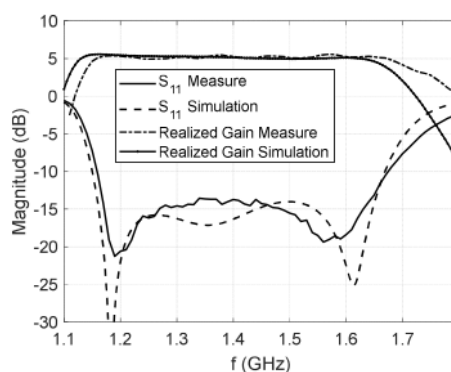


FIGURE 4.8 – S_{11} et gain réalisé simulés et mesurés de l'antenne conformationnée à un rayon $R = 77,5$ mm avec une cavité remplie par du polypropylène

Les résultats de mesure confirment également l'impact positif de la conformation cylindrique sur l'ouverture à mi-puissance de l'antenne. Celui-ci a une plus grande ouverture à mi-puissance que l'antenne plane comme le montre la figure 4.9 où les diagrammes de rayonnement mesurés aux fréquences extrêmes des bandes GNSS pour les deux plans principaux sont visibles. La polarisation croisée est faible (< -20 dB).

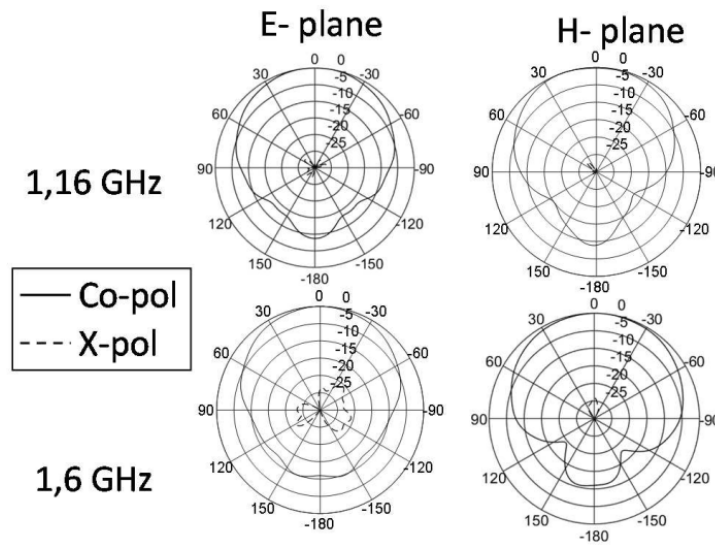


FIGURE 4.9 – Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne conformée au rayon 77,5 avec une cavité remplie par du polypropylène

Un comparatif des valeurs de gain et d'ouverture à mi-puissance obtenus en simulation et en mesure est visible dans le tableau 4.3. Ce tableau montre une différence maximale de 4° entre mesure et simulation avec des valeurs d'ouvertures à mi-puissance supérieures ou égales à 100° dans les deux plans et pour toute la bande GNSS. Ces valeurs sont plus importantes que celles obtenues pour l'antenne plane et plus intéressantes pour une utilisation en réception de signaux satellitaires (meilleure couverture).

	1,16 GHz (sim./mes.)	1,6 GHz (sim./mes.)
Plan E	$106^\circ / 104^\circ$	$120^\circ / 116^\circ$
Plan H	$110^\circ / 106^\circ$	$104^\circ / 100^\circ$

TABLE 4.3 – Ouvertures à mi-puissance simulées et mesurées de l'antenne à polarisation linéaire et conformée au rayon 77,5 mm

Prototypé de dipôle ME à polarisation linéaire Conformé à $R = 44$ mm avec une cavité remplie par du Preperm

Un deuxième prototype (figure 4.10) a été fabriqué en impression 3D en utilisant le matériau Preperm ABS 300. Ce matériau diélectrique présente l'intérêt d'être développé pour une utilisation hyperfréquence. Il possède les propriétés suivantes : $\epsilon_r = 3$ et $\tan\delta = 4,6 \times 10^{-3}$. Les différentes pièces ont été imprimées en utilisant une imprimante Ultimaker S5. Les dimensions de cette antenne sont détaillées dans le tableau 4.4. Cette antenne présente des dimensions extérieures de $62 \times 62 \times 35$ mm³, soit une réduction de dimensions de plan de masse de plus de 50% comparé à la version plane de cette antenne.

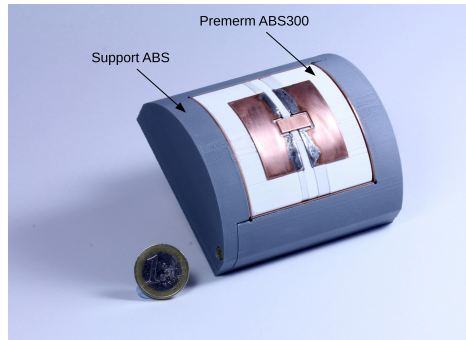


FIGURE 4.10 – Prototypé de l'antenne conformée à $R = 44$ mm avec une cavité remplie par du Preperm ABS 300

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
L	62	W_1	8
H_E	35	a	5.4
H_H	22.81	b	13
L_{dip}	17.7	c	34
W_{dip}	45	d	6
S	2.5	t	0.6
L_1	21	-	-

TABLE 4.4 – Dimensions de l'antenne avec ABS 300 conformée au rayon $R = 44$ mm

Un cadre de serrage en matériau ABS classique (remplissage de 60%) a été utilisé pour le maintien de la cavité. L'influence de ce cadre est très faible et a été prise en compte lors de la phase de conception. L'antenne possède une bande passante d'adaptation entre 1,16 et 1,69 GHz (37,2%) en simulation et entre 1,20 et 1,81 GHz (40,5%) en mesure (figure 4.11). Cette différence de 40 MHz sur la bande basse de l'antenne est liée aux tolérances des procédés de fabrication de l'antenne. Cette mesure permet par ailleurs de confirmer les propriétés électromagnétiques du matériau utilisé en tant que support de l'antenne.

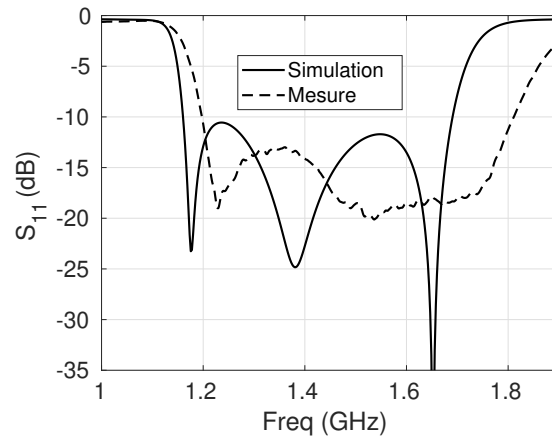


FIGURE 4.11 – Adaptation simulée et mesurée de l’antenne conformée à $R = 44$ mm avec Preperm ABS 300

Il y a une bonne correspondance entre simulation et mesure pour le gain réalisé avec une variation maximale de 0,8 dBi sur la bande d’adaptation de l’antenne et une valeur moyenne de 4,2 dBi (figure 4.12). Cette différence de gain peut être en partie expliquée par les incertitudes de mesure de la chambre anéchoïque utilisée. Le gain chute brutalement hors de la bande d’adaptation ce qui peut être un avantage dans le cas d’une application GNSS, car il permet un filtrage des fréquences hors bande. L’efficacité de rayonnement obtenue en mesure est proche de 90% sur toute la bande d’intérêt.

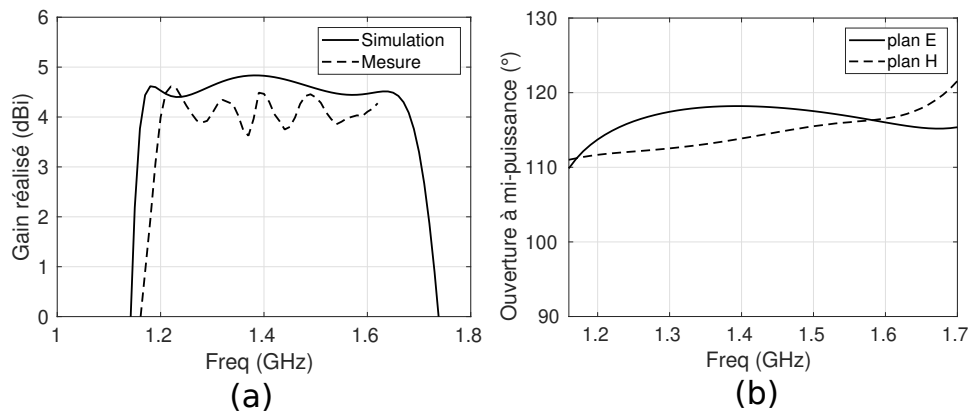


FIGURE 4.12 – Gain simulé et mesuré (a) et ouverture à mi-puissance simulée dans les plans E et H (b) de l’antenne conformée à $R = 44$ mm avec du Preperm ABS 300

L’ouverture à mi-puissance de l’antenne est stable avec des valeurs plus proches dans les deux plans de l’antenne et supérieures à celles observées pour l’antenne planaire. Enfin les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l’antenne sont présentés sur la figure 4.13.

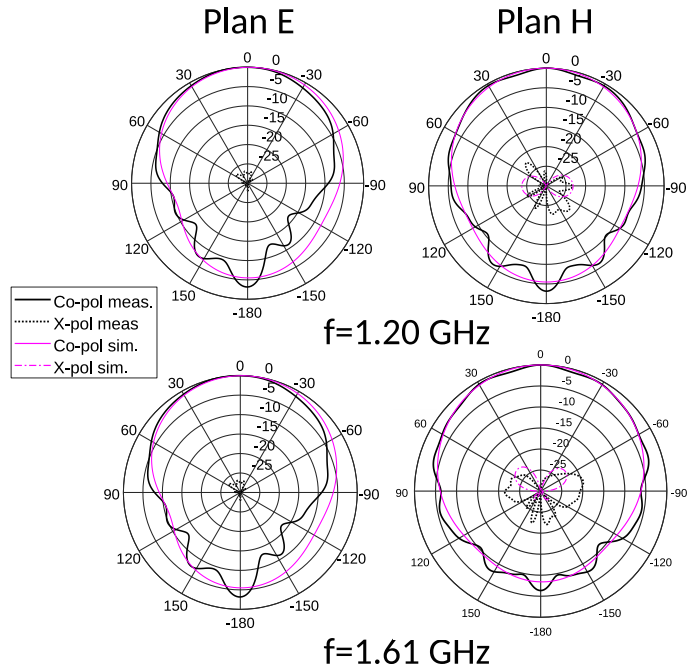


FIGURE 4.13 – Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés dans les plans E et H à 1,2 et 1,61 GHz de l'antenne conformée à $R = 44$ mm avec du Preperm ABS 300

Le rapport avant arrière faible est lié aux dimensions réduites du plan de masse. La polarisation croisée obtenue est faible et l'ouverture à mi-puissance proche pour les deux fréquences considérées. Une différence maximale de 6° est observée entre simulation et mesure pour l'ouverture à mi-puissance.

Ce deuxième prototype valide les simulations réalisées pour les antennes conformées en polarisation linéaire.

Mesures avec récepteur GNSS

Comme pour l'antenne planaire à polarisation linéaire (section 2.1.1), ce prototype a été utilisé avec le récepteur GNSS septentrio AsteRx-m2 sans amplificateur pour apprécier ses performances en situation d'utilisation réelle. La photographie du montage est visible sur la figure 4.14.

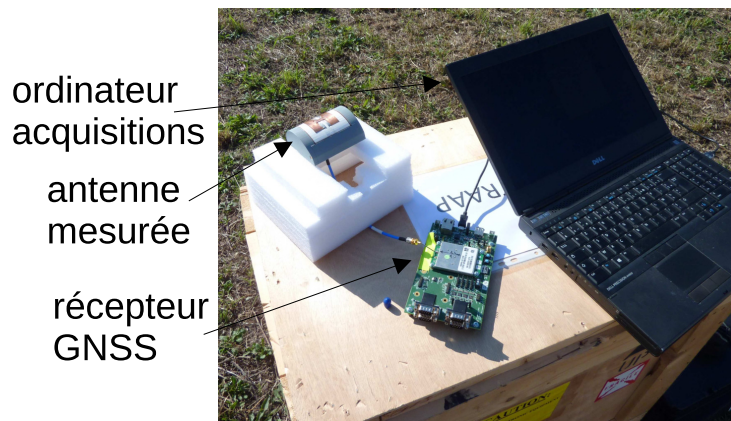


FIGURE 4.14 – Photographie du montage de mesure avec le prototype de l'antenne à polarisation linéaire conformée une cavité remplie par du Preperm ABS 300

Les niveaux de puissance reçus pour les différents satellites de la bande GPS L2C ainsi que la répartition des satellites dans le ciel au moment de la mesure sont présentés sur la figure 4.16. Les mesures de la bande L1 sont visibles sur la figure 4.15.

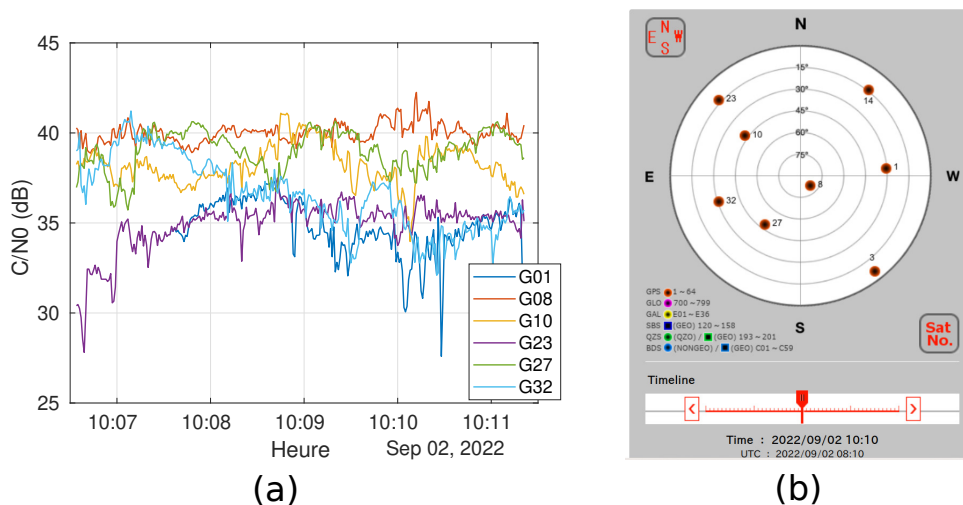


FIGURE 4.15 – Niveau de réception des satellites de la bande GPS L2C avec l'antenne conformée et une cavité remplie par du Preperm ABS 300 (a) et répartition des satellites dans le ciel à l'heure de la mesure (b)

Le tableau 4.5 reprend les performances de l'antenne en bande haute et basse GNSS. Ces mesures confirment le bon fonctionnement de l'antenne qui permet de recevoir un grand nombre de satellites, mis à part ceux se situant à des angles faibles d'élévation, avec des niveaux de puissance bien supérieurs à 30 dB/Hz. Ces mesures confirment l'intérêt de ce type de structure à polarisation linéaire pour la réception de signaux GNSS.

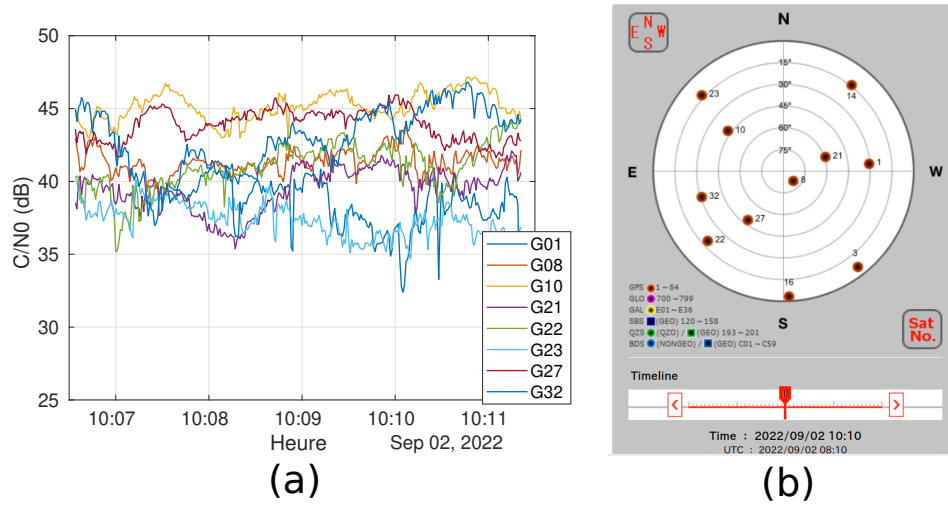


FIGURE 4.16 – Niveau de réception des satellites de la bande GPS L1 avec l’antenne conformée et du Preperm ABS 300 (a) et répartition des satellites dans le ciel à l’heure de la mesure (b)

Constellation	Nb. sat. captés	Nb. sat. disponibles	Niveau de puissance (dB/Hz)
GPS L2	6	8	37
Gallileo E5	8	12	41
GPS L5	5	7	41
GPS L1	8	11	40
Gallileo E1	8	11	36

TABLE 4.5 – Récapitulatif des satellites reçus par l’antenne conformée à polarisation linéaire

4.1.4 Mise en réseau annulaire

L’antenne conformée à polarisation linéaire présentée précédemment a été utilisée comme brique élémentaire afin de réaliser un réseau annulaire de quatre éléments de diamètre fini 155 mm (figure 4.17). Un radôme en thermo-plastique hautes performances renforcé avec des fibres de verre a été ajouté pour permettre de résister aux conditions d’utilisation. Ce radôme a été pris en compte afin d’optimiser les performances du réseau.

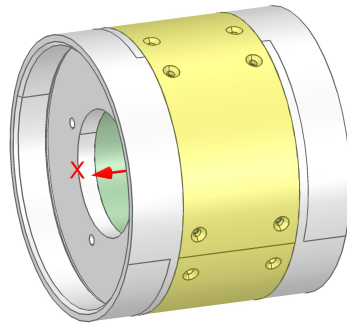


FIGURE 4.17 – Vue extérieure de l'antenne conformationnée en configuration réseau annulaire

L'adaptation du premier port du réseau ($|S_{11}|$) simulée est présentée sur la figure 4.18. Ce port est adapté entre 1,08 et 1,72 GHz (45,7%).

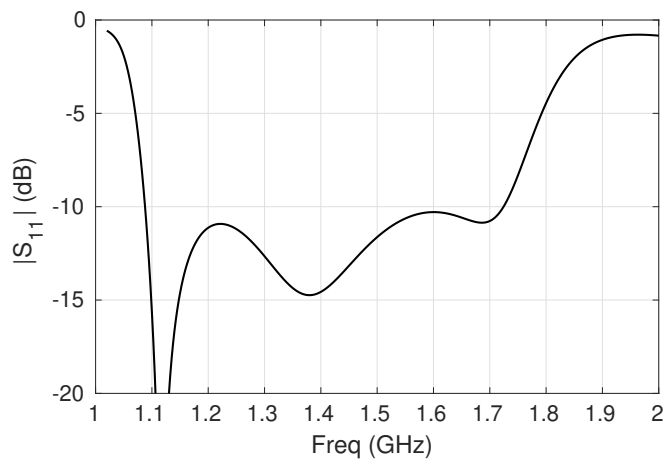


FIGURE 4.18 – Adaptation simulée du port 1 du réseau annulaire de dipôles ME polarisés linéairement

Un prototype de cette antenne a été réalisé (figure 4.19) avec un "Technology Readiness Level" (TRL) de niveau 5 visé, correspondant à une intégration de ce réseau dans un environnement représentatif d'une situation réelle d'utilisation.

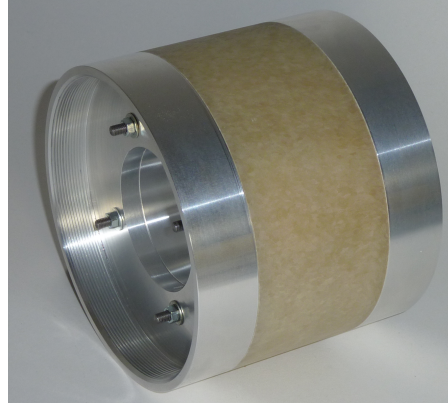
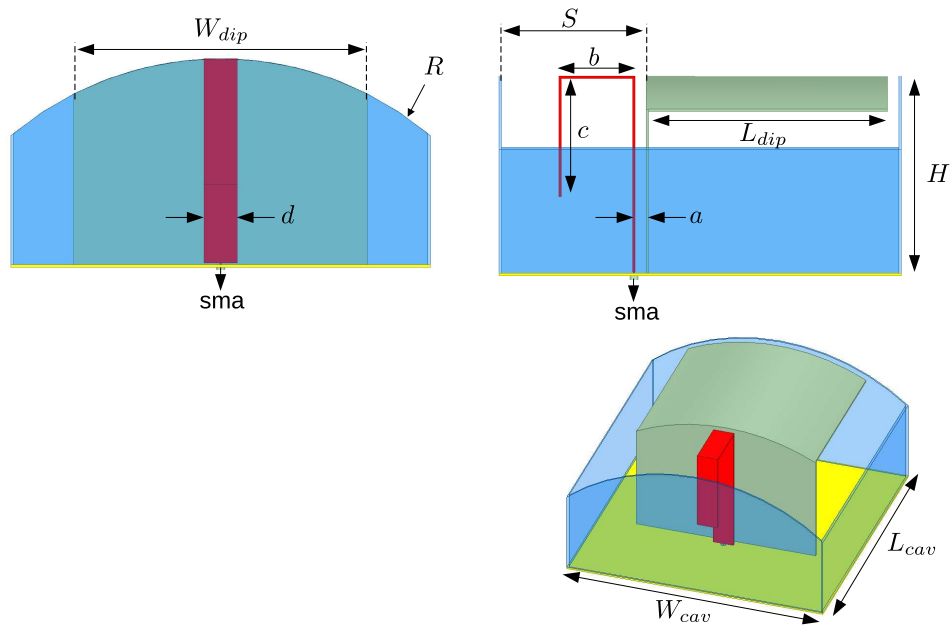


FIGURE 4.19 – Prototype du réseau annulaire d'antennes ME à polarisation linéaire

4.1.5 Demi-dipôle conformé

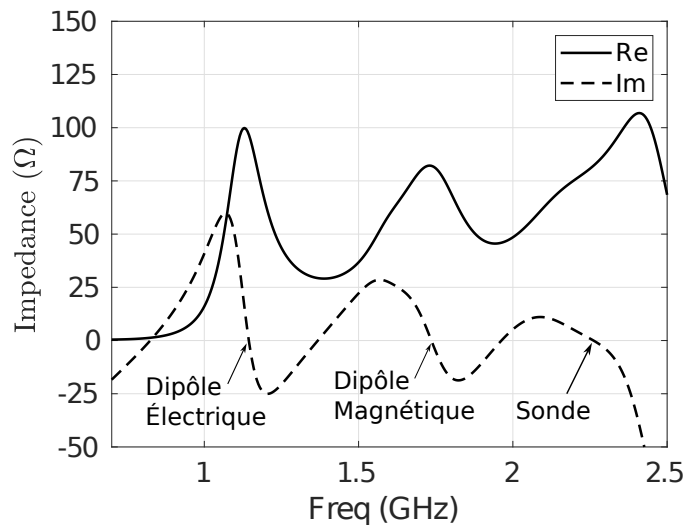
Le principe du demi-dipôle a été exposé dans la section 3.1. Nous proposons ici une version conformée afin de répondre aux besoins d'intégration et de réduction de taille des antennes. Cette antenne (figure 4.20) présente des dimensions extérieures de $100 \times 100 \times 40 \text{ mm}^3$ sans matériau diélectrique pour charger la cavité ($0,46 \times 0,46 \times 0,23 \lambda^3$ à 1,38 GHz) et est conformée sur un cylindre de rayon 77,5 mm. Le détail de ses dimensions est donné dans le tableau 4.6.

FIGURE 4.20 – Structure de l'antenne demi-dipôle conformée à $R=77,5 \text{ mm}$

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
W_{cav}	100	S	36
L_{cav}	100	a	2,75
H	50	b	19
W_{dip}	70	c	30
L_{dip}	60	d	8
R	77,5	-	-

TABLE 4.6 – Dimensions du demi-dipôle conformé

L'impédance d'entrée de cette antenne (figure 4.21) montre un fonctionnement est classique en bande GNSS avec les deux résonances liées aux dipôles électrique et magnétique. La troisième résonance, liée à la sonde d'excitation est adaptée à 50Ω grâce à la conformation de la structure. Cette résonance était présente dans la version planaire présentée dans la section, 3.1 mais avec un facteur de qualité plus important. Cette configuration du demi-dipôle est adaptée sur la bande de fréquences 1,145 - 2,33 GHz (46,5%) (figure 4.22).


 FIGURE 4.21 – Impédance d'entrée (Z_{11}) de l'antenne demi-dipôle conformée à $R=77,5$ mm

Comme pour l'antenne dipôle ME complet conformée à polarisation linéaire présentée à la section 4.1.3, la conformation cylindrique a un effet bénéfique sur l'adaptation de l'antenne. Cette opération va aussi permettre une diminution de la largeur de la cavité. Cependant, comme vu pour le demi-dipôle planaire, la sonde d'excitation induit une polarisation croisée importante en haut de bande. De plus la dissymétrie dans le plan E de l'antenne va entraîner un dépointage du maximum de rayonnement de l'ordre de 15° . Cette configuration va également induire une polarisation croisée très élevée à la fréquence où la sonde résonne rendant compliquée son uti-

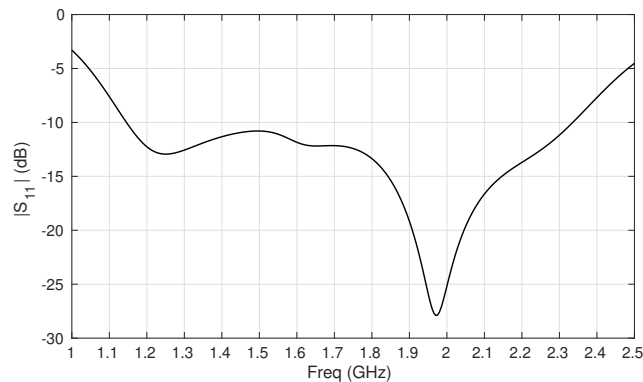


FIGURE 4.22 – Adaptation ($|S_{11}|$) de l'antenne demi-dipôle conformée à $R=77,5$ mm

lisation entre 1,8 et 2,33 GHz. La cavité carrée permet d'obtenir une ouverture à mi-puissance proche dans les deux plans principaux de l'antenne. La figure 4.23 montre les diagrammes de rayonnement à 1,16 et 1,61 GHz dans les plans E et H de l'antenne. Les diagrammes plus hauts en fréquence ne sont pas montrés, car la polarisation croisée devient trop importante et ces fréquences ne sont pas d'intérêt pour l'étude. On remarque à la fois l'impact de la demi-structure et de la conformation correspondant respectivement à la polarisation croisée plus élevée dans le plan E et le dépointage dans le plan H. La polarisation croisée est toutefois moins élevée dans le plan H que pour l'antenne présentée dans la section 3.1.

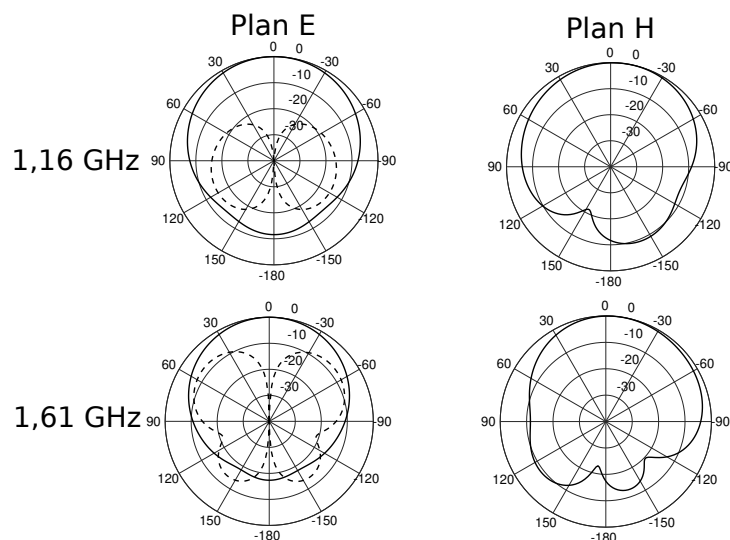


FIGURE 4.23 – Diagrammes de rayonnement à 1,16 et 1,61 GHz dans les plans E et H l'antenne demi-dipôle conformée à $R=77,5$ mm

En conclusion, cette configuration d'antenne a permis de bénéficier à la fois du plan réflecteur

de dimensions finies pour réduire les dimensions du dipôle électrique, et de la conformation pour réduire la largeur de la cavité. Elle conserve cependant des performances dégradées en termes de rayonnement déjà observées dans la section 3.1.

Nous venons d'étudier plusieurs configurations de dipôles ME à polarisation linéaire conformés. Nous allons maintenant voir des structures à polarisation circulaire.

4.2 Conformation d'antennes à polarisation circulaire

4.2.1 Dipôle ME planaire à polarisation circulaire intégré dans un cylindre

Afin de montrer l'intérêt de la conformation du dipôle ME à polarisation circulaire pour l'intégration sur un porteur cylindrique, nous allons montrer l'évolution du comportement de l'antenne à polarisation circulaire présentée dans la section 3.4.1 une fois intégrée dans un cylindre. La figure 4.24 montre la configuration considérée. L'antenne planaire est placée dans un cylindre d'aluminium de rayon 77,5 mm affleurante dans le plan YoZ. Nous appellerons cette configuration antenne environnée.

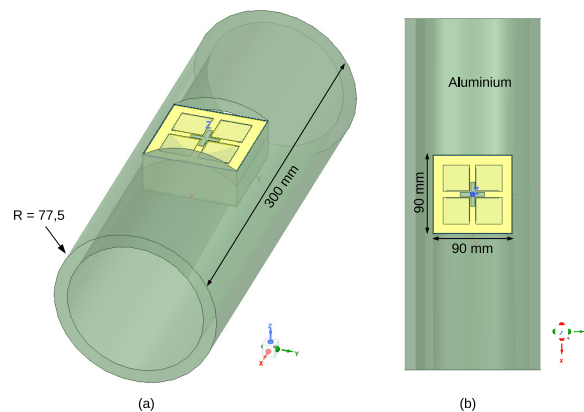


FIGURE 4.24 – Vue 3-D (a) et de dessus (b) de l'antenne à polarisation circulaire planaire environnée

La comparaison de l'impédance d'entrée des deux ports de l'antenne planaire environnée et non environnée est visible sur la figure 4.25. Contrairement à l'antenne non environnée, l'antenne environnée a une impédance d'entrée très différente entre les deux ports. En effet la conformation retire un axe de symétrie à l'antenne et les environnements vus par les deux ports de l'antenne sont différents.

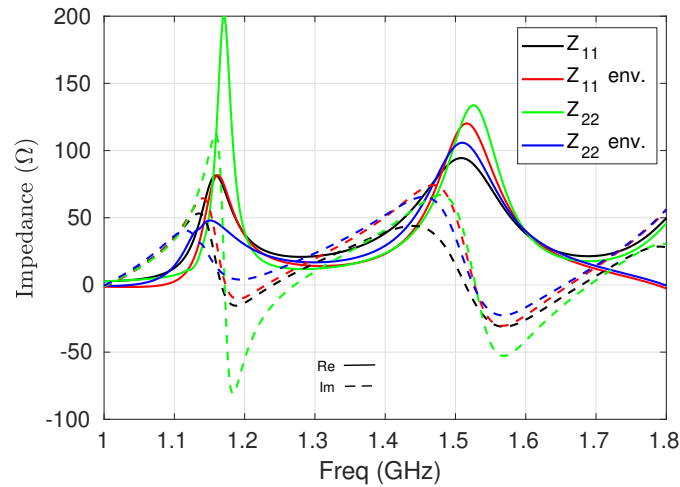


FIGURE 4.25 – Comparaison de l'impédance d'entrée des deux ports de l'antenne CP planaire environnée et non environnée

D'autre part, la configuration environnée voit sa polarisation circulaire très dégradée comparée à l'antenne non environnée (figure 4.26), notamment pour la bande basse GNSS. Ce constat est une fois encore lié à la perte d'un plan de symétrie ne permettant pas un fonctionnement optimal de l'antenne planaire intégrée.

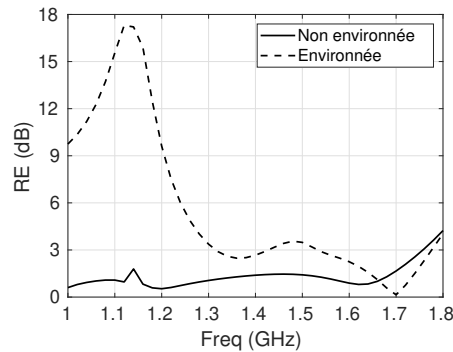


FIGURE 4.26 – Comparaison du rapport d'ellipticité de l'antenne CP planaire environnée et non environnée

La désadaptation importante d'un des ports de l'antenne et la dégradation de la polarisation circulaire (surtout en bande basse) rendent la conception difficile. Ce sont ces deux éléments qui ont motivé le choix d'une configuration conformée pour l'antenne à polarisation circulaire. Cet exemple va permettre d'établir des règles de conceptions qui pourront être utilisées pour différents diamètres de conformation.

4.2.2 Antenne à polarisation circulaire conformée

Antenne optimisée

La conformation est maintenant étudiée pour l'antenne magnétoélectrique à polarisation circulaire. Une première approche a été de repartir de l'antenne présentée dans la section 3.4.1. Cette conformation va avoir, comme pour les antennes à polarisation linéaire, une influence non négligeable sur le comportement de l'antenne. Nous allons montrer l'impact de cette conformation avec un exemple optimisé d'antenne conformée à un rayon de 77,5 mm. Le matériau diélectrique utilisé pour cette antenne est l'ABS300 déjà présenté dans la section précédente. La structure ainsi que ces dimensions sont visibles respectivement sur la figure 4.27 et dans le tableau 4.7.

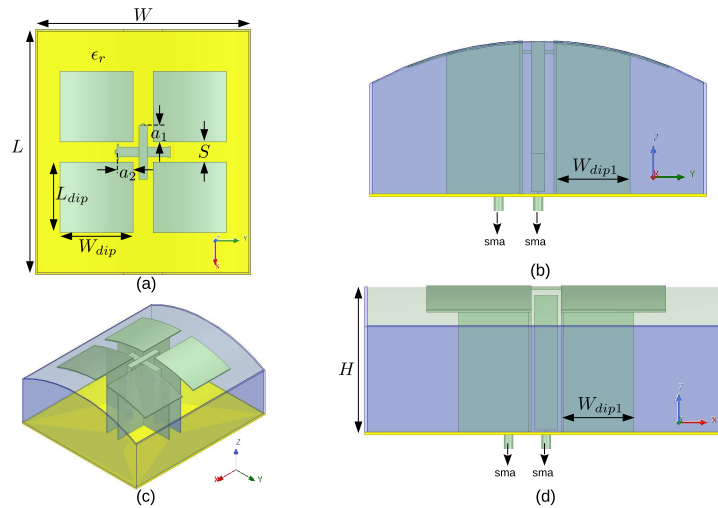


FIGURE 4.27 – Structure de l'antenne à polarisation circulaire conformée à $R = 77,5$ mm avec Preperm ABS 300 vue de dessus (a), de profil (b,d) et en 3-D (c)

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
L	85	W_{dip}	26,2
W	75	L_{dip1}	17
H	34	W_{dip1}	17
S	7	a_1	5,6
L_{dip}	24,5	a_2	5,6

TABLE 4.7 – Dimensions de l'antenne à polarisation circulaire conformée au rayon 77,5 mm

La conformation rend la structure asymétrique. L'environnement électromagnétique vu par les deux sondes d'excitation et le comportement en impédance sont donc différents (figure 4.28).

La résultante est que le port 1 de l'antenne présente un comportement large bande, car il se

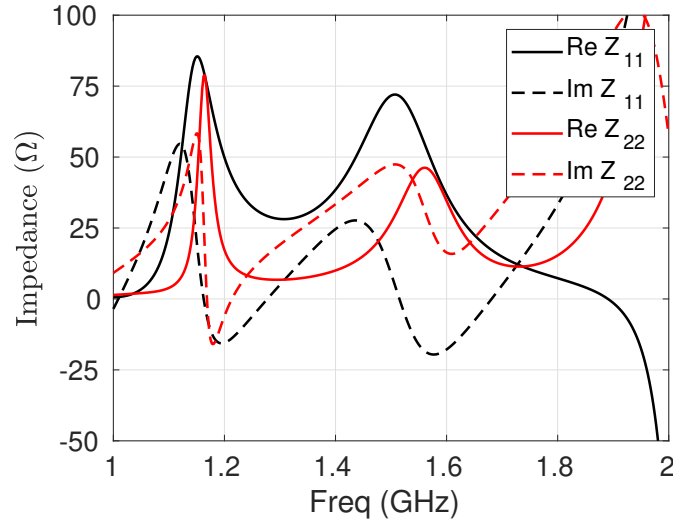


FIGURE 4.28 – Impédance d'entrée active de l'antenne à polarisation circulaire conformée à $R = 77,5$ mm avec Preperm ABS 300

trouve dans la configuration avantageuse décrite pour les antennes ME conformées à polarisation linéaire (cf. section 4.1.2). En revanche l'adaptation du deuxième port est plus complexe, notamment pour conserver une impédance proche de 50Ω entre les résonances des dipôles électrique et magnétique. Pour compenser cette différence, la cavité de cette antenne est rectangulaire et non carrée. Cette modification permet d'améliorer l'impédance du port 2 dans le plan XoZ . Le comportement en impédance a également été amélioré grâce à une optimisation des sondes d'excitation (figure 4.29), dont les dimensions sont détaillées dans le tableau 4.8. Cette optimisation des sondes permet d'adapter le port 2 de l'antenne sur la bande basse GNSS. Les sondes d'excitation sont planaires et intégrées dans le matériau diélectrique. Les coefficients de réflexion des deux ports de l'antenne obtenus après optimisation sont visibles sur la figure 4.30.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
h_1	34	h_2	32
b_1	18	b_2	18
c_1	25	c_2	30
d_1	3	d_2	5,5
d_{1bis}	3	d_{2bis}	3,5
d_{1ter}	3	d_{2ter}	4

TABLE 4.8 – Dimensions des sondes d'excitation de l'antenne à polarisation circulaire conformée au rayon $77,5$ mm

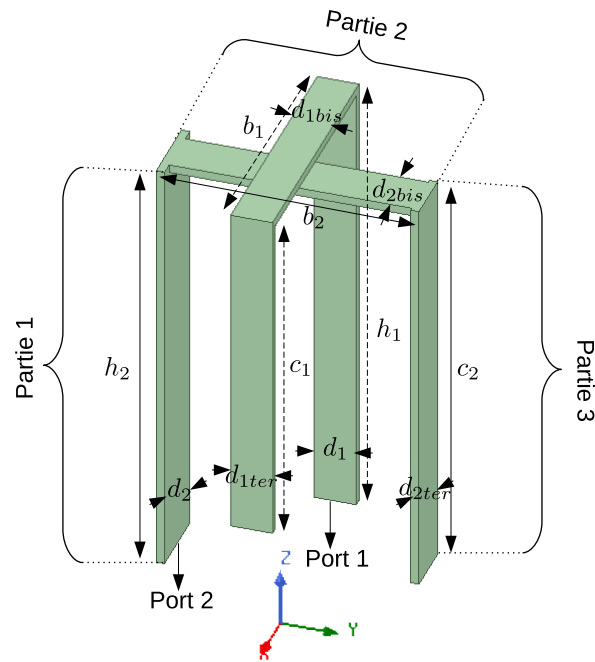


FIGURE 4.29 – Sondes d’excitation de l’antenne à polarisation circulaire conformée à $R = 77,5$ mm avec Preperm ABS 300

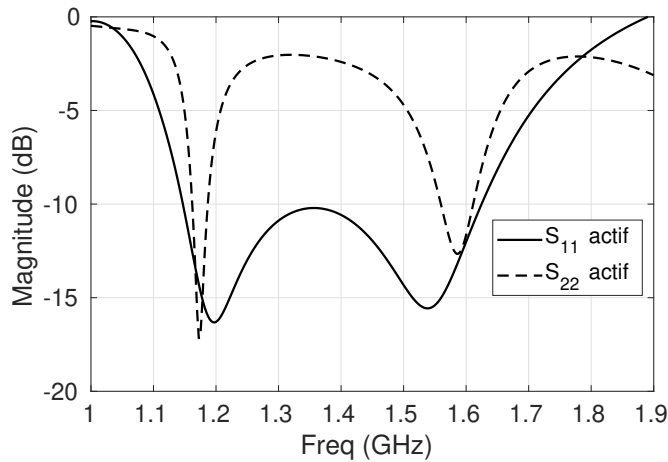


FIGURE 4.30 – Paramètres S actifs de l’antenne à polarisation circulaire conformée à $R = 77,5$ mm avec Preperm ABS 300

Cette configuration permet à l’antenne de présenter un rapport d’ellipticité inférieur à 3 dB sur les bandes 1,164 - 1,214 GHz et 1,462 - 1,615 GHz, (figure 4.31) ce qui lui permettant de rayonner en polarisation circulaire sur les bandes où elle est adaptée avec un jeu de phase standard de 90° entre les deux ports d’alimentation.

Les diagrammes de rayonnement de cette antenne aux fréquences 1,17 GHz et 1,57 GHz dans

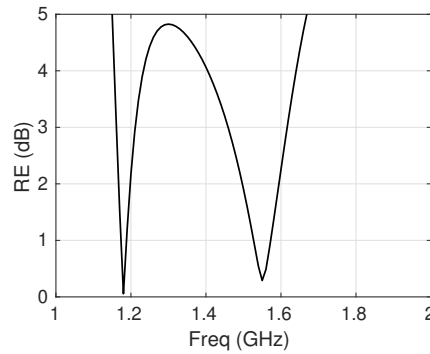


FIGURE 4.31 – rapport d'ellipticité de l'antenne CP conformée

les deux plans principaux de l'antenne sont bien symétriques (figure 4.32), avec une polarisation croisée faible (< -20 dB dans l'hémisphère supérieur). L'ouverture à mi-puissance varie peu avec une valeur supérieure à 100° pour toute la bande GNSS. Un prototype de cette antenne est en cours de fabrication pour validation des résultats de simulation par la mesure.

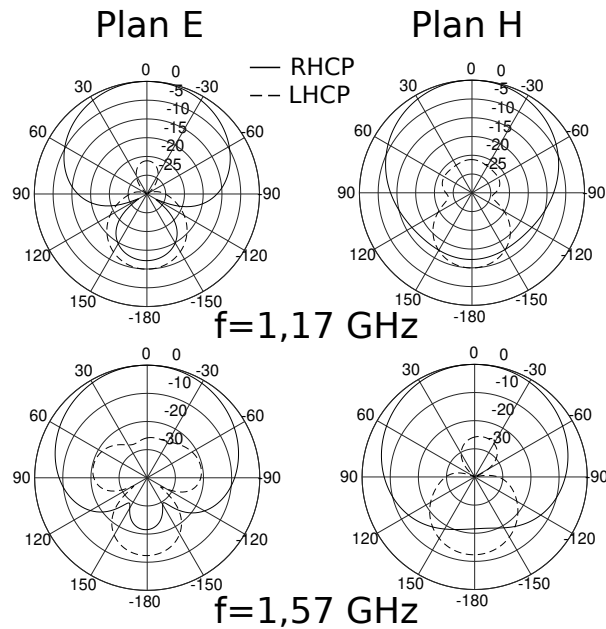


FIGURE 4.32 – Diagrammes de rayonnement simulés à 1,17 et 1,57 GHz dans les plans E et H de l'antenne CP conformée

L'antenne optimisée permet de couvrir, en bande basse GNSS les bandes GPS L5, GLONASS G3, Galileo E5a et b et beidou B2 et l'ensemble des bandes de la bande haute GNSS soit GPS L1, GLONASS G1, Galileo E1 et Beidou B1. Afin d'explicitier l'incidence du dimensionnement des sondes d'excitation sur l'impédance d'entrée de l'antenne, une étude paramétrique est proposée.

Étude paramétrique de l'antenne conformée à polarisation circulaire

Une étude paramétrique est proposée pour quantifier l'évolution de l'impédance d'entrée du port 2 de l'antenne pour différentes valeurs de ' d_2 ', ' d_{2bis} ' et ' d_{2ter} '. Le comportement du port 1 ne sera pas montré, car la modification de la sonde 2 n'a pas d'incidence sur son comportement. La figure 4.33 montre l'impédance d'entrée du port 2 pour différentes valeurs de ' d_2 '.

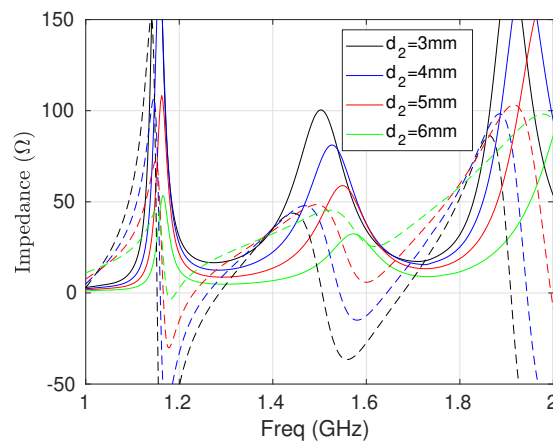


FIGURE 4.33 – Évolution de l'impédance d'entrée du port 2 de l'antenne CP conformée avec le paramètre ' d_2 '

La partie 1 de la sonde est extrêmement importante dans l'ajustement de l'impédance d'entrée de l'antenne. En effet c'est cette partie de la sonde qui s'apparente à une ligne de transmission et va moduler l'impédance d'entrée du port de l'antenne sur l'ensemble de la bande. Une largeur plus importante de la partie 1 de la sonde va augmenter la composante capacitive de l'impédance d'entrée avec une augmentation de la partie réelle.

La partie 2 de la sonde va permettre de régler l'impédance de la résonance du dipôle magnétique principalement. L'évolution de l'impédance avec la variation de ' d_{2bis} ' (figure 4.34) est la même que pour la partie 1 avec un impact moins marqué, notamment sur la résonance du dipôle électrique.

la variation de ' d_{2ter} ' (figure 4.35) va surtout influencer la troisième résonance visible autour de 2 GHz. Ce paramètre n'est pas de grande importance dans cette configuration, mais le sera lorsqu'on ajoutera les éléments parasites à cette antenne conformée à la section 5.3. Le réglage précis des dimensions de la sonde d'excitation permet d'optimiser chaque résonance et d'obtenir

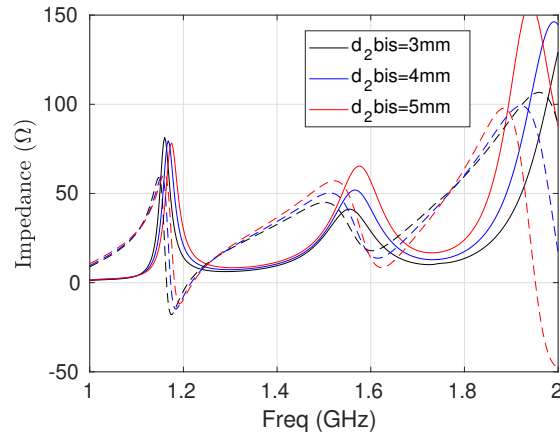


FIGURE 4.34 – Évolution de l'impédance d'entrée du port 2 de l'antenne CP conformée avec le paramètre ' d_{2bis} '

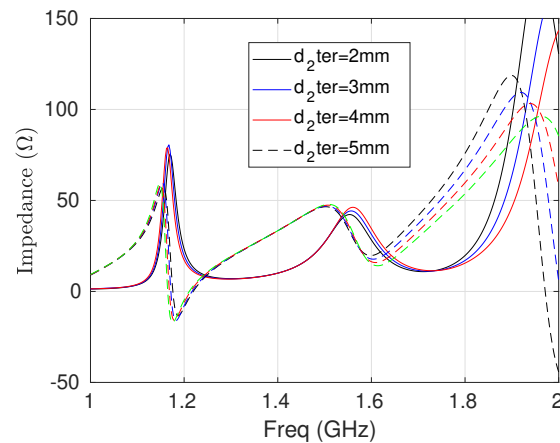


FIGURE 4.35 – Évolution de l'impédance d'entrée du port 2 de l'antenne CP conformée avec le paramètre ' d_{2ter} '

des bandes passantes d'adaptation plus importantes. Enfin les dimensions de la cavité jouent un rôle important sur le comportement en impédance de l'antenne, qui va être différent en fonction du port considéré. La figure 4.36 montre l'incidence de ' L ', correspondant à la dimension de la cavité dans le plan de conformation de celle-ci, sur les deux ports de l'antenne. Ce paramètre va permettre de diminuer le facteur de qualité des résonances du dipôle électrique et magnétique sur le port 1 lorsqu'il augmente avec le même sens de variation pour les deux résonances. L'influence de L sur le deuxième port 2, souffrant de la conformation est de réduire le facteur de qualité de la résonance du dipôle électrique sans en modifier la fréquence lorsque la valeur augmente. L'augmentation de la valeur de ce paramètre va également décaler la fréquence de résonance du dipôle magnétique plus bas en fréquence et en augmenter la composante capacitive.

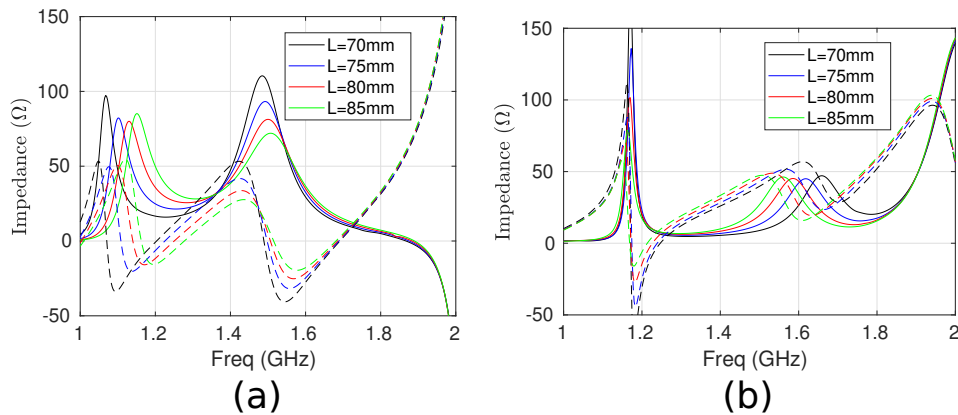


FIGURE 4.36 – Évolution de l'impédance d'entrée des ports 1 (a) et 2 (b) de l'antenne CP conformée avec le paramètre ' L '

La figure 4.37 montre l'évolution de l'impédance des deux ports avec le paramètre ' W ', correspondant au plan orthogonal à celui de la conformation de l'antenne. Sur le port 1 de l'antenne, ce paramètre va influencer le facteur de qualité de la résonance du dipôle électrique qui diminue quand W augmente sans en modifier la fréquence. L'augmentation de la valeur de ce paramètre va augmenter le facteur de qualité du dipôle magnétique et le décaler plus bas en fréquence avec une incidence moins marquée que pour le dipôle électrique. Concernant le port 2 de l'antenne, l'augmentation de W va décaler plus haut en fréquence et avec une amplitude plus importante la résonance du dipôle électrique et l'effet inverse sur la résonance du dipôle magnétique.

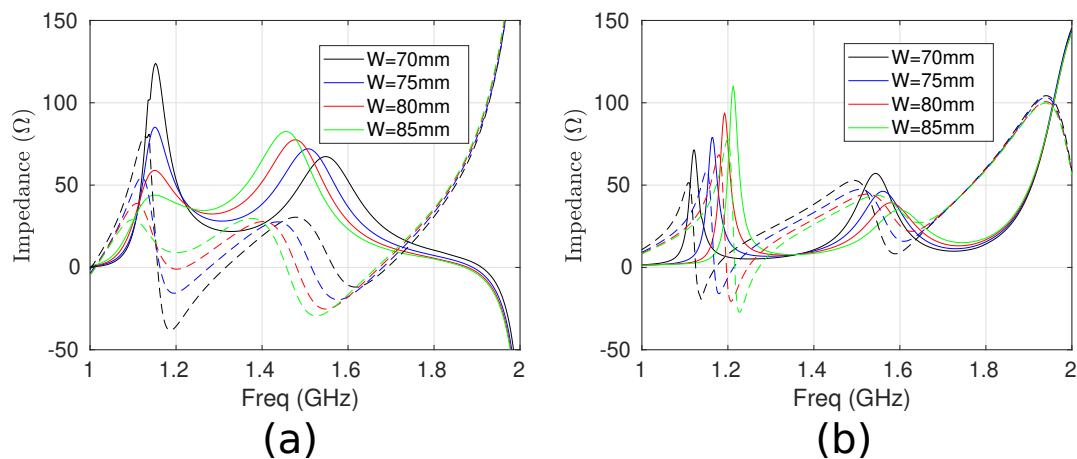


FIGURE 4.37 – Évolution de l'impédance d'entrée des ports 1 (a) et 2 (b) de l'antenne CP conformée avec le paramètre ' W '

L'étude des dimensions de la cavité montre qu'une cavité rectangulaire permet, pour une

antenne conformée cylindriquement, d'améliorer l'adaptation de l'antenne en comparaison avec une cavité carrée. Cette évolution permet de compenser la conformation de celle-ci afin de maximiser les bandes utiles de l'antenne. L'étude des dimensions de la sonde nous montre que les paramètres principaux à considérer sont la largeur de la partie 1 et 2 de celle-ci avec une sensibilité particulière pour la partie 1.

L'antenne présentée dans cette partie permet de montrer que la conformation est également une solution viable pour l'intégration d'antennes à polarisation circulaire. Celle-ci ne couvre pas toutes les bandes GNSS. Une version de cette antenne avec éléments parasites est présentée dans la section 5.3.

4.3 Conclusion

Dans ce chapitre, la conformation de dipôles magnétoélectriques en cavité a été proposée pour des antennes à polarisation linéaire et circulaire. Une première étape consistant en l'étude de la variation de hauteur des murs de la cavité pour une antenne plane, a permis de déterminer le plan de conformation le plus intéressant pour conserver la largeur de bande d'adaptation de l'antenne. Grâce aux résultats obtenus, des antennes à polarisation linéaire ayant différents rayons de conformation ont été développées et validées par la réalisation de prototypes. La conformation de ces antennes à polarisation linéaire a permis une réduction importante des dimensions de la cavité en comparaison avec l'antenne plane sans réduire la bande passante de celle-ci. Une version conformée du demi-dipôle et une mise en réseau annulaire des antennes ME conformées complètent la partie sur la polarisation linéaire. L'étude de la conformation d'antennes à polarisation circulaire a également été proposée. L'obtention de bande d'adaptation et de polarisation circulaire a été possible grâce à l'utilisation d'une cavité rectangulaire et à l'optimisation fine des dimensions des sondes d'excitation.

ANTENNES À COMBINAISON DE TECHNIQUES

Le chapitre précédent a permis de mettre en avant l'évolution du comportement du dipôle ME à polarisation linéaire et circulaire en cavité avec la conformation cylindrique et comment en tirer parti. Dans ce chapitre, des antennes ME combinant plusieurs techniques vues précédemment sont présentées. L'objectif de cette partie est d'exposer des antennes miniaturisées répondant aux critères imposés par le sujet. La première structure présentée combine toutes les techniques du chapitre 2, c'est-à-dire la sonde extérieure au dipôle magnétique, en forme de fourche et l'utilisation de deux matériaux diélectriques emboîtés. Une mise en œuvre à partir d'un matériau commercial est également proposée en simulation. Par la suite, des antennes combinant la conformation cylindrique avec deux matériaux diélectriques puis avec des éléments parasites seront développées.

5.1 Sonde fourche et deux matériaux diélectriques emboîtés

Dans cette partie, l'antenne optimisée ainsi qu'une étude paramétrique sont développées. Une mise en œuvre utilisant un matériau Rogers est proposée en simulation uniquement.

5.1.1 Géométrie de l'antenne optimisée

L'antenne développée dans cette partie cumule toutes les techniques vues dans le chapitre 2, à savoir la sonde d'excitation placée à l'extérieur du dipôle magnétique, l'utilisation d'une sonde en forme de fourche à deux branches ainsi que deux matériaux diélectriques pour remplir la cavité (figure 5.1). La partie périphérique de la cavité est chargée avec du polypropylène, ayant une permittivité relative de 2,26 et une tangente de perte de 0,0026. Le matériau diélectrique placé sous l'élément rayonnant possède quant à lui une permittivité relative de 5. La combinaison de ces techniques permet de réduire le profil de l'antenne présentée dans la section 2.1.1 de 40 mm à 29,5 mm tout en couvrant l'intégralité des bandes GNSS et des fréquences de télémétrie de la bande S (2,2 - 2,4 GHz). Les dimensions de cette antenne sont présentées dans le tableau 5.1.

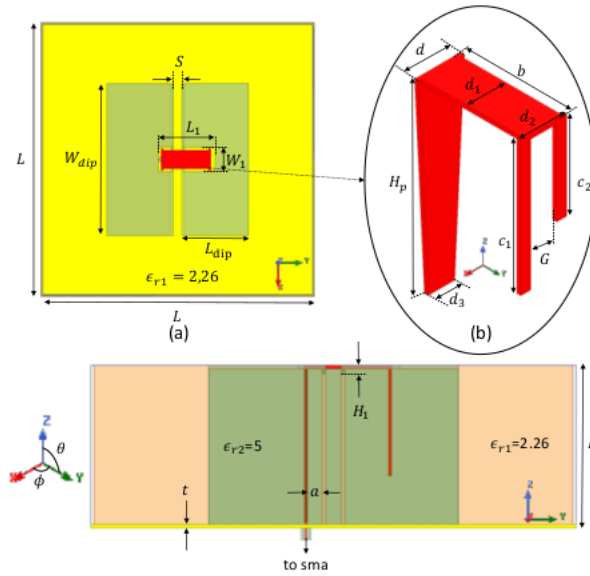


FIGURE 5.1 – Géométrie de l'antenne à polarisation linéaire avec une sonde fourche et deux matériaux diélectriques

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
L	90	a	2,7
H	29,5	b	16,2
L_{dip}	21,7	c_1	20,5
W_{dip}	50	c_2	13,5
S	4,5	d	7
W_1	9	d_2	6
H_1	1,6	d_3	4
L_1	18,8	G	4
t	0,6	H_p	29

TABLE 5.1 – Dimensions de l'antenne avec sonde d'excitation placée à l'extérieur du dipôle magnétique, deux matériaux diélectriques et sonde fourche

Afin de conserver l'adaptation de l'antenne et de compenser l'effet capacitif supplémentaire induit par l'utilisation d'un matériau de permittivité supérieure sous l'élément rayonnant, la largeur de la sonde d'excitation a été optimisée avec un élargissement progressif traduit par les paramètres ' d_3 ' et ' d '. Une étude paramétrique sur la sonde d'excitation est proposée dans la sous-section 5.1.2. L'antenne optimisée est adaptée sur les bandes 1,16 - 1,61 GHz et 2,10 - 2,40 GHz (figure 5.2). La plus large bande d'adaptation en bande S que pour l'antenne présentée dans la section 5.2 est due à l'effet cumulé de la sonde en forme de fourche et du matériau diélectrique de permittivité plus élevée sous l'élément rayonnant.

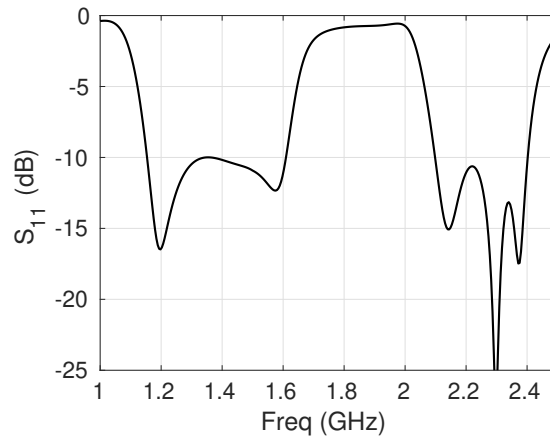


FIGURE 5.2 – Adaptation de l’antenne avec sonde d’excitation placée à l’extérieur du dipôle magnétique, deux matériaux diélectriques et sonde fourche

Cette antenne présente un rayonnement différent en bande L et en bande S. Cette différence peut s’expliquer par les éléments de l’antenne mis en jeu pour le rayonnement aux différentes fréquences. En bande L, l’antenne rayonne comme un dipôle ME classique. Son rayonnement est maximal dans l’axe de l’antenne. En bande S, le rayonnement est majoritairement dû à la sonde qui a un rayonnement de type monopôle. La modification de la sonde crée de plus une légère dissymétrie. Tous ces éléments font que le rayonnement n’est plus maximal dans l’axe de l’antenne. La figure 5.3 montre le gain réalisé dans l’axe et le gain maximal de l’antenne. Il y a une superposition des deux courbes de gain réalisé en bande L et des valeurs différentes pour la bande S.

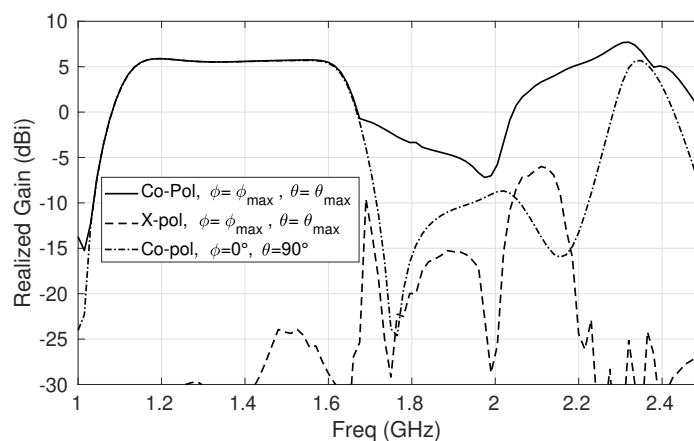


FIGURE 5.3 – Gain dans l’axe et dans la direction du maximum de rayonnement de l’antenne avec sonde d’excitation placée à l’extérieur du dipôle magnétique, deux matériaux diélectriques et sonde fourche (figure 5.1)

La dissymétrie induite crée une variation maximale de la direction du maximum de gain de l'antenne par rapport à la direction $\phi=0^\circ$, $\theta=0^\circ$ $\Delta\phi_{max} = 8^\circ$ et $\Delta\theta_{max} = 46^\circ$ (figure 5.4), le plan E correspondant à $\phi = 90^\circ$. Il a été choisi de ne montrer que la bande S d'intérêt car le plan du rayonnement maximal est connu pour la bande GNSS.

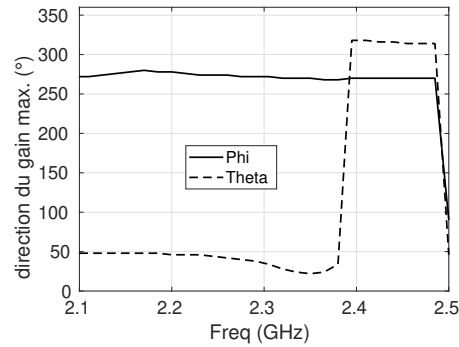


FIGURE 5.4 – Direction du gain maximum en bande S de l'antenne avec sonde d'excitation placée à l'extérieur du dipôle magnétique, deux matériaux diélectriques et sonde fourche

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne à 1,16, 1,60 et 2,20 GHz (figure 5.5) montrent une polarisation croisée est plus élevée à 1,6 GHz que pour la structure de la section 2.1.1, lié aux modifications de la sonde d'excitation. Le diagramme de rayonnement de l'antenne en bande S correspond à celui d'un dipôle orienté selon l'axe Z avec une polarisation croisée faible (< -20 dB par rapport à la polarisation principale).

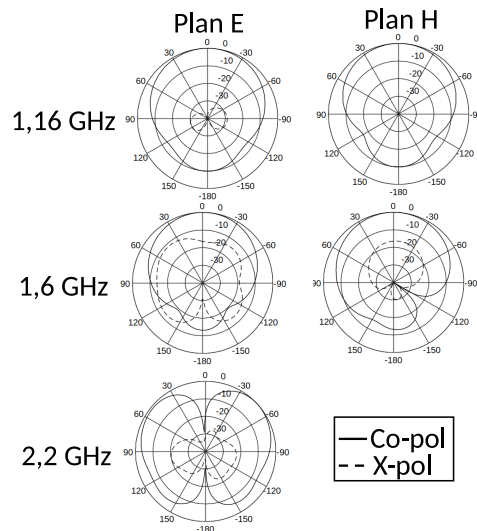


FIGURE 5.5 – Diagrammes de rayonnement normalisés de l'antenne avec sonde d'excitation placée à l'extérieur du dipôle magnétique, deux matériaux diélectriques et sonde fourche

5.1.2 Étude paramétrique

L'objectif de cette partie est de montrer le comportement des nouvelles résonances induites pour permettre un dimensionnement plus simple de la structure. Nous allons ainsi étudier l'évolution de comportement en impédance induit par la modification des paramètres ' c_1 ', ' c_2 ', ' G ' et ' d_3 '. Cette étude permet de donner les tendances de l'impédance pour une utilisation sur d'autres bandes de fréquences. Le point de départ est l'antenne optimisée pour laquelle un paramètre unique va varier permettant ainsi d'apprécier son impact sur l'impédance d'entrée de l'antenne.

La variation de c_1 (figure 5.6) impacte presque exclusivement la fréquence d'apparition de la troisième résonance de l'antenne. Un c_1 plus court va décaler plus haut en fréquence la troisième résonance de l'antenne en réduisant le facteur de qualité ce celle-ci. Il y a également une légère incidence sur la résonance parallèle vers 1,25 GHz.

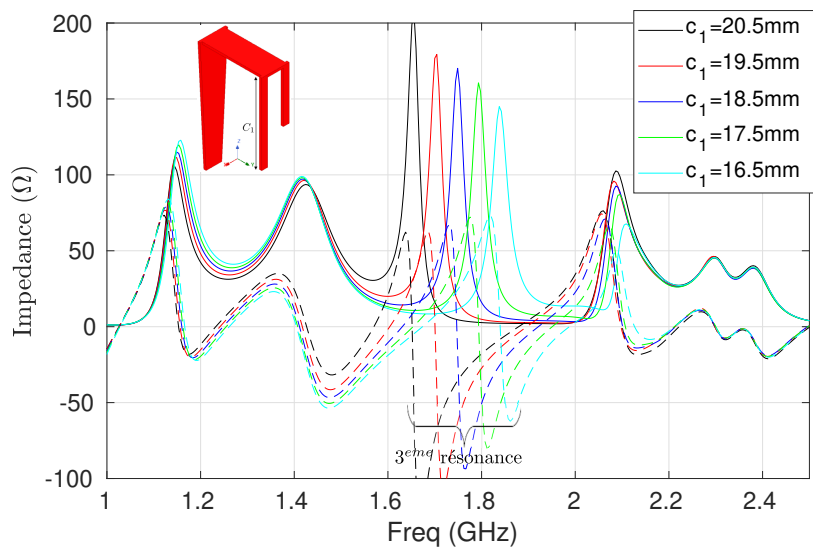


FIGURE 5.6 – Évolution de l'impédance d'entrée avec la variation de ' c_1 ' de l'antenne (partie réelle en trait plein, partie imaginaire en trait discontinu)

La variation du paramètre c_2 (figure 5.7) influence principalement l'impédance d'entrée en bande S, avec une évolution de la première résonance autour de 2,1 GHz. La variation de ce paramètre ne modifie pas le comportement en bande L. Ces observations montrent que les longueurs ' c_1 ' et ' c_2 ' permettent de régler de manière quasiment indépendante les fréquences de résonances induites par la forme en fourche de la sonde.

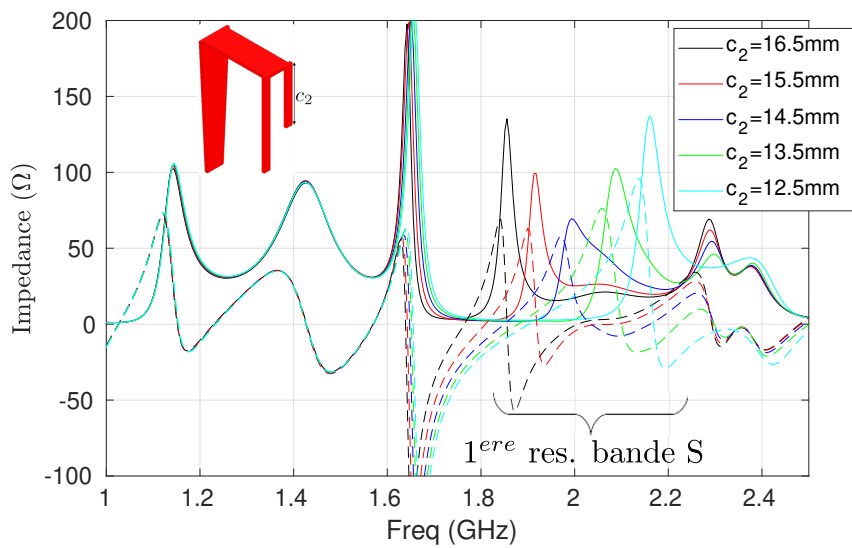


FIGURE 5.7 – Évolution de l'impédance d'entrée avec la variation de ' c_2 ' de l'antenne (partie réelle en trait plein, partie imaginaire en trait discontinu)

L'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs du paramètre ' G ', correspondant à l'espacement entre les deux branches de la sonde d'excitation (figure 5.8) montre que ce paramètre a une incidence principalement en bande S. Il décale la première résonance de cette bande plus haut en fréquence avec un facteur de qualité plus important quand il augmente.

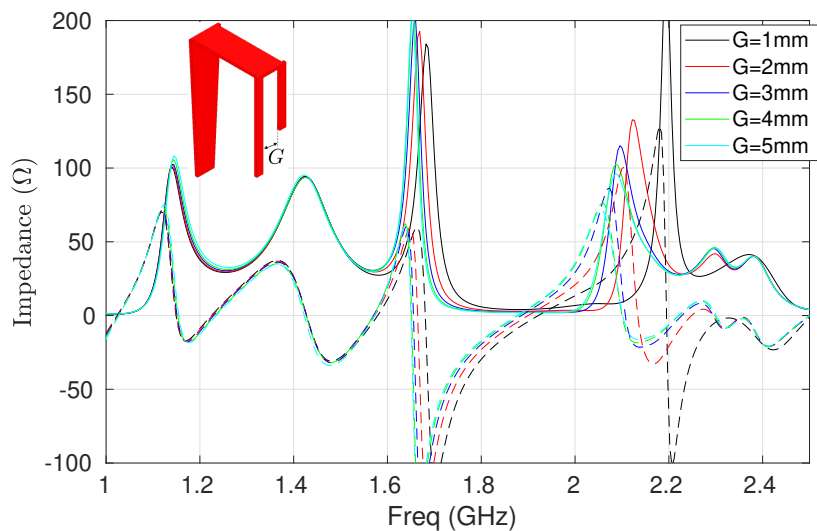


FIGURE 5.8 – Évolution de l'impédance d'entrée avec la variation de ' G ' de l'antenne (partie réelle en trait plein, partie imaginaire en trait discontinu)

Comme exposé au début de cette partie, la modification du paramètre ' d_3 ' (figure 5.9) permet de jouer sur la partie imaginaire et réelle de l'impédance d'entrée sans décaler en fréquence les résonances. Ce paramètre permet d'ajuster l'impédance à la valeur souhaitée sans modifier les fréquences de fonctionnement de l'antenne. Ainsi, la composante inductive de l'impédance d'entrée de l'antenne est plus importante pour un ' d_3 ' plus large. Ce comportement confirme que cette partie de la sonde d'excitation se comporte comme une ligne de transmission.

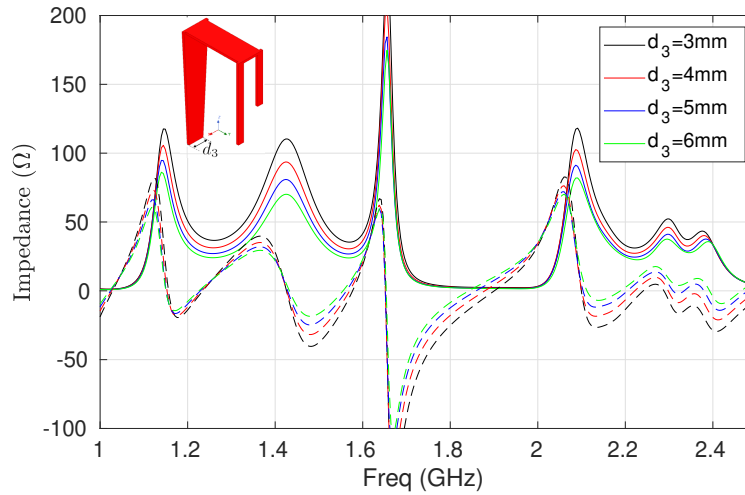


FIGURE 5.9 – Évolution de l'impédance d'entrée avec la variation de ' d_3 ' de l'antenne avec sonde d'excitation placée à l'extérieur du dipôle magnétique, deux matériaux diélectriques et sonde fourche (partie réelle en trait plein, partie imaginaire en trait discontinu)

On conclut de cette étude paramétrique que cette configuration d'antenne combinant le placement de sonde d'excitation extérieure au dipôle magnétique, deux matériaux diélectriques et la sonde fourche permet d'obtenir une antenne ayant un profil réduit et deux larges bandes d'utilisation. De plus, ces deux bandes de fréquences sont ajustables de manière indépendante avec une bande intermédiaire où l'antenne est fortement désadaptée et donc immunisée contre les perturbations éventuelles. Cette structure est donc intéressante pour une utilisation multifonction.

5.1.3 Mise en œuvre avec des matériaux diélectriques commerciaux : vers la réalisation d'un prototype

Dans cette sous-section, une mise en œuvre pratique de cette antenne est proposée en utilisant les matériaux diélectriques suivants : polypropylène et du Rogers 6006 ($\epsilon_r = 6,15$, $\tan\delta = 1,9 \times 10^{-3}$). Pour réduire la permittivité relative du matériau Rogers de 6,15 à 5, il est évidé périodiquement avec des ouvertures circulaires en utilisant la formule (5.1) [138] pour le dimensionnement.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{D}{W}\right)^2 + \epsilon_r \left(1 - \frac{\pi}{2} \left(\frac{D}{W}\right)^2\right) \quad (5.1)$$

avec D et W , respectivement le diamètre des ouvertures et la distance entre les centres des ouvertures (figure 5.10).

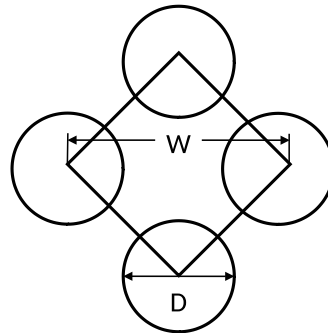


FIGURE 5.10 – Schéma des ouvertures de l'équation (5.1) (inspiré de [138])

En utilisant l'équation (5.1), on obtient les valeurs $D = 2,5mm$ et $W = 6,65mm$ donnant $\epsilon_{eff} = 5,002$. Une vue du dessus des ouvertures est visible sur la figure 5.11. Cette première étape permet une bonne approximation de permittivité relative.

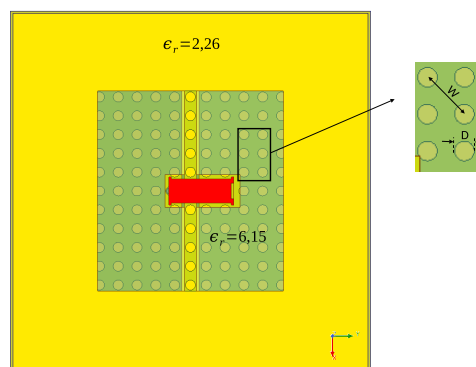


FIGURE 5.11 – Vue de dessus de la structure

Suite à cette étape, une optimisation a été réalisée sur les dimensions et le placement de la sonde ainsi que sur la longueur du dipôle électrique (cf. tableau 5.2) pour obtenir les performances souhaitées. Les paramètres $|S_{11}|$ obtenus avec la version idéale, correspondant à un matériau homogène de permittivité relative de 5, la version avec les ouvertures avant et après optimisation est présentée sur la figure 5.12. Pour la version non optimisée avec les ouvertures, le paramètre $|S_{11}|$ remonte jusqu'à -8 dB dans la bande GNSS. Il y a également un léger décalage vers le bas pour la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Cette différence de comportement peut

s'expliquer par le fait que la lattice est carrée mais la superposition avec le dipôle ME entraîne des dissymétries, l'espacement S n'étant pas un multiple de $\frac{W}{\sqrt{2}}$ (figure 5.1). Or l'intérieur du dipôle magnétique est une zone de courants forts. De plus la structure considérée a une épaisseur de 29,5 mm. Tous ces éléments ont été pris en compte et une phase d'optimisation a été réalisée.

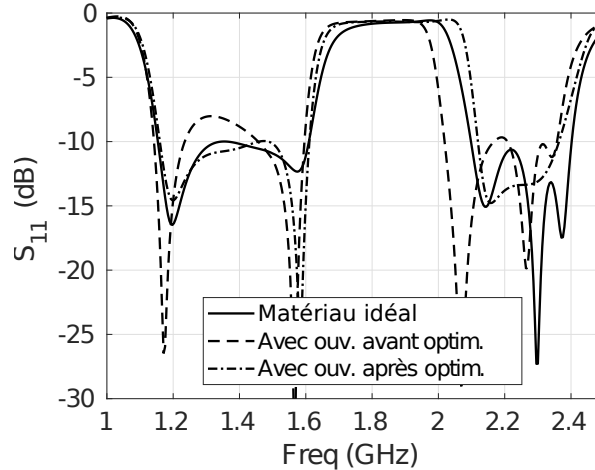


FIGURE 5.12 – Adaptation de la structure avec matériau idéal , avec ouverture avant et après optimisation

Le tableau 5.2 montre les valeurs qui ont évolué sur la nouvelle version de l'antenne, avec de légères évolutions permettant à l'antenne proposée de couvrir les bandes 1,16 - 1,61 GHz et 2,11 - 2,37 GHz pour l'adaptation.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
L_{dip}	21,1	c_1	20,7
a	3	c_2	13,1
d_2	6	-	-

TABLE 5.2 – Dimensions optimisées de la mise en œuvre de l'antenne

La comparaison du gain réalisé dans la direction du maximum de rayonnement entre la version optimisée de l'antenne proposée (figure 5.13) met en avant une grande similarité de valeurs de gain dans les bandes d'intérêt, aussi bien pour la polarisation principale que pour la polarisation croisée. Les décalages en bande S sont liés à la différence d'adaptation entre les deux versions.

Dans cette section, une antenne combinant les techniques présentées dans le chapitre 2 du manuscrit a été présentée. Cette combinaison a permis de réduire les dimensions de l'antenne tout en permettant son utilisation sur une nouvelle bande de fréquences. Une proposition de mise en œuvre utilisant des matériaux diélectriques disponibles sur le marché a été développée

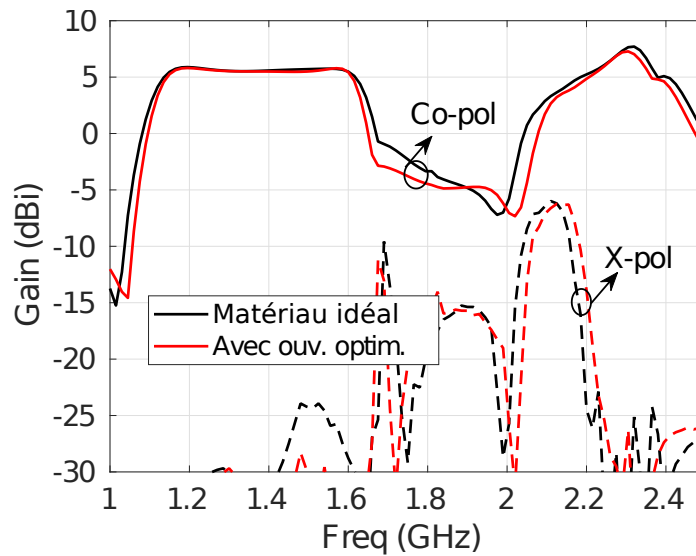


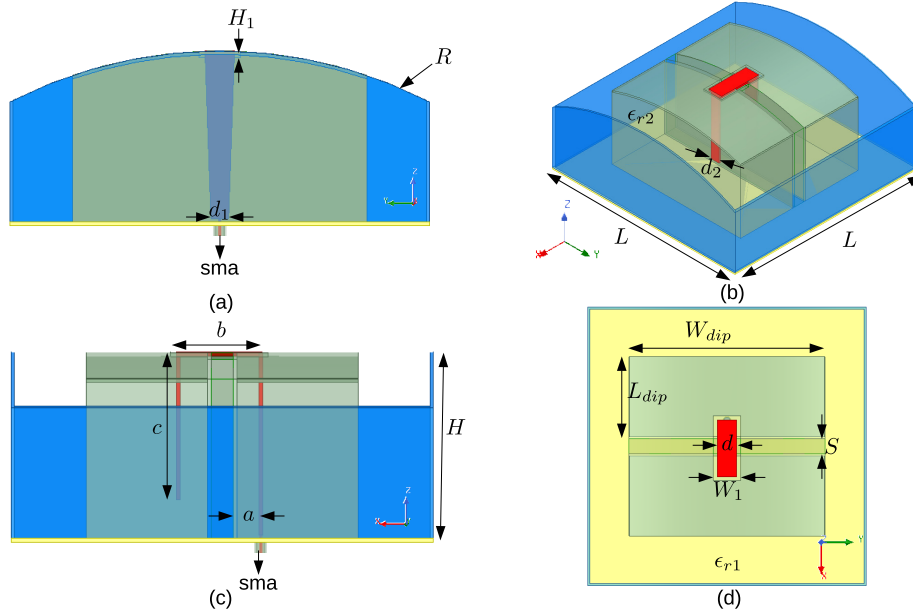
FIGURE 5.13 – Gain réalisé de la structure avec matériau idéal et de l'implémentation optimisée

et une comparaison avec un matériau idéal a été menée. Nous allons maintenant voir une antenne à polarisation linéaire conformée dont la cavité est chargée avec deux matériaux diélectriques différents couvrant toute bande GNSS avec un comportement large bande.

5.2 Antenne à polarisation linéaire conformée avec deux matériaux diélectriques emboîtés

Dans cette section, une antenne combinant la conformation et l'utilisation de deux matériaux diélectriques emboîtés est présentée. La conformation permet à la fois une intégration sur un porteur cylindrique et une réduction des dimensions latérales de l'antenne. L'utilisation de deux matériaux diélectriques hybride permet une réduction de la hauteur de la cavité. L'antenne a des dimensions extérieures de $70 \times 70 \times 29,5 \text{ mm}^3$ (soit une réduction du volume total de l'antenne de plus de 55% par rapport à l'antenne présentée dans la section 2.1.1) et couvre toutes les bandes GNSS avec un comportement large bande. La structure et ses dimensions sont visibles respectivement sur la figure 5.14 et dans le tableau 5.3. Les deux permittivités relatives choisies sont 2,26 et 5 respectivement pour la cavité et sous l'élément rayonnant. Afin de permettre une comparaison plus simple de la miniaturisation, le rayon de conformation est fixé à $R = 77,5 \text{ mm}$.

La modification de la partie 1 de sonde d'excitation, visible sur la figure 5.14, permet d'améliorer l'adaptation de l'antenne. Grâce à cette modification, cette antenne est adaptée entre 1,15 et 1,65 GHz (35,7%) (figure 5.15).


 FIGURE 5.14 – Géométrie de l'antenne à polarisation linéaire avec deux matériaux diélectriques conformée à $R = 77,5$ mm

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
L	70	d_2	3
H	29	L_{dip}	21
a	3,7	W_{dip}	50
b	14,5	S	3,75
c	23	H_1	1,5
d	5	W_1	7
d_1	3	R	77,5

 TABLE 5.3 – Dimensions de l'antenne à polarisation linéaire avec deux matériaux diélectriques conformée à $R = 77,5$ mm

Les règles de dimensionnement utilisées pour l'optimisation de performances sont les mêmes que celles présentées dans la section 2.1.1. Cette configuration permet également de tirer avantage de la conformation pour le rayonnement de l'antenne. Tout d'abord le gain réalisé dans la direction normale à l'antenne (figure 5.16) est stable avec la fréquence autour de 5,5 dBi et diminue très rapidement hors de la bande d'intérêt. Ce phénomène, utile pour l'application GNSS, avait déjà été relevé dans la section 4.1.2.

Les diagrammes de rayonnement aux fréquences extrêmes du GNSS pour les deux plans principaux de l'antenne sont présentés sur la figure 5.17. La polarisation croisée est faible (inférieure à -30 dB par rapport à la polarisation principale lorsqu'elle n'est pas visible sur le diagramme).

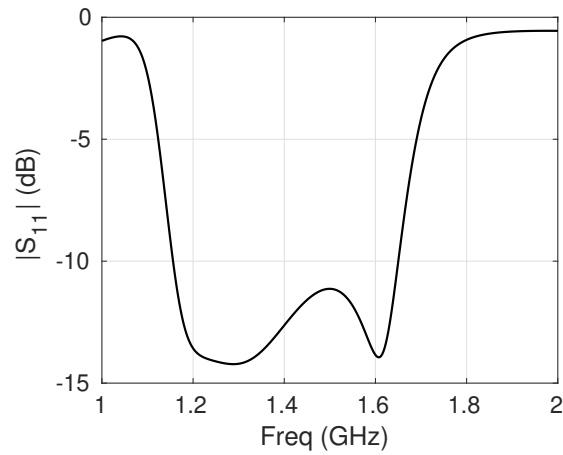


FIGURE 5.15 – Adaptation de l’antenne à polarisation linéaire avec deux matériaux diélectriques conformée à $R = 77,5$ mm

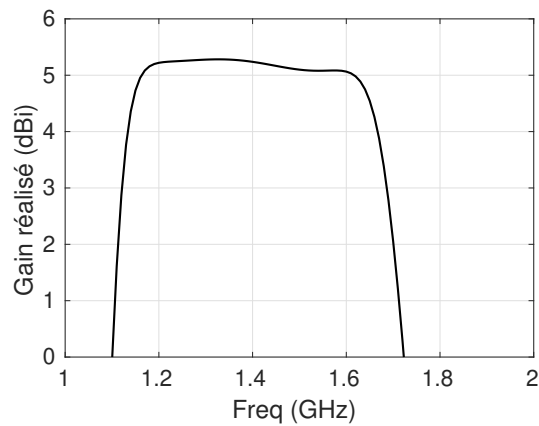


FIGURE 5.16 – Gain réalisé simulé dans la direction normale de l’antenne à polarisation linéaire avec deux matériaux diélectriques conformée à $R = 77,5$ mm

Le rayonnement est bien symétrique à l’exception du plan H à 1,61 GHz, où le maximum de rayonnement est dans la direction normale de l’antenne, mais le diagramme de rayonnement est légèrement désaxé. Le rapport avant/arrière est faible (7 dB au minimum) en lien avec les dimensions réduites de l’antenne.

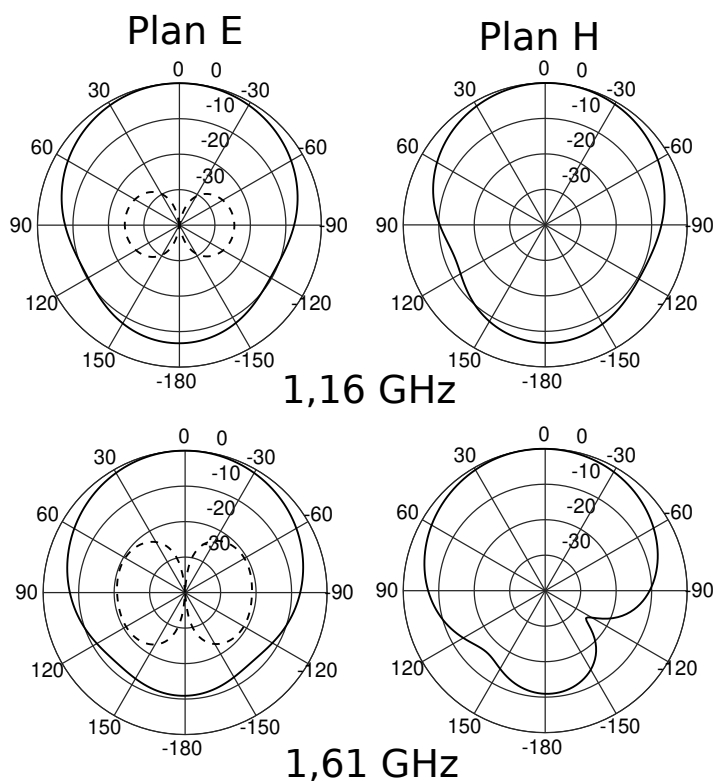


FIGURE 5.17 – Diagrammes de rayonnement simulés dans les plans E et H à 1,16 et 1,61 GHz de l’antenne à polarisation linéaire avec deux matériaux diélectriques conformée à $R = 77,5$ mm

L’ouverture à mi-puissance est presque constante dans les deux plans principaux de l’antenne (figure 5.18).

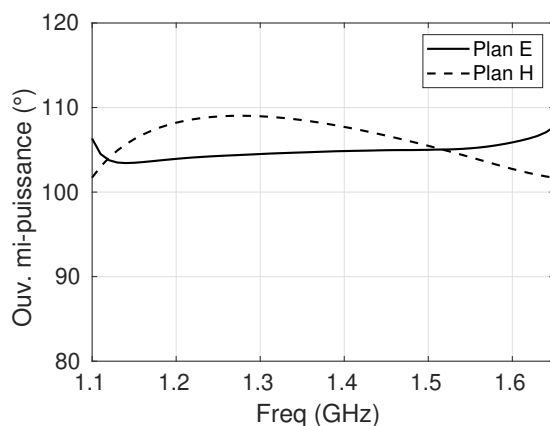


FIGURE 5.18 – Ouverture à mi-puissance dans les plans E et H de l’antenne à polarisation linéaire avec deux matériaux diélectriques conformée à $R = 77,5$ mm

Les valeurs sont proches dans les deux plans avec une valeur moyenne de 105° . Cette stabilité est intéressante pour une application GNSS. Cette antenne présente une réduction de volume de 30% par rapport à celle présentée dans la section 4.1.2 et de plus de 55% par rapport à l'antenne de la section 2.1.1. L'apport des deux techniques combinées permet une réduction de dimensions latérales et de hauteur sans impact négatif sur le comportement en impédance et en rayonnement de l'antenne.

5.3 Antenne conformée à polarisation circulaire avec éléments parasites

Dans cette section, une antenne ME à polarisation circulaire cumulant la conformation cylindrique et les éléments parasites est présentée. En partant de l'antenne à polarisation circulaire de la section 4.2.2, des éléments parasites ont été ajoutés. Comme précédemment, l'objectif est d'obtenir une antenne à polarisation circulaire couvrant toutes les bandes GNSS avec un comportement bi-bande. Le rayon du cylindre choisi pour la conformation est 77,5 mm. La structure de l'antenne simulée ainsi que ses dimensions sont visibles respectivement sur la figure 5.19 et dans le tableau 5.4.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
L	88	g_1	5
W	75	L_{EP1}	50
H	38,4	W_{EP1}	2
S	7,7	c_{EP1}	8
W_{dip1}	17	g_2	3
L_{dip1}	17	L_{EP2}	50
L_{dip}	24	W_{EP2}	2
W_{dip}	24,2	c_{EP2}	6
a_1	5	R	77,5
a_2	5	-	-

TABLE 5.4 – Dimensions de l'antenne à polarisation circulaire conformée à $R = 77,5$ mm

Les paramètres des sondes d'excitation sont visibles sur la figure 5.20 et leurs valeurs précisées dans le tableau 5.5. Comme pour l'antenne présentée dans la section 4.2.2, cette antenne est rectangulaire, ce qui permet de compenser certains effets de couplage. Il a été choisi de placer les éléments parasites à la surface du matériau diélectrique afin qu'ils ne soient pas dans la zone de champs forts. Selon le plan XoY, les éléments parasites sont planaires alors qu'ils sont conformés selon le plan XoZ. La cavité de l'antenne est remplie en utilisant du Preperm ABS 300. Cette approche permet d'envisager une réalisation utilisant des techniques additives. Les

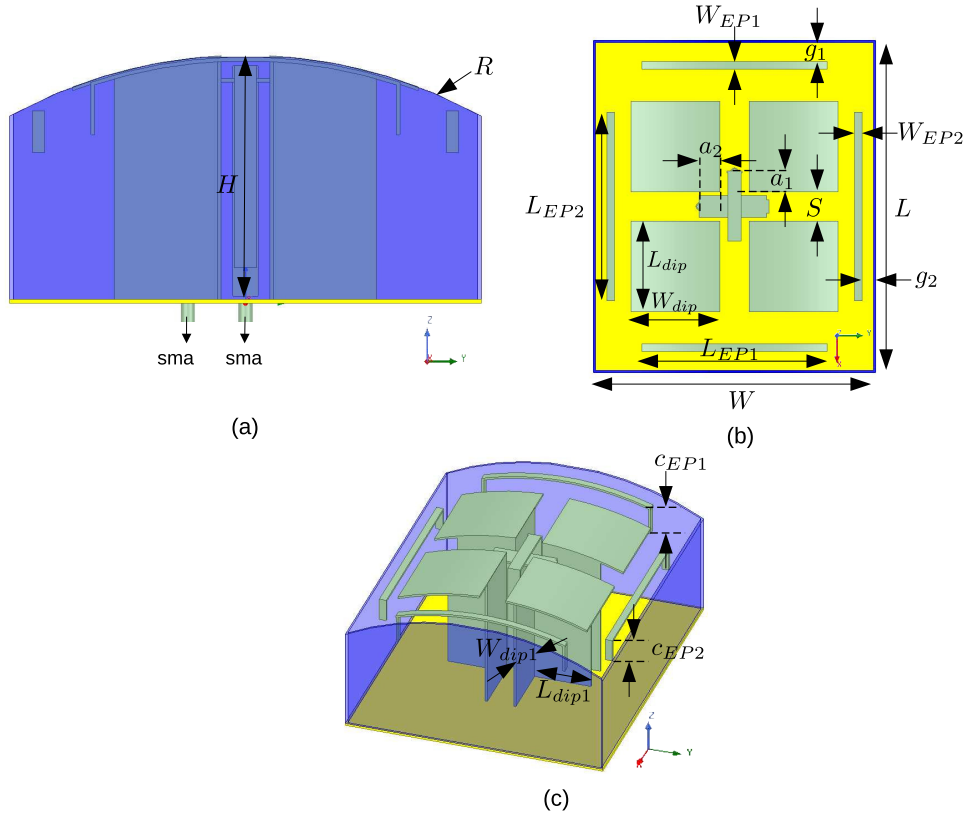


FIGURE 5.19 – Géométrie de l’antenne à polarisation circulaire conformée à $R = 77,5$ mm vue de profil (a) de dessus (b) et en 3D (c)

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
h_1	37	h_2	35
b_1	18	b_2	18
c_1	32	c_2	32,5
d_1	4	d_2	5,5
d_{1bis}	3,5	d_{2bis}	5,8
d_{1ter}	3,5	d_{2ter}	3,5

TABLE 5.5 – Dimensions des sondes d’excitation de l’antenne à polarisation circulaire conformée au rayon 77,5 mm

impédances d’entrée obtenues sur les deux ports (figure 5.21) sont différentes, notamment en bande basse. Cette différence s’explique par le fait que le port 1 de l’antenne profite de la configuration conformée de la cavité, comme on l’a vu pour les antennes polarisées linéairement conformées. Cependant, le port 2 de l’antenne est dans une configuration moins avantageuse rendant l’adaptation plus délicate.

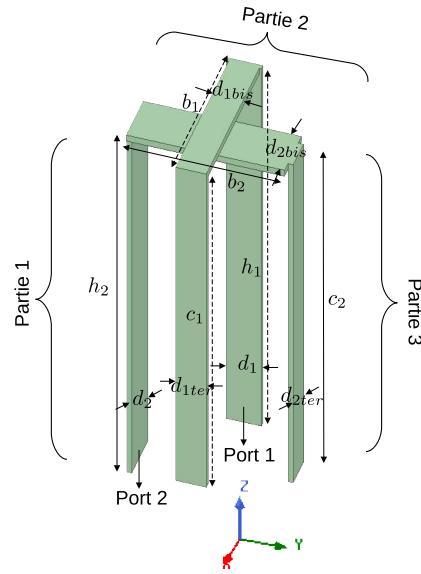


FIGURE 5.20 – Sondes d’excitation de l’antenne à polarisation circulaire conformée à $R = 77,5$ mm et éléments parasites

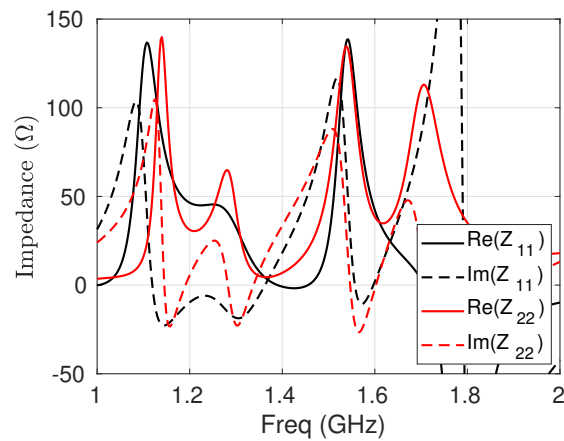


FIGURE 5.21 – Impédance d’entrée des deux ports de l’antenne à polarisation circulaire conformée à $R = 77,5$ mm

L’adaptation et l’isolation des deux ports de l’antenne sont présentées sur la figure 5.22. Les deux ports sont adaptés sur la bande basse GNSS malgré une remontée du $|S_{11}|$ sur le port 2 de l’antenne au centre de la bande basse. L’isolation entre les deux ports est bonne (< -20 dB) sur cette bande de fréquences. En bande haute GNSS (1,559 - 1,610 GHz), les deux ports ont un comportement proche et couvrent les bandes visées. Le couplage sur cette bande est plus élevé que pour la bande basse avec une valeur maximale de -18 dB à 1,61 GHz.

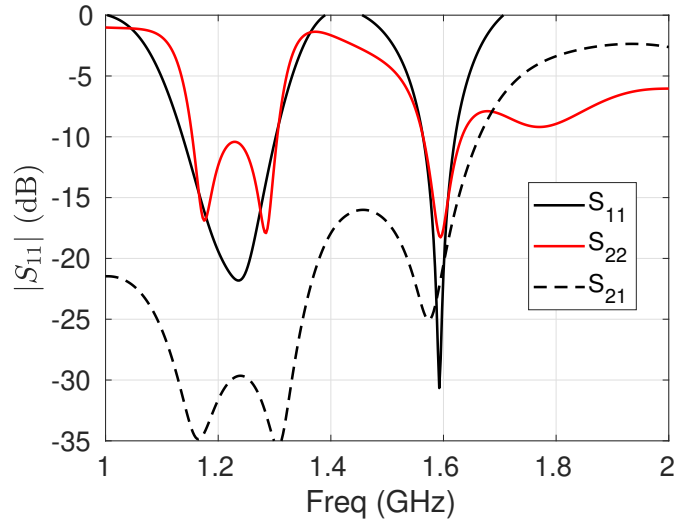


FIGURE 5.22 – Coefficients de réflexion et de transmission actifs de l'antenne à polarisation circulaire conformée à $R = 77,5$ mm

La dissymétrie induite pour adapter l'antenne va avoir une incidence sur la capacité de l'antenne à rayonner en polarisation circulaire. Pour la compenser, un jeu de phases différent de 90° entre les deux ports doit être utilisé afin couvrir toutes les fréquences visées. La figure 5.23 montre le rapport d'ellipticité obtenu pour une différence de phase de 90° et de 105° . Dans le premier cas les bandes couvertes sont $[1,200 - 1,320$ GHz] et $[1,430 - 1,620$ GHz], dans le second $[1,164 - 1,300$ GHz] et $[1,460 - 1,591$ GHz]. Pour une utilisation pratique, un circuit capable de créer un déphasage de 90° en bande basse GNSS et 105° en bande haute GNSS pourrait être intéressant.

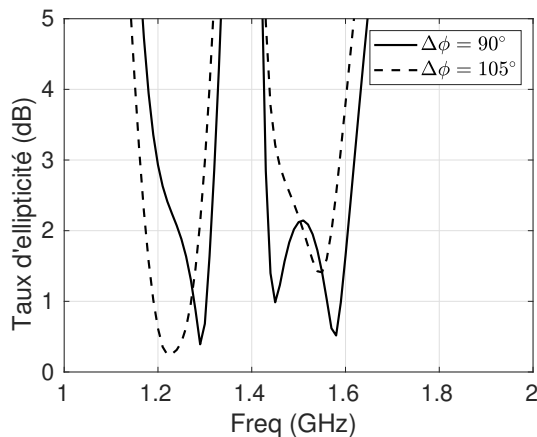


FIGURE 5.23 – rapport d'ellipticité pour des différences de phase $\Delta\phi = 90^\circ$ et $\Delta\phi = 105^\circ$ entre les deux ports de l'antenne à polarisation circulaire conformée à $R = 77,5$ mm

Les valeurs de gain réalisé en polarisation circulaire RHCP et LHCP dans la direction normale ($\theta = 0^\circ$) de l'antenne pour $\Delta\phi = 90^\circ$ et $\Delta\phi = 105^\circ$ (figure 5.24) mettent en avant que la différence est faible pour la polarisation principale, inférieure à 0,4 dBic sur la bande d'intérêt. Cependant, une différence importante sur le niveau de puissance de la polarisation croisée est observée en lien avec la polarisation circulaire dégradée. Il est donc préférable d'avoir deux configurations distinctes pour une utilisation optimale.

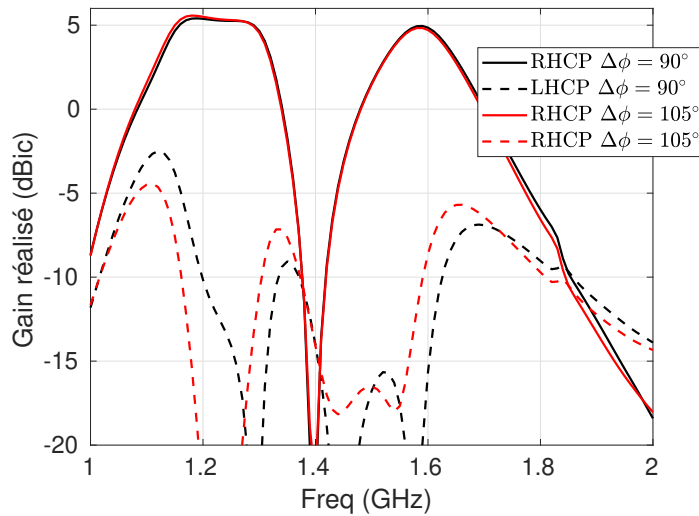


FIGURE 5.24 – Gain réalisé pour des différences de phase $\Delta\phi = 90^\circ$ et $\Delta\phi = 105^\circ$ entre les deux ports de l'antenne à polarisation circulaire conformée à $R = 77,5$ mm

En conclusion cette antenne présente des dimensions extérieures très proches de celle présentée dans la section 4.2.2. Elle permet cependant de couvrir toutes les bandes GNSS avec de la polarisation circulaire grâce à l'ajout d'éléments parasites. Elle a cependant l'inconvénient d'être sensible au dimensionnement pour un bon fonctionnement. Un prototype de cette antenne est en cours de fabrication pour validation expérimentale dans les bandes de fréquences GNSS.

5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, des dipôles ME en cavité à polarisation linéaire et circulaire combinant plusieurs techniques exposées dans les chapitres précédents ont été présentées. L'objectif de ces combinaisons est l'amélioration des performances et de l'encombrement de l'antenne : la réduction des dimensions sans perte de la bande passante ou une augmentation de bande passante sans modification des dimensions extérieures. Le tableau 5.6 permet une comparaison des structures de ce chapitre avec les versions des chapitres précédents. Les fréquences de bande passante données correspondent à la bande d'adaptation pour les antennes à polarisation linéaire et à

la bande d'adaptation et de polarisation circulaire pour les antennes à polarisation circulaire. Ce tableau montre que la combinaison des techniques permet d'obtenir des antennes ayant de meilleures performances, car bénéficiant des avantages cumulés des techniques combinées. Ce constat est valable aussi bien pour des antennes à polarisation linéaire que circulaire.

sec.	Techniques combinées	Polarisation	Dimensions ext. (mm ³)	ϵ_r matériau diélectrique	Bande passante
2.1.1	Sonde extérieure	linéaire	90×90×40	2,26	1,14 - 1,72 GHz
2.1.2	Sonde extérieure - sonde fourche	linéaire	90×90×40	2,26	1,15 - 1,64 GHz / 2,361 - 2,379 GHz
5.1	Sonde extérieure - sonde fourche - deux matériaux diélectriques	linéaire	90×90×29,5	2,26 - 5	1,16 - 1,61 GHz / 2,1 - 2,4 GHz
3.4.2	Éléments parasites	circulaire	90×90×37,5	2,26	1,160 - 1,302 / 1,559 - 1,610
4.2.2	conformation	circulaire	85×75×34	3	1,164 - 1,214 GHz / 1,462 - 1,615 GHz
5.3	Éléments parasites - conformation	circulaire	88×75×38,4	3	1,160 - 1,309 GHz / 1,555 - 1,612 GHz
2.3	deux matériaux diélectriques	linéaire	90×90×29	2,26 - 5	1,15 - 1,61 GHz / 2,28 - 2,38 GHz
4.1.2	conformation	linéaire	75×75×40	2,26	1,14 - 1,70 GHz
5.2	conformation - deux matériaux diélectriques	linéaire	70×70×29	2,26 - 5	1,15 - 1,65 GHz

TABLE 5.6 – Comparaison des performances d'antennes proposées dans le manuscrit avec des antennes du chapitre 5

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Conclusion Générale

Dans ce manuscrit, l'étude de dipôles magnétoélectriques en cavité est abordée. Les antennes proposées sont développées pour être résistantes aux fortes contraintes mécaniques et intégrées sur des porteurs planaires et cylindriques. Ce type d'antenne a été choisi pour ses propriétés attrayantes en termes de rayonnement (hémisphérique et stable avec la fréquence), et de bande passante large grâce à la combinaison de deux résonances proches. L'application visée est la réception de signaux satellitaires GNSS regroupés sur une bande de fréquences allant de 1,164 à 1,610 GHz. Les objectifs principaux sont la miniaturisation et la conservation de la largeur de bande d'antennes à polarisation linéaire et circulaire. Pour y parvenir, différentes techniques ont été étudiées pour les deux polarisations.

La première partie du manuscrit fixe le cadre scientifique de l'étude proposée.

Dans le premier chapitre, des antennes répondant aux différents points adressés par le sujet sont mises en avant. La première section développe des exemples d'antennes à polarisation linéaire pour la réception de signaux GNSS. Cette section permet de montrer que ce type d'antenne a un intérêt dans des contextes spécifiques d'utilisation où l'intégration est difficile. Dans la deuxième section, des antennes large bande ou multibandes à polarisation linéaire pour une utilisation en bande GNSS sont exposées. Ces antennes sont réalisées à partir d'une grande variété d'éléments rayonnants, avec notamment les dipôles croisés et les patchs. Cette section montre que les antennes proposées ne permettent pas de répondre aux besoins d'intégration en cavité imposés par le sujet. Dans la troisième section, les performances des antennes en cavité sont analysées. Il en résulte que les cavités résonantes ne présentent pas les caractéristiques attendues (bande passante trop faible et gain trop important). Les éléments rayonnants mis en cavité montrent des performances intéressantes, mais ne sont en général pas étudiés pour avoir une grande résistance mécanique. Enfin un état des lieux exhaustif sur les dipôles magnéto-électriques est proposé. Celui-ci reprend les techniques utilisées pour répondre aux contraintes d'encombrement ou de modularité de l'antenne, aussi bien en polarisation linéaire qu'en polarisation circulaire. Cette dernière section permet de placer le travail réalisé dans le cadre de cette thèse en perspective avec des données chiffrées.

La deuxième partie du manuscrit développe les contributions à la conception de dipôles magnétoélectriques miniaturisés et à bande passante élargie en cavité.

Dans le chapitre 2, un travail sur la sonde et le matériau diélectrique utilisé pour charger la cavité a été réalisé. Un positionnement original de la sonde d'excitation à l'extérieur du dipôle magnétique a été proposé, permettant l'utilisation d'une nouvelle résonance dans la bande d'intérêt de l'antenne et ainsi d'augmenter la bande passante de celle-ci. Une évolution de la sonde en forme de fourche cumulée au placement extérieur au dipôle magnétique a également permis d'adresser une partie de la bande de télémétrie autour de 2,3 GHz. L'ajout d'un matériau diélectrique de permittivité plus élevée sous le dipôle magnétoélectrique a autorisé une réduction de la hauteur de l'antenne tout en conservant le comportement large bande.

Dans le chapitre 3, le couplage entre l'élément rayonnant et la cavité a été étudié. Dans une première section, la cavité a été utilisée pour diviser par deux les dimensions de l'antenne à polarisation linéaire dans le plan E en considérant le mur de la cavité comme un plan réflecteur de dimensions finies. Cette opération a permis la réduction des dimensions sans incidence sur la bande passante de l'antenne, mais les propriétés de rayonnement ont été impactées. Dans la deuxième section, une modification de la cavité en escalier avec l'utilisation d'un matériau de haute permittivité a permis de réduire l'encombrement de la cavité sans impacter le comportement large bande de l'antenne ME à polarisation linéaire. Une configuration d'antenne à polarisation linéaire avec deux doublons d'éléments parasites a ensuite permis de réduire de façon importante les dimensions de la surface de la base de la cavité, avec un comportement bi-bande. L'ajout d'éléments parasites entre la cavité et l'élément rayonnant a ensuite été réalisé pour des antennes à polarisation circulaire. L'objectif de cet ajout est de couvrir toutes les bandes de fréquences du GNSS sans augmenter les dimensions de la structure. Une comparaison de l'antenne avec et sans éléments parasites a été effectuée et des prototypes ont été fabriqués pour valider les résultats obtenus en simulation.

Dans le chapitre 4, la conformation d'antennes à polarisation linéaire et circulaire a été réalisée. Pour la polarisation linéaire, en partant de l'abaissement des murs de la cavité, le plan le plus intéressant pour la conservation de la largeur de bande de l'antenne a été identifié. Plusieurs antennes conformées ont été simulées et un lien a été établi entre rayon de conformation et degré de miniaturisation de l'antenne, celui-ci allant croissant quand le rayon de conformation diminue. Deux prototypes utilisant différents matériaux diélectriques pour charger la cavité et avec différents rayons de conformation ont été fabriqués et valident le comportement obtenu en simulation. En polarisation circulaire, une antenne bi-bande a été développée et une différence de comportement en impédance a été mise en évidence entre les deux ports de l'antenne en lien avec cette conformation : le port étant dans le plan de la conformation présente un comportement large bande similaire à l'antenne à polarisation linéaire, l'autre port est affecté par cette conformation nécessitant l'ajustement des dimensions de la sonde d'excitation.

Le dernier chapitre de ce manuscrit montre des exemples de combinaison des différentes techniques présentées précédemment. Cette étape a pour but de proposer des antennes optimales aussi bien pour les dimensions que les performances. La première antenne proposée cumule toutes les techniques présentées dans le chapitre deux et permet de couvrir toute la bande GNSS ainsi que la bande S de télémesure. Elle présente une hauteur réduite et une bonne isolation entre les deux bandes d'intérêt couvertes. Une mise en œuvre à partir de matériaux diélectriques commerciaux est proposée. Une antenne à polarisation linéaire cumulant conformation et utilisation de deux matériaux de permittivité différentes au sein de la cavité est proposée. Cette antenne couvre toutes les bandes GNSS et présente un volume réduit de 55% comparé à l'antenne présentée dans le chapitre 2. Enfin une antenne conformée avec éléments parasites à polarisation circulaire est présentée. Cette antenne couvre toutes les bandes GNSS avec un comportement bi-bande.

Perspectives

Ce travail ouvre des perspectives pour l'utilisation d'antennes magnétoélectriques pour le positionnement par satellites de porteurs planaires et cylindriques ayant des diamètres plus petit que la longueur d'onde. De plus, l'utilisation d'impression par technique additive permettrait une production rapide et bas coût de ce type d'antenne sous réserve d'une bonne résistance mécanique.

Plusieurs prototypes dont l'antenne à polarisation circulaire avec éléments parasites conformée devront être fabriqués pour valider les résultats obtenus en simulation et déterminer la sensibilité de cette configuration, notamment pour la qualité de la polarisation circulaire.

L'ajout de métasurfaces dans le fond de la cavité afin d'obtenir un changement de polarisation de planaire vers circulaire sur une large bande de fréquences reste à développer. Les applications pouvant être adressées par ce type d'antenne ne se limitent pas à la bande L, mais peuvent être étendues à des applications nécessitant de larges bandes de fréquences pour fonctionner telles que les communications haut débit pour des applications défense ou des applications civiles. On peut citer les stations de base pour les derniers standards de télécommunication ou les communications par satellites.

L'utilisation de ce type de structure comme élément de base pour une mise en réseau peut être envisagée, pour réaliser des applications nécessitant du dépointage de faisceau par exemple. La largeur de bande dispensée par ce type de structure ainsi que la possibilité d'avoir un comportement multibande tout en restant compact sont des atouts pour de nombreuses applications pour des fréquences relativement basses et élevées. La robustesse adressée dans les présents travaux permet d'envisager ces antennes pour une utilisation pour des environnements sévères et pour être intégrées sur des plates-formes mobiles.

GLOSSAIRE

AMC Artificial Magnetic Conductor

BP Bande passante

CNR Carrier to Noise Ratio

FTBR Front To Back Ratio

LHCP Left Handed Circular Polarization

LP Linear Polarization

ME Magnetoélectrique

MTS Métasurface

PMC Perfect Magnetic Conductor

RCA Resonant Cavity Antenna

RE Rapport d'Ellipticité

RHCP Right Handed Circular Polarization

SRR Split Ring Resonator

TE Transverse Électrique

TRL Technology Readiness Level

TM Transverse Magnétique

LISTE DES PUBLICATIONS

Articles avec comité de relecture

- A. Causse, K. Rodriguez, L. Bernard, S. Collardey, A. Sharaiha "Compact Bandwidth Enhanced Cavity-Backed Magneto-Electric Dipole Antenna with Outer Γ -Shaped Probe for GNSS Bands." *Sensors* 2021, 21, 3599. <https://doi.org/10.3390/s21113599>
- A. Causse, L. Bernard, S. Collardey, A. Sharaiha "Cylindrical Conformation of Miniaturized Cavity-Backed Magneto-Electric Antenna", En cours de relecture, IET MAP

Contributions à des conférences internationales avec actes (contributions orales)

- A. Causse, L. Bernard, S. Collardey, A. Sharaiha "Small CP Cavity-Backed Magneto-Electric Antenna with parasitic elements for GNSS Applications," 2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2021, pp. 1-5, doi : 10.23919/EuCAP51087.2021.9411228.
- A. Causse, L. Bernard, S. Collardey, A. Sharaiha, "Low Profile Multiband Magnetoelectric Antenna for GNSS and Telemetry," 2021 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA), 2021, pp. 144-148, doi : 10.1109/CAMA49227.2021.9703603.
- A. Causse, L. Bernard, S. Collardey, A. Sharaiha "Small Conformal Cavity-Backed Magnetoelectric Antenna for GNSS Bands," 2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2022, pp. 1-5, doi : 10.23919/EuCAP53622.2022.9769667.

Contributions à des conférences Nationales avec actes

Contributions orales

- A. Causse, L. Bernard, S. Collardey, A. Sharaiha «Miniaturisation d'un dipôle Magnétoélectrique en cavité», Actes de conférence, XXIèmes Journées Nationales Microondes, 2022, Limoges France.
- L. Bernard, A. Causse, J. Vivet, S. Collardey, A. Sharaiha «Antenne Yagi-Uda magnétoélectrique» Actes de conférence, XXIèmes Journées Nationales Microondes, 2022, Limoges France.

Poster

- A. Causse, L. Bernard, S. Collardey, A. Sharaiha «Antennes magnétoélectriques à bande élargie en cavité pour applications GNSS», GDR Ondes, Lille, 2021

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S. GLEASON et D. GEBRE-EGZIABHER, éd., *GNSS Applications and Methods* (GNSS Technology and Applications Series). Boston, Mass : Artech House, 2009, ISBN : 978-1-59693-329-3.
- [2] *Global Navigation Satellite Systems (GNSS)*, juill. 2015.
- [3] *GNSS Constellations, Radio Frequencies and Signals*, <https://www.tallysman.com/gnss-constellations-radio-frequencies-and-signals/>.
- [4] E. D. KAPLAN et C. HEGARTY, éd., *Understanding GPS : Principles and Applications* (Artech House Mobile Communications Series), 2nd ed. Boston : Artech House, 2006, ISBN : 978-1-58053-894-7.
- [5] R. POISEL, *Modern Communications Jamming : Principles and Techniques* (The Artech House Intelligence and Information Operations Series), 2nd ed. Boston : Artech House, 2011, ISBN : 978-1-60807-165-4.
- [6] B. R. RAO, « GPS/GNSS Antennas », p. 423, 2014.
- [7] M. MARTINIS, « Développement et caractérisation de métamatériaux pour applications en cavité. Application à la conception d'antennes compactes. », thèse de doct., Rennes 1, 2014.
- [8] V. JAECK, « Développement d'antennes de communication reconfigurables en bande C pour munitions intelligentes », thèse de doct., Rennes 1, 2016.
- [9] L. GARCIA-GAMEZ, « Analysis And Design Of Compact Antennas In Cavity Based On Metasurfaces For Multiband GNSS Applications », thèse de doct., Rennes 1, 2020.
- [10] KWAI-MAN LUK et HANG WONG, « A New Wideband Unidirectional Antenna Element », *IJMOT*, t. 1, n° 1, p. 10, 2006, ISSN : 15530396.
- [11] V. PATHAK, S. THORNWALL, M. KRIER, S. ROWSON, G. POILASNE et L. DESCLOS, « Mobile handset system performance comparison of a linearly polarized GPS internal antenna with a circularly polarized antenna », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in Conjunction with : USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450)*, t. 3, Columbus, OH, USA : IEEE, 2003, p. 666-669, ISBN : 978-0-7803-7846-9. DOI : 10.1109/APS.2003.1219935.

-
- [12] U. JOHANNSEN, R. SCHULPEN, L. MANDERS et R. ENGEL, « GNSS Antenna Design for Underwater Mine-Disposal-Vehicles », in *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Dusseldorf, Germany : IEEE, mars 2021, p. 1-5, ISBN : 978-88-312-9902-2. DOI : 10.23919/EuCAP51087.2021.9411030.
- [13] A. A. SERRA, P. NEPA, G. MANARA et R. MASSINI, « A Low-Profile Linearly Polarized 3D PIFA for Handheld GPS Terminals », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, t. 58, n° 4, p. 1060-1066, avr. 2010, ISSN : 0018-926X, 1558-2221. DOI : 10.1109/TAP.2010.2041162.
- [14] A. S. SUPRIYA et J. RAJENDRAN, « A low cost tri-band microstrip patch antenna for GPS application », in *2017 Progress in Electromagnetics Research Symposium - Fall (PIERS - FALL)*, Singapore : IEEE, nov. 2017, p. 60-65, ISBN : 978-1-5386-1211-8. DOI : 10.1109/PIERS-FALL.2017.8293111.
- [15] M. BOLSTER, « A New Type of Circular Polarizer Using Crossed Dipoles », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, t. 9, n° 5, p. 385-388, sept. 1961, ISSN : 0018-9480. DOI : 10.1109/TMTT.1961.1125358.
- [16] C. SONG, Y. HUANG, Q. XU et U. U. HUSSINE, « A broadband circularly polarized cross-dipole antenna for GNSS applications », in *2015 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, Loughborough, Leicestershire, United Kingdom : IEEE, nov. 2015, p. 1-4, ISBN : 978-1-4799-8943-0. DOI : 10.1109/LAPC.2015.7366123.
- [17] S. X. TA, H. H. TRAN et I. PARK, « Wideband Circularly Polarized Antenna for GNSS Applications », in *2014 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*, Antibes Juan-les-Pins, France : IEEE, nov. 2014, p. 1-3, ISBN : 978-1-4799-3678-6. DOI : 10.1109/CAMA.2014.7003351.
- [18] U. U. HUSSINE, Y. HUANG et C. SONG, « A new circularly polarized antenna for GNSS applications », in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EU-CAP)*, Paris, France : IEEE, mars 2017, p. 1954-1956, ISBN : 978-88-907018-7-0. DOI : 10.23919/EuCAP.2017.7928742.
- [19] H. ZHANG, Y. GUO et G. WANG, « A Design of Wideband Circularly Polarized Antenna With Stable Phase Center Over the Whole GNSS Bands », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 18, n° 12, p. 2746-2750, déc. 2019, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2019.2951006.
- [20] S. X. TA et I. PARK, « Dual-band operation of a circularly polarized radiator on a finite artificial magnetic conductor surface », *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, t. 28, n° 7, p. 880-892, mai 2014, ISSN : 0920-5071, 1569-3937. DOI : 10.1080/09205071.2014.894472.

-
- [21] CHENG XUE, HAO WANG, XUN JIANG et YONG HUANG, « A single-feed arrow-shaped circularly polarized antenna with unbalanced slotted artificial magnetic conductor for GNSS application », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Chengdu, China : IEEE, juill. 2016, p. 1-3, ISBN : 978-1-5090-2017-1. DOI : 10.1109/IMWS-AMP.2016.7588391.
- [22] S. X. TA, J. J. HAN, R. W. ZIOLKOWSKI et I. PARK, « Wide-beam circularly polarized composite cavity-backed crossed scythe-shaped dipole », in *2013 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)*, Seoul, Korea (South) : IEEE, nov. 2013, p. 1085-1087, ISBN : 978-1-4799-1472-2. DOI : 10.1109/APMC.2013.6695028.
- [23] CHIH-YU HUANG et MING-HAN LIN, « Ceramic GPS antenna for remote sensing », in *IGARSS 2000. IEEE 2000 International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Taking the Pulse of the Planet : The Role of Remote Sensing in Managing the Environment. Proceedings (Cat. No.00CH37120)*, t. 5, Honolulu, HI, USA : IEEE, 2000, p. 2182-2184, ISBN : 978-0-7803-6359-5. DOI : 10.1109/IGARSS.2000.858349.
- [24] T.-W. CHIN', « Surface-Mountable Dual Side-Feed Circularly Polarized Ceramic Chip Antenna », p. 4,
- [25] W. KRZYSZTOFIK, K. KUROWSKI et Z. LANGOWSKI, « Stacked rectangular ring antenna for GPS mobile receiver », in *1993 Eighth International Conference on Antennas and Propagation*, t. 1, Eighth : IEEE, 1993, p. 194-197.
- [26] Y. ZHOU, C.-C. CHEN et J. L. VOLAKIS, « Dual Band Proximity-Fed Stacked Patch Antenna for Tri-Band GPS Applications », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 55, n° 1, p. 220-223, jan. 2007, ISSN : 0018-926X. DOI : 10.1109/TAP.2006.888476.
- [27] O. P. FALADE, M. U. REHMAN, Y. GAO, X. CHEN et C. G. PARINI, « Single Feed Stacked Patch Circular Polarized Antenna for Triple Band GPS Receivers », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 60, n° 10, p. 4479-4484, oct. 2012, ISSN : 0018-926X, 1558-2221. DOI : 10.1109/TAP.2012.2207354.
- [28] Y. LIN, Z. XIANBAO et L. XI, « New design of multilayer wideband gnss antenna with dual layer strip lines fed », p. 2,
- [29] K. A. YINUSA, « A Dual-Band Conformal Antenna for GNSS Applications in Small Cylindrical Structures », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 17, n° 6, p. 1056-1059, juin 2018, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2018.2830969.
- [30] L. LI, Y. HUANG, L. ZHOU et F. WANG, « Triple-Band Antenna With Shorted Annular Ring for High-Precision GNSS Applications », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 15, p. 942-945, 2016, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2015.2482604.

-
- [31] E. R. GAFAROV, A. A. EROKHIN, A. V. STANKOVSKY et Y. P. SALOMATOV, « Multiband Three-Layer GNSS Microstrip Antenna », in *2019 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, Tomsk, Russia : IEEE, avr. 2019, p. 1-4, ISBN : 978-1-5386-5142-1. DOI : 10.1109/SIBCON.2019.8729623.
- [32] L. WANG, Z. WENG, Y.-C. JIAO, W. ZHANG et C. ZHANG, « A Low-Profile Broadband Circularly Polarized Microstrip Antenna With Wide Beamwidth », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 17, n° 7, p. 1213-1217, juill. 2018, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2018.2839100.
- [33] C. SUN, Z. WU et B. BAI, « A Novel Compact Wideband Patch Antenna for GNSS Application », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 65, n° 12, p. 7334-7339, déc. 2017, ISSN : 0018-926X, 1558-2221. DOI : 10.1109/TAP.2017.2761987.
- [34] M. ALY et YI WANG, « A Wideband Circularly Polarised Cross-Slot Antenna with an L-Shaped Feed-Line », in *Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC 2017)*, Loughborough, UK : Institution of Engineering and Technology, 2017, ISBN : 978-1-78561-699-0. DOI : 10.1049/cp.2017.0304.
- [35] H. ZHANG, Y. GUO et G. WANG, « A Wideband Circularly Polarized Crossed-Slot Antenna With Stable Phase Center », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 18, n° 5, p. 941-945, mai 2019, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2019.2906363.
- [36] P. MOUSAVI, B. MINERS et O. BASIR, « Wideband L-Shaped Circular Polarized Monopole Slot Antenna », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 9, p. 822-825, 2010, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2010.2066251.
- [37] Y. CAO, S. CHEUNG, T. YUK et H. ZHU, « High-gain circular polarization monopole antenna using MS for GNSS », in *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Vancouver, BC, Canada : IEEE, juill. 2015, p. 1922-1923, ISBN : 978-1-4799-7815-1. DOI : 10.1109/APS.2015.7305350.
- [38] E. LEVINE, « Overview of GPS antennas », in *2009 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems*, Tel Aviv, Israel : IEEE, nov. 2009, p. 1-4, ISBN : 978-1-4244-3985-0. DOI : 10.1109/COMCAS.2009.5386076.
- [39] J. LEI, G. FU et Y. HAO, « Wideband printed tapering quadrifilar helical antenna for GNSS », p. 2,
- [40] K. JIANG, J. ZHOU et H. ZHENG, « Design of a Multi-mode Conical PQHA with EBG Reflector for GNSS Applications », in *2020 Cross Strait Radio Science & Wireless Technology Conference (CSRSWTC)*, Fuzhou, China : IEEE, déc. 2020, p. 1-3, ISBN : 978-1-72818-181-3. DOI : 10.1109/CSRSWTC50769.2020.9372685.

-
- [41] S. KEYROUZ et D. CARATELLI, « Dielectric Resonator Antennas : Basic Concepts, Design Guidelines, and Recent Developments at Millimeter-Wave Frequencies », *International Journal of Antennas and Propagation*, t. 2016, p. 1-20, 2016, ISSN : 1687-5869, 1687-5877. DOI : 10.1155/2016/6075680.
- [42] S. CAIZZONE, M. CIRCIU, W. ELMARISSI et C. ENNEKING, « All-GNSS-Band DRA Antenna for High-Precision Applications », in *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, London, UK : Institution of Engineering and Technology, 2018, 543 (4 pp.)-543 (4 pp.) ISBN : 978-1-78561-816-1. DOI : 10.1049/cp.2018.0902.
- [43] S. JOVIC, M. CLENET et Y. A. M.M., « Novel Wideband Antenna for GNSS and Satellite Communications », in *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Copenhagen, Denmark : IEEE, mars 2020, p. 1-5, ISBN : 978-88-312-9900-8. DOI : 10.23919/EuCAP48036.2020.9135610.
- [44] M. MARTINIS, K. MAHDJOUBI, R. SAULEAU, S. COLLARDEY, L. BERNARD et G. VALERIO, « On Maximum Bandwidth of Rectangular Cavity Antennas With Broadside Radiation Pattern », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 13, p. 1709-1712, 2014, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2014.2352274.
- [45] L. GARCIA-GAMEZ et al., « Compact GNSS Metasurface-Inspired Cavity Antennas », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 18, n° 12, p. 2652-2656, déc. 2019, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2019.2947791.
- [46] C. A. BALANIS, *Antenna Theory : Analysis and Design*, 3rd ed. Hoboken, NJ : John Wiley, 2005, ISBN : 978-0-471-66782-7.
- [47] M. SUMI et J.-I. TAKADA, « Dual-Band Antenna Configuration Comprising Two Unsymmetrical Rectangular Loops Fed in Series for GNSS Applications », in *2018 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Nanjing : IEEE, mars 2018, p. 1-2, ISBN : 978-1-5386-1851-6. DOI : 10.1109/IWAT.2018.8379222.
- [48] M. SUMI, « A Circularly Polarized Metasurface Antenna Comprising Rectangular Loops with Gaps for GNSS Receivers », in *2019 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Miami, FL, USA : IEEE, mars 2019, p. 133-134, ISBN : 978-1-5386-8269-2. DOI : 10.1109/IWAT.2019.8730629.
- [49] J. J. H. WANG et D. J. TRIPLETT, « A simple feed for 4-arm planar Traveling-Wave (TW) antennas for GNSS (Global Navigation Satellite System) and other applications », in *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 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.2012.6349315.

-
- [50] V. N. SHEPOV, V. M. VLADIMIROV et V. V. MARKOV, « New antenna design for GNSS application », in *2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, Omsk, Russia : IEEE, mai 2015, p. 1-4, ISBN : 978-1-4799-7103-9. DOI : 10.1109/SIBCON.2015.7147285.
- [51] A. KIYANI, R. M. HASHMI et K. P. ESSELLE, « A planar feeding technique for wideband, low-profile resonant cavity antennas », in *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, PR, USA : IEEE, juin 2016, p. 347-348, ISBN : 978-1-5090-2886-3. DOI : 10.1109/APS.2016.7695882.
- [52] T. YANAGI et al., « Study on circularly polarized cavity antenna fed by L-shaped probes », in *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Spokane, WA : IEEE, juill. 2011, p. 2999-3002, ISBN : 978-1-4244-9563-4 978-1-4244-9562-7 978-1-4244-9561-0. DOI : 10.1109/APS.2011.5997160.
- [53] Z. TU, D.-F. ZHOU, G.-Q. ZHANG, F. XING, X. LEI et D.-W. ZHANG, « A Wideband Cavity-Backed Elliptical Printed Dipole Antenna With Enhanced Radiation Patterns », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 12, p. 1610-1613, 2013, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2013.2294058.
- [54] I. RADNOVIC, A. NESIC, M. ILIC et D. NESIC, « Antenna with circular polarization composed of bent crossed dipoles in a cylindrical cavity », in *2013 11th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services (TELSIKS)*, Nis, Serbia : IEEE, oct. 2013, p. 440-444, ISBN : 978-1-4799-0902-5 978-1-4799-0899-8 978-1-4799-0900-1. DOI : 10.1109/TELSKS.2013.6704416.
- [55] T. K. NGUYEN, H. H. TRAN et N. NGUYEN-TRONG, « A Wideband Dual-Cavity-Backed Circularly Polarized Crossed Dipole Antenna », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 16, p. 3135-3138, 2017, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2017.2764923.
- [56] K. SAURAV, D. SARKAR, K. V. SRIVASTAVA et S. AWASTHI, « Triple band circularly polarized cavity backed crossed dipole antenna », in *2015 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC)*, Guwahati, India : IEEE, déc. 2015, p. 1-2, ISBN : 978-1-4673-9536-6. DOI : 10.1109/AEMC.2015.7509229.
- [57] L. RUFAIL et J.-J. LAURIN, « Aircraft Cavity-Backed Nonprotruding Wideband Antenna », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 11, p. 1108-1111, 2012, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2012.2217727.
- [58] F. ZHANG, G. HUA, H. ZHOU et W. HONG, « An elliptic cavity-backed cross slot antenna », in *2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Wireless Technology and Applications*, Nanjing, China : IEEE, sept. 2012, p. 1-3, ISBN : 978-1-4673-0904-2 978-1-4673-0901-1 978-1-4673-0903-5. DOI : 10.1109/IMWS2.2012.6338229.

-
- [59] H. YANG, J. LU, C. LIN, C. SONG et G. GAO, « Design of Wideband Cavity-Backed Slot Antenna With Multilayer Dielectric Cover », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 15, p. 861-864, 2016, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2015.2477605.
- [60] S. YUN et S. NAM, « Miniaturization of cavity-backed crossed-slot antenna using folded cavity », p. 2, 2013.
- [61] S. YUN, D.-Y. KIM et S. NAM, « Folded Cavity-Backed Crossed-Slot Antenna », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 14, p. 36-39, 2015, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2014.2354517.
- [62] J. H. BAE, J. G. JEONG, Y. J. YOON et H. KIM, « Millimeter-Wave Triple-Resonance Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Slot Antenna With Cavity Resonator », in *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, Atlanta, GA, USA : IEEE, juill. 2019, p. 283-284, ISBN : 978-1-72810-692-2. DOI : 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8889197.
- [63] F. ZAVOSH et J. ABERLE, « Improving the performance of microstrip-patch antennas », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, t. 38, n° 4, p. 7-12, Aug./1996, ISSN : 10459243. DOI : 10.1109/74.537361.
- [64] WENWEN YANG et JIANYI ZHOU, « Wideband Circularly Polarized Cavity-Backed Aperture Antenna With a Parasitic Square Patch », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 13, p. 197-200, 2014, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2014.2298252.
- [65] A. P. FERESIDIS et J. C. VARDAXOGLU, « A broadband high-gain resonant cavity antenna with single feed », in *2006 First European Conference on Antennas and Propagation*, Nice, France : IEEE, nov. 2006, p. 1-5, ISBN : 978-92-9092-937-6. DOI : 10.1109/EUCAP.2006.4584495.
- [66] K. KANJANASIT et C. WANG, « A broadband resonant cavity antenna using a metamaterial based on double-side identical arrays », in *2017 IEEE Conference on Antenna Measurements & Applications (CAMA)*, Tsukuba : IEEE, déc. 2017, p. 51-54, ISBN : 978-1-5090-5028-4. DOI : 10.1109/CAMA.2017.8273475.
- [67] L. BERNARD, M. MARTINIS, S. COLLARDEY, K. MAHDJOUBI et R. SAULEAU, « Metasurface Antennas Embedded in Small Circular Cavities for Telemetry Applications », *Applied Sciences*, t. 9, n° 12, p. 2496, juin 2019, ISSN : 2076-3417. DOI : 10.3390/app9122496.
- [68] L. GARCIA-GAMEZ et al., « Compact GNSS Metasurface-Inspired Cavity Antennas », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 18, n° 12, p. 2652-2656, déc. 2019, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2019.2947791.
- [69] A. S. KADDDOUR, S. BORIES, A. CLEMENTE et A. BELLION, « Radiation modes investigation of Huygens source type antenna using spherical wave expansion », p. 2,

-
- [70] L. GE et K. M. LUK, « A Low-Profile Magneto-Electric Dipole Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, t. 60, n° 4, p. 1684-1689, avr. 2012, ISSN : 0018-926X, 1558-2221. DOI : 10.1109/TAP.2012.2186260.
- [71] L. GE et K. M. LUK, « A Magneto-Electric Dipole Antenna With Low-Profile and Simple Structure », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 12, p. 140-142, 2013, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2013.2244054.
- [72] L. GE, S. GAO, D. ZHANG et M. LI, « Magnetolectric Dipole Antenna With Low Profile », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 17, n° 10, p. 1760-1763, oct. 2018, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2018.2866064.
- [73] Y. LIU, M. LI, Y. ZHANG, Y. WU et X. XIA, « Compact magneto-electric dipole antenna with low-profile for LTE femtocell base stations », in *2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, Xi'an : IEEE, oct. 2017, p. 1-3, ISBN : 978-1-5386-1608-6. DOI : 10.1109/APCAP.2017.8420315.
- [74] G. IDAYACHANDRAN et R. NAKKEERAN, « Compact magneto-electric dipole antenna for LTE femtocell base stations », *Electron. Lett.*, t. 52, n° 8, p. 574-576, avr. 2016, ISSN : 0013-5194, 1350-911X. DOI : 10.1049/el.2015.3266.
- [75] KWAI-MAN LUK et BIQUN WU, « The Magnetolectric Dipole—A Wideband Antenna for Base Stations in Mobile Communications », *Proc. IEEE*, t. 100, n° 7, p. 2297-2307, juill. 2012, ISSN : 0018-9219, 1558-2256. DOI : 10.1109/JPROC.2012.2187039.
- [76] C. DING et K.-M. LUK, « Low-Profile Magneto-Electric Dipole Antenna », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 15, p. 1642-1644, 2016, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2016.2519942.
- [77] H. WONG et Q.-W. LIN, « Low-Profile Magnetolectric Dipole Antenna with Dual Complementary Sources », in *2018 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, Cartagena des Indias : IEEE, sept. 2018, p. 799-801, ISBN : 978-1-5386-6765-1. DOI : 10.1109/APWC.2018.8503744.
- [78] L. WENBO, W. TAO, G. DARONG, L. YONG et Z. XINGLI, « Low-Profile Broadband Magnetolectric (ME) Dipole Antenna with Dual-Complementary Source », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, p. 1-1, 2020, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2020.3035195.
- [79] A. SINGH et C. E. SAAVEDRA, « Low-Profile CPW-PS-Fed Magnetolectric Antenna », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 20, n° 12, p. 2471-2475, déc. 2021, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2021.3115234.

-
- [80] L. SIU, H. WONG et K.-M. LUK, « A Dual-Polarized Magneto-Electric Dipole With Dielectric Loading », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 57, n° 3, p. 616-623, mars 2009, ISSN : 0018-926X. DOI : 10.1109/TAP.2009.2013430.
- [81] M. LI, K.-M. LUK, L. GE et K. ZHANG, « Miniaturization of Magnetolectric Dipole Antenna by Using Metamaterial Loading », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 64, n° 11, p. 4914-4918, nov. 2016, ISSN : 0018-926X, 1558-2221. DOI : 10.1109/TAP.2016.2599176.
- [82] W. AN, K. LAU, S. LI et Q. XUE, « Wideband E-shaped dipole antenna with staircase-shaped feeding strip », *Electron. Lett.*, t. 46, n° 24, p. 1583, 2010, ISSN : 00135194. DOI : 10.1049/el.2010.2890.
- [83] NEETU, G. P. PANDEY, V. N. TIWARI et S. S. MARWAH, « A NOVEL ULTRA-WIDE BAND MAGNETO-ELECTRIC DIPOLE ANTENNA WITH CAVITY REFLECTOR », *PIER C*, t. 63, p. 143-152, 2016, ISSN : 1937-8718. DOI : 10.2528/PIERC16012204.
- [84] L. GE et K. M. LUK, « A Wideband Magneto-Electric Dipole Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 60, n° 11, p. 4987-4991, nov. 2012, ISSN : 0018-926X, 1558-2221. DOI : 10.1109/TAP.2012.2207689.
- [85] K. HE, S.-X. GONG et F. GAO, « A Wideband Dual-Band Magneto-Electric Dipole Antenna With Improved Feeding Structure », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 13, p. 1729-1732, 2014, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2014.2353792.
- [86] C.-y. SHUAI et G.-m. WANG, « A Simple Ultra-Wideband Magneto-Electric Dipole Antenna With High Gain », *Frequenz*, t. 72, n° 1-2, déc. 2017, ISSN : 0016-1136, 2191-6349. DOI : 10.1515/freq-2016-0321.
- [87] J. ZENG et K.-M. LUK, « A Simple Wideband Magnetolectric Dipole Antenna With a Defected Ground Structure », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 17, n° 8, p. 1497-1500, août 2018, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2018.2850890.
- [88] K.-W. YANG, F.-S. ZHANG, C. LI, Z.-H. ZHANG et F. ZHANG, « A wideband aperture coupled magneto-electric dipole with high gain stability », *Int J RF Microw Comput Aided Eng*, t. 30, n° 7, juill. 2020, ISSN : 1096-4290, 1099-047X. DOI : 10.1002/mmce.22197.
- [89] J. TAO, Q. FENG et T. LIU, « Dual-Wideband Magnetolectric Dipole Antenna With Director Loaded », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 17, n° 10, p. 1885-1889, oct. 2018, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2018.2869034.
- [90] X. ZHANG, Y.-C. JIAO, Z.-B. WENG, Y.-X. ZHANG et S. FENG, « Wideband magneto-electric dipole antenna with a claw shaped reflector for 5G communication systems », *Microw Opt Technol Lett*, t. 61, n° 9, p. 2098-2104, sept. 2019, ISSN : 0895-2477, 1098-2760. DOI : 10.1002/mop.31869.

-
- [91] F. TENG, J. TAO, X. LI et H. WU, « A Small-Size Wideband Magneto-Electric Dipole Antenna With Circular Parasitic Element and Short Pins », in *2020 Cross Strait Radio Science & Wireless Technology Conference (CSRSWTC)*, Fuzhou, China : IEEE, déc. 2020, p. 1-3, ISBN : 978-1-72818-181-3. DOI : 10.1109/CSRSWTC50769.2020.9372500.
- [92] C. SONG, E. L. BENNETT, J. XIAO et Y. HUANG, « Multimode Hybrid Antennas Using Liquid Dielectric Resonator and Magneto-Electric Dipole », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 69, n° 6, p. 3132-3143, juin 2021, ISSN : 0018-926X, 1558-2221. DOI : 10.1109/TAP.2020.3037765.
- [93] Y. LI et K.-M. LUK, « A Linearly Polarized Magnetolectric Dipole With Wide H-Plane Beamwidth », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 62, n° 4, p. 1830-1836, avr. 2014, ISSN : 0018-926X, 1558-2221. DOI : 10.1109/TAP.2013.2297163.
- [94] W. QIU, C. CHEN et W. CHEN, « A broadband magnetolectric dipole antenna with stable wide beamwidth », in *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, PR, USA : IEEE, juin 2016, p. 1849-1850, ISBN : 978-1-5090-2886-3. DOI : 10.1109/APS.2016.7696631.
- [95] D. LING et G. LU, « Wideband Magnetolectric Dipole Antenna with Stable Wide E-Plane Beamwidth », in *2018 IEEE 4th International Conference on Computer and Communications (ICCC)*, Chengdu, China : IEEE, déc. 2018, p. 1042-1046, ISBN : 978-1-5386-8339-2. DOI : 10.1109/CompComm.2018.8780747.
- [96] C. ZHANG, X. Y. CAO, J. GAO et J. F. HAN, « Broadband and Wide Beam Magneto-Electric Antenna and Its Application in Scanning Array », in *2018 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Chengdu : IEEE, mai 2018, p. 1-2, ISBN : 978-1-5386-2416-6. DOI : 10.1109/ICMMT.2018.8563440.
- [97] Y. SHI, Y. CAI, J. YANG et L. LI, « A Magnetolectric Dipole Antenna With Beamwidth Reconfiguration », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 18, n° 4, p. 621-625, avr. 2019, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2019.2898911.
- [98] G. TANG, Z. WEI, H. LI, X. DU, J. REN et Y. YIN, « Design of Wideband Filtering Magnetolectric Dipole Antenna with a Flat Gain utilizing U-shaped Slot », in *2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Shanghai, China : IEEE, sept. 2020, p. 1-3, ISBN : 978-1-72815-733-7. DOI : 10.1109/ICMMT49418.2020.9387033.
- [99] R. HOU, J. REN, M. ZUO, X. DU et Y. Z. YIN, « Magnetolectric Dipole Filtering Antenna Based on CSRR With Third Harmonic Suppression », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 20, n° 7, p. 1337-1341, juill. 2021, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2021.3080037.

-
- [100] B. FENG, K. L. CHUNG, J. LAI et Q. ZENG, « A Conformal Magneto-Electric Dipole Antenna With Wide H-Plane and Band-Notch Radiation Characteristics for Sub-6-GHz 5G Base-Station », *IEEE Access*, t. 7, p. 17 469-17 479, 2019, ISSN : 2169-3536. DOI : 10.1109/ACCESS.2019.2896356.
- [101] BI QUN WU et KWAI-MAN LUK, « A Broadband Dual-Polarized Magneto-Electric Dipole Antenna With Simple Feeds », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 8, p. 60-63, 2009, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2008.2011656.
- [102] M. LI et K.-M. LUK, « Wideband Magnetolectric Dipole Antennas With Dual Polarization and Circular Polarization », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, t. 57, n° 1, p. 110-119, fév. 2015, ISSN : 1045-9243. DOI : 10.1109/MAP.2015.2397091.
- [103] Z. LU, Y. SUN, H. ZHU et F. HUANG, « A BROADBAND $\pm 45^\circ$ DUAL-POLARIZED MAGNETO-ELECTRIC DIPOLE ANTENNA FOR 2G/3G/LTE/5G/WIMAX APPLICATIONS », *PIER C*, t. 86, p. 153-165, 2018, ISSN : 1937-8718. DOI : 10.2528/PIERC18062703.
- [104] L. SIU, H. WONG et K.-M. LUK, « A Dual-Polarized Magneto-Electric Dipole With Dielectric Loading », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 57, n° 3, p. 616-623, mars 2009, ISSN : 0018-926X. DOI : 10.1109/TAP.2009.2013430.
- [105] C. DING et K.-M. LUK, « A Low-Profile Dual-Polarized Magneto-Electric Dipole Antenna », *IEEE Access*, t. 7, p. 181 924-181 932, 2019, ISSN : 2169-3536. DOI : 10.1109/ACCESS.2019.2960125.
- [106] H.-G. XUE, L.-F. LI, X.-X. YANG, Z. MA et J.-Y. MO, « A wideband circular polarization quasi magnetic-electric dipole antenna with single feed », in *2016 IEEE MTT-S International Conference on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO)*, Beijing, China : IEEE, juill. 2016, p. 1-3, ISBN : 978-1-4673-8762-0. DOI : 10.1109/NEMO.2016.7561650.
- [107] K. KANG, Y. SHI et C.-H. LIANG, « A Wideband Circularly Polarized Magnetolectric Dipole Antenna », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 16, p. 1647-1650, 2017, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2017.2660521.
- [108] C.-Q. FENG, F.-S. ZHANG, H.-J. ZHANG et J.-X. SU, « A SINGLE-FEED CIRCULARLY POLARIZED MAGNETOELECTRIC DIPOLE ANTENNA FOR WIDEBAND WIRELESS APPLICATIONS », *PIER M*, t. 65, p. 1-8, 2018, ISSN : 1937-8726. DOI : 10.2528/PIERM18010803.
- [109] S. X. TA, H. H. TRAN et I. PARK, « Composite cavity-backed crossed dipole coupled to a magneto-electric dipole », *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, p. 2, 2015.

-
- [110] H.-J. ZHANG et F.-S. ZHANG, « Circularly Polarized Crossed Dipole With Magnetolectric Dipole for Wideband and Broadbeam Applications », in *2018 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC)*, Xuzhou : IEEE, juill. 2018, p. 1-3, ISBN : 978-1-5386-6423-0. DOI : 10.1109/CSQRWC.2018.8455610.
- [111] M. LI et K.-M. LUK, « A Wideband Circularly Polarized Antenna for Microwave and Millimeter-Wave Applications », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 62, n° 4, p. 1872-1879, avr. 2014, ISSN : 0018-926X, 1558-2221. DOI : 10.1109/TAP.2014.2298246.
- [112] M. LI et K.-M. LUK, « Wideband Magneto-Electric Dipole Antenna for 60-GHz Millimeter-Wave Communications », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 63, n° 7, p. 3276-3279, juill. 2015, ISSN : 0018-926X, 1558-2221. DOI : 10.1109/TAP.2015.2425418.
- [113] X. CUI, F. YANG et M. GAO, « Wideband CP magnetolectric dipole antenna with microstrip line aperture-coupled excitation », *Electron. lett.*, t. 54, n° 14, p. 863-864, juill. 2018, ISSN : 0013-5194, 1350-911X. DOI : 10.1049/e1.2018.1046.
- [114] K. M. LUK et al., « A microfabricated low-profile wideband antenna array for terahertz communications », *Sci Rep*, t. 7, n° 1, p. 1268, déc. 2017, ISSN : 2045-2322. DOI : 10.1038/s41598-017-01276-4.
- [115] JIANYIN CAO, HAO WANG, JIAN YANG, YAN WANG et SHANXIANG MOU, « W-Band High-Gain Low profile Circularly Polarized Magneto-Electric Dipole Antenna Array with Gap Waveguide Feeding Technology », in *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, London, UK : Institution of Engineering and Technology, 2018, 653 (4 pp.)-653 (4 pp.) ISBN : 978-1-78561-816-1. DOI : 10.1049/cp.2018.1012.
- [116] C. ZHANG et H. CHEN, « A Broadband Circularly Polarized Substrate Integrated Antenna with Dual Magnetolectric Dipoles Coupled by Crossing Elliptical Slots », in *2018 IEEE 18th International Conference on Communication Technology (ICCT)*, Chongqing : IEEE, oct. 2018, p. 564-567, ISBN : 978-1-5386-7635-6. DOI : 10.1109/ICCT.2018.8600010.
- [117] X. YANG, L. GE, D. ZHANG et C.-Y.-D. SIM, « Magnetolectric Dipole Antenna with Dual Polarization and High Isolation », *Wireless Communications and Mobile Computing*, t. 2018, p. 1-7, 2018, ISSN : 1530-8669, 1530-8677. DOI : 10.1155/2018/4765425.
- [118] X. DING, S. WU, G. YANG et H. LAN, « DUAL CIRCULARLY POLARIZED WIDEBAND MAGNETO-ELECTRIC DIPOLE ANTENNA FOR WIRELESS APPLICATIONS », *PIER Letters*, t. 102, p. 27-36, 2022, ISSN : 1937-6480. DOI : 10.2528/PIERL21112508.

-
- [119] F. WU et K. M. LUK, « Wideband Tri-Polarization Reconfigurable Magneto-Electric Dipole Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 65, n° 4, p. 1633-1641, avr. 2017, ISSN : 0018-926X, 1558-2221. DOI : 10.1109/TAP.2017.2670521.
- [120] A.-S. KADDOUR, S. BORIES, A. BELLION et C. DELAVEAUD, « Frequency Reconfigurable Low-Profile UWB Magneto-Electric Dipole in VHF Band », *IEEE Access*, t. 9, p. 61 269-61 282, 2021, ISSN : 2169-3536. DOI : 10.1109/ACCESS.2021.3073094.
- [121] M. SU, X. GENG, Y. ZHANG et A. WANG, « Frequency-Reconfigurable Liquid Metal Magnetolectric Dipole Antenna », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, t. 20, n° 12, p. 2481-2485, déc. 2021, ISSN : 1536-1225, 1548-5757. DOI : 10.1109/LAWP.2021.3115667.
- [122] L. GE et K.-M. LUK, « Linearly Polarized and Dual-Polarized Magneto-Electric Dipole Antennas With Reconfigurable Beamwidth in the H-plane », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 64, n° 2, p. 423-431, fév. 2016, ISSN : 0018-926X, 1558-2221. DOI : 10.1109/TAP.2015.2505000.
- [123] NEETU, G. P. PANDEY et V. N. TIWARI, « A NOVEL MAGNETO-ELECTRIC MONOPOLE ANTENNA FOR C BAND WIRELESS APPLICATIONS », *PIER C*, t. 68, p. 141-152, 2016, ISSN : 1937-8718. DOI : 10.2528/PIERC16072302.
- [124] M. DE COS et F. LAS-HERAS, « Polypropylene-Based Dual-Band CPW-Fed Monopole Antenna [Antenna Applications Corner] », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, t. 55, n° 3, p. 264-273, juin 2013, ISSN : 1045-9243. DOI : 10.1109/MAP.2013.6586683.
- [125] « AsteRx-m2 Compact low-power multi-frequency GNSS receiver », Datasheet.
- [126] N. KUBO, K. KOBAYASHI et R. FURUKAWA, « GNSS Multipath Detection Using Continuous Time-Series C/N0 », *Sensors*, t. 20, n° 14, p. 4059, juill. 2020, ISSN : 1424-8220. DOI : 10.3390/s20144059.
- [127] *GNSS view*, <https://app.qzss.go.jp/GNSSView/gnssview.html?t=1662109405562>.
- [128] M. HAMID et R. HAMID, « Equivalent circuit of dipole antenna of arbitrary length », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 45, n° 11, p. 1695-1696, Nov./1997, ISSN : 0018926X. DOI : 10.1109/8.650083.
- [129] Y. LIAO, T. H. HUBING et D. SU, « Equivalent Circuit for Dipole Antennas in a Lossy Medium », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, t. 60, n° 8, p. 3950-3953, août 2012, ISSN : 0018-926X, 1558-2221. DOI : 10.1109/TAP.2012.2201112.
- [130] S. KUMAR, J. L. BUCKLEY, A. DI SERIO et B. ORFLYNN, « Comparative Analysis of Circuit and Finite Element Models for a Linear Wire Dipole Antenna », in *2018 29th Irish Signals and Systems Conference (ISSC)*, Belfast : IEEE, juin 2018, p. 1-6, ISBN : 978-1-5386-6046-1. DOI : 10.1109/ISSC.2018.8585353.

-
- [131] I. PELE, A. CHOUSSEAUD et S. TOUTAIN, « Simultaneous modeling of impedance and radiation pattern antenna for UWB pulse modulation », in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.*, Monterey, CA, USA : IEEE, 2004, 1871-1874 Vol.2, ISBN : 978-0-7803-8302-9. DOI : 10.1109/APS.2004.1330566.
- [132] C. R. PAUL, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, 2nd ed. Hoboken, N.J : Wiley-Interscience : IEEE Press, 2008, ISBN : 978-0-470-13154-1.
- [133] A. C. LEPAGE, « Analyse et optimisation d'antennes tridimensionnelles : applications à la conception d'antennes compactes intégrées dans un système de communication ultra-large-bande », p. 194, 2005.
- [134] C. A. BALANIS, *Antenna Theory : Analysis and Design*, 3rd ed. Hoboken, NJ : John Wiley, 2005, ISBN : 978-0-471-66782-7.
- [135] *ABS Ultimaker*, <https://ultimaker.com/fr/materials/abs>.
- [136] P. SABOUROUX et D. BA, « EpsiMu, a Tool for Dielectric Properties Measurement of Porous Media : Application in Wet Granular Materials Characterization », *PIER B*, t. 29, p. 191-207, 2011, ISSN : 1937-6472. DOI : 10.2528/PIERB10112209.
- [137] *Ultimaker S5*, <https://ultimaker.com/fr/3d-printers/ultimaker-s5>.
- [138] J. MULDAVIN, T. ELLIS et G. REBEIZ, « Tapered slot antennas on thick dielectric substrates using micromachining techniques », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997. Digest*, t. 2, Montreal, Que., Canada : IEEE, 1997, p. 1110-1113, ISBN : 978-0-7803-4178-4. DOI : 10.1109/APS.1997.631751.

Titre : Étude et réalisation d'antennes magnétoélectriques en cavités large bande et multi bandes pour systèmes volants

Mot clés : Antennes Magnétoélectriques, Antennes en Cavité, Miniaturisation, GNSS

Résumé : Ce travail présente une étude des antennes magnétoélectriques mises en cavité. Les axes développés sont la miniaturisation et l'élargissement de bande passante de ce type d'antenne pour l'intégration sur des porteurs planaires et cylindriques soumis à de fortes accélérations. Les bandes visées pour l'étude sont les bandes GNSS (1,164 - 1,610 GHz) et les antennes développées sont à polarisation linéaire et circulaire. En effet les signaux envoyés par les satellites sont à polarisation circulaire main droite mais les environnements d'utilisation (en altitude) ne présentent pas de problématiques de multitrajets ce qui autorise une antenne polarisée linéairement. Plusieurs techniques sont pré-

sentées pour améliorer les performances des antennes avec un placement spécifique de la sonde d'excitation, des modifications de celle-ci, l'ajout d'éléments parasites, la conformation, l'utilisation de matériaux diélectriques de permittivité différente entre autres. Plusieurs prototypes ont été fabriqués et mesurés afin de valider les résultats obtenus en simulation avec généralement une bonne correspondance entre les deux. De plus des matériaux diélectriques réalisés en utilisant des techniques additives ont été utilisés afin de permettre un niveau important de détail et une reproductibilité, ainsi qu'une facilité et une rapidité de réalisation.

Title: Study and realization of magnetolectric antennas in cavities, broadband and multiband for flying systems

Keywords: Magnetolectric Antennas, Cavity-Backed Antennas, Miniaturization, GNSS

Abstract: This work presents a study of cavity magnetolectric antennas. The axes developed are the miniaturization and bandwidth expansion of this type of antenna for integration on planar and cylindrical carriers subjected to strong accelerations. The bands targeted for the study are the GNSS bands (1.164 - 1.610 GHz) and the antennas developed are linearly and circularly polarized. Indeed, the signals sent by the satellites are circularly polarized right hand but the environments of use (at altitude) are not problematic for multipath. Several techniques are pre-

sentated to improve the performance of the antennas with a specific placement of the excitation probe, modifications of the excitation probe, addition of parasitic elements, conformation, use of dielectric materials among others. Several prototypes were fabricated and measured in order to validate the results obtained in simulation with generally a good correspondence between the two. In addition, dielectric materials made using additive techniques were used to allow a high level of detail and reproducibility.