



**HAL**  
open science

# Développement de solutions rayonnantes compactes pour les capteurs polymères industriels

Gildas Bengloan

► **To cite this version:**

Gildas Bengloan. Développement de solutions rayonnantes compactes pour les capteurs polymères industriels. Electronique. UNIVERSITE DE NANTES, 2021. Français. NNT: . tel-03426435

**HAL Id: tel-03426435**

**<https://hal.science/tel-03426435>**

Submitted on 12 Nov 2021

**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 NANTES

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

Par

**Gildas BENGLOAN**

**Développement de solutions rayonnantes compactes pour les  
capteurs polymères industriels**

Thèse présentée et soutenue à Polytech Nantes - site de la Chantrerie, le 18 octobre 2021  
Unité de recherche : IETR UMR CNRS 6164

## Rapporteurs avant soutenance :

Xavier BEGAUD      Professeur des Universités, Telecom Paris, Institut Polytechnique de Paris  
Fabien NDAGIJIMANA      Professeur des Universités, G2Elab, Université Grenoble Alpes

## Composition du Jury :

Président :	Jean-Marc RIBERO	Professeur des Universités, LEAT, Université Côte d'Azur
Examineurs :	Xavier BEGAUD	Professeur des Universités, Telecom Paris, Institut Polytechnique de Paris
	Laure HUITEMA	Maitre de conférences, XLIM, Université de Limoges
	Fabien NDAGIJIMANA	Professeur des Universités, G2Elab, Université Grenoble Alpes
	Cédric QUENDO	Professeur des Universités, LabSTICC, UBO Brest
Dir. de thèse :	Eduardo MOTTA CRUZ	EC HDR, IETR, Université de Nantes
Co-enc. de thèse :	Anne CHOUSSEAUD	Maitre de conférences, IETR, Université de Nantes
	Bruno FROPPIER	Maitre de conférences, IETR, Université de Nantes

## Invité :

Jacques GIRARD      Ingénieur R&D, Responsable d'équipe développements mécaniques, LACROIX Impulse



# REMERCIEMENTS

---

Les remerciements ont pendant longtemps été ma partie préférée des thèses car ils me permettaient de procrastiner dans l'état de l'art tout ayant l'impression de travailler. Je me suis d'ailleurs toujours dit que ce serait la section la plus simple à écrire, en incluant une ou deux citations bien senties -tout le monde met des citations inspirantes- et en remerciant chaleureusement les acteurs directs ou non de ce projet. Malheureusement je n'ai jamais trouvé de citation qui ne tombe pas dans la caricature. De plus, il m'est bien difficile de trouver les mots pour exprimer à la juste hauteur la reconnaissance que j'ai envers ceux qui m'ont accompagnés tout au long de ces trois ans. Voici donc ma tentative de Grand Merci à chacun d'entre vous.

Je tiens tout d'abord à remercier Xavier Begaud et Fabien Ndagijimana d'avoir accepté d'être les rapporteurs de cette thèse. Merci de même à Jean-Marc Ribero pour avoir présidé le jury lors de la soutenance, ainsi que Laure Huitema et Cédric Quando pour leur participation au jury. Vos retours sur le mémoire et vos questions lors de la soutenance ont apporté une expertise précieuse pour évaluer ces travaux.

Je souhaite aussi vivement remercier l'équipe d'encadrement côté IETR pour ces trois années très agréables. Anne Chousseaud pour sa disponibilité sans faille et ses conseils avisés, Bruno Froppier pour son intuition électromagnétique et ses inventions (dont le fameux *dipôle crabe*), et Eduardo Motta Cruz pour son sens pratique et son expérience. Merci à tous les trois, j'ai vraiment apprécié travailler avec vous.

Il n'y aurait pas de thèse CIFRE sans entreprise, aussi je remercie sincèrement l'ensemble des équipes de LACROIX Impulse pour leur accueil et leur volonté de me placer dans les meilleures conditions pour aboutir à un travail bien fait. Dans un premier temps Stéphane Klajzyngier et Thierry Neveu, instigateurs initiaux de ce projet de thèse avec l'IETR. Mais aussi Heba El Shaarawy pour la rigueur et la méthode qu'elle m'a apportées lors de son encadrement. Puis plus particulièrement Patrick Cavernes pour son support, Jérôme Dannequin et Bruno Kan pour leur expertise RF, Guylène Rospars pour toutes

## REMERCIEMENTS

---

les commandes qu'elle a pu passer, et les équipes de Quimper et de Cesson. Merci enfin à Jacques Girard, toi qui m'a sans cesse répété "désolé de décaler notre point" alors même que nous avons réussi à nous retrouver chaque semaine ! Merci pour ton expérience et ton point de vue pragmatique si précieux, je garderai tes conseils en tête pour la suite.

Dispatché entre plusieurs sites, je remercie les membres du site de l'IUT de La Roche sur Yon : en particulier Corinne Nicolleau et Stephen Mauffay pour leur sympathie et leur disponibilité de tous les jours. Sans oublier Philippe Guyonnet de la formation SRT ainsi que Guillaume Andrieux, Sébastien Maudet et Serge Hadjej de l'IUT R&T.

Merci et bravo à mes voisins de bureaux doctorants puis docteurs avec qui j'ai beaucoup appris : Wassim Saleh, Maxime Mroue et Romain Chevillon.

Je souhaite aussi remercier les membres de l'IETR site de Nantes, à commencer par Marc Brunet pour son aide précieuse sur le prototypage et Guillaume Lirzin. Merci aussi à Jean-François Diouris pour m'avoir accueilli dans le laboratoire, Sandrine Charlier pour sa connaissance et sa rigueur dans les procédures administratives à suivre, et tous les doctorants avec qui j'ai pu partager les joies et les galères de la thèse.

Merci à mes amis de courte ou de longue date, de course, de surf ou de boisson, qui ont participé à la conservation de ma santé mentale sur ces trois années. Merci les potes de lycées et la Team Polytech : Gnègnès, Sophia, Flavie D, Antoine, Hugman, Étienne, Flavie M, Manon, Jordan, Flo, Chevrier, Loulou, Max, Hugo, Yohann et Johan les thésiboys, et Léo sans qui je n'aurais pas pu prototyper depuis mon domicile (entre autres).

Enfin et surtout, merci à ma famille et belle famille pour leur amour, à mes parents sans qui rien de tout cela n'aurait été possible et à mon frère à qui je dédie ce travail. Merci à toi Solène de me supporter tous les jours et de faire de nos vies une histoire qui vaut la peine d'être vécue.

# TABLE DES MATIÈRES

---

Remerciements	3
Glossaire	17
Introduction générale	19
<b>I Technologies plastroniques : présentation générale, sélection et validation</b>	<b>23</b>
I.1 La plastronique : définition et contexte industriel . . . . .	25
I.1.1 Généralités sur la plastronique . . . . .	25
I.1.2 Matériaux pour la plastronique . . . . .	26
I.1.3 Secteurs d'application de la plastronique . . . . .	29
I.1.4 Contexte industriel de l'étude et motivations . . . . .	35
I.2 État de l'art des technologies plastroniques existantes . . . . .	37
I.2.1 Injection bi-matière . . . . .	38
I.2.2 Laser Direct Structuring . . . . .	40
I.2.3 Impression jet d'encre . . . . .	41
I.2.4 Autres méthodes existantes . . . . .	43
I.2.5 Conclusion sur les technologies . . . . .	45
I.3 Extraction des caractéristiques diélectriques de matériaux injectés et activés par technologie LDS . . . . .	46
I.3.1 Sélection des matériaux parmi les références compatibles avec la technologie LDS . . . . .	46
I.3.2 Sélection des méthodes de caractérisation diélectrique . . . . .	48
I.3.3 Dimensionnement et mesures des structures de caractérisation diélectrique . . . . .	57
I.4 Conclusion du chapitre 1 . . . . .	65
<b>II Antennes compactes pour applications IoT par technologie plastronique</b>	<b>67</b>
II.1 Définition d'une antenne compacte et techniques de miniaturisation . . . . .	69

TABLE DES MATIERES

---

II.1.1	Antenne Électriquement Petite (AEP) . . . . .	69
II.1.2	Travaux de référence et limites fondamentales des AEP . . . . .	71
II.1.3	Techniques de miniaturisation d’antennes . . . . .	74
II.2	Antenne plastronique conformée : présentation du cas d’usage et approche théorique . . . . .	80
II.2.1	Présentation du cas d’usage . . . . .	80
II.2.2	Travaux de référence . . . . .	81
II.2.3	Application au cas d’usage . . . . .	84
II.3	Réalisation d’antennes mono-bande compactes en technologie LDS par adaptation en T . . . . .	88
II.3.1	Concept général . . . . .	88
II.3.2	Dimensionnement du balun . . . . .	93
II.3.3	Antenne dipôle T-match : simulations et mesures . . . . .	97
II.4	Réalisation d’antenne mono-bande compacte en technologie LDS par ligne d’adaptation circulaire . . . . .	103
II.4.1	Concept général . . . . .	103
II.4.2	Antenne dipôle à ligne d’adaptation circulaire : simulations et mesures	105
II.5	Conclusion sur l’apport de la plastronique pour la conception d’antenne mono-bande compactes . . . . .	110

**III Antennes compactes pour applications dual-band et ULB en technologie plastronique** **113**

III.1	Conception d’une antenne dual-band compacte en technologie plastronique	115
III.1.1	Motivations et solutions multi-bandes . . . . .	115
III.1.2	Présentation du concept . . . . .	117
III.1.3	Réalisation et mesures . . . . .	122
III.2	Réalisation d’antenne Ultra Large Bande en technologie plastronique . . .	128
III.2.1	Ultra Large Bande et standard Ultra Wide Band . . . . .	128
III.2.2	Motivations et spécifications de l’antenne ULB recherchée . . . . .	129
III.2.3	Antennes ULB dans la littérature . . . . .	131
III.2.4	Design de l’antenne ULB . . . . .	134
III.2.5	Simulations et mesures . . . . .	137
III.3	Modification de la directivité par ajout d’un réflecteur métallique . . . . .	141
III.3.1	Motivations . . . . .	141

---

III.3.2	Modification de la directivité de l'antenne . . . . .	142
III.3.3	Simulations et mesures . . . . .	144
III.4	Conclusion sur l'apport de la technologie LDS pour le développement de solutions rayonnantes multi-bandes et ULB . . . . .	149
<b>IV</b>	<b>Évaluation d'une antenne plastronique dans un objet connecté et apports de la technologie sans contact</b>	<b>151</b>
IV.1	Conception du système . . . . .	152
IV.1.1	Spécifications de la liaison LoRa . . . . .	152
IV.1.2	Présentation de la carte communication LoRa . . . . .	154
IV.1.3	Considérations sur la connectique carte-antenne . . . . .	156
IV.1.4	Effet du boîtier plastique sur les performances antennaires : modification du design d'antenne . . . . .	159
IV.2	Mesures et évaluation de l'objet connecté . . . . .	164
IV.2.1	Évaluation des performances de l'antenne dans le luminaire . . . . .	164
IV.2.2	Comparaison avec une solution PCB . . . . .	167
IV.3	Suppression des contraintes de connectique . . . . .	171
IV.3.1	Contexte et état de l'art des solutions d'alimentation sans contact . . . . .	171
IV.3.2	Dimensionnement de l'antenne à parasite métallique . . . . .	174
IV.3.3	Mesures sur prototype plastronique . . . . .	183
IV.4	Conclusion : apport de la plastronique pour les objets connectés . . . . .	187
	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>189</b>
	<b>Liste des publications</b>	<b>193</b>
	<b>Annexes</b>	<b>195</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>213</b>



# TABLE DES FIGURES

---

I.1	Exemples de réalisations par FPCB : (a) carte automobile; (b) ruban LED; (c) capsule pour endoscopies [3] . . . . .	25
I.2	Classification des thermoplastiques suivant leur stabilité thermique et l'organisation de leur structure moléculaire . . . . .	27
I.3	Utilisation de DIM dans le secteur automobile : (a) commodo de moto; (b) volant de BMW Z4; (c) module déclairage miniature . . . . .	30
I.4	Utilisation de DIM dans le secteur médical : (a) outil de diagnostic des caries; (b) aide auditive . . . . .	31
I.5	Utilisation de DIM pour un bracelet d'e-santé : (a) bracelet; (b) batterie; (c) antenne plastronique . . . . .	32
I.6	Utilisation de la technologie LDS pour des antennes intégrées dans des smartphones :(a) Galaxy Note 10; (b) thèse F.Sonnerat . . . . .	32
I.7	Utilisation de la technologie LDS pour une station de base 5G . . . . .	33
I.8	Autres secteurs d'utilisation de DIM : (a) communications VHF; (b) capsule de protection pour terminal bancaire; (c) antenne pour radar sur drone . . . . .	34
I.9	Exemple de développement IoT par <i>LACROIX Impulse</i> , mise en évidence des zones d'antennes . . . . .	36
I.10	Étapes de fabrication en injection bi-matière (adaptée de [1]) : (a) première injection; (b) seconde injection; (c) métallisation . . . . .	39
I.11	Capteur de pression DS8 de la marque Bosch réalisé par injection bi-matière . . . . .	39
I.12	Étapes de fabrication de la technologie LDS . . . . .	40
I.13	Antennes ULB réalisées par impression jet d'encre : (a) sur papier [27]; (b) sur ABS/PC [7] . . . . .	42
I.14	(a) Électronique étirable [31]; (b) sérigraphie [32]; (c) Plasmadust [33] . . . . .	44
I.15	Structure de l'anneau résonant . . . . .	50
I.16	Lignes GCPW de longueurs différentes considérées dans la section . . . . .	54
I.17	Circuit équivalent en éléments localisés d'une portion de ligne de longueur infinitésimale [51]. . . . .	56

## TABLE DES FIGURES

---

I.18	Schéma et paramètres de l'anneau résonant . . . . .	58
I.19	Étapes de réalisation LDS d'un anneau résonant . . . . .	59
I.20	Caractéristiques diélectriques des matériaux extraites par anneaux résonants : (a) permittivité relative; (b) tangente de pertes . . . . .	60
I.21	Ligne GCPW, vue de coupe . . . . .	62
I.22	Étapes de réalisation LDS d'une ligne GCPW . . . . .	63
I.23	Permittivité relative des matériaux extraite par lignes GCPW . . . . .	64
II.1	Schémas de principe de structure d'antennes (masse circulaire grise supposée infinie) : (a) dipôle demi-onde; (b) monopole quart d'onde; (c) antenne IFA; (d) antenne PIFA . . . . .	75
II.2	Exemples de miniaturisation d'un dipôle par méandration et replis . . . . .	76
II.3	Exemples d'antennes à motif fractal : (a) Koch [91]; (b) Hilbert [92]; (c) Sierpinski [93] . . . . .	77
II.4	Réalisation en plastronique d'une antenne fractale basée sur le motif d'Hilbert[97] . . . . .	78
II.5	Antennes volumiques évaluées par Best [100] : (a) hélice mono-brin à stub (b) hélice à 6 brins . . . . .	79
II.6	Vues du produit sélectionné : (a) Luminaire fixé à un mur; (b) Bouchon avec carte électronique : (c) Vue éclatée de l'insertion du bouchon . . . . .	81
II.7	Dipôles incurvés sur textile : (a) référence [104]; (b) référence [103] . . . . .	82
II.8	Bouchons considérés dans l'étude : (a) modèle initial; (b) version modifiée . . . . .	85
II.9	Outillage d'injection du bouchon modifié . . . . .	86
II.10	Caractérisation du Thermocomp DX11355 : (a) Identification de la zone de découpe; (b) T résonant utilisé . . . . .	87
II.11	Dipôles de l'étude préliminaire : (a) version plane; (b) version conformée . . . . .	87
II.12	Coefficient de réflexion du dipôle plan et conformé . . . . .	88
II.13	Schéma de principe de l'adaptation en T . . . . .	90
II.14	Variante de l'adaptation en T (alimentation en pointillés) : (a) T inversé [116]; (b) boucle couplée [114] . . . . .	91
II.15	Coefficients de réflexion du dipôle plan, conformé avec et sans T-match . . . . .	91
II.16	Impédance d'entrée du dipôle conformé entre 800 et 950 MHz : (a) partie réelle; (b) Partie imaginaire . . . . .	92
II.17	Solution de balun large bande planaire proposée par Thaysen et al. [119] : (a) schéma de principe; (b) réalisation en "back to back" . . . . .	94
II.18	Étapes de conception de la transition CPW-CPS : (a) modèle initial [120]; (b) simplification de Anagnostou et al. [121] (c) version finale . . . . .	95

II.19	Validation du fonctionnement de la transition CPW-CPS : (a) Photo du prototype; (b) Coefficient de transmission en "back to back" . . . . .	96
II.20	Dimensions du dipôle T-match . . . . .	97
II.21	Étapes de réalisation LDS de l'antenne T-match : (a) pièce injectée; (b) activation laser; (c) métallisation . . . . .	98
II.22	Mesure optique des paramètres de design de l'antenne T-match : (a) transition CPW-CPS; (b) dipôle; (c) position de la masse latérale; (d) bras du dipôle (vue de dessous du bouchon) . . . . .	99
II.23	Coefficient de réflexion de l'antenne T-match (simulations et mesures, avant et après ajustement) . . . . .	100
II.24	Lignes de transmission micro-ruban utilisées pour la seconde caractérisation du Thermo-comp DX11355 . . . . .	100
II.25	Représentation des plans E et H pour la mesure des digrammes de rayonnement des antennes : (a) dipôle plan; (b) dipôle incurvé . . . . .	101
II.26	Diagrammes de rayonnement en gains simulés et mesurés de l'antenne dipôle T-match à 868 MHz : (a) plan E; (b) plan H . . . . .	102
II.27	Dimensions du dipôle à ligne d'adaptation circulaire (vue projetée à plat) . . . . .	104
II.28	Modèle électrique équivalent de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire . . . . .	105
II.29	Étapes de réalisation LDS de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire . . . . .	106
II.30	Mesure optique des paramètres de design de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire : (a) face supérieure; (b) face inférieure . . . . .	106
II.31	Coefficient de réflexion de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire (simulations, circuit équivalent et mesures) . . . . .	107
II.32	Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire à 868 MHz, (a) plan E, (b) plan H . . . . .	109
II.33	Diagramme de rayonnement 3D simulé de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire à 868 MHz . . . . .	109
III.1	Revue des solutions d'antennes multi-bandes . . . . .	116
III.2	(a) Modèles 3D des dipôles plan et cylindrique dimensionnés pour résonner à 2,45 GHz; (b) Coefficients de réflexion en entrée simulés . . . . .	118
III.3	Configurations de dipôles : (a) bras simples; (b) bowtie; (c) semi-bowtie . . . . .	119
III.4	Gestion de l'adaptation d'impédance du dipôle : (a) T-match initial; (b) semi-bowtie; (c) semi-bowtie avec 'U' . . . . .	120

## TABLE DES FIGURES

---

III.5	Coefficients de réflexion en entrée simulés pour les antennes T-match et semi-bowtie sans et avec 'U' . . . . .	120
III.6	Vue de principe du dipôle dual-band sur substrat cylindrique . . . . .	121
III.7	Coefficient de réflexion et courant de surface simulés du dipôle dual-band : (a) $S_{11}$ bande basse; (b) $S_{11}$ bande haute; (c) courants à 868 MHz; (d) courants à 2,45 GHz . . . . .	122
III.8	Vues plane de l'antenne dual-band : (a) vue complète; (b) vue détaillée . . . . .	122
III.9	Étapes de réalisation LDS de l'antenne dipôle dual-band : (a) injection; (b) activation laser; (c) métallisation . . . . .	123
III.10	Mesure optique des paramètres de design de l'antenne dipôle dual-band : (a) vue de dessus; (b) vue de dessous . . . . .	123
III.11	Coefficient de réflexion de l'antenne dipôle dual-band : (a) bande basse; (b) bande haute	124
III.12	Potentielles causes d'écart entre simulations et mesures pour l'antenne dual-band (a) courants de surface simulés à 2,9 GHz; (b) coefficient de transmission de la transition CPW-CPS entre 500 MHz et 4000 MHz . . . . .	125
III.13	Diagrammes de rayonnement en gains simulés et mesurés de l'antenne dipôle dual-band à 868 MHz, (a) plan E, (b) plan H . . . . .	126
III.14	Diagrammes de rayonnement en gains simulés et mesurés de l'antenne dipôle dual-band à 2,45 GHz, (a) plan E, (b) plan H . . . . .	127
III.15	Exemple de déploiement d'antenne pour localisation indoor par UWB : (a) Environnement complexe issu de [142]; (b) Disposition des points d'ancrage dans [142]; (c) Simplification du maillage par utilisation des luminaires comme points d'ancrage . . . . .	130
III.16	Synthèse sur la classification des antennes ULB et de leurs applications, inspirée de [148]	132
III.17	Exemples d'antennes pour localisation indoor par UWB : (a) [163]; (b) [164] . . . . .	134
III.18	Antennes ULB monopoles circulaires : (a) version à angle droit proposée; (b) design initial [159] . . . . .	135
III.19	Dimensions de l'antenne UWB, zoom sur la portion encadrée en rouge . . . . .	136
III.20	Antenne ULB réalisée en technologie LDS . . . . .	137
III.21	Mesure optique des paramètres de design de l'antenne ULB . . . . .	137
III.22	Coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne ULB . . . . .	138
III.23	Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB à 3,5 GHz : (a) plan E; (b) plan H . . . . .	140
III.24	Diagrammes de rayonnement et mesurés de l'antenne ULB à 6 GHz : (a) plan E; (b) plan H . . . . .	140
III.25	Diagrammes de rayonnement de l'antenne ULB à 9 GHz : (a) plan E; (b) plan H . . . . .	140
III.26	Diagramme de rayonnement 3D simulé à 6GHz de l'antenne ULB . . . . .	141

III.27	Utilisation de réflecteur pour les antennes ULB : (a) [167]; (b) [168] . . . . .	143
III.28	Schéma et dimensions de l'antenne ULB avec réflecteur (unités : mm) . . . . .	144
III.29	Prototypes de lantenne ULB initiale et avec réflecteur . . . . .	145
III.30	Mesure optique des paramètres de design de l'antenne ULB avec réflecteur . . . . .	145
III.31	Coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne ULB avec réflecteur . . . . .	146
III.32	Comparaison des diagrammes de rayonnement en co-polarisation de l'antenne ULB sans et avec réflecteur à 3,5 GHz : (a) plan E; (b) plan H . . . . .	148
III.33	Comparaison des diagrammes de rayonnement en co-polarisation de l'antenne ULB sans et avec réflecteur à 6 GHz : (a) plan E; (b) plan H . . . . .	148
III.34	Comparaison des diagrammes de rayonnement en co-polarisation de l'antenne ULB sans et avec réflecteur à 9 GHz : (a) plan E; (b) plan H . . . . .	148
III.35	Diagrammes de rayonnement 3D simulés à 6 GHz de l'antenne ULB en situation d'utili- sation : (a) sans réflecteur; (b) avec réflecteur . . . . .	149
IV.1	(a) cas d'usage agriculture 4.0; (b) cas d'usage abri pour voyageurs connecté . . . . .	153
IV.2	Carte de communication LoRa : (a) dans le bouchon; (b) insérée dans le luminaire (portion)	154
IV.3	Schéma de pré-positionnement des fonctions de la carte de communication : (a) face supérieure; (b) face inférieure . . . . .	156
IV.4	Dispositif d'évaluation de la connectique : (a) Modèle HFSS; (b) Prototype . . . . .	157
IV.5	Coefficient de transmission de la connectique hybride . . . . .	158
IV.6	Zoom sur les différentes connectiques implémentées sur la carte LoRa . . . . .	158
IV.7	Différentes configurations du bouchon : (a) en espace libre; (b) inséré dans le luminaire; (c)(b) inséré dans le luminaire avec capuchon étanche . . . . .	159
IV.8	Coefficients de réflexion simulés de l'antenne initiale en espace libre et dans le boîtier . .	160
IV.9	Configuration des lignes d'alimentation CPW : (a) en espace libre; (b) avec le boîtier . .	161
IV.10	Variation de l'impédance caractéristique d'une ligne CPW suivant la permittivité relative du matériau de la couche supérieure . . . . .	162
IV.11	Versions de l'antenne dipôle T-match : (a) design initial; (b) design adapté à l'influence du boîtier . . . . .	163
IV.12	Coefficient de réflexion simulés de l'antenne initiale en espace libre et dans le boîtier, et de l'antenne ajustée dans le boîtier . . . . .	164
IV.13	(a) Prototype LDS de l'antenne T-match ajustée; (b) Coefficient de réflexion de l'antenne T-match ajustée dans le luminaire . . . . .	165

## TABLE DES FIGURES

---

IV.14	Diagrammes de rayonnement en gains simulés et mesurés de l'antenne T-match dans le luminaire à 868 MHz, (a) plan E, (b) plan H . . . . .	165
IV.15	Bilan de liaison pour une communication LoRa symétrique en espace libre à 868 MHz pour le système plastronique . . . . .	166
IV.16	Dimensions de l'antenne M-IFA . . . . .	168
IV.17	Coefficients de réflexion simulés de l'antenne T-match et de l'antenne M-IFA . . . . .	168
IV.18	Gains simulés de l'antenne T-match et de l'antenne M-IFA à 868MHz en espace libre : (a) plan E; (b) plan H . . . . .	169
IV.19	Différentes zones de champs d'une antenne (adapté de [99]) . . . . .	172
IV.20	Utilisation de parasites métalliques en champ proche : (a) pour miniaturiser [183]; (b) pour modifier la directivité [186]; (c) pour étendre la bande passante [188] . . . . .	173
IV.21	Dimensions de l'élément de couplage monopolaire considéré . . . . .	176
IV.22	Implémentation de l'antenne avec élément rayonnant en champ proche sur HFSS en mode CMA . . . . .	177
IV.23	Résultats de simulations de la CMA pour l'élément de couplage seul et la structure complète : (a) Angle Modal; (b) Significance Modale . . . . .	178
IV.24	Courants de surface simulés par CMA pour la structure complète : (a) à 1067 MHz; (b) à 1204 MHz . . . . .	179
IV.25	Modèle de simulation pour l'antenne sans contact : (a) Vue générale; (b) Dessus du bouchon; (c) Vue de derrière . . . . .	180
IV.26	Coefficient de réflexion de l'antenne sans contact en champ proche, étude paramétrique : (a) paramètre $z$ ; (b) paramètre $L$ ; (c) paramètre $W$ . . . . .	181
IV.27	Gains simulés de l'élément rayonnant avec et sans élément rayonnant à 868 MHz : (a) plan E; (b) plan H . . . . .	182
IV.28	Élément rayonnant réalisé par technologie LDS : (a) Vue de dessus; (b) Vue de dessous .	184
IV.29	Coefficients de réflexion de l'antenne sans contact . . . . .	184
IV.30	Variation fréquentielle des gains simulés et mesurés de l'antenne sans contact : (a) plan E; (b) plan H . . . . .	186

# LISTE DES TABLEAUX

---

I.1	Récapitulatif des performances de 3 antennes LDS disponibles dans le commerce . . . .	37
I.2	Spécifications de la technologie plastronique envisagée . . . . .	38
I.3	Tableau comparatif des technologies plastroniques . . . . .	45
I.4	Tableau récapitulatif des 3 matériaux sélectionnés (informations fournisseurs) . . . . .	47
I.5	Tableau de synthèse des méthodes de caractérisation . . . . .	49
I.6	Dimensions des anneaux résonants pour $f_0 = 900$ MHz . . . . .	59
I.7	Épaisseurs de métallisation mesurées pour les anneaux résonants . . . . .	60
I.8	Valeurs moyennes des caractéristiques diélectriques extraites par anneaux résonants . . .	61
I.9	Dimensions des largeurs de ligne et de gaps pour les 3 matériaux sélectionnés - Lignes GCPW . . . . .	63
II.1	Facteurs de qualité minimums calculés par différentes méthodes pour 3 valeurs d'encom- brement . . . . .	73
II.2	Principales spécifications de l'antenne . . . . .	82
II.3	Comportement d'un dipôle incurvé en fonction de la courbure (d'après [108]) . . . . .	84
II.4	Comparaison des performances de balun du commerce et du prototype . . . . .	97
II.5	Paramètres de l'antenne dipôle T-match (unités : mm) . . . . .	98
II.6	Contrôle optique des dimensions de l'antenne T-match (unités : $\mu\text{m}$ ) . . . . .	99
II.7	Paramètres de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire . . . . .	104
II.8	Valeurs des paramètres du modèle électrique équivalent de l'antenne dipôle à ligne d'adap- tation circulaire . . . . .	105
II.9	Contrôle optique des dimensions de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire (unité : $\mu\text{m}$ ) . . . . .	107
III.1	Délimitation des zones de dégradation des performances d'un dipôle en fonction de la courbure à 868 MHz et 2,45GHz . . . . .	118
III.2	Paramètres de l'antenne dual-band (unités : mm) . . . . .	123
III.3	Contrôle optique des dimensions de l'antenne dipôle dual-band (unités : $\mu\text{m}$ ) . . . . .	124
III.4	Paramètres de l'antenne ULB (unités : mm) . . . . .	136

## LISTE DES TABLEAUX

---

III.5	Contrôle optique des dimensions de l'antenne ULB (unités : $\mu\text{m}$ ) . . . . .	138
III.6	Paramètres du réflecteur de l'antenne ULB (unités : $\text{mm}$ ) . . . . .	144
III.7	Contrôle optique des dimensions de l'antenne ULB avec réflecteur (unités : $\mu\text{m}$ ) . . . . .	146
IV.1	Dimensions de la ligne CPW prises en compte pour le calcul de l'impédance caractéristique (unités : $\text{mm}$ ) . . . . .	161
IV.2	Permittivité effective et impédance caractéristique des lignes d'alimentation CPW avec et sans boîtier . . . . .	162
IV.3	Paramètres de l'antenne M-IFA (unités : $\text{mm}$ ) . . . . .	168
IV.4	Récapitulatif des performances simulées des antennes M-IFA et T-match . . . . .	169
IV.5	Paramètres de l'élément de couplage (unités : $\text{mm}$ ) . . . . .	176
IV.6	Tableau récapitulatif des antennes réalisées . . . . .	191

# GLOSSAIRE

---

<b>ABS-PC</b> Acrylonitrile Butadiène Styrène - Polycarbonate	<b>LCP</b> Liquid Crystal Polymer
<b>ADS</b> Advanced Design System	<b>LDO</b> Low Dropout Regulator
<b>AEP</b> Antenne Électriquement Petite	<b>LDS</b> Laser Direct Structuring
<b>BW</b> Bandwidth	<b>LED</b> Light Emitting Diode
<b>CEM</b> Compatibilité Électro-Magnétique	<b>LISA</b> Laser Induced Selective Activation
<b>CIFRE</b> Convention Industrielle de Formation par la Recherche	<b>LoRa</b> Long Range
<b>CMA</b> Coupled Mode Analysis	<b>LPWAN</b> Low Power Wide Area Network
<b>CMS</b> Composant Monté en Surface	<b>MA</b> Angle Modal
<b>CMT</b> Coupled Mode Theory	<b>MIM</b> Métal-Isolant-Métal
<b>COP</b> Cyclo Oléfine Polymère	<b>MS</b> Significance Modale
<b>CPS</b> Coplanar Stripline	<b>PEEK</b> PolyÉtherÉtherCétone
<b>DIM</b> Dispositif Interconnecté Moulé	<b>PIFA</b> Planar IFA
<b>FBR</b> Front-to-Back Ratio	<b>PP</b> Polypropylène
<b>FCC</b> Federal Communications Commission	<b>PPS</b> Polysulfure de Phénylène
<b>(F)PCB</b> (Flexible) Printed Circuit Board	<b>PS</b> Polystyrène
<b>FSL</b> Free Space Loss	<b>PVC</b> Poly Chlorure de Vinyle
<b>(G)CPW</b> (Grounded) Co-Planar Waveguide	<b>RF</b> Radio-Fréquence
<b>HF</b> High Frequency	<b>RFID</b> Radio Frequency Identification
<b>HFSS</b> High Frequency Structure Simulator	<b>SSAIL</b> Selective Surface Activation Induced by Laser
<b>IETR</b> Institut d'Électronique et des Technologies du numéRique	<b>TRL</b> Thru-Reflect-Line
<b>IFA</b> Inverted F Antenna	<b>UHF</b> Ultra High Frequency
<b>IHM</b> Interface Homme Machine	<b>ULB</b> Ultra Large Bande
<b>ILA</b> Inverted L Antenna	<b>UWB</b> Ultra Wide Band
<b>IoT</b> Internet of Things	<b>VHF</b> Very High Frequency
	<b>VNA</b> Vector Network Analyzer
	<b>WPT</b> Wireless Power Transfer



# INTRODUCTION GÉNÉRALE

---

## Contexte

Au cours des trois dernières décennies, la démocratisation des moyens de télécommunications personnels a généré de nouveaux besoins de compacité chez les utilisateurs : les dispositifs se doivent d'être portables et peu encombrants. Le développement des mobiles s'accompagne de la disparition des antennes externes au profit de solutions technologiques totalement intégrées au produit. Par le biais d'innovations successives, les antennes filaires ont été remplacées dans un premier temps par des pièces en tôle métallique pliée, puis par des pistes métalliques reportées directement sur le plastique constituant le mobile, via la plastronique. Ainsi, les utilisateurs des smartphones actuels sont en contact quotidien avec ces dispositifs communicants compacts rendus réalisables par la plastronique : une discipline qui combine la plasturgie et l'électronique. Si l'industrie des télécommunications a su saisir les opportunités offertes par ce domaine pour la production de masse, il existe encore peu d'applications ayant recours à des antennes obtenues par procédés plastroniques de nos jours.

Parallèlement, de nouveaux besoins émergent actuellement avec le déploiement récent de réseaux maillés de capteurs communicants dans le cadre de l'Internet des Objets (IoT - Internet of Things). Ces équipements renseignent désormais de manière omniprésente l'évolution de nombreux indicateurs comme la température, l'humidité, la pollution ou le contrôle d'accès pour différentes applications à grande échelle, notamment dans le cadre des réseaux à faible puissance et à longue portée (LPWAN - Low Power Wide Area Network). Tout comme les réseaux des opérateurs mobiles pour les smartphones, les LPWAN se basent généralement sur des protocoles de communication qui utilisent la bande UHF (Ultra Hautes Fréquences, 300-3000 MHz). Par ailleurs, la taille des capteurs communicants développés actuellement est souvent similaire voire inférieure à celle des smartphones. Pourtant, la plastronique ne s'est pas encore imposée pour la conception d'objets connectés, qui utilisent pour la plupart des antennes externes, comme pour les premiers téléphones portables. Dans ce contexte, il est intéressant de tester les possibilités

d'intégration qu'offre la plastronique pour que les antennes des objets connectés suivent la même trajectoire que celle des smartphones.

Pour mener à bien cette évaluation de la plastronique, la société LACROIX Impulse a souhaité investir des moyens pour la recherche et le développement d'antennes compactes pour les objets connectés. LACROIX Impulse est la principale entité en charge des développements électroniques pour la société LACROIX Electronics, elles sont toutes deux des filiales de LACROIX Group. LACROIX Impulse conçoit et industrialise des cartes électroniques dans les domaines de l'automobile, de la Défense, et l'industrie 4.0, principalement pour des applications de contrôle commande, d'IHM (Interface Homme Machine) et de capteurs. Plus récemment, la société s'est recentrée autour de solutions de capteurs connectés pour des applications IoT. Au regard des problématiques actuelles de dimensionnement des cartes électroniques pour les capteurs communicants, la taille des antennes mises en jeu est devenue une préoccupation majeure dans les développements. Ce constat initial justifie la volonté d'Impulse d'explorer les possibilités offertes par la plastronique pour la réduction de l'encombrement des dispositifs connectés via l'intégration et la miniaturisation des antennes.

## Objectifs

Afin de présenter *in fine* la plastronique comme une brique technologique applicable aux développements de LACROIX Impulse, plusieurs buts sont identifiés, parmi lesquels :

- La validation technico-économique d'une méthode de fabrication plastronique : du prototypage à l'industrialisation, la solution technologique sélectionnée doit montrer des résultats satisfaisants en comparaison de développements plus classiques, tout en justifiant d'un apport sur la miniaturisation du produit et d'un équilibre financier cohérent.
- La réalisation d'une ou plusieurs antennes mono-bande compactes pour des communications en protocole LoRa (Long Range). Pour cela, un exemple de produit déjà commercialisé par Impulse sera retenu, l'antenne devra pouvoir s'intégrer dans ce cas d'étude.
- La déclinaison de la solution mono-bande en une solution multi-bandes de fréquences de fonctionnement. Le but est de valider la solution technologique retenue pour des applications multi-bandes ou pour l'existence de plusieurs protocoles de

---

communication depuis l'objet connecté.

- L'évaluation de la plastronique pour les antennes Ultra Large Bande (ULB). L'objectif est là aussi de valider la solution technologique retenue, mais aussi d'étendre l'analyse pour valider celle-ci sur des applications plus hautes fréquences.

Ces différentes finalités nécessitent d'approfondir les notions inhérentes aux développements plastroniques et aux bases de la conception d'antennes compactes.

Ce travail de thèse a été mené entre octobre 2018 et octobre 2021 dans le cadre d'une convention industrielle de formation par la recherche (CIFRE) entre la société LACROIX Impulse, à Cesson-Sévigné (35) et Quimper (29), et l'Institut d'Électronique et des Technologies du numÉrique (IETR), à La Roche-sur-Yon (85) et Nantes (44). Ces recherches ont aussi été menées partiellement à mon domicile, équipé d'une imprimante 3D et d'un analyseur de réseau portable pendant ces longues périodes de confinement.

## Organisation du mémoire

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres afin de traiter les différents objectifs mentionnés précédemment.

Le premier chapitre présente le domaine de la plastronique et les principales technologies associées. Il aborde les développements antennaires existants suivant de multiples secteurs d'applications. La sélection d'une méthode de fabrication plastronique est présentée à partir de critères d'évaluation essentiels pour le développement d'antennes en prototypage et en série. Ce chapitre traite dans un second temps des matériaux utilisés en plastronique, ainsi que des méthodes de caractérisation diélectrique. Deux techniques d'extraction sont sélectionnées puis mises en uvre pour caractériser trois matériaux.

Le second chapitre introduit les notions théoriques fondamentales sur les antennes miniatures et les techniques de miniaturisation des antennes. Le cas d'usage final et le support antennaire sont sélectionnés par la suite, en justifiant le choix par une compacité forte et par la nature cylindrique de la pièce plastique envisagée. Le chapitre 2 est aussi consacré à la conception, la réalisation et aux mesures de deux prototypes d'antennes plastroniques compactes sur support cylindrique pour des communications en protocole LoRa à 868 MHz.

Le troisième chapitre étend la problématique de conception antennaire mono-bande aux cas des antennes à deux bandes de fréquences et aux antennes ULB. Dans chaque situation, une étude théorique est menée afin d'explicitier les choix de design et les motivations sous-jacentes à ces études. Une optimisation de l'antenne ULB est conduite pour maximiser ses performances dans le cadre d'un cas d'usage détaillé.

Le quatrième chapitre aborde un aspect plus général de la plastronique et traite de l'intégration d'une antenne mono-bande au sein d'un capteur communicant. La carte électronique associée est détaillée et l'ensemble des problématiques induites par l'utilisation de la plastronique pour une partie d'un système est discuté. L'étude s'élargit aux considérations sur la suppression de la connectique entre la carte et l'antenne : une structure rayonnante basée sur un couplage de proximité est évaluée. Les performances des prototypes sont mesurées, comparées à un développement non plastronique, puis discutées au regard d'un cas d'usage concret.

Enfin, la conclusion générale recense les performances atteintes pour les différents prototypes d'antennes. Les contributions principales de la thèse y sont aussi renseignées, tout comme les perspectives offertes par l'utilisation de la plastronique sans contact avec la carte électronique, entre autres.

# TECHNOLOGIES PLASTRONIQUES : PRÉSENTATION GÉNÉRALE, SÉLECTION ET IMPLÉMENTATION

---

Le premier chapitre constitue le point de départ de la réflexion sur l'apport de la plastronique pour la réalisation d'antennes compactes. Après avoir défini la plastronique, les différentes technologies de réalisation de ce type de dispositifs sont présentées et comparées. En regard des contraintes du projet, une technologie est sélectionnée pour la suite des développements, le Laser Direct Structuring (LDS).

Dans un second temps, l'évaluation de la technologie LDS est menée par le biais de dispositifs de caractérisation diélectrique sur plusieurs matériaux spécifiques. Les résultats permettent à la fois de juger de la qualité de fabrication de la technologie retenue, mais aussi de connaître les constantes diélectriques des matériaux, indispensables pour la conception d'antennes.

---

I.1	La plastronique : définition et contexte industriel . . . . .	<b>25</b>
I.1.1	Généralités sur la plastronique . . . . .	25
I.1.2	Matériaux pour la plastronique . . . . .	26
I.1.3	Secteurs d'application de la plastronique . . . . .	29
I.1.4	Contexte industriel de l'étude et motivations . . . . .	35
I.2	État de l'art des technologies plastroniques existantes . . . . .	<b>37</b>
I.2.1	Injection bi-matière . . . . .	38
I.2.2	Laser Direct Structuring . . . . .	40
I.2.3	Impression jet d'encre . . . . .	41
I.2.4	Autres méthodes existantes . . . . .	43

I.2.5	Conclusion sur les technologies . . . . .	45
I.3	Extraction des caractéristiques diélectriques de matériaux injectés et activés par technologie LDS . . . . .	<b>46</b>
I.3.1	Sélection des matériaux parmi les références compatibles avec la technologie LDS . . . . .	46
I.3.2	Sélection des méthodes de caractérisation diélectrique . . . . .	48
I.3.3	Dimensionnement et mesures des structures de caractérisation diélectrique . . . . .	57
I.4	Conclusion du chapitre 1 . . . . .	<b>65</b>

---

## I.1 La plastronique : définition et contexte industriel

### I.1.1 Généralités sur la plastronique

La plastronique est un mot-valise provenant des mots plasturgie et électronique. Par abus de langage, elle qualifie l'ensemble des dispositifs réalisés via cette co-conception entre les domaines de l'électronique et de la plasturgie [1]. A partir de la définition précédente, de nombreux dispositifs de la vie courante peuvent être classés dans les circuits dits plastroniques. La carte à puce, dont la puce repose sur un substrat en PVC (polyvinyle de chlorure) ou les tags RFID (Radio Frequency Identification) situés sur des étiquettes polymères sont parmi les exemples les plus simples pour la combinaison des deux domaines de conception [2].

En général, deux catégories de développements peuvent être considérés comme plastroniques : les cartes PCB flexibles (FPCB - Flexible Printed Circuit Board), et les dispositifs interconnectés moulés (DIM). Les FPCB sont très présents dans les milieux de l'automobile, avec des nappes d'interconnexions entre cartes, ou du grand public, avec des rubans de LED (light Emitting Diode) notamment, Fig.I.1(a-b). L'utilisation du polyimide (un polymère flexible) permet des réalisations de nappes flexibles reliant entre elles de multiples surfaces planes d'un circuit. Le développement peut être considéré comme étant en 2,5 dimensions (2,5D). Outre la flexibilité apportée par les FPCB, cette technologie permet de remplacer les câbles par des nappes qui sont alors directement intégrées dans un système. Par exemple, des dispositifs bio-médicaux compacts sont aussi réalisés pour des examens du corps humain in-situ [3], Fig.I.1.



FIGURE I.1 – Exemples de réalisations par FPCB : (a) carte automobile ; (b) ruban LED ; (c) capsule pour endoscopies [3]

Bien qu'ils soient considérés comme de la plastronique, les développements par FPCB ne permettent pas d'exploiter pleinement une surface 3D complexe, mais plutôt une succession de plans. De plus, les FPCB traitent en majorité des problématiques d'interconnexions via la réalisation de nappes, ils permettent rarement de développer des antennes [4]. Les travaux relatifs à ce mémoire n'exploitent donc pas ces technologies.

Les méthodes de réalisation vers lesquelles s'oriente la réflexion concernent la seconde catégorie de dispositifs plastroniques, regroupés sous la dénomination DIM. En métallisant des zones jusqu'alors inutilisées, les technologies DIM apportent de nouvelles fonctions aux pièces plastiques d'un produit. Il peut s'agir de fonctions d'interconnexion, de blindage CEM (Compatibilité Électro-Magnétique), de capteurs, d'antennes ou de décoration fonctionnelle (on parle alors de déco-plastronique). Les travaux présentés dans ce mémoire concernent la conception d'antennes à l'aide des DIM. Avant de présenter plus en détails les réalisations relatives aux DIM, il est nécessaire d'introduire des notions de base sur les matériaux utilisés en plastronique.

## I.1.2 Matériaux pour la plastronique

Bien que les travaux présentés dans ce mémoire ont pour dominante l'électronique RF et la conception antennaire, une introduction succincte des matériaux pour la plastronique permet de mieux comprendre les choix techniques réalisés par la suite. La quasi-totalité des DIM repose sur l'utilisation de substrats polymères. Il s'agit de la combinaison de plusieurs molécules chimiques regroupées en chaînes (les monomères) et agencées de manière répétitive pour aboutir à un composé macromoléculaire [5]. Le processus de création d'un polymère à partir de multiples monomères est la polymérisation. Le polystyrène (PS) résulte par exemple de la polymérisation d'un monomère, le styrène.

Suivant l'organisation macroscopique des monomères constituant un polymère, il convient de classer les substrats selon 3 grandes familles : les thermodurcissables, les élastomères et les thermoplastiques. Comme leur nom l'indique, l'organisation moléculaire des thermodurcissables implique une rigidification irréversible de ce type de matériaux sous l'effet de la chaleur. Les élastomères possèdent des propriétés qui leur confèrent une possibilité de déformation relative (caractère élastique du matériau). Enfin, les thermoplastiques présentent une organisation macro-moléculaire avec des interactions faibles, qui

se rompent au delà d'un certain apport d'énergie thermique délimité par la température de transition vitreuse. Au delà de cette température, le matériau est malléable et son état convient à des processus d'injection et de moulage pour la réalisation d'objets plastiques. L'organisation de la structure moléculaire des polymères thermoplastiques permet aussi de les séparer en deux catégories : amorphes (structure non-organisée) et semi-cristallins. On ne fait pas de distinguo entre ces deux catégories par la suite car le choix du matériau est avant tout décidé par ses caractéristiques diélectriques et mécaniques, sans rentrer dans le détail de sa structuration.

En raison de leurs propriétés de moulage et d'injection favorables aux développements de DIM, seuls les thermoplastiques seront employés pour les réalisations. Les polymères thermoplastiques se dérivent en de nombreuses familles de matériaux que l'on peut classer suivant leur résistance en température, Fig. I.2 [6]. Une stabilité thermique importante est un avantage car elle permet d'envisager des applications où la résistance à la température est critique (milieux automobile, spatial), ou de réaliser de la soudure sur thermoplastique, possible avec le LCP (Liquid Crystal Polymer) par exemple. Ces hautes performances s'accompagnent généralement d'un coût plus élevé du matériau.

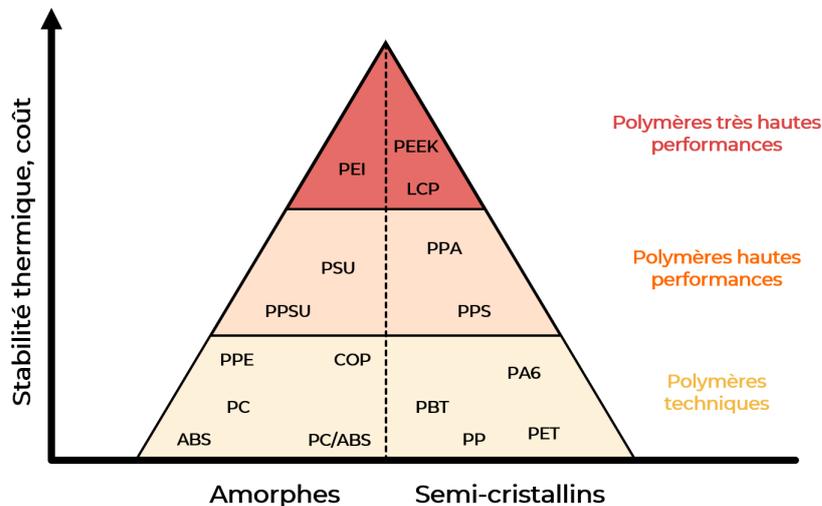


FIGURE I.2 – Classification des thermoplastiques suivant leur stabilité thermique et l'organisation de leur structure moléculaire

On distingue trois grandes catégories qui représentent aussi l'occurrence d'emploi des familles considérées : le polymère technique est d'usage courant, il représente un compromis faible coût, faibles performances.

A l'inverse, les polymères hautes performances répondent à des besoins spécifiques peu communs et suivent un compromis coût élevé, hautes performances. L'ensemble des acronymes utilisés pour désigner les matériaux du graphique sont renseignés dans le glossaire. Les familles ABS-PC, PP, COP et LCP seront les seules exploitées dans ce document, elles correspondent aux descriptions suivantes :

- **ABS-PC** (Acrylonitrile Butadiène Styrene/Polycarbonate). Il s'agit d'un mélange de deux familles de thermoplastiques (aussi appelé blend). L'ABS donne un aspect lisse aux pièces, il est utilisé pour des développements destinés à être visibles. Le PC apporte plus de rigidité à l'ensemble et une meilleure résistance mécanique et thermique. Ce matériau est utilisé entre autres dans le secteur automobile pour les pièces plastiques de l'habitacle (tableau de bord, boîte à gants).
- **PP** (Polypropylène). Comme pour l'exemple du polystyrène, le polypropylène vient de la polymérisation d'un monomère : le propylène. Cette famille de matériaux est couramment utilisée pour ses propriétés de résistances aux acides, c'est pourquoi on retrouve du PP dans la vaisselle en plastique, par exemple.
- **COP** (Polymère d'Oléfine Cyclique - Cyclic Olefin Polymer) La dénomination COP concerne des matériaux dont les monomères s'agencent de manière cyclique. Lorsqu'il n'est pas coloré par un adjuvant, le COP est très transparent, ce qui lui vaut d'être utilisé pour des applications relatives à l'optique. Le COP présente aussi une forte rigidité mécanique et une faible absorption de l'eau, il est entre autres employé à des visées médicales, pour les seringues par exemple.
- **LCP** (Polymère à Cristaux Liquides - Liquid Crystal Polymer). Les polymères à cristaux liquides jouissent d'une résistance mécanique extrêmement importante de par leur structuration sous forme de cristaux rigides. Ils sont à ce titre à l'origine de matériaux très résistants comme le Kevlar. Leur utilisation s'étend aussi aux milieux extrêmes pour des pièces automobiles à proximité d'une source de chaleur, ou à destination de l'aérospatial grâce à leur très bonne résistance thermique et aux composés acides. Comme indiqué précédemment, les LCP sont des thermoplastiques sur lesquels il est possible de réaliser des soudures. Leur coût est très élevé en comparaison des familles présentées auparavant (10 à 100 fois supérieur à quantité égale suivant les références).

Dans la littérature, l'étude des matériaux pour la plastronique a déjà concerné des familles telles que l'ABS/PC, le PC ou le LCP [7] [8]. Ces travaux ont permis de vérifier les données techniques, notamment sur les résistances. D'après ces études, il existe généralement peu de différences entre les données des fournisseurs et les données de mesures pour ces propriétés. Les résistances sont généralement des caractéristiques propres à chaque famille de matériaux, et sont bien renseignées dans la littérature. En revanche, les propriétés diélectriques varient souvent pour des références de matériaux différentes, même au sein d'une même famille. Deux références distinctes de PP auront donc le plus souvent des performances mécaniques et thermiques quasi-identiques, mais un comportement diélectrique différent. C'est pourquoi une phase de caractérisation diélectrique sera menée une fois la technologie de réalisation de DIM identifiée.

### **I.1.3 Secteurs d'application de la plastronique**

#### **I.1.3.1 Secteur Automobile**

A l'instar des technologies FPCB, les DIM sont de plus en plus utilisés pour répondre au besoin croissant de systèmes électroniques dans les véhicules. Ce besoin s'accompagne d'une nécessité de miniaturisation et de réduction de poids des circuits, propriétés que les DIM peuvent apporter. Certaines technologies DIM sont très bien adaptées à la production série industrielle, comme l'injection bi-matière qui réalise en deux temps l'injection du support plastique et de la métallisation (détaillée paragraphe I.2.1), ou le Laser Direct Structuring qui active des zones plastiques via un laser pour métalliser des parties spécifiques d'un produit (détaillé paragraphe I.2.2). Utilisées à bon escient, elles permettent de réduire drastiquement les coûts d'assemblage en réduisant le nombre de pièces nécessaires pour une fonction, tout en allégeant le système par le remplacement des câbles par des pistes métalliques.

Depuis quelques années, les fonctions satisfaites par l'emploi de DIM dans les véhicules se multiplient : antennes, capteurs, et surtout circuits. Le constructeur automobile BMW constitue un exemple d'utilisation de DIM réussie par son emploi au sein d'un commodo de moto (série K46) ayant permis une réduction des coûts de fabrication de 50% [9], Fig.I.3(a). De la même manière, la marque a modifié les interconnexions dans le volant de la série Z4 (économies de coûts non communiquées), Fig.I.3(b). Enfin, le troisième exemple, Fig.I.3(c), représente un module d'éclairage miniature pour des systèmes de

caméras. Cette pièce, produite à hauteur de 5000 pièces par an par la société Harting est un bon exemple de combinaison entre les technologies PCB classiques et les DIM [10]. Dans le cadre de ce produit, l'agencement 3D des LED a été simplifié par l'emploi de ce dispositif qui est assemblé comme un composant sur le PCB. De nombreuses interconnexions ont été simplifiées par l'utilisation de pistes métalliques à même le plastique, plutôt que d'utiliser des fils.

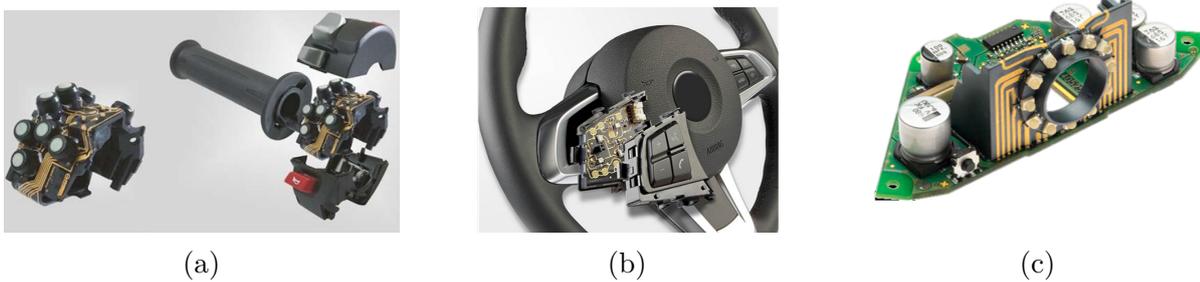


FIGURE I.3 – Utilisation de DIM dans le secteur automobile : (a) commodo de moto; (b) volant de BMW Z4; (c) module déclairement miniature

Ces exemples illustrent de manière probante que les DIM sont d'ores et déjà employés dans des développements industriels pour des fonctions spécifiques, le plus souvent pour simplifier les interconnexions. Cet usage se justifie par la réduction du poids des composants utilisés ainsi que la simplification des processus d'assemblage des pièces. Les matériaux utilisés supportent la soudure pour assurer le report des composants : il s'agit le plus souvent de familles de matériaux hautes performances qui supportent des hautes températures, comme le LCP ou le PEEK. L'utilisation des DIM dans ce secteur est en pleine expansion et s'oriente progressivement vers les fonctions antennaires [8]. Néanmoins, leur généralisation à l'ensemble des fonctions est pour le moment grandement compromise par le courant maximal supporté par les pistes, environ 1A [1].

### I.1.3.2 Secteurs médical et biomédical

Comme évoqué en introduction, la plastronique permet la miniaturisation des dispositifs grâce à une forte densité d'intégration induite par l'utilisation de la 3D. En combinant les possibilités offertes par une utilisation efficace de l'espace et la précision désormais atteignable en micro moulage (quelques micromètres [11]), des dispositifs miniatures à portée médicale ont pu voir le jour. La société Harting a par exemple commercialisé un outil de détection de caries dont le design initial en PCB a été totalement adapté en

technologie plastronique, Fig. I.4(a). Outre la réduction de poids induite par le report des pistes métalliques sur le plastique, les temps d'assemblage ont été fortement réduits. Pour certaines parties, la durée d'assemblage est diminuée d'un facteur 16 (de 330 à 20 secondes), induisant une réduction des coûts de production de ce DIM de 78% [12]. Dans un domaine d'application similaire, plusieurs entreprises ont développé des aides auditives à base de DIM afin de réduire leur poids, et augmenter l'ergonomie du produit pour l'utilisateur, Fig I.4(b). Comme pour le secteur automobile, l'emploi de matériaux à très hautes performances (bonne résistance thermique, grande stabilité mécanique) se justifie par le besoin de soudure. Bien que ces matériaux soient onéreux, la miniaturisation des pièces implique une faible quantité nécessaire, et par conséquent un coût matière réduit.

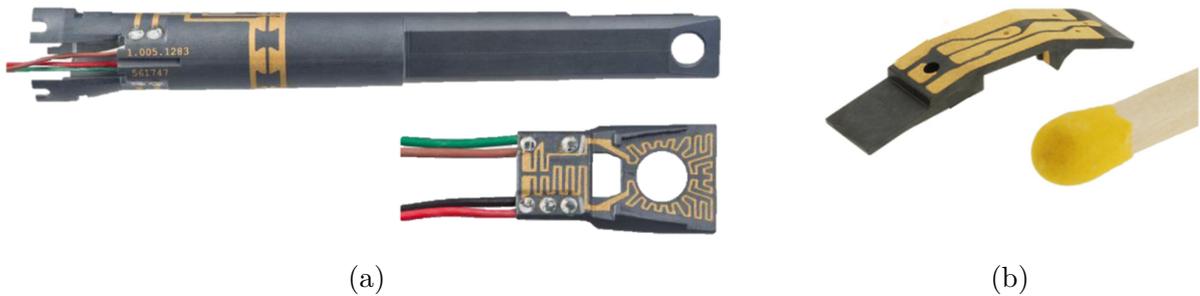


FIGURE I.4 – Utilisation de DIM dans le secteur médical : (a) outil de diagnostic des caries ; (b) aide auditive

Plus récemment, la plastronique a été utilisée dans le cadre d'un bracelet comportant des capteurs pour l'e-santé [13]. L'antenne est dimensionnée pour des communications suivant le protocole LoRa à 868 MHz. Partant du constat que l'antenne est un élément encombrant sur le PCB à cette fréquence (comme il sera détaillé dans le chapitre suivant), la technologie LDS est employée pour reporter le motif d'antenne directement sur le boîtier du produit. Ce faisant, la diminution de l'encombrement de la partie RF a permis de maîtriser le volume du bracelet, désormais limité par la taille de la batterie et non plus par celle de l'élément rayonnant, Fig. I.5. On remarque que pour les deux secteurs présentés, la plastronique est avant tout employée pour transformer des produits existants issus des technologies classiques.



FIGURE I.5 – Utilisation de DIM pour un bracelet d'e-santé : (a) bracelet ; (b) batterie ; (c) antenne plastronique

### I.1.3.3 Secteur des télécommunications

Si les exemples précédents concernent en majorité des fonctions d'interconnexions rendues possibles par la plastronique, le secteur des télécommunications est véritablement celui qui tire le plus parti de ce domaine. Avec la miniaturisation des dispositifs mobiles ces 30 dernières années, l'antenne hélicoïdale externe a progressivement laissé place aux antennes internes, intégrées dans le boîtier du smartphone. Sachant que les dimensions du mobile ne sont pas critiques pour obtenir des performances satisfaisantes avec ce genre d'antennes (le plus souvent des IFA, Inverted F-Antenna), les technologies de réalisation n'ont cessé d'évoluer pour réduire au maximum le poids des systèmes [14]. Ainsi, les premières antennes internes étaient conçues à partir de tôle pliée ou de FPCB, mais la technologie LDS a progressivement remplacé ces dernières, faisant du smartphone le DIM le plus couramment utilisé dans le monde. Compte-tenu de sa flexibilité dans le design et sa forte capacité d'industrialisation, le LDS répond parfaitement aux besoins du marché des télécommunications. Les exemples ci-dessous représentent les antennes internes du Samsung Galaxy Note 10, Fig. I.6(a) et les antennes LDS accordables en fréquence réalisées dans le cadre de la thèse de F.Sonnerat pour divers standards radio [15], Fig. I.6(b).



FIGURE I.6 – Utilisation de la technologie LDS pour des antennes intégrées dans des smartphones : (a) Galaxy Note 10 ; (b) thèse F.Sonnerat

L'utilisation de DIM dans le domaine des télécommunications ne se limite pas aux dispositifs mobiles, on retrouve aussi des développements concernant les stations de base de nouvelle génération. Face à la multiplication des bandes de fréquences allouées pour la 5<sup>e</sup> génération de communications sans fil, les stations de bases seront amenées à recourir à de nombreuses antennes. Afin de réduire le poids des infrastructures et diminuer la complexité des interventions de maintenance (en réduisant le nombre de câbles), la plastronique peut être utilisée. La technologie LDS étant adaptée à la production industrielle, Chen et al. ont conçu une station de base 5G double polarisation à base de réseau d'antennes pour la bande 41 (24962690 MHz) [16]. La structure, compacte et légère, repose sur un substrat de type PPS (PolySulfure de Phénylène) renforcé par 40% de fibre de verre pour assurer la solidité de l'ensemble. Les lignes d'alimentation, les éléments rayonnants, les lignes de retards ainsi que la masse de l'antenne ont été réalisés par LDS, en gris sur la Fig. I.7.

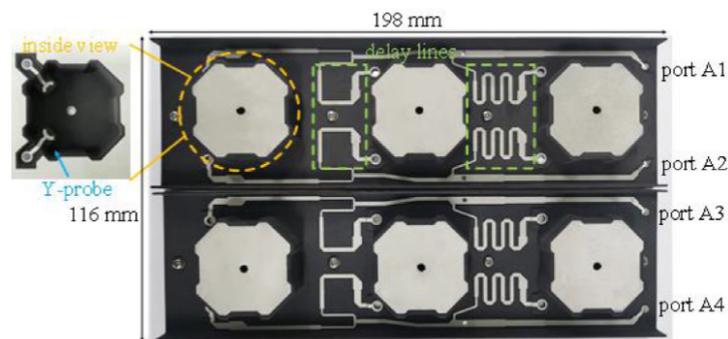


FIGURE I.7 – Utilisation de la technologie LDS pour une station de base 5G

A partir des exemples précédents, on constate que l'émergence des nouvelles générations de standards de télécommunications (5G puis 6G) représente un marché d'avenir sur le long terme pour la plastronique.

#### I.1.3.4 Autres secteurs

Afin d'enrichir le spectre des applications couvertes par la plastronique, il est intéressant de mentionner d'autres secteurs où ces technologies peuvent être mises en œuvre. Au même titre que pour les applications pour smartphone, la plastronique a permis d'exploiter les capacités de miniaturisation des antennes pour des communications VHF (30-300 MHz) de radiomessagerie [17]. L'extrême compacité obtenue par technologie plastronique

s'accompagne d'un encombrement réduit sur la carte électronique utilisée car l'antenne est reportée sur la surface extérieure du boîtier, Fig. I.8(a).

Le secteur bancaire contient lui aussi des applications ayant trait à la plastronique, comme une capsule de sécurité produite par Harting offrant un blindage CEM lors des transactions bancaires [10], Fig. I.8(b). Cette application est représentative des possibilités offertes par les DIM : les pistes métalliques de  $150\ \mu\text{m}$  séparées de  $150\ \mu\text{m}$  sont réparties sur la totalité de la surface interne du boîtier. La plastronique offre une flexibilité dans le design qui permet de s'adapter à tout type de boîtier, ce qui serait beaucoup plus délicat à gérer avec un PCB ou un FPCB (dans la gestion des angles notamment). La production de ce produit est estimée à 350 000 pièces par an, ce qui renforce l'idée que les DIM sont arrivés à maturité industrielle dans d'autres secteurs que les télécommunications.

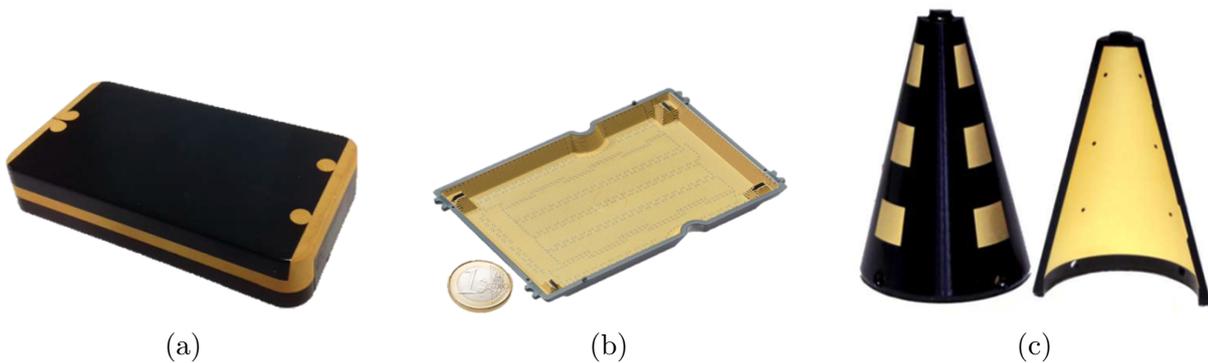


FIGURE I.8 – Autres secteurs d'utilisation de DIM : (a) communications VHF ; (b) capsule de protection pour terminal bancaire ; (c) antenne pour radar sur drone

Enfin, le secteur de la défense profite lui aussi des possibilités de design offertes par la plastronique, même si les informations disponibles dans ce domaine sont moins accessibles. On peut raisonnablement estimer que dans des contextes de développements de systèmes miniaturisés à formes 3D complexes où la réduction de poids est un facteur clé, les DIM sont des solutions privilégiées. Le développement de réseau d'antennes sur surface conique pour applications RADAR à 5,2 GHz destinées à des drones a été explicité dans [18], Fig. I.8(c). Outre l'utilisation d'un substrat plastique pour aboutir à une antenne légère (moins de 300g), l'utilisation de la plastronique permet une meilleure précision de réalisation.

### I.1.4 Contexte industriel de l'étude et motivations

Les exemples de réalisations plastroniques précédemment cités témoignent de la diversité des domaines d'utilisation apportée par les différentes technologies. Le secteur des télécommunications a su largement profiter des possibilités offertes par la plastronique pour l'intégration des antennes. Initialement positionnées à l'extérieur des dispositifs, les antennes ont ensuite été intégrées à la structure interne des téléphones, soit imprimées sur PCB, ou réalisées en 3D en tôle métallique pliée. L'arrivée de la plastronique a permis une intégration plus poussée des antennes au sein même du boîtier plastique, répondant ainsi aux besoins de miniaturisation des dispositifs.

Les DIM proposent aussi des conceptions alternatives de produits dans de nombreux secteurs, justifiées par des besoins de miniaturisation et de réduction de poids ou d'encombrement des systèmes. Du point de vue mondial, leur marché représentait 684 millions de dollars en 2017. Fort d'un besoin croissant en dispositifs miniatures dans de nombreux secteurs, une hausse annuelle de 15% de ce marché est estimée pour atteindre un montant total de 1800 millions de dollars environ en 2023 [19]. La révolution actuelle du secteur des objets connectés s'apparente à celle des télécommunications mobiles au début des années 2000, avec l'essor de nouveaux protocoles et des projections sur le nombre total de dispositifs en constante hausse années après années. Pourtant, hormis le bracelet d'e-santé dont l'antenne est réalisée à partir de la technologie LDS [13], peu de développements pour l'IoT font aujourd'hui usage des possibilités apportées par les DIM. Au regard de la maturité des technologies plastroniques existantes et des similitudes entre les besoins actuels des développements d'objets connectés et ceux des années 2000 pour les mobiles, la plastronique se présente donc comme une solution de choix pour le domaine de l'IoT.

Comme détaillé dans le chapitre 2, la miniaturisation des antennes implique nécessairement une réduction de leurs performances en rayonnement (à bande passante constante). Aussi, les concepteurs de cartes sont limités par la nécessité de maintenir un compromis acceptable entre miniaturisation et efficacité de l'antenne, c'est pourquoi il est nécessaire de prévoir une surface minimale non négligeable sur les cartes pour le report de l'antenne. Si l'on prend l'exemple de développements industriels de LACROIX Impulse pour des cartes utilisant le protocole LoRa, on remarque que l'espace dédié aux antennes sur le PCB représente une partie importante de la surface de la carte (environ 40%), Fig I.9.

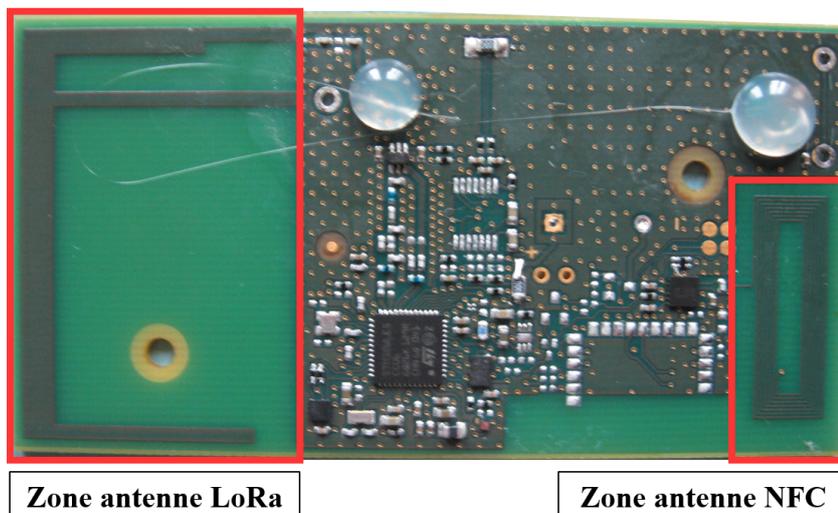


FIGURE I.9 – Exemple de développement IoT par *LACROIX Impulse*, mise en évidence des zones d'antennes

La taille de l'antenne détermine l'encombrement de l'objet. Aussi, l'objectif principal de la présente étude est de concevoir des antennes compactes en technologie plastronique afin de répondre à ce besoin de miniaturisation des systèmes. En supprimant la surface de PCB précédemment occupée par l'antenne, un nouveau degré de compacité est envisageable pour les objets connectés. En d'autres termes, le but dans l'utilisation de la plastronique est de ne plus considérer l'élément rayonnant d'un produit comme son critère principal de dimensionnement. Certaines antennes DIM extrêmement compactes sont déjà commercialisées (WiFi et GPS, voir Tab.I.1). Les antennes Tab.I.1(b-c) sont notamment des solutions dont l'encombrement est inférieur à  $5 \text{ mm}^3$ , tout en présentant des performances en rayonnement satisfaisantes pour des applications embarquées. Néanmoins, ces solutions du commerce présentent plusieurs inconvénients :

- Elles sont traitées comme des composants montés en surface (CMS) classiques, il n'y a pas de fonctionnalisation du boîtier plastique de l'objet.
- Elles nécessitent un plan de masse et/ou une aire de dégagement conséquents, incompatibles avec le besoin de miniaturisation souhaité.

Dans ce mémoire, les développements présentés sont adaptés au support plastique considéré. De ce fait, on souhaite réduire au maximum non seulement la taille de l'élé-

	(a) Référence [20]	(b) Référence [21]	(c) Référence [22]
			
<b>Fréquence(s) de fonctionnement (GHz)</b>	1,55	2,4	2,4/5
<b>Gain max</b>	1 dBi	3 dBi	1 dBi
<b>Dimensions antenne (mm<sup>3</sup>)</b>	11,8 × 11,5 × 5,95	3 × 3 × 4	5 × 3 × 4
<b>Dimensions plan de masse (mm<sup>2</sup>)</b>	100 × 100	100 × 40	100 × 40

TABLE I.1 – Récapitulatif des performances de 3 antennes LDS disponibles dans le commerce

ment rayonnant, mais aussi celle du plan de masse nécessaire à son bon fonctionnement. Pour ce faire, une solution est l'exploitation réfléchie de la 3D dans le développement et la pleine fonctionnalisation des pièces plastiques. Aussi, l'utilisation des technologies plastroniques pour la réduction de l'encombrement des antennes implique nécessairement de réaliser une étude sur-mesures du support plastique. On tâchera malgré tout de présenter des règles de design génériques, permettant d'étendre la méthode de conception à tous les supports.

Maintenant que le concept de plastronique et ses principales applications sont présentés, on souhaite déterminer la technologie à utiliser pour les développements relatifs à cette thèse. Une présentation détaillée des solutions envisageables est menée dans la partie I.2, conduisant à la technique employée pour la suite des développements.

## I.2 État de l'art des technologies plastroniques existantes

À partir des exemples de DIM évoqués dans la partie précédente, on remarque que la majeure partie des développements est réalisée en technologie LDS. Si elle présente des avantages qui permettent son utilisation en masse pour le secteur des télécommunications

notamment, il existe d'autres méthodes de conception potentiellement utilisables pour cette étude. Les prochains paragraphes ont pour but de présenter brièvement ces technologies, en mettant en lumière certains critères techniques énumérés Tab. I.2 ci-dessous.

#### Critères de choix de la technologie plastronique envisagée

1. Flexibilité du design : liberté relative dans les motifs applicables
2. Adaptation au prototypage pour les tests préliminaires, ainsi qu'à la production en série (technologie mature)
3. Coûts de prototypage relativement modérés
4. Diversité des matériaux utilisables
5. Précision des pistes métalliques (largeur minimale atteignable pour les lignes et interlignes)
6. Coûts des équipements pour la réalisation (machines, supports...)
7. Capacité de soudure sur la pièce, si possible

TABLE I.2 – Spécifications de la technologie plastronique envisagée

D'une manière générale, il est possible de classer les technologies suivant le mode de d'obtention de la pièce plastique. On distingue plusieurs techniques : la simple injection, l'impression 3D, l'injection en deux temps, et le moulage avec insertion de film conducteur. En pondérant les différents critères mentionnés dans la littérature pour la comparaison des méthodes de production [1, 23], il sera possible de converger vers la technologie la plus adaptée aux besoins des travaux.

### I.2.1 Injection bi-matière

L'injection bi-matière (aussi appelée 2-shot molding) se base sur une injection en deux temps des matériaux nécessaires à la réalisation du produit. Dans un premier temps, la structure du dispositif est moulée par simple injection en utilisant un matériau plastique non métallisable, Fig. I.10(a). Lors de la seconde injection, un plastique métallisable est utilisé pour remplir les zones définies pour accueillir la métallisation, Fig. I.10(b). Enfin, la pièce est placée dans des bains électrolytiques afin de métalliser les zones plastiques

injectées lors de la seconde étape, Fig. I.10(c). Certaines variantes existent pour cette méthode, consistant à métalliser le plastique conducteur avant de réaliser la seconde injection [24]. Les performances atteintes dans les deux cas restent pour autant similaires.

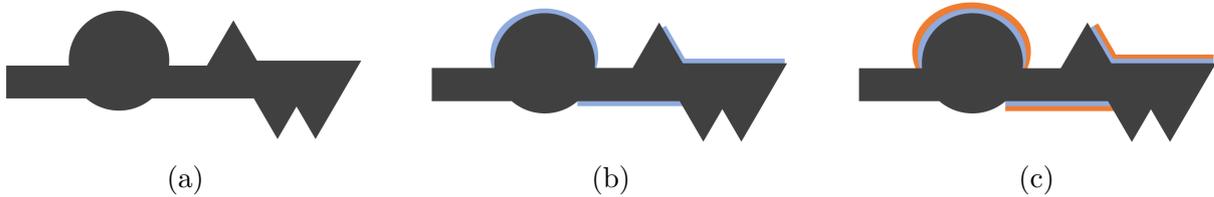


FIGURE I.10 – Étapes de fabrication en injection bi-matière (adaptée de [1]) : (a) première injection ; (b) seconde injection ; (c) métallisation

Si l'injection bi-matière permet l'utilisation de très nombreuses familles de matériaux, une attention particulière doit néanmoins être portée sur la résistance du composite obtenu par adhésion des deux couches. En effet, les couples de matériaux ne s'assemblent pas de manière similaire suivant leur rugosité de surface, entre autres [1]. La précision des pistes et inter pistes métalliques actuellement recensée pour cette technologie est de l'ordre de 150  $\mu\text{m}$  minimum. Cette méthode de production de DIM est adaptée aux grandes séries : elle permet une relative liberté de design des pièces 3D et les moules utilisés assurent une précision uniforme pour de grands volumes de production. Cependant, les moules sont coûteux (quelques dizaines de milliers d'euros) et tout changement de design de la pièce implique une modification de l'outillage. De fait, cette méthode de production est peu appropriée pour du prototypage, bien que certains développements en micro injection (pour aide auditive) en font mention dans la littérature scientifique [25].

Un des exemples les plus réussis d'utilisation de l'injection bi-matière dans l'industrie est le capteur de pression DS8 de la marque Bosch, Fig. I.11. L'utilisation de la technologie plastronique a permis une réduction de 50% du volume occupé par le produit, plus de 50 millions de pièces ont été fabriquées depuis son lancement commercial en 2011.

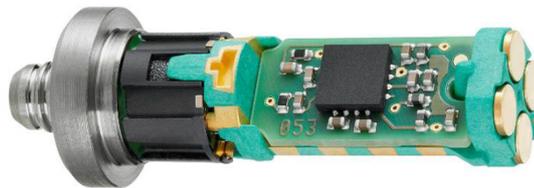


FIGURE I.11 – Capteur de pression DS8 de la marque Bosch réalisé par injection bi-matière

## I.2.2 Laser Direct Structuring

La technologie de structuration laser direct (LDS) est l'une des méthodes les plus couramment utilisées pour la production de DIM, comme évoqué en introduction avec l'exemple du secteur des télécommunications. Brevetée par la société LPKF, elle repose sur quatre étapes de fabrication.

Dans un premier temps, une pièce plastique est produite par simple injection. Les emplacements des pistes à métalliser sont ensuite irradiés par un laser à Nd-YAG (Grenat d'Yttrium-Aluminium dopé au Néodyme), permettant la création du motif désiré sur la pièce. Cette étape de structuration est responsable à la fois d'une ablation de matière plastique de 1 à 2  $\mu\text{m}$  d'épaisseur en surface, et d'une activation de l'additif contenu dans le matériau plastique en ionisant la surface. Ce faisant, les zones activées peuvent accueillir des ions métalliques. La pièce est alors déposée dans des bains électrolytiques pour la métallisation, le plus souvent à base de cuivre, nickel et or (Cu/Ni/Au). Pour finir, la quatrième étape consiste à reporter les éventuels composants en surface de la pièce plastique, par soudure ou par colle conductrice suivant le grade de matériau sélectionné, Fig. III.9.

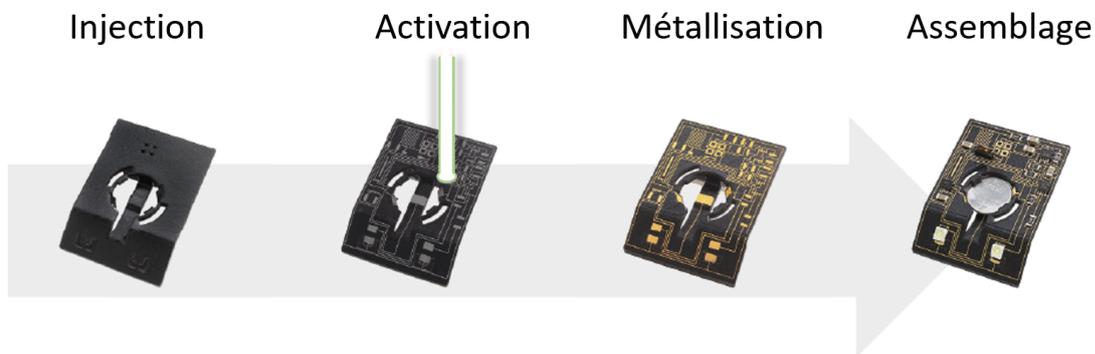


FIGURE I.12 – Étapes de fabrication de la technologie LDS

La structuration laser directe ne sera pas effective sur un matériau plastique injecté quelconque, en effet, les matériaux disponibles pour le LDS sont spécifiquement additivés pour l'usage cette technologie. Pour autant, une variante récente de la technologie consiste à utiliser une pièce plastique non additivée spécifiquement (injectée ou réalisée par impression 3D) sur laquelle on dépose une laque permettant l'activation laser et la métallisation. Cela induit une réduction des coûts liés à l'achat de la matière compatible

LDS et éventuellement à l'injection plastique. Néanmoins, l'inhomogénéité de l'épaisseur du dépôt de laque peut engendrer des dégradations de performances en comparaison avec la méthode classique pour du prototypage [8, 18].

La largeur minimale recommandée pour des pistes métalliques et interpistes par LDS est de 150  $\mu\text{m}$ , bien que certains développements aient atteint 50  $\mu\text{m}$  [26]. Généralement, les largeurs de pistes et interpistes sont fixées à 200  $\mu\text{m}$ , voire 400  $\mu\text{m}$  dans le cadre de production en série pour pallier les dérives liées aux dimensions des pièces injectées. Le principal avantage du LDS réside dans sa capacité à être adapté à la fois pour le prototypage et pour les productions en grande série (plusieurs dizaines de milliers de pièces par an), en témoignent les développements en laboratoire et dans l'industrie précédemment décrits dans l'introduction générale. De plus, une fois que les zones activables par le laser sont définies, il suffit de modifier la programmation du laser pour adapter la réalisation à différents motifs : le LDS offre une grande flexibilité dans le design.

La nécessité d'utiliser des matériaux additivés spécifiques à la technologie représente l'un de ses plus grands inconvénients. Une centaine de références est disponible, avec très peu de diversité dans les familles de matériaux proposées<sup>1</sup>. Par conséquent, il est très délicat d'envisager un développement reposant sur une famille de matériaux qui ne présente qu'une référence. Les caractéristiques diélectriques des matériaux n'étant pas renseignées par les fournisseurs, la majeure partie des travaux sont toujours effectués avec les mêmes références, dont les informations ont été extraites lors des premières réalisations. Cela induit une forte demande sur certaines références en particulier, et des ruptures de stock générant de longs délais d'approvisionnement de matière.

### I.2.3 Impression jet d'encre

La technologie d'impression jet d'encre (ou Inkjet Printing) se base sur les mêmes principes que les imprimantes à jet d'encre grand public, à la différence près que l'encre est conductrice. Cette méthode de fabrication est très répandue pour la fabrication des tags RFID sur étiquette ou carton. Le dépôt de l'encre liquide est réalisé par une buse

---

1. Nombres de références compatibles par famille de matériaux : ABS ( $\times 2$ ), PC/ABS ( $\times 25$ ), PC ( $\times 33$ ), PA/PPA ( $\times 33$ ), PBT ( $\times 3$ ), COP ( $\times 1$ ), PPE ( $\times 1$ ), LCP ( $\times 4$ ), PEI ( $\times 2$ ), PEEK ( $\times 1$ ), PPS ( $\times 1$ )

d'impression en continu ou goutte par goutte pour plus de précision. Une fois cette étape effectuée, un temps de séchage ou de chauffage est nécessaire pour le frittage de l'encre et l'adhérence au substrat.

Cette technologie est très bien adaptée à la production de prototypes : les substrats utilisables sont nombreux et les coûts de réalisation assez faibles. La flexibilité dans le design est grande car il suffit de re-paramétrer l'imprimante pour un nouveau motif. Une bonne précision en termes de largeurs de piste et inter-pistes est possible, jusque  $50\mu\text{m}$  généralement [1]. De plus, l'exemple des tags RFID démontre que l'impression jet d'encre peut être transposée pour des applications grand public à bas coût.

L'accessibilité de l'impression jet d'encre liée à son coût de fabrication comparative-ment faible par rapport aux technologies plastroniques présentées précédemment explique la multiplication des publications sur le sujet. Des antennes Ultra Large Bande (ULB) fonctionnelles sur substrats plans divers sont présentées dans [27] et [7], Fig. I.13.

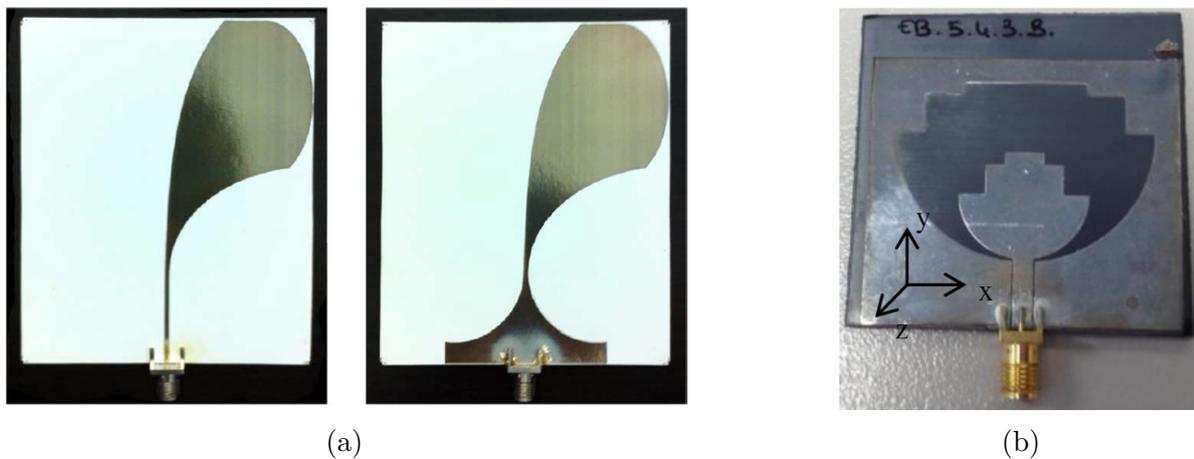


FIGURE I.13 – Antennes ULB réalisées par impression jet d'encre : (a) sur papier [27] ; (b) sur ABS/PC [7]

Cependant, les limites pour son utilisation sont nombreuses. Pour commencer, les développements par impression jet d'encre sont généralement en 2D sur substrats rigides, ou sur des substrats flexibles légèrement pliés par la suite. La technologie se rapproche donc plus du FPCB que des DIM, où la nature tri-dimensionnelle des développements est plus présente. Certaines solutions existent pour réaliser de l'impression jet d'encre sur des supports 3D, mais leur utilisation reste marginale [28]. En dépit de sa relative

simplicité, des points de vigilance sont à prendre en compte pour assurer une bonne impression. Il faut gérer la température de chauffe pour ne pas induire de craquelures dans la métallisation, traiter la surface de dépôt et l'aplanir pour assurer une bonne adhérence et une impression correcte, et gérer les projections d'encre indésirables pouvant provoquer des court-circuits. Pour finir, le principal défaut de cette méthode concerne la conductivité électrique des encres utilisées. Les encres à base de nano-particules d'argent présentent en effet des conductivités électriques au maximum dix fois plus faibles que le cuivre [27, 7]. Aussi, les dépôts d'encre ont une épaisseur standard de 2  $\mu\text{m}$  environ : il est donc nécessaire de multiplier les impressions pour un même motif si l'on souhaite augmenter la conductivité des pistes et réduire l'épaisseur de peau. Cette phase peut générer des défauts de fabrication suivant la précision des appareils de dépôt.

#### I.2.4 Autres méthodes existantes

Les trois technologies plastroniques précédentes sont parmi les plus utilisées dans le domaine industriel et dans le cadre de développements universitaires pour la conception d'antennes. Elles présentent chacune leurs avantages et inconvénients au regard des critères définis initialement dans le cadre de ce mémoire. Si la réflexion s'articule autour de ces trois méthodes de production, d'autres méthodes auraient pu être envisagées pour mener à bien les travaux.

L'impression 3D, méthode additive permettant de produire des pièces par dépôt de filaments thermoplastiques fondus par couches successives via une buse. La métallisation peut être obtenue soit par dépôt de filament, soit par bains électrolytiques, ou encore par activation UV des pistes métalliques désirées. Cette technologie permet une précision d'une dizaine de microns dans l'épaisseur des couches déposées et pour les pistes et inter-pistes métallisées. Le nombre de substrats disponibles (thermoplastiques ou résines) est en augmentation, avec des fournisseurs spécialisés dans les substrats HF qui indiquent les caractéristiques diélectriques des matériaux. L'impression 3D offre une grande flexibilité dans le design et est très appropriée pour le prototypage. Des nombreux développements relatifs aux dispositifs RF ont vu le jour, notamment des antennes Ultra Large Bande [29] ou pour la 5G en bande D (140 GHz) [30], démontrant les larges possibilités offertes par cette technologie. Pour autant, l'impression 3D est encore trop peu mature pour un transfert industriel : les temps d'impressions sont trop longs (quelques heures pour des

volumes de l'ordre de plusieurs centimètres cube).

Les technologies de moulage par insertion de film conducteur durant l'injection (Film Insert molding), de microtamponnage [2] (dépôt d'encre conductrice par tamponnage de la pièce souhaité), d'électronique étirable [31] (utilisation de matériaux de types élastomères), Fig. I.14(a) ou de sérigraphie [32] (procédé proche de l'impression jet d'encre avec dépôt par buse), Fig. I.14(b) représentent elles aussi des alternatives intéressantes pour la plastronique. Elles pâtissent néanmoins d'un niveau de maturité encore trop faible pour être envisagées en production industrielle. C'est aussi le cas des technologies Plasmadust [33] (utilisation d'un plasma froid sous forme de faisceau pour réaliser une activation et un dépôt de métallisation conjoints), Fig. I.14(c), ADDIMID [34] (dépôt de métallisation par aérosol), et Flamecon [35] (dépôt thermo-cinétique sur toutes sortes de substrats).

D'autres méthodes basées sur une activation laser sans nécessiter l'utilisation de polymères spécifiques comme pour le LDS sont en cours d'évaluation, comme la LISA [36] (Laser Induced Selective Activation) ou la SSAIL [37] (Selective Surface Activation Induced by Laser). Principalement dédiées à des applications tournées traitement du signal, elles feront à termes office de concurrentes directes au LDS.

Enfin, les recherches sur les technologies applicables ont écarté les méthodes détenues par un unique distributeur comme MIPTEC [38] de Panasonic. Cette technologie nécessite une métallisation totale de la pièce avant de réaliser une activation sélective des zones d'intérêt en appliquant un laser sur une sur-couche de résine photo-résistante.

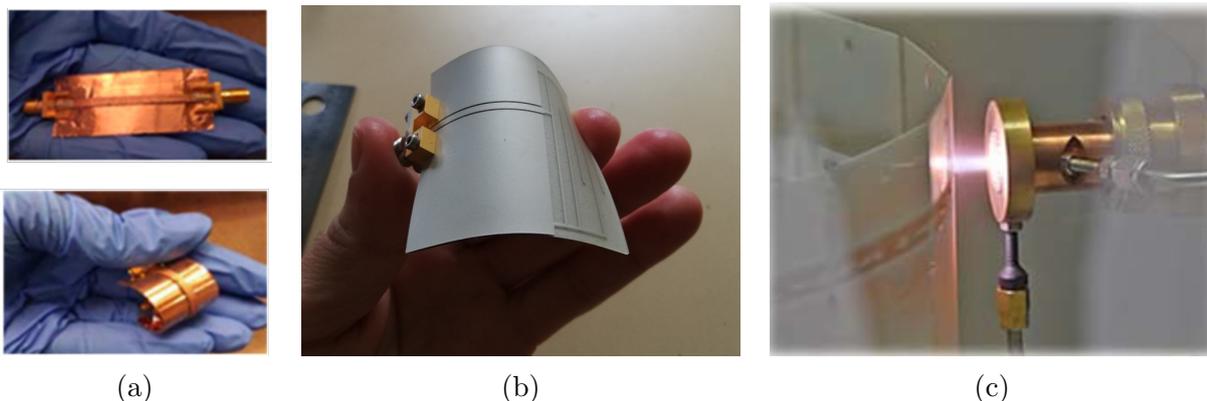


FIGURE I.14 – (a) Électronique étirable [31]; (b) sérigraphie [32]; (c) Plasmadust [33]

### I.2.5 Conclusion sur les technologies

Suite à la présentation des différentes méthodes envisageables, le Tab. I.3 récapitule les caractéristiques des trois technologies principales évoquées précédemment [1]. Un système de notation par étoiles est mis en uvre conformément aux critères établis dans le Tab. I.2. Les deux critères les plus importants pour la sélection sont le coût du prototypage et la capacité de transfert industriel de la technologie.

Technologies	Injection bi-matière	Laser Direct Structuring	Impression jet d'encre
Flexibilité du design	*	**	**
Prototypage	*	**	***
Coût prototypage	*	**	***
Transfert industriel vers la série	***	***	*
Diversité matériaux	***	**	*
Coût équipements (série)	**	**	*
Précision	**	**	**
Possibilité de soudure	*	**	-
<b>Total</b>	14	17	13
*** : Critère validé très favorablement ; ** : Critère validé favorablement * : Critère validé peu favorablement ; - : Critère non atteint			

TABLE I.3 – Tableau comparatif des technologies plastroniques

La technologie LDS propose le meilleur compromis entre les performances de réalisation, le coût de prototypage et la possibilité de production en série : elle est choisie pour les développements. La partie suivante traite des considérations sur le choix des matériaux avec cette technologie et les méthodes de caractérisation diélectrique. L'utilisation de thermoplastiques pour la conception d'antennes nécessite de connaître leurs propriétés diélectriques pour le dimensionnement des antennes. Cette étape de caractérisation préalable au développement des antennes est indispensable car les propriétés diélectriques des matériaux employés pour le LDS sont inconnues en hautes fréquences.

## I.3 Extraction des caractéristiques diélectriques de matériaux injectés et activés par technologie LDS

La conception des pièces plastiques est avant tout une question de design en 3D. Pour un circuit, la plastronique apporte des degrés de liberté supplémentaires pour la conception. La seule différence pour le concepteur de circuit réside dans la prise en compte des angles morts relatifs à la technologie sélectionnée (zones d'ombre non métallisables pour le LDS car non accessibles par le laser). Lorsque la réflexion se porte sur un design d'antenne ou d'un circuit RF, le concepteur doit inclure la composante mécanique dans le développement. De même, les dimensions et les performances d'un élément rayonnant étant directement liées au matériau sur lequel il repose, ce dernier doit être étudié au préalable.

Dans cet esprit de co-conception entre électronique et plasturgie, la caractérisation diélectrique des matériaux tient une place centrale. De la connaissance des propriétés principales des matériaux support après process (la permittivité relative  $\varepsilon_r$  et la tangente de pertes  $\tan(\delta)$ ) à la fréquence de fonctionnement envisagée découle le bon fonctionnement du dispositif.

### I.3.1 Sélection des matériaux parmi les références compatibles avec la technologie LDS

Les matériaux ont des propriétés mécaniques communes, connues et stables dans la majorité des domaines d'utilisation. En plasturgie, le choix d'un matériau pour la création d'un objet dépend essentiellement de ses propriétés mécaniques. Certains travaux approfondissent l'étude des propriétés mécaniques des matériaux compatibles avec la technologie LDS [7], [8]. Ceux-ci indiquent un bon accord des données fournisseurs avec les mesures pour toutes les familles testées. On considère dans ce mémoire que les données mécaniques fournies par les fiches techniques sont justes, leur étude est ne sera pas menée. A contrario, les caractéristiques diélectriques dépendent fortement du domaine d'utilisation. L'usage dans les fiches techniques est de réaliser les caractérisations électro-magnétiques mono-fréquence des matériaux, le plus souvent avec des techniques plutôt réservées aux basses fréquences (<1 MHz), ce qui ne correspond pas aux bandes de fréquence ciblées et ne

fournit pas d'informations suffisantes. Aussi, la permittivité relative peut varier fortement avec la fréquence, ce qui justifie la nécessité de disposer de valeurs fiables en RF.

Pour disposer d'une vision large des propriétés diélectriques de matériaux compatibles LDS, 3 matériaux sont choisis avec des propriétés assez différentes. Deux sont des polymères techniques, un autre un polymère à très hautes performances, d'après la Fig. I.2. Ces références sont mécaniquement distinctes, l'objectif est de vérifier que cela se traduit aussi au niveau des caractéristiques diélectriques. Le tableau I.4 renseigne les informations à leur sujet, issues des fiches techniques des fournisseurs.

<i>Matériau</i> Fournisseur	Famille	Avantages	Inconvénients	Propriétés diélectriques
<b><i>Xantar 3710</i></b> MEP	ABS- PC	Faible coût	Non compatible soudure	$\varepsilon_r = 2,8$ $\tan(\delta) < 1.10^{-3}$ (à 1 GHz)
<b><i>Zeon RS420</i></b> Zeonex	COP	Faibles pertes	Non compatible soudure	$\varepsilon_r = 2,2$ $\tan(\delta) = 8,10^{-4}$ (à 1 GHz)
<b><i>Tecacomp 4107</i></b> Ensinger	LCP	Permet la soudure	Coût élevé	$\varepsilon_r = 4,0$ $\tan(\delta) = 1,6.10^{-2}$ (à 1 kHz)

TABLE I.4 – Tableau récapitulatif des 3 matériaux sélectionnés (informations fournisseurs)

Les trois matériaux sont choisis du plus courant, l'ABS-PC Xantar 3710 (renommé "ABS-PC X3710" par la suite, matériau à bas coût et performances mécaniques relativement faibles) au plus performant, le LCP Tecacomp 4107 (renommé "LCP T4107"), afin de disposer d'un éventail de choix pour la suite des réalisations. Le LCP T4107 est intéressant pour les développements plastroniques car sa résistance à la soudure est un atout pour les circuits imprimés et sa permittivité relative élevée permet une miniaturisation plus importante que les autres matériaux sélectionnés. Cependant, dans le cadre d'une antenne, des matériaux présentant des pertes faibles et une permittivité relative plus faible sont plus intéressants car ils permettent de mettre l'accent sur l'efficacité de leur rayonnement, comme le COP Zeon RS420 sélectionné (renommé "COP Z420" ensuite).

Tout l'intérêt de cette phase de caractérisation est de vérifier les valeurs indiquées par

les fournisseurs sur un unique point de mesure et de relever le comportement HF de ces matériaux, notamment le LCP T4107 dont les informations manquent au-delà de 1 kHz. Certaines références de matériaux compatibles avec la technologie LDS ont déjà été caractérisées en HF par le passé [7]. Pour autant, il ne s'agit pas de celles présentées ici (pour les familles LCP et ABS-PC), ou à des fréquences beaucoup plus hautes que celles envisagées dans le développement (à 28 GHz pour le COP Z420, [39]), ce qui témoigne partiellement du comportement du matériau. Dans le but de mener à bien l'extraction des caractéristiques diélectriques des matériaux sélectionnés, plusieurs méthodes sont présentées, puis deux seront mises en pratique.

### I.3.2 Sélection des méthodes de caractérisation diélectrique

D'une manière générale, il est possible de séparer les méthodes de caractérisation diélectriques en deux grandes familles : les méthodes résonantes et les méthodes continues. Les premières se basent sur des dispositifs résonants dimensionnés pour apporter des informations discrètes aux multiples de la fréquence de résonance fondamentale  $f_0$ . Les secondes n'exploitent pas de phénomènes résonants et donnent des informations de manière continue sur une bande de fréquence d'étude. Par souci de brièveté, seules les deux techniques utilisées sont décrites dans les prochains paragraphes. Une synthèse décrit au préalable les caractéristiques des différentes méthodes étudiées mais non retenues.

#### I.3.2.1 Synthèse des méthodes existantes

Huit méthodes de caractérisation diélectrique ont été abordées durant la phase de sélection. Trois d'entre elles sont résonantes (anneau, T et cavité) et cinq continues (capacité Métal-Isolant-Métal (M-I-M), espace libre, triplaque, sonde coaxiale et lignes de transmission). Chacune de ces techniques présente des avantages et inconvénients suivant leur simplicité de mise en œuvre et leurs limitations en fréquences par exemple. La caractérisation diélectrique envisagée doit prendre en compte des matériaux activés par technologie LDS, pour s'assurer que l'action du laser ne modifie pas localement les propriétés diélectrique du matériau. Disposer des informations sur un matériau activé et métallisé permet aussi de se rapprocher des conditions de réalisation pour les futures antennes.

Les informations relatives aux méthodes de caractérisations sont renseignées sous forme de synthèse, Tab. I.5.

D'après le Tab. I.5, deux méthodes résonantes et deux méthodes continues se basent

Méthode	Matériau	Avantages	Inconvénients
<b>Anneau résonant</b>	Métallisé	Bon compromis entre dimensions des échantillons et nombre de points de mesures	Limitée pour les substrats à très faibles pertes diélectriques ( $\tan(\delta) < 1.10^{-3}$ )
<b>T résonant</b> (Annexe A)	Métallisé	Dimensionnement et calculs simples	Deux fois moins de points de mesures que la méthode des anneaux à dimensionnement équivalent
<b>Cavité résonante</b> (Annexe B)	Brut	Grande précision	Dimensions des échantillons Disponibilité du dispositif de mesure
<b>Capacité M-I-M</b> (Annexe C)	Métallisé	Simplicité de calcul	Très sensible à la précision de métallisation
<b>Espace libre</b> (Annexe D)	Brut	Très large bande (limité seulement par les antennes de mesures)	Dispositif de mesures complexe
<b>Triplaque</b> (Annexe E)	Brut	Extrait $\epsilon_r^*$ et $\mu_r^*$	Limité à 7 GHz Disponibilité du dispositif de mesure
<b>Sonde coaxiale</b> (Annexe F)	Brut	Très large bande	Peu adaptée pour les solides Disponibilité du dispositif de mesure
<b>Lignes de transmission</b>	Métallisé	Très large bande	Nécessite plusieurs lignes

TABLE I.5 – Tableau de synthèse des méthodes de caractérisation

sur des matériaux activés et métallisés : on privilégie ces solutions pour la sélection. Le choix de la méthode résonante se tourne vers l'anneau, structure relativement proche du T qui permet à dimensionnement similaire d'exploiter deux fois plus de points de mesures. Les lignes de transmission sont quant à elles choisies comme méthode continue complémentaire. En effet à la différence de la capacité M-I-M, les lignes ne nécessitent pas une précision de métallisation très fine. Une présentation plus complète des méthodes non retenues et de leur implémentation est disponible en Annexes A à F.

Comme mentionné en Annexe C, la capacité M-I-M présente une déviation des mesures importantes pour une précision de métallisation inférieure à  $\pm 10 \mu\text{m}$ . Or la technologie LDS offre une précision d'activation et de métallisation d'environ  $\pm 20 \mu\text{m}$ . On choisit donc la méthode par lignes de transmission car ces dernières sont moins affectées par la précision de métallisation (légère modification d'impédance caractéristique de la ligne). Les deux techniques retenues sont détaillées ci-après.

### I.3.2.2 Méthode de l'anneau résonant

L'anneau résonant est une structure planaire dimensionnée pour présenter des résonances en transmission. Introduit en 1969 par Troughton [40], l'anneau résonant était d'abord utilisé pour des mesures de constante de phase et de dispersion dans les lignes microrubans. Son utilisation a ensuite dérivé vers la détermination d'épaisseur de substrat, de paramètres de discontinuité et des caractéristiques diélectriques [41]. Ce dispositif est constitué de deux lignes d'accès et d'une structure en anneau séparées d'une distance *gap*. La figure I.15 présente la structure de l'anneau en vue de dessus.

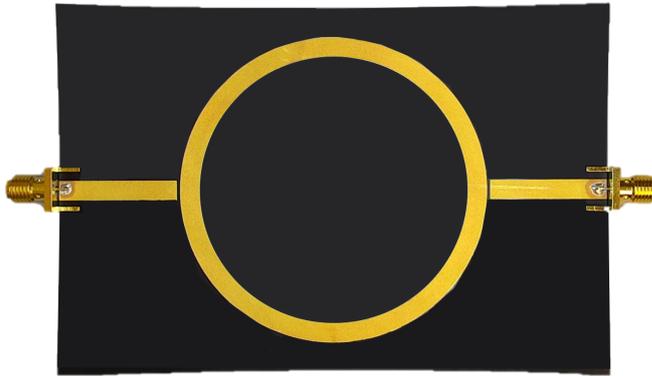


FIGURE I.15 – Structure de l'anneau résonant

Comme indiqué précédemment, l'anneau résonant présente des pics en transmission directement reliés à ses dimensions. La permittivité relative  $\epsilon_r$  est obtenue à l'aide de la position de ces pics de résonance, tandis que la tangente de pertes du substrat s'obtient par calcul du facteur de qualité  $Q$  de la structure. L'équation de design de l'anneau résonant se base sur la valeur théorique de la permittivité relative effective du substrat utilisé et la fréquence principale de résonance  $f_0$ . Le rayon central de l'anneau est dimensionné à l'aide de la formule I.1 suivante :

$$r_m = \frac{nc}{2\pi f_0 \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} \quad (\text{I.1})$$

L'anneau présente une résonance à chaque ordre  $n$ . Par conséquent, seule la fréquence de résonance  $f_0$  peut être prise en compte pour fixer une taille maximale à l'anneau si on exploite le premier ordre de résonance, obtenu pour  $n = 1$ . Dans le cadre des travaux, la bande de fréquence d'intérêt est [0;10] GHz. Afin de bénéficier d'au moins 10 points de mesures, il faudra choisir une fréquence  $f_0$  de 1 GHz maximum. Cette dernière sera ajustée pour résonner aux fréquences autour desquelles on souhaite extraire les paramètres de caractérisation. Au delà de cette valeur, l'anneau serait plus compact mais ne permettrait pas d'obtenir un nombre satisfaisant de points d'estimation des paramètres diélectriques. Dans la littérature, Thompson et al. ont présenté des anneaux aux dimensions millimétriques [42], pour  $f_0 = 10$  GHz. L'anneau résonant a aussi été utilisé pour la caractérisation de substrats textiles [43] pour  $f_0 = 5$  GHz, et mousse [44] pour  $f_0 = 1$  GHz. Enfin, la caractérisation de matériaux LCP a déjà été effectuée avec cette méthode pour  $f_0 = 3,85$  GHz [45], [46].

La valeur de la permittivité relative est calculée à partir de la permittivité relative effective de l'anneau, directement liée au dimensionnement de la structure. Le calcul de  $\varepsilon_{r,eff}$  s'obtient à l'aide des pics de résonance en transmission. En relevant les positions des pics et l'ordre  $n$  de la résonance, on obtient  $\varepsilon_{r,eff}$  à partir de l'équation (I.1). En appliquant le modèle de ligne microruban de Hammerstad [47], il est possible de déduire la valeur de  $\varepsilon_r$ .

Le calcul de la tangente de pertes fait appel à la connaissance du facteur de qualité de la structure. Dans un premier temps, on calcule le facteur de qualité global de l'anneau,  $Q_0$  pour en déduire la constante d'atténuation globale associée. A partir d'une approximation sur les pertes par rayonnement  $\alpha_r$  et d'un modèle pour le calcul des pertes conductrices  $\alpha_c$  en technologie microruban, on en déduit les pertes diélectriques du substrat. Afin d'obtenir le facteur de qualité global  $Q_0$  de l'anneau, on utilise trois valeurs mesurables [41] :

- $f_n$ , la  $n$ -ième fréquence de résonance de l'anneau
- $L$ , la valeur du coefficient de transmission à la fréquence  $f_n$  en dB
- $BW_{3dB}$ , la bande passante à -3 dB associée à ce pic de résonance à  $f_n$

On retrouve ces quantités dans l'équation I.2 suivante :

$$Q_0 = \frac{Q_L}{1 - 10^{-L/20}} \quad ; \quad Q_L = \frac{f_n}{BW_{3dB}} \quad (\text{I.2})$$

$$\alpha = \frac{20\pi}{Q_0 \ln(10) \lambda_g} \quad (\text{I.3})$$

En considérant la constante d'atténuation liée aux pertes par rayonnement négligeable ( $\alpha_r$ ), il est possible de déduire la valeur de la constante d'atténuation  $\alpha_d$  à partir de la constante d'atténuation globale  $\alpha$  et celle liée aux pertes conductrices,  $\alpha_c$  (équation I.4).

$$\alpha_d = \alpha - \alpha_c \quad \text{si} \quad \alpha_r \rightarrow 0 \quad (\text{I.4})$$

L'estimation de l'atténuation liée aux pertes conductrices pour les lignes microrubans se base sur le principe d'inductance incrémentale énoncé par Wheeler [48]. Ce dernier stipule que les pertes conductrices d'une ligne peuvent être déduites de la dérivée de son inductance, à la condition que l'épaisseur du conducteur soit suffisamment grande (3 fois l'épaisseur de peau minimum).

Heinola et al. [49] comparent notamment deux des approximations les plus utilisées pour estimer l'atténuation liée aux pertes conductrices, appliquées à l'extraction de la tangente de pertes pour un anneau résonant. En suivant la même logique, on utilisera la formule proposée par Schneider [50] pour ce calcul, équation (I.5). On se place dans le cas où l'épaisseur de métallisation est au moins 3 fois supérieure à l'épaisseur de peau. De même, les formules suivantes sont valides pour un rapport  $w/h \geq 1/2\pi \approx 0.16$ , entre la largeur de ligne  $w$  et l'épaisseur du substrat  $h$ . Dans le cas présent, ce rapport est toujours supérieur à 2.

À partir du raisonnement de Wheeler sur le principe d'inductance incrémentale, Schneider propose en 1969 sa méthode de calcul analytique des pertes conductrices dans une ligne microruban [50]. L'équation (I.5) ci-dessous est valide pour un rapport  $w/h$  strictement supérieur à 1. Dans le cas contraire, une autre approximation est proposée, ne faisant pas apparaître la permittivité relative effective du substrat.

$$\alpha_c[dB] = \frac{20}{\ln(10)} \frac{\varepsilon_{r,eff} Z_c R_s}{h \eta_0^2} \left( \frac{w}{h} + \frac{6h}{w} \left[ \left( 1 - \frac{h}{w} \right)^5 + 0.08 \right] \right) \left[ 1 + \frac{h}{w} \left( 1 + \frac{\partial w}{\partial t} \right) \right] \quad (\text{I.5})$$

Avec  $t$  l'épaisseur de métallisation,  $R_s$  la résistance de surface de la métallisation

(explicitée équation I.6),  $Z_c$  l'impédance caractéristique de la ligne,  $\varepsilon_{r,eff}$  la permittivité relative effective de la structure, et  $\eta_0$  l'impédance caractéristique du vide ( $\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \approx 120\pi\Omega$ ). Le calcul de la dérivée partielle de  $w$  par rapport à  $t$  est fonction de l'épaisseur du substrat, comme indiqué ci-dessous, équation (I.6).

$$\frac{\partial w}{\partial t} = \frac{1}{\pi} \ln\left(\frac{2h}{t}\right) \quad ; \quad R_s = \sqrt{\frac{\pi\mu_r f}{\sigma}} \quad (\text{I.6})$$

La résistance de surface de la métallisation est quant à elle fonction de la fréquence de mesure  $f$ , la perméabilité du matériau  $\mu_r$  et la conductivité du métal  $\sigma$ .

Enfin, la tangente de pertes diélectriques est intrinsèquement liée aux pertes diélectriques  $\alpha_d$ , elle s'exprime comme suit [51] :

$$\tan(\delta) = \frac{\alpha_d \lambda_0 \sqrt{\varepsilon_{r,eff}} (\varepsilon_r - 1)}{\pi \varepsilon_r (\varepsilon_{r,eff} - 1)} \quad (\text{I.7})$$

On voit dans l'équation (I.7) que seule la valeur de  $\alpha_d$  est inconnue dans le cas présent, car les permittivités relatives et effectives ont déjà été déduites précédemment.

### I.3.2.3 Méthode par lignes de transmission

La seconde technique de caractérisation diélectrique présentée dans ce document est la méthode des lignes de transmission. De nombreuses références mentionnent cette technique, souvent utilisée pour sa simplicité de réalisation : contrairement à la méthode par anneau résonant présentée auparavant, celle-ci ne nécessite que des lignes de transmission et un VNA pour les mesures. De même, elle présente l'avantage de permettre une caractérisation du matériau après process.

Le principe de base de cette méthode propagative consiste à relever le coefficient de transmission de lignes, réalisées le plus souvent en technologie microruban ou en lignes coplanaires blindées (GCPW - Grounded Co-Planar Waveguide) ou non. En effet, le comportement en transmission d'une ligne est directement lié à l'interaction entre l'onde et le substrat, la métallisation et l'air entourant la structure. A partir de modèles analytiques spécifiques à chaque technologie de ligne, il est ainsi possible de calculer les caractéristiques diélectriques d'un matériau. Cette méthode par ligne a l'avantage d'être très large bande : sous réserve d'utiliser des équipements adaptés, elle a déjà été utilisée jusque 220 GHz [52].

Les développements récents concernant les DIM ont amené les chercheurs à explorer différentes technologies de lignes pour réaliser la caractérisation de matériaux compatibles avec le LDS. Unnikrishnan [53] présente notamment des résultats pour des lignes en technologies stripline, microruban, et GCPW . Dao et al. [54] ont quant à eux effectué des mesures sur lignes CPW. Indépendamment du type de ligne, on peut donc relever la valeur de  $\varepsilon_{r,eff}$  et de  $\tan(\delta)$  d'un matériau donné. Seules les équations analytiques et les dimensions de la ligne diffèrent avec la technologie. Dans le cas présent, seule la technologie GCPW est détaillée au cours des paragraphes suivants car c'est elle qui a été utilisée pour la caractérisation des matériaux utilisés pour les réalisations mises en oeuvre au cours de ces travaux de thèse.

Pour le calcul de la permittivité relative du substrat, on utilise les approches de Das et al. [55] ainsi que celle de Mangan et al. [56], détaillées ci-après. L'extraction de la tangente de pertes est quant à elle réalisée à partir de la représentation de la ligne en éléments localisés (équation des télégraphistes)[51]. Si certaines méthodes par lignes se basent sur une mesure de paramètres S pour une ligne seule [57], la majorité des publications utilisent deux lignes de longueurs différentes [7][55][56][58]. On considère dans cette section deux lignes de longueurs différentes  $l_1$  et  $l_2$ , avec  $l_1 < l_2$ , Fig. I.16.

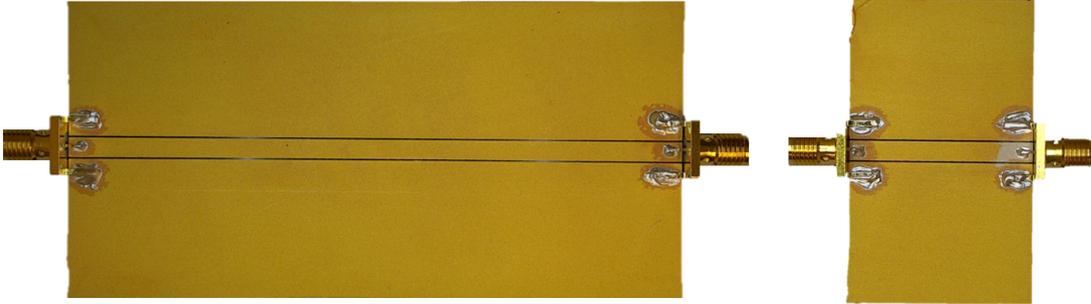


FIGURE I.16 – Lignes GCPW de longueurs différentes considérées dans la section

A partir de la mesure des paramètres S des lignes et du nombre d'onde à la fréquence d'étude ( $k = 2\pi/\lambda_0$ ), on détermine la constante de phase  $\beta$  pour aboutir à la permittivité relative effective (I.8)[59].

$$\varepsilon_{r,eff} = \left(\frac{\beta}{k}\right)^2 \quad (I.8)$$

Deux techniques principales existent pour relever la valeur de la constante de phase : soit on la calcule directement à partir de la phase des coefficients de transmission des lignes, soit on mesure la constante de propagation des deux lignes  $\gamma = \alpha + j\beta$  et on extrait sa partie imaginaire.

La première méthode requiert une étape de calibration pour s'affranchir de l'effet des connecteurs sur les mesures. Elle ne nécessite que la connaissance des longueurs des lignes, dimensionnées pour présenter une impédance caractéristique proche de  $50\Omega$ , et la phase des coefficients de transmission [55](I.9).

$$\varepsilon_{r,eff} = \left( \frac{\Delta\Phi}{\beta\Delta l_p} \right)^2 \quad ; \quad \Delta\Phi = \angle S_{21,l_2} - \angle S_{21,l_1} \quad ; \quad \Delta l_p = l_2 - l_1 \quad (\text{I.9})$$

Toutefois, l'étape de calibration nécessite la réalisation d'un kit de calibration afin de s'affranchir de l'effet des connecteurs utilisés pour la mesure. La seconde méthode, explicitée par la suite, permet l'extraction de la constante de propagation des ligne sans nécessiter l'utilisation d'un kit de calibration spécifique pour supprimer l'effet des connecteurs, car leur effet est pris en compte numériquement [56]. Une fois que la permittivité relative effective est extraite, on se base sur l'expression analytique de la ligne GCPW détaillée par Wadell pour calculer la permittivité relative [60] (I.10).

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon_{r,eff} \left( 1 + \frac{K(k'_0) K(k_1)}{K(k_0) K(k'_1)} \right) - 1}{\frac{K(k'_0) K(k_1)}{K(k_0) K(k'_1)}} \quad (\text{I.10})$$

Cette expression fait apparaître les quantités  $k_0$  et  $k_1$  et leurs compléments  $k'_0$  et  $k'_1$ , calculés à partir des dimensions physiques de la ligne (I.11). La fonction  $K()$  représente l'intégrale elliptique du premier type, avec :

$$k_0 = \frac{w}{w + 2gap} \quad ; \quad k'_0 = \sqrt{1 - k_0^2} \quad ; \quad k_1 = \frac{\left( \tanh \frac{\pi w}{4h} \right)}{\tanh \left( \frac{\pi(w+2gap)}{4h} \right)} \quad ; \quad k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (\text{I.11})$$

Où  $w$  est la pulsation de mesure,  $h$  la hauteur du substrat et  $gap$  la largeur des interlignes.

Pour s'affranchir de l'effet des connecteurs et aboutir à une extraction précise des constantes diélectriques, Mangan et al. [56] proposent une méthode de de-embedding pour les mesures sur lignes de transmission. Le de-embedding est l'ensemble des méthodes

mathématiques de post-traitement permettant d'isoler les performances d'un dispositif en supprimant les contributions de la connectique ou d'autres composants présents lors des mesures. On se place dans le même cas que précédemment, avec 2 lignes de transmission  $l_1$  et  $l_2$  ( $l_1 < l_2$ ) considérées parfaitement symétriques.

A partir de la connaissance de la matrice chaîne ABCD du tronçon de longueur  $l_2 - l_1$ , on obtient les valeurs de l'impédance caractéristique du tronçon et sa constante de propagation (I.12). Les développements permettant d'aboutir à ces résultats sont explicités dans la publication [56], puis repris dans [7].

$$Z_C = \sqrt{\frac{B}{C}}[\Omega] \quad ; \quad \gamma = \frac{\cosh^{-1}(A)}{l_2 - l_1} \quad (\text{I.12})$$

Dès lors, il suffit d'utiliser la partie imaginaire de la constante de propagation dans l'équation (I.8) pour le calcul de la permittivité relative effective du tronçon de ligne. La permittivité relative est ensuite déduite par l'équation de Wadell (I.10). La méthode de Mangan est basée sur du calcul matriciel, ce qui la rend implémentable sur Matlab.

Le principe de calcul de la tangente de pertes est basé sur la représentation en éléments localisés d'une ligne de transmission. Contrairement à la méthode par anneau résonant qui nécessite le calcul des pertes conductrices dans la ligne, la seule connaissance de la constante de propagation de la ligne utilisée et son impédance caractéristique suffit pour en déduire la tangente de pertes diélectriques. Cette méthode peut être utilisée pour tout type de ligne, et convient pour un tronçon de longueur  $l_2 - l_1$  vu dans la section précédente.

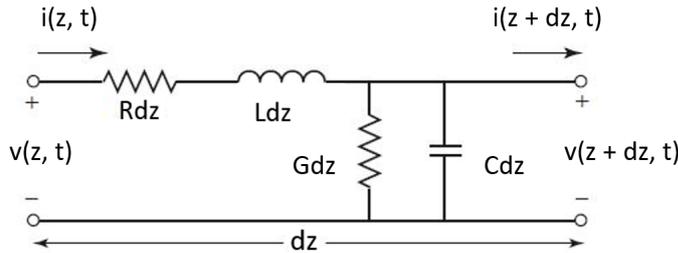


FIGURE I.17 – Circuit équivalent en éléments localisés d'une portion de ligne de longueur infinitésimale [51].

Avec R et L la résistance et l'inductance linéiques en série, G et C la conductance et la capacitance linéiques en parallèle, et  $\Delta z$  l'unité de longueur infinitésimale. A partir de cette représentation en éléments localisés, la constante de propagation de la ligne est reliée à R,L,C et G [51].

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (\text{I.13})$$

$$Z_c = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (\text{I.14})$$

On aboutit donc aux relations suivantes :

$$R + j\omega L = \gamma Z_c \quad (\text{I.15})$$

$$G + j\omega C = \gamma / Z_c \quad (\text{I.16})$$

En exprimant la capacitance C et la conductance G de la ligne de la sorte, on peut extraire la valeur de la tangente de pertes :

$$C = \text{Im}[\gamma / Z_c] / \omega \quad ; \quad G = \text{Re}[\gamma / Z_c] / \omega \quad (\text{I.17})$$

$$\tan(\delta) = \frac{G}{\omega C} \quad (\text{I.18})$$

Les différentes méthodes mises en uvre dans la littérature pour l'extraction de la tangente de pertes s'attachent par conséquent à calculer les valeurs de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique de la ligne.

### I.3.3 Dimensionnement et mesures des structures de caractérisation diélectrique

Une fois les modèles analytiques d'extraction des caractéristiques diélectrique par anneau résonant et lignes de transmission présentés, on détaille les précautions de dimensionnement des deux structures. Les dispositifs sont ensuite réalisés par technologie LDS puis mesurés. Les lignes de transmissions sont notamment utilisées pour lever une ambiguïté sur des valeurs de permittivité relative.

### I.3.3.1 Anneaux résonants

Comme évoqué dans la section I.3.2.2, l'anneau consiste en une structure microruban simple, constituée de deux lignes d'accès et d'un anneau. Le rayon de l'anneau est le facteur déterminant pour la création de résonances à des fréquences spécifiques. L'équation I.1 présentée dans cette section permet d'obtenir le rayon nécessaire pour aboutir à des résonances tous les  $f_0$ . Pour le dimensionnement de l'anneau on utilise  $n = 1$  pour que  $f_0$  soit la première fréquence de résonance. La permittivité relative effective  $\varepsilon_{r,eff}$  est estimée à partir de la valeur théorique de  $\varepsilon_r$  issue des fiches techniques en basses fréquences et de l'utilisation des équations de Hammerstad pour les lignes microruban [47]. Sachant que cette relation implique une augmentation du rayon de l'anneau lorsque l'on diminue la fréquence de résonance, il faut au préalable fixer les dimensions maximales pour le prototypage. Les principaux paramètres de dimensionnement d'un anneau résonant sont illustrés Fig. I.18.

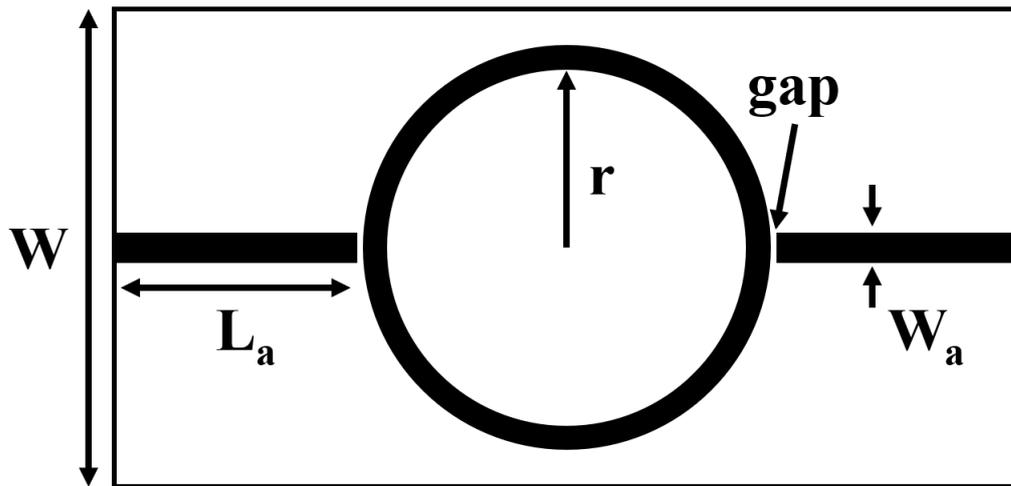


FIGURE I.18 – Schéma et paramètres de l'anneau résonant

A partir des recommandations de design évoquées dans [41], les anneaux sont dimensionnés pour résonner à  $f_0 = 900$  MHz. Présenter une résonance à cette fréquence permet d'obtenir des informations sur les caractéristiques diélectriques des matériaux à proximité des fréquences d'usage des antennes par la suite (communications LoRa à 868 MHz). Les différents paramètres de design de l'anneau suivant le matériau étudié sont renseignés, Tab. I.6.

I.3. EXTRACTION DES CARACTÉRISTIQUES DIÉLECTRIQUES DE MATÉRIAUX INJECTÉS  
ET ACTIVÉS PAR TECHNOLOGIE LDS

Paramètre	ABS-PC X3710	COP Z420	LCP T4107
Rayon de l'anneau $r$ (mm)	35,11	38,77	30,26
Largeur du substrat $W$ (mm)	87,14	97,51	73,70
Longueur ligne d'accès $L_a$ (mm)	24,82	27,40	21,4
Largeur ligne d'accès $W_a$ (mm)	4,23	4,99	3,28
Coupling gap ( $\mu\text{m}$ )	707	763	638

TABLE I.6 – Dimensions des anneaux résonants pour  $f_0 = 900$  MHz

Une fois les anneaux dimensionnés, ils sont réalisés en technologie LDS pour les trois matériaux retenus. Les différentes étapes de fabrication pour l'anneau résonant sont présentées Fig. I.19.

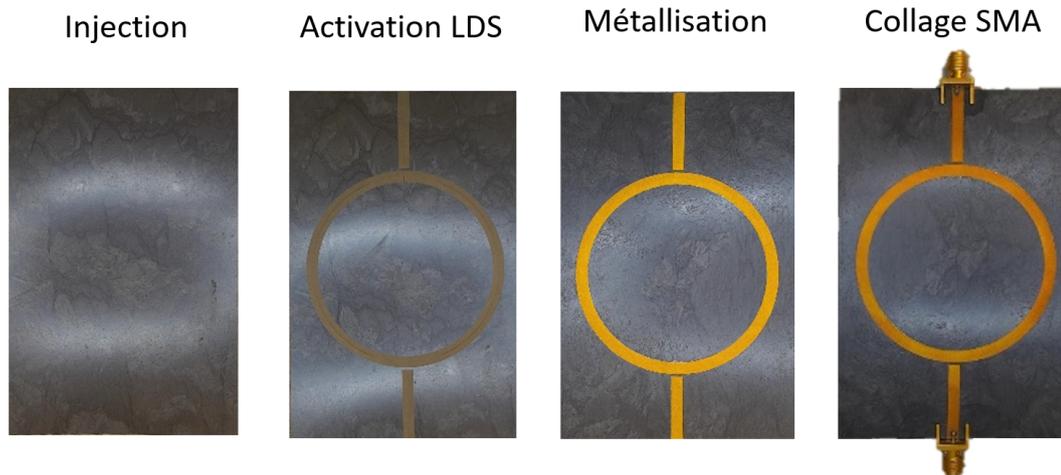


FIGURE I.19 – Étapes de réalisation LDS d'un anneau résonant

Un contrôle visuel permet de constater que l'activation laser est homogène, sans traces de brûlures ou de manque local. La couleur de dorure diffère légèrement d'un matériau à un autre du fait d'une différence de rugosité. Les largeurs de lignes et d'interlignes sont vérifiées à l'aide d'une station de mesure microscopique.

Après observation, la précision obtenue sur les prototypes réalisés en LDS est de l'ordre de  $10 \mu\text{m}$ . En comparaison avec les largeurs de lignes et d'interlignes mises en jeu dans

les designs, on aboutit à une marge de erreur de 5% environ sur les dimensions des pistes métalliques des dispositifs. Le contrôle des épaisseurs de métallisation est effectué à l'aide d'un spectromètre par fluorescence. Trois points caractéristiques de chaque pièce font l'objet de 5 mesures consécutives de 30 secondes chacune pour s'assurer des valeurs relevées. Les résultats de mesures obtenus pour les couches de cuivre, dor et de nickel sont renseignés dans le Tableau I.7. L'épaisseur de métallisation totale des trois matériaux présente moins de 5% d'écart avec les 18  $\mu\text{m}$  souhaités. La différence relevée est due à un temps de bain électrolytique trop court pour l'ABS-PC X3710 et le COP Z420, et trop long pour le LCP T4107.

Épaisseur	ABS-PC X3710	COP Z420	LCP T4107
Cu ( $\mu\text{m}$ )	13,25	13,28	15,38
Ni ( $\mu\text{m}$ )	3,97	4,28	3,27
Au ( $\mu\text{m}$ )	0,10	0,11	0,12
Total ( $\mu\text{m}$ )	17,32	17,67	18,77

TABLE I.7 – Épaisseurs de métallisation mesurées pour les anneaux résonants

Deux anneaux résonants sont utilisés par matériau afin de vérifier la répétabilité de la méthode. Les valeurs de permittivité relative sont stables sur la bande de fréquences de travail, Fig. I.20(a). Pour chaque matériau, les résultats sont similaires pour les deux anneaux résonants utilisés et présentent un écart relatif inférieur à 1%. Les valeurs de tangente de pertes extraites par anneaux résonants sont renseignées Fig. I.20(b).

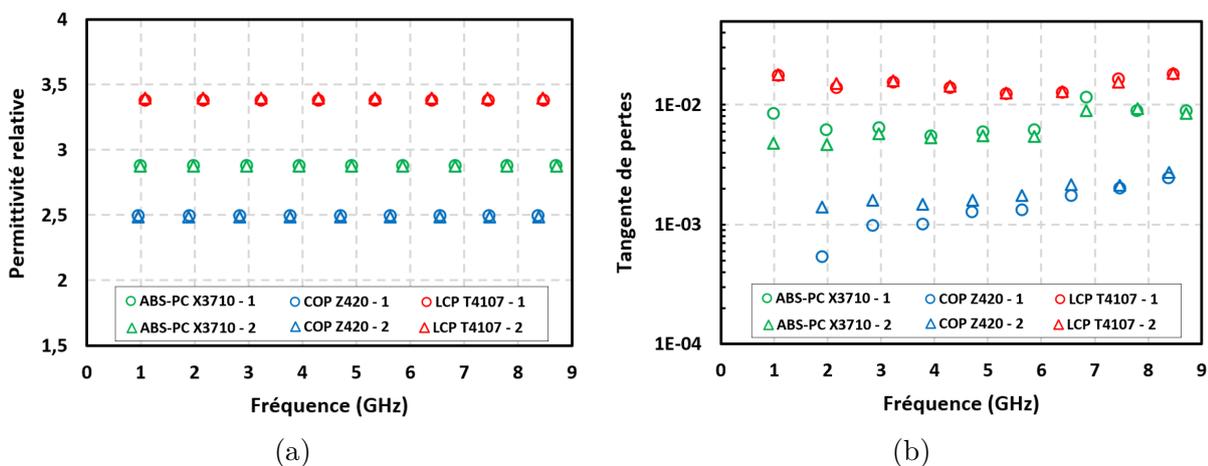


FIGURE I.20 – Caractéristiques diélectriques des matériaux extraites par anneaux résonants : (a) permittivité relative ; (b) tangente de pertes

Les résultats d'extraction de la permittivité relative permettent de constater que les valeurs sont stables sur l'ensemble de la bande d'étude pour les trois matériaux. Néanmoins, l'ABS-PC X3710 est la seule des trois références à présenter une valeur de permittivité relative cohérente avec celle indiquée par le fournisseur à 1 GHz (moins de 5% de décalage). En effet, pour le COP Z420 et le LCP T4107 les résultats de mesures ont plus de 10% d'écart relatif avec les données fournisseurs, Tab. I.8.

Les valeurs de tangente de pertes sont quant à elles relativement stables sur la totalité de la bande d'étude pour l'ABS-PC X3710 et le LCP T4107. De plus, elles sont cohérentes avec les données issues de leur fiche technique, Tab. I.8. Le COP Z420 présente quant à lui un  $\tan(\delta)$  croissant avec la fréquence. Il est à préciser que le premier point de mesure pour le COP Z420 n'est pas exploitable car la valeur de tangente de pertes y est inférieure à  $1.10^{-4}$ , difficilement évaluable par cette méthode de caractérisation (voir Tab. I.5). Ceci est cohérent avec les données du fournisseur pour ce matériau à 1 GHz.

Matériau	$\varepsilon_r$ - fiche technique	$\varepsilon_r$ extrait	$\tan(\delta)$ fiche technique	$\tan(\delta)$ extrait
ABS-PC X3710	2,8 (à 1 GHz)	2,87	$8,8.10^{-3}$ (à 1 GHz)	$7.10^{-3}$
COP Z420	2,2 (à 1 GHz)	2,49	$< 1.10^{-3}$ (à 1 GHz)	$2.10^{-3}$
LCP T4107	4,0 (à 1 kHz)	3,40	$1,6.10^{-2}$ (à 1kHz)	$1,5.10^{-2}$

TABLE I.8 – Valeurs moyennes des caractéristiques diélectriques extraites par anneaux résonants

A la suite de cette étape de caractérisation par anneaux résonants, seule une des trois références (l'ABS-PC X3710) montre des résultats de mesures cohérents avec sa fiche technique pour la permittivité relative et la tangente de pertes. Les deux autres références présentent quant à elles des écarts conséquents au niveau de la permittivité relative. Les différences observées ont des explications diverses : des travaux menés à 28 GHz sur le COP Z420 ont déjà pointé cette différence avec la fiche technique et convergent vers une valeur de 2,46 [39]. Pour le LCP T4107 l'écart relevé peut être lié à la fréquence de test du matériau par le fournisseur (1 kHz). Ces décalages observés en mesures sont tout de même problématiques car une information fiable sur la permittivité relative est nécessaire pour le

dimensionnement des antennes. La méthode de caractérisation par lignes de transmission est donc utilisée afin de lever cette ambiguïté.

### I.3.3.2 Lignes coplanaires blindées

Comme indiqué dans la section I.3.2.3, la caractérisation HF de substrats par la méthode des lignes de transmission peut être réalisée avec tout type de ligne. Une fois les valeurs de permittivité relative effective relevées, seules les équations pour aboutir à la permittivité relative différent suivant le type de ligne. Dans le cadre de ces travaux, la méthode résonante fait intervenir la technologie microstrip pour l'alimentation de l'anneau. Afin de diversifier les méthodes et d'avoir une vision plus complète sur le comportement des thermoplastiques avec différentes topologies, les lignes utilisées sont de type GCPW.

Pour chaque thermoplastique, les lignes de transmission ont été dimensionnées à l'aide de l'outil LineCalc disponible sur le logiciel Advanced Design System (ADS) afin d'obtenir une impédance caractéristique de ligne proche de  $50\Omega$ . Les dimensions des lignes étant directement liées à la valeur de permittivité relative du matériau, on utilise les valeurs données dans les fiches techniques pour le calcul. L'épaisseur  $H$  du substrat est fixée à 1,6 mm et l'épaisseur de métallisation  $T$  à 18  $\mu\text{m}$ . La figure I.21 illustre le schéma de principe de la ligne coplanaire blindée.

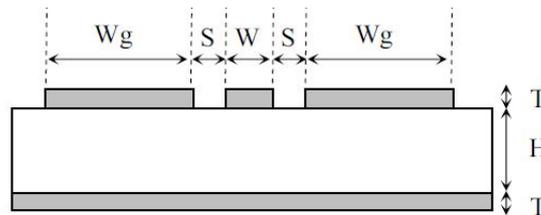


FIGURE I.21 – Ligne GCPW, vue de coupe

Le tableau I.9 présente les dimensions des largeurs de ligne  $W$  et de gaps  $S$  calculées sur ADS, puis vérifiées à l'aide du modèle analytique sur Matlab afin de présenter une impédance d'entrée proche de  $50\Omega$ .

La différence de longueur de lignes utilisée doit être suffisante pour pouvoir observer un déphasage exploitable (2 [56] à 4 fois [53] suivant les références). Les longueurs des lignes doivent aussi être suffisamment grandes pour pouvoir être mesurées précisément avec les

Matériau	W (mm)	S (mm)
<b>ABS-PC X3710</b>	3.2	0.56
<b>COP Z420</b>	3.2	0.29
<b>LCP T4107</b>	3	1.32

TABLE I.9 – Dimensions des largeurs de ligne et de gaps pour les 3 matériaux sélectionnés - Lignes GCPW

moyens disponibles. Une faible variation de  $\Delta_{lp}$  par rapport à sa dimension réelle pourrait entraîner de grandes variations sur la valeur de permittivité relative effective extraite car  $\varepsilon_{r,eff}$  est inversement proportionnelle au carré de  $\Delta_{lp}$ . La longueur de la plus longue ligne est fixée à 100 mm pour des raisons de facilité de fabrication. Le seconde ligne, plus petite est réduite d'un rapport 1/3, afin de se situer dans la moyenne des rapports relevés dans la littérature. Les différentes étapes de fabrication LDS d'une des lignes de l'étude sont illustrées Fig. I.22.

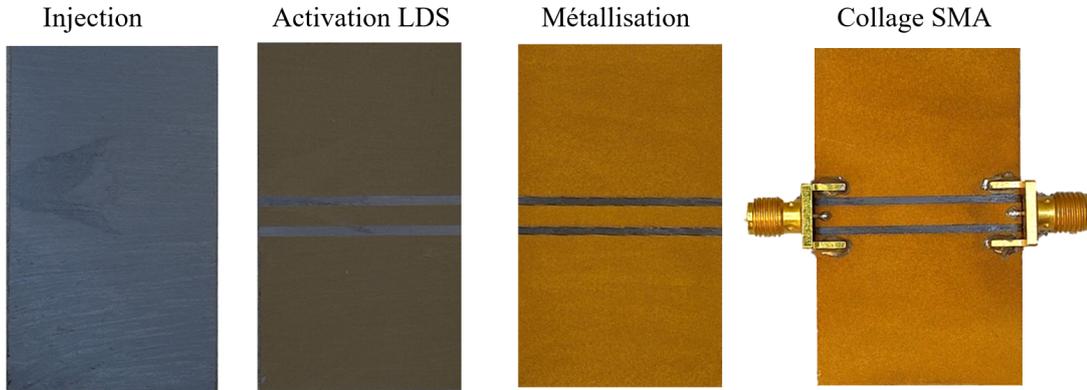


FIGURE I.22 – Étapes de réalisation LDS d'une ligne GCPW

Le contrôle qualité des prototypes de lignes suit le même protocole que pour les anneaux, une vérification visuelle de l'état de surface des matériaux et des métallisations, la mesure au microscope des dimensions critiques (largeurs de ligne et interlignes ici), puis le contrôle de l'épaisseur de métallisation par spectroscopie à fluorescence. Étant donné que les pièces plastiques pour les anneaux et les lignes ont été métallisées en même temps, les épaisseurs de métallisation sont totalement identiques (voir tableau I.7). De même, les observations visuelles et microscopiques indiquent un état de surface correct et une

précision de réalisation satisfaisante sur les dimensions des lignes et interlignes (environ  $\pm 10 \mu\text{m}$ ). Les permittivités relatives des trois matériaux obtenues par la méthode des lignes de transmissions GCPW sont présentées Fig. I.23.

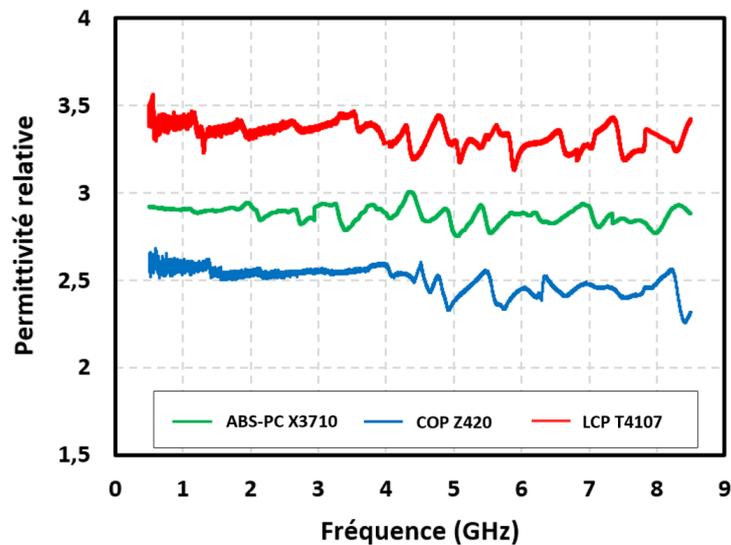


FIGURE I.23 – Permittivité relative des matériaux extraite par lignes GCPW

Les résultats de mesures montrent de légères fluctuations liées aux variations de phase en transmission sur la bande de fréquences de travail. Les valeurs moyennes de permittivité relative extraites entre 500 MHz et 8,5 GHz sont les suivantes :

- 2,85 pour l'ABS X3710
- 2,48 pour le COP Z420
- 3,35 pour le LCP T4107

Ces résultats sont en accord avec ceux obtenus par la méthode de lanneau résonant, avec moins de 0,5% d'écart entre les valeurs moyennes relevées pour les deux techniques. L'utilisation d'une deuxième méthode de caractérisation permet donc de confirmer les valeurs de permittivités relatives apparemment éloignées des fiches techniques fournisseur pour le COP Z420 et le LCP T4107. Bien que la principale préoccupation de cette méthode était de lever l'ambiguïté sur  $\epsilon_r$ , les perturbations sur la constante de phase en mesures n'ont pas permis d'exploiter correctement les tangentes de pertes extraites via la méthode des lignes de transmission. Les informations concernant ce paramètre ne seront donc pas présentées ici.

Dans cette section, la caractérisation diélectrique de trois thermoplastiques activés par technologie LDS a été menée dans le but d'identifier leur potentiel pour des applications d'antennes plastroniques. La méthode de caractérisation par anneau résonant a été menée pour la première fois au-delà de 3 GHz pour un substrat compatible LDS. Dans le but de confirmer les résultats obtenus par les anneaux résonants, une seconde méthode de caractérisation est utilisée : les lignes de transmission GCPW. Les deux solutions procurent des résultats cohérents et similaires sur la totalité de la bande de fréquences d'étude. Moins de 0,5% d'écart est observé entre les différentes méthodes. Les faibles valeurs de permittivités relatives relevées consolident l'intérêt de ces deux références pour la conception d'éléments rayonnants pour les objets connectés, sensibles aux écarts des matériaux et des procédés de fabrication.

## I.4 Conclusion du chapitre 1

Dans ce chapitre, le domaine de la plastronique est présenté de manière globale à l'aide de nombreux exemples de réalisations. Une brève introduction sur les familles de matériaux polymères thermoplastiques a été menée pour mieux comprendre les caractéristiques des références étudiées. Les développements issus de l'état de l'art illustrent la pluralité des secteurs dans lesquels les DIM sont employés de manière courante, notamment les secteurs automobile, médical et des télécommunications. Au regard de la maturité des technologies plastroniques existantes et des similitudes entre les besoins actuels des développements d'objets connectés et ceux des années 2000 pour les mobiles, la plastronique se présente comme une solution de choix pour le domaine de l'IoT.

A partir de la description des technologies permettant la conception de dispositifs plastroniques, le LDS a été choisi pour les réalisations. La flexibilité dans le design et la capacité à être adaptée pour le prototypage et la série en font une technique intéressante pour la conception d'antennes 3D avec une vocation de transfert industriel. Le LDS nécessite l'emploi de thermoplastique spécifiquement additivés permettant l'activation et la métallisation des pistes désirées. Trois références de substrats ont d'abord été sélectionnées sur leur propriétés mécaniques et leur coût. Les informations sur les caractéristiques diélectriques de ces matériaux sont peu renseignées dans les fiches techniques, il est donc nécessaire de réaliser une caractérisation des références envisagées pour le développement.

L'enjeu de la connaissance des caractéristiques diélectriques des matériaux compatibles avec la technologie LDS a par la suite été détaillé. A partir de ce constat, diverses méthodes de caractérisation discrètes et continues (résonantes et larges bandes) issues de l'état de l'art ont été présentées. Trois références de matériaux ont été sélectionnées pour être caractérisées par les méthodes des anneaux résonants et des lignes de transmissions GCPW. Les faibles valeurs de permittivités relatives relevées et leur constance sur une large bande de fréquences consolident l'intérêt de ces trois références pour la conception d'éléments rayonnants pour les objets connectés, sensibles aux écarts de constantes diélectriques des matériaux et des procédés de fabrication. L'extraction de la tangente de pertes de ces matériaux par la seule méthode des anneaux résonants indique de faibles valeurs de tangente de pertes, conformes à celles spécifiées par les fiches techniques des fournisseurs. Ces résultats confirment la pertinence des méthodes de caractérisation hyperfréquences en anneau résonant et en lignes coplanaires blindées, ainsi que l'intérêt des matériaux sélectionnés pour la réalisation d'antennes plastroniques.

# ANTENNES COMPACTES POUR APPLICATIONS IOT PAR TECHNOLOGIE PLASTRONIQUE : CONCEPTS ET APPLICATIONS

---

Ce chapitre présente les notions théoriques inhérentes aux antennes miniatures et les techniques usuelles de réduction de leur taille. On s'attache dans un premier temps à définir la notion de compacité appliquée aux éléments rayonnants par le biais des principaux travaux de référence. Une fois la revue des solutions pour réduire l'encombrement des antennes dressée, le cas d'usage sélectionné est discuté. Par la suite, on propose une méthode de développement d'antennes sur support cylindrique. Enfin, celle-ci est appliquée pour la réalisation d'antennes compactes sur substrat cylindrique via la technologie LDS.

---

II.1	Définition d'une antenne compacte et techniques de miniaturisation . . .	<b>69</b>
II.1.1	Antenne Électriquement Petite (AEP) . . . . .	69
II.1.2	Travaux de référence et limites fondamentales des AEP . . . . .	71
II.1.3	Techniques de miniaturisation d'antennes . . . . .	74
II.2	Antenne plastronique conformée : présentation du cas d'usage et ap- proche théorique . . . . .	<b>80</b>
II.2.1	Présentation du cas d'usage . . . . .	80
II.2.2	Travaux de référence . . . . .	81
II.2.3	Application au cas d'usage . . . . .	84
II.3	Réalisation d'antennes mono-bande compactes en technologie LDS par adaptation en T . . . . .	<b>88</b>
II.3.1	Concept général . . . . .	88
II.3.2	Dimensionnement du balun . . . . .	93

II.3.3	Antenne dipôle T-match : simulations et mesures . . . . .	97
II.4	Réalisation d'antenne mono-bande compacte en technologie LDS par ligne d'adaptation circulaire . . . . .	<b>103</b>
II.4.1	Concept général . . . . .	103
II.4.2	Antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire : simulations et mesures . . . . .	105
II.5	Conclusion sur l'apport de la plastronique pour la conception d'an- tenne mono-bande compactes . . . . .	<b>110</b>

---

## II.1 Définition d'une antenne compacte et techniques de miniaturisation

Le contexte mondial actuel de prolifération des dispositifs connectés de petite taille impose naturellement de s'intéresser à la miniaturisation des fonctions circuit et antenne. Si la réduction des circuits a pu profiter de la loi de Moore qui stipule que l'on réduit continuellement l'espace nécessaire pour un même nombre de transistors, ce n'est pas le cas pour la conception antennaire. En effet, un volume spatial minimal est nécessaire pour qu'un champ EM se développe et que la transition entre le mode guidé de l'alimentation et propagé dans un milieu s'effectue. De fait, la compréhension des mécanismes de réduction de l'encombrement des éléments rayonnants est requise pour la miniaturisation des objets connectés. En considérant par exemple une antenne dipôle - dont la longueur correspond à une demi longueur d'onde - on conçoit que les fréquences utilisées pour les protocoles de communication pour les objets connectés impliquent des antennes de grande taille par rapport aux objets auxquelles elles sont rattachées. Pour une communication en protocole LoRa à 868 MHz, la longueur d'onde dans le vide associée est d'environ 346 mm : une antenne dipôle a donc une longueur de 173 mm. Cela peut s'avérer très encombrant si on considère un objet connecté de quelques centimètres cube. Ce chapitre traite de la notion d'antenne électriquement petite et des compromis que la réduction de taille impose en termes de performances. Différentes techniques de miniaturisation d'antennes sont présentées dans les sections suivantes.

### II.1.1 Antenne Électriquement Petite (AEP)

La notion de compacité appliquée à une antenne est avant tout relative. Dans l'exemple donné en introduction, une antenne dipôle de 173 mm de long à 868 MHz présente une longueur égale à la moitié de la longueur d'onde associée à sa fréquence de fonctionnement dans le vide, ce qui ne la place pas dans la catégorie des antennes compactes, comme détaillé ci-après. Cette antenne peut même être qualifiée d'encombrante si on considère les contraintes dimensionnelles du produit auquel elle est destinée. Pour autant, on ne peut pas affirmer qu'une antenne qui logerait de manière satisfaisante dans un produit de même taille soit compacte.

On peut raisonnablement se demander comment qualifier une antenne compacte ?

Quatre usages du terme compacité appliqué aux antennes ont été recensés dans [61]. Il s'agit des dénominations "physiquement contrainte", "fonctionnellement petite", "physiquement petite" et "électriquement petite", comme rappelé dans [62]. Les trois premières appellations ne sont pas directement liées à des critères physiques objectivement mesurables. Seule la définition d'"électriquement petite" est pertinente car objectivement quantifiable par des indicateurs détaillés. Leur présentation fait l'objet des prochains paragraphes.

Usuellement, on parle donc d'AEP (Antenne Électriquement Petite), ou ESA (Electrically Small Antenna) pour qualifier une antenne compacte. Wheeler [63] puis Chu [64] sont les premiers à avoir formalisé l'étude des AEP, en s'intéressant particulièrement à l'énergie stockée en champ proche pour le premier, puis en étendant cette réflexion au champ lointain rayonné pour le second.

Cette notion met en relation la taille physique de l'antenne et la longueur d'onde associée à sa fréquence de fonctionnement dans le vide,  $\lambda$ . L'encombrement de l'antenne est quantifié par son occupation de l'espace à l'aide de la sphère de Chu, la plus petite sphère de rayon  $a$  englobant l'antenne [64]. Chu définit la condition à satisfaire pour qu'une antenne soit qualifiée d'AEP comme suit, eq. (II.1).

$$ka < 1 \equiv a < \frac{\lambda}{2\pi} \quad (\text{II.1})$$

avec  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ , le nombre d'onde associé à la longueur d'onde de fonctionnement.

Ainsi, une antenne est considérée comme une AEP dès lors que la circonférence de sa sphère de Chu est inférieure à la longueur d'onde de travail dans le vide. D'un point de vue théorique, la sphère satisfaisant  $a = \frac{\lambda}{2\pi}$  correspond généralement à la limite entre les zones de champ proche et champ lointain d'une antenne [65]. En deçà de la limite de l'équation (II.1), l'énergie stockée par l'antenne augmente et son comportement devient de plus en plus réactif. Ce phénomène accroît le facteur de qualité de l'antenne, présenté dans les prochains paragraphes. L'obtention de performances satisfaisantes en termes de bande passante et d'efficacité devient alors un véritable challenge.

Depuis la proposition de la définition par Chu, de nombreuses conceptions d'antennes ont réalisé ce critère d'AEP tout en conservant une efficacité élevée, comme présenté dans la revue menée par Pfeiffer [66]. Si le critère  $ka < 1$  est toujours utilisé de nos jours, on peut raisonnablement estimer que les antennes présentées comme électriquement petites

satisfont désormais  $ka < 0,5$  [67] [68], certaines atteignant même  $ka < 0.1$  [69]. Cela confirme les limites rappelées par Best dans sa discussion sur les limites fondamentales des AEP, impliquant des dimensions beaucoup plus faibles que  $ka < 1$ , allant jusqu'à  $ka < 0,25$  [70].

### II.1.2 Travaux de référence et limites fondamentales des AEP

Si le produit  $ka$  est un bon indicateur du degré de compacité d'une antenne, il ne reflète pas les performances de cette dernière. C'est pourquoi on utilise le facteur de qualité  $Q$  de l'antenne, paramètre renseignant à la fois sur la bande passante du dispositif  $BW$  et son efficacité de rayonnement  $\eta_{ray}$ . Chu propose aussi une relation reliant le facteur de qualité au produit  $ka$ , eq.(II.2). Elle met en évidence le compromis sous-jacent qui existe entre la bande passante d'une antenne et son efficacité de rayonnement à facteur de qualité constant.

$$Q = \frac{1}{BW \times \eta_{ray}} = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad (\text{II.2})$$

De façon analogue à l'étude des circuits, le facteur de qualité d'une antenne définit sa sélectivité fréquentielle. Il peut aussi être exprimé comme le rapport entre la partie imaginaire et la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne,  $Z_{in}$  [64]. Chu propose de relier  $Q$  au rapport entre le produit de la pulsation d'étude  $\omega$  et l'énergie électromagnétique stockée par l'antenne dans sa zone de champ proche réactive non rayonnée,  $W_{NF}$  et la puissance totale dissipée dans l'antenne  $P_{tot}$ , eq. (II.3). On note que cette puissance représente la somme des puissances de rayonnement et de pertes de l'antenne, respectivement  $P_{ray}$  et  $P_{loss}$ .

$$Q = \frac{\Im\{Z_{in}\}}{\Re\{Z_{in}\}} = \frac{\omega \times W_{NF}}{P_{tot}} \quad ; P_{tot} = P_{ray} + P_{loss} \quad (\text{II.3})$$

On conçoit aussi à l'aide de l'équation (II.3) que l'augmentation de l'énergie électromagnétique stockée par l'antenne dans la zone de champ proche réactive non rayonnée entraîne une croissance du facteur de qualité. Or, c'est précisément ce phénomène qui apparaît lors de la miniaturisation des antennes. La puissance stockée dans la zone réactive proche, et la réactance d'entrée des antennes électriquement petites ont tendance à être élevées. Il en résulte des antennes au facteur de qualité élevé, intrinsèquement incompatibles avec un comportement large bande pour une efficacité donnée. Tout l'intérêt

des travaux menés par le passé sur le facteur de qualité des antennes miniatures réside dans l'évaluation du facteur de qualité minimum atteignable pour une antenne suivant sa configuration, afin d'en maximiser la bande passante et l'efficacité de rayonnement.

Dans le but d'aboutir à un compromis entre compacité et bande passante, il est donc nécessaire de quantifier le facteur de qualité minimum  $Q_{min}$  atteignable suivant les dimensions d'une antenne donnée. Depuis les travaux initiés par Wheeler [63] en 1947, puis Chu [64], les chercheurs se sont intéressés à définir des expressions de  $Q_{min}$  pour des AEP. Dans leurs publications, Collin [71] et Mc Lean [72] rejoignent la définition de Chu et Wheeler, eq. (II.2). Mc Lean propose par la suite une expression estimant la valeur de  $Q_{min}$  inférieure à la précédente équation en se basant sur le calcul des énergies électriques et magnétiques stockées par l'antenne en champ proche (quand l'équation de Chu ne traitait qu'une composante). Il en résulte une des approximations donnant les valeurs les plus faibles du facteur de qualité minimum, eq. (II.4).

$$Q = \frac{1}{2} \left( \frac{2}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right) \quad (\text{II.4})$$

Hansen [73] avait auparavant formulé sa propre équation en se basant sur les travaux de Chu et les complétant par la prise en compte des différents modes de propagation supportés par l'antenne considérée. L'expression qui ressort de son étude est similaire à celle de Chu et donne des résultats comparables, eq. (II.5).

$$Q = \frac{1 + 3(ka)^2}{(ka)^3 [1 + (ka)^2]} \quad (\text{II.5})$$

Enfin, Gustafsson [74] a plus récemment développé une théorie autour des antennes en conducteur électrique parfait (PEC - Perfect Electric Conductor), introduisant dans son modèle la directivité de l'antenne  $D$ , son efficacité  $\eta$  et la polarisabilité normalisée de l'antenne  $\gamma_1^{norm}$ , dont les valeurs sont explicitées par l'auteur pour différentes formes d'antennes, eq.(II.6).

$$Q = \frac{D}{\eta} \frac{1}{2(ka)^3 \gamma_1^{norm}} \quad (\text{II.6})$$

Cette théorie présente l'avantage de prendre en compte la forme de l'antenne, le modèle est ajustable via la polarisabilité de l'antenne  $\gamma_1^{norm}$ , recalculée pour chaque design.

Dans la synthèse sur les facteurs de qualité réalisée par Diop [75], on réalise que tous les modèles convergent de façon identique :  $Q$  tend vers 0 lorsque  $ka$  augmente, et il tend vers l'infini quand  $ka$  diminue. Les limites de  $Q_{min}$  font consensus jusque  $ka = 0,5$ , puis on observe une grande dispersion dans les valeurs calculées par les modèles. L'expression de Mc Lean propose les valeurs de  $Q_{min}$  les plus faibles, tandis que le modèle de Gustafsson génère des valeurs plus élevées. Les approximations de Hansen et Chu sont très proches et font office de références médianes dans les modèles proposés. Plus on diminue  $ka$  et plus l'écart est grand entre les modèles : on observe des valeurs de  $Q_{min}$  allant du simple au double dès  $ka = 0,3$ . Aussi, le sujet des limites fondamentales des AEP fait encore débat et les recherches continuent pour identifier de nouvelles limites.

A titre d'exemple, trois antennes sont utilisées pour évaluer différentes expressions de  $Q_{min}$  dans le cadre de dipôles fonctionnant à 868 MHz, Tab. II.1. L'expression de Gustafsson nécessite des précisions sur la géométrie de l'antenne et ses performances qui ne sont pas détaillées ici, cette évaluation de  $Q_{min}$  n'est donc pas calculée. On se place dans les cas où les antennes occupent la sphère de Chu de telle sorte que  $ka = 1$ ,  $ka = 0,75$  et  $ka = 0,5$ . Les techniques qui permettent d'obtenir ces degrés de compacité seront discutées par la suite.

$ka$	$Q_{min,Chu}$	$Q_{min,McLean}$	$Q_{min,Hansen}$
1	1	1	1
0,75	3,7	2,5	4,1
0,5	10	6	11,2

TABLE II.1 – Facteurs de qualité minimums calculés par différentes méthodes pour 3 valeurs d'encombrement

Les résultats témoignent de la forte augmentation du facteur de qualité à mesure que l'encombrement de l'antenne se réduit. Conformément à l'eq.(II.2), augmenter le facteur de qualité d'une antenne d'un facteur 10 revient à réduire son produit bande passante et efficacité de ce même facteur. On comprend donc la difficulté d'obtenir des antennes à la fois compactes, large bande et efficaces. Par la suite, l'approximation de Chu sera employée pour le calcul du facteur de qualité minimal de l'antenne à partir de son produit  $ka$ . Les antennes mono-bande développées dans ce mémoire sont considérées comme des AEP car leur produit  $ka$  est égal à 0,44. La prochaine section s'attache à décrire les principales méthodes de miniaturisation employées dans la littérature.

### II.1.3 Techniques de miniaturisation d'antennes

La réduction de l'encombrement d'une antenne s'accompagne donc d'une dégradation des performances de l'élément rayonnant, mais comment maîtriser cette diminution ? Dans les prochains paragraphes on s'intéresse aux techniques de miniaturisation d'antennes les plus communes. Les concepts présentés s'articulent autour de deux notions qui permettent la réduction effective de la taille de l'antenne : la modification du motif et la modification du substrat utilisé. Notons que ces techniques sont généralement cumulées car un changement de la structure de l'antenne s'accompagne le plus souvent d'une modification de son impédance d'entrée.

#### II.1.3.1 Géométries dérivées de l'utilisation d'un plan de masse : Monopole quart d'onde, Inverted F Antenna (IFA)

L'utilisation d'un plan de masse métallique est parmi les méthodes les plus efficaces pour réduire l'encombrement d'une antenne suivant une de ses dimensions. Le principe des images stipule qu'un plan de masse métallique parfaitement conducteur de dimensions supposées infinies se comporte comme un plan d'antisymétrie pour les courants. A titre d'exemple, un monopole quart d'onde consiste en un brin métallique dont l'alimentation se situe au niveau du plan de masse, Fig. II.1(b) (le brin rayonnant issu du principe des images est représenté en pointillés). Cette antenne a la même fréquence de résonance qu'un dipôle demi-onde équivalent [76]. Si le plan de masse est infini, le rayonnement est confiné dans une moitié de l'espace par rapport au dipôle, ainsi la directivité du monopole quart d'onde est en général 3 dB supérieure à celle du dipôle.

Pour réduire encore l'encombrement en hauteur de la structure en monopole quart d'onde, le brin est souvent replié de sorte à être parallèle au plan de masse métallique : il s'agit alors d'une antenne ILA (Inverted L Antenna). Cependant, la proximité du brin avec la masse de l'antenne peut entraîner des effets de couplages capacitifs qui dégradent la qualité de l'adaptation de l'antenne. C'est pourquoi on introduit couramment une ligne de court-circuit pour compenser ces effets. La forme de l'antenne ressemble alors à un F inversé, c'est une IFA, Fig. II.1(c). Le concept d'IFA avec des brins rayonnants a par la suite été étendu aux antennes imprimées ou en tôle métallique pliée. L'élément rayonnant et le court-circuit sont alors des plaques métalliques [76]. Cette topologie d'antenne IFA planaire est nommée PIFA (Planar IFA), Fig. II.1(d).

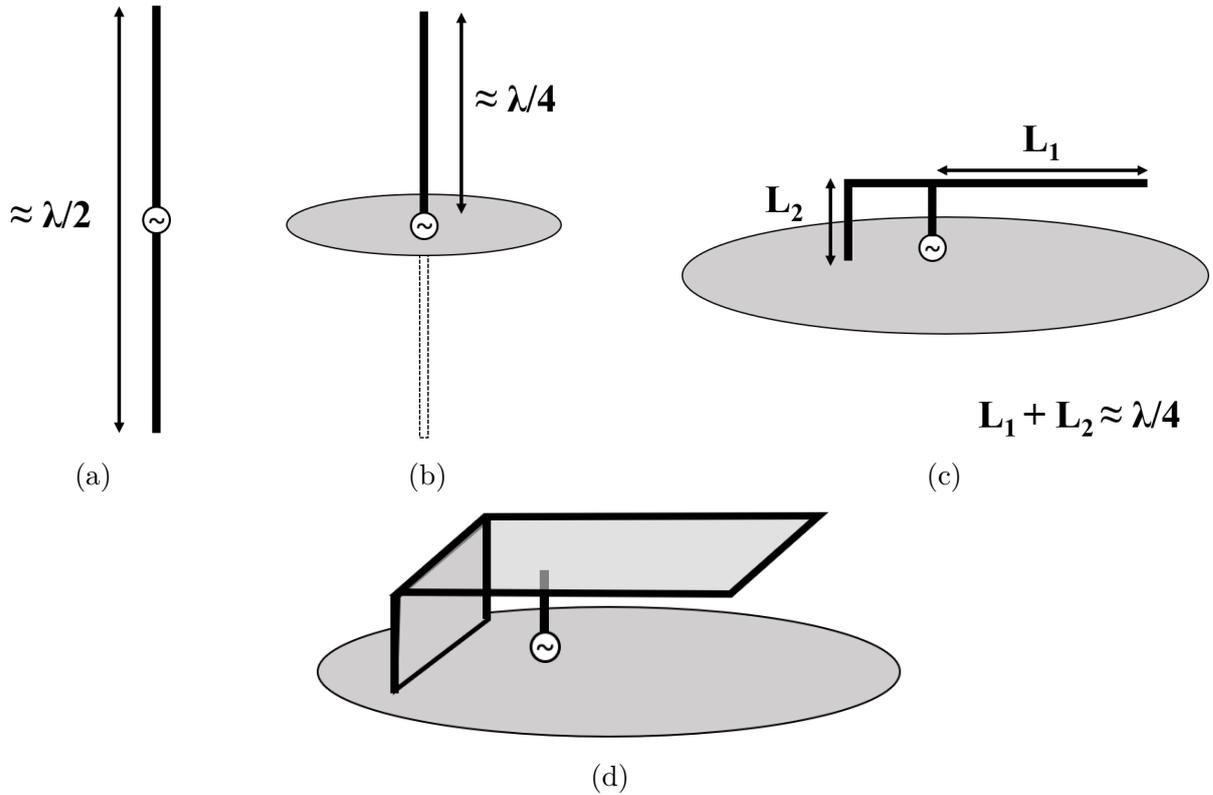


FIGURE II.1 – Schémas de principe de structure d’antennes (masse circulaire grise supposée infinie) : (a) dipôle demi-onde ; (b) monopole quart d’onde ; (c) antenne IFA ; (d) antenne PIFA

L’emploi d’un plan de masse permet donc une miniaturisation d’un dipôle d’un facteur deux en théorie. Sa simplicité de mise en uvre est une des raisons qui explique que cette solution est très utilisée pour le développement d’antennes, notamment pour les télécommunications mobiles. Bien que ces structures ont déjà été implémentées à l’aide de technologies plastroniques pour des antennes IFA imprimées compactes destinées au protocole 4G [77] [78], et des PIFA pour des communications à proximité du corps humain [79], leurs performances sont grandement dépendantes des dimensions du plan de masse et de leur position par rapport celui-ci [80]. L’utilisation de cette méthode est donc soumise à la disponibilité d’un plan de masse adéquat.

### II.1.3.2 Méandration du motif

La méandration de l'antenne consiste à multiplier les repliements des bras de l'antenne de manière régulière ou non tout en conservant une longueur effective lui permettant de résonner à la fréquence de fonctionnement souhaitée. Cette technique permet d'aboutir à des motifs beaucoup plus compacts que l'antenne initiale. En prenant l'exemple d'une antenne dipôle quelconque, l'utilisation de méandres et de replis permet d'obtenir des motifs plus compacts que l'antenne originale, Fig. II.2.

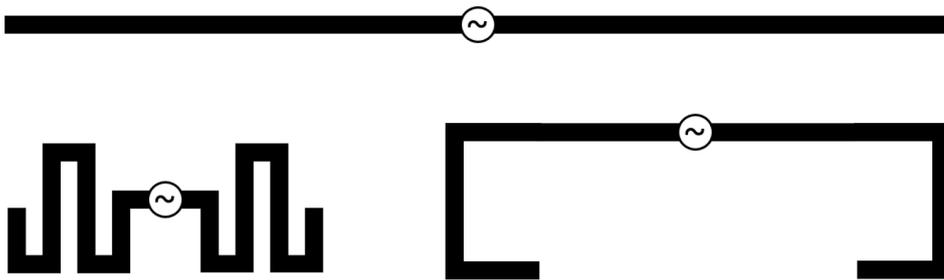


FIGURE II.2 – Exemples de miniaturisation d'un dipôle par méandration et replis

Les travaux sur la méandration des antennes sont amorcés par Rashed [81], avant d'être détaillés par Wanagiris [82] sur le comportement en rayonnement du design obtenu. Cependant, si les méandres réduisent l'empreinte de l'antenne, cela s'accompagne aussi d'une modification de la répartition du champ électrique et des courants sur l'antenne [83]. Ces repliements successifs plus ou moins réguliers engendrent des effets inductifs et capacitifs parasites en raison de la proximité des lignes de courant. Dans le cadre de la miniaturisation, une attention particulière doit être apportée au sens des courants au sein des lignes couplées résultantes. Une structure présentant des lignes couplées avec les courants de même sens augmentera le potentiel de miniaturisation, à l'inverse des courants de sens opposés [83].

Enfin, réduire l'empreinte d'une antenne revient à diminuer le rayon de sa sphère de Chu, donc à diminuer sa résistance de rayonnement, et augmenter de fait sa réactance. Ainsi, la multiplication des méandres induit un fort potentiel de compacité aux dépens de la bande passante et des performances en gain et efficacité de l'antenne. Par conséquent, la méthode de miniaturisation par replis et méandres doit s'accompagner d'une phase d'optimisation en simulation pour aboutir à un compromis acceptable au niveau du rap-

port compacité sur performances. Souvent, la méandration est utilisée pour la conception de tags RFID [84], [85], [86]. Cette application ne nécessite ni une large bande passante (flux de données limité), ni une efficacité importante car il s'agit de communications de proximité. La faible résistance de rayonnement et la forte valeur de réactance obtenues sont particulièrement efficaces pour l'adaptation à des circuit intégrés [87]. Le design des méandres est principalement dicté par les résultats de simulations bien qu'il existe des méthodes d'optimisation analytique [88] ou par algorithme génétique [89].

### II.1.3.3 Antennes fractales

Le concept d'antenne fractale est avant tout une extension de l'utilisation de méandres et de repliements dans le but d'aboutir à un remplissage optimum de l'espace disponible. Les figures fractales sont intéressantes car leur auto-similarité permet d'aboutir à une occupation efficace de la surface disponible pour une antenne, en comparaison avec des replis ou méandres aléatoires. Initialement proposée par Cohen [90], l'application des formes fractales aux antennes a connu un essor remarquable depuis le début des années 2000. Dès lors, les concepteurs se sont attachés à appliquer les motifs fractals les plus connus à des formes d'antennes, parmi lesquels on retrouve les motifs de Koch [91], Hilbert [92], Sierpinski [93] ou encore Minkowski [94], Cantor [95] et Peano [96]. Certains exemples de design ayant recours à des motifs fractals sont présentés Fig.II.3.

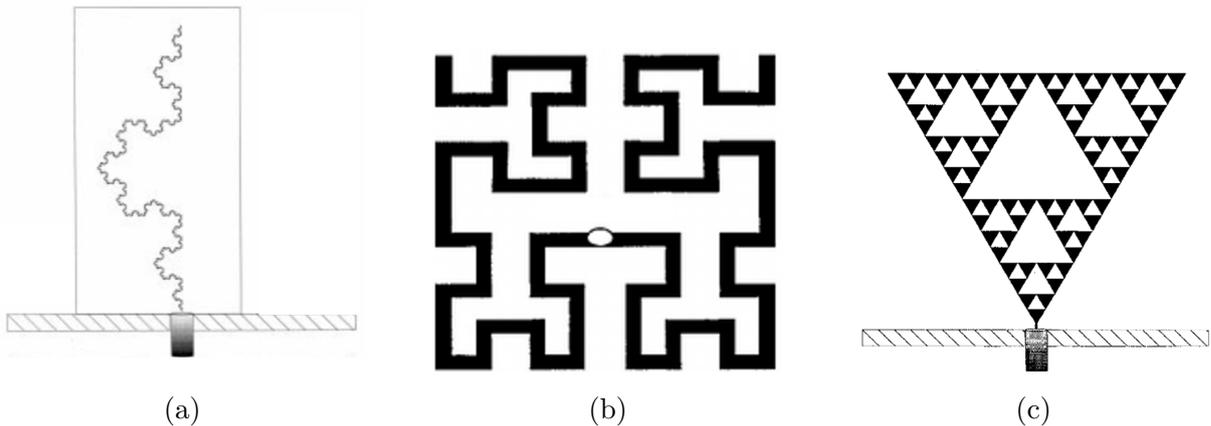


FIGURE II.3 – Exemples d'antennes à motif fractal : (a) Koch [91] ; (b) Hilbert [92] ; (c) Sierpinski [93]

Aussi, l'utilisation de motifs fractals pour la miniaturisation d'antenne a été expérimentée en combinaison avec le domaine de la plastronique, Fig II.4. Par le biais de ces

deux techniques, les auteurs ont réduit l'encombrement en épaisseur de l'antenne initiale en céramique de 20%, tout en allégeant de 25% le système antenne obtenu [97].

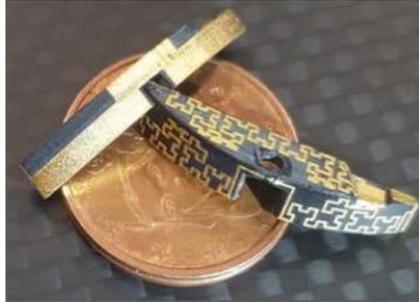


FIGURE II.4 – Réalisation en plastronique d'une antenne fractale basée sur le motif d'Hilbert [97]

#### II.1.3.4 Miniaturisation par modification du substrat

Lorsque l'antenne repose sur un substrat (antenne imprimée), on introduit la notion de longueur d'onde guidée afin de prendre en compte l'effet du matériau sur la propagation de l'onde dans le milieu,  $\lambda_g$ . Cette grandeur est directement liée à la longueur d'onde dans le vide à la fréquence de fonctionnement  $\lambda$ , ainsi qu'à la permittivité relative  $\epsilon_r$  et à la perméabilité magnétique relative  $\mu_r$  du milieu (II.7).

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (\text{II.7})$$

Aussi, une méthode pour réduire l'encombrement relatif des antennes consiste à modifier le substrat utilisé [98]. Cela revient à modifier la longueur d'onde guidée dans le milieu suivant ses caractéristiques magnéto-diélectriques. Pour une même taille d'antenne, l'utilisation d'un substrat à forte constante diélectrique ou magnétique réduit de fait la longueur d'onde guidée et permet un fonctionnement à plus basse fréquence (en comparaison avec un matériau à faible constante diélectrique ou magnétique). Néanmoins, utiliser un substrat magnéto-diélectrique présente l'inconvénient d'ajouter des pertes magnétiques en comparaison d'un substrat diélectrique. En dépit d'une miniaturisation accrue, l'efficacité de l'antenne peut être dégradée.

### II.1.3.5 Antennes volumiques

La plupart des références d'antennes présentées jusqu'à présent sont planes et reportées sur des substrats diélectriques, de sorte à être intégrées à proximité d'un circuit imprimé. De fait, les degrés de liberté disponibles pour réduire l'encombrement d'un motif planaire sont limités. Comme évoqué précédemment, la miniaturisation des antennes doit s'accompagner d'une occupation optimale de la sphère de Chu. Ainsi, la seule réduction de l'empreinte planaire de l'antenne ne permet pas d'optimiser au mieux le compromis entre encombrement et performance de l'élément rayonnant. L'utilisation efficace de l'espace d'une sphère de Chu donnée sous-entend nécessairement une réalisation en trois dimensions : les antennes en 1-D ou 2-D étant de mauvaises solutions de ce point de vue [99].

Dans le but d'exploiter au mieux l'espace disponible, des antennes volumiques compactes ont été présentées dans la littérature. Pour obtenir un degré de compacité élevé, Best [70] propose des antennes filaires remplissant une sphère de rayon donné, Fig. II.5. En allongeant la longueur de l'élément rayonnant tout en le maintenant dans une sphère de rayon fixe (quelle que soit sa forme) il montre que la fréquence de résonance de l'antenne diminue. De ce fait, il parvient à des facteurs de miniaturisation importants :  $ka \ll 1$ . Il détaille par exemple une antenne hélice multi-bras avec un produit  $ka = 0,2$ , tout en conservant une efficacité de rayonnement proche de 90% et un facteur de qualité relativement faible (proche de la limite de Chu) [100].

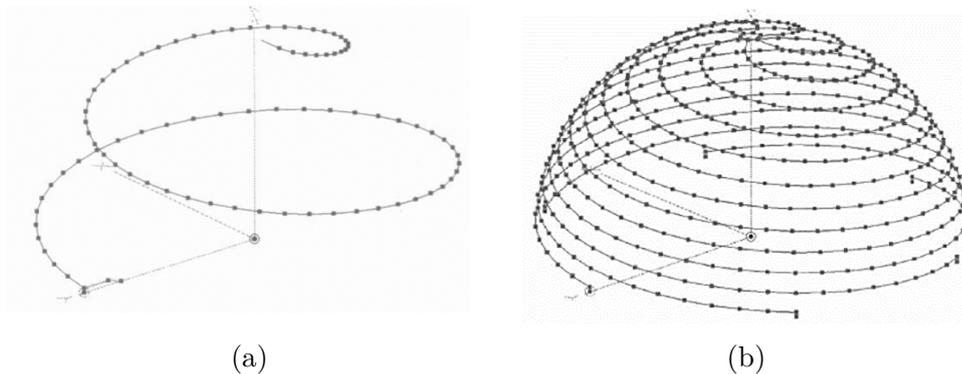


FIGURE II.5 – Antennes volumiques évaluées par Best [100] : (a) hélice mono-brin à stub (b) hélice à 6 brins

En complément des références précédentes qui s'intéressent à des antennes filaires, l'avènement récent des technologies de fabrication additive ouvre la voie à de nouveaux

développements. Les éléments rayonnants sont alors directement reportés sur des surfaces imprimées en 3D pour une meilleure occupation de l'espace [101]. L'impression 3D permet aussi de réaliser des formes complexes volumiques en remplacement de l'utilisation de feuilles métalliques [102].

## II.2 Antenne plastronique conformée : présentation du cas d'usage et approche théorique

Pour pouvoir identifier les choix d'antennes à retenir et les solutions de miniaturisation à mettre en place, le cas d'usage retenu doit désormais être présenté. On introduit dans cette partie le cas d'usage sélectionné pour le développement plastronique : il s'agit d'un luminaire cylindrique sur lequel sera reportée une antenne compacte permettant la mise en place d'une liaison par protocole LoRa. Au delà des techniques de miniaturisation les plus communes, le fait même d'imposer un support de forme non conventionnelle permet une première miniaturisation en utilisant la troisième dimension. La conformation du motif antennaire sur un support cylindrique nécessite une étude approfondie des effets de la miniaturisation sur le comportement de l'antenne, menée dans les prochains paragraphes.

### II.2.1 Présentation du cas d'usage

Au regard des possibilités offertes par les technologies plastroniques -en particulier le LDS- pour le développement de dispositifs IoT, LACROIX Impulse souhaite disposer d'un objet connecté compact pour des communications LoRa à 868 MHz.

Le sujet d'étude pour la réalisation d'antennes plastroniques concerne donc une évolution d'un luminaire produit par LACROIX Impulse. Le but est d'ajouter de nouvelles fonctionnalités connectées à ce dispositif, par le biais de la technologie LDS. Le luminaire connecté intégrera des fonctions de capteurs et de communications radio lui permettant de transmettre des données. On peut imaginer ce type de produit à destination du grand public pour une gestion automatisée du chauffage pièce par pièce d'un domicile (domotique), pour le contrôle de la température en diverses positions d'un entrepôt ou d'une serre (Industrial IoT, agriculture 4.0), ou en tant que point d'accès pour de la localisation indoor dans ces mêmes environnements. Le constat initial est le suivant : l'espace dispo-

nible pour le report d'une antenne sur la carte PCB utilisée ne permet pas d'assurer des performances en rayonnement satisfaisantes. La plastronique, par le biais de la technologie LDS, permet de considérer des surfaces inutilisées pour développer des antennes intégrées au produit. Il s'agit ici de reporter l'élément rayonnant sur le bouchon situé à une des extrémités du luminaire. Une vue globale et détaillée du luminaire et de son bouchon est présentée, Fig.II.6(a),(b) et (c).

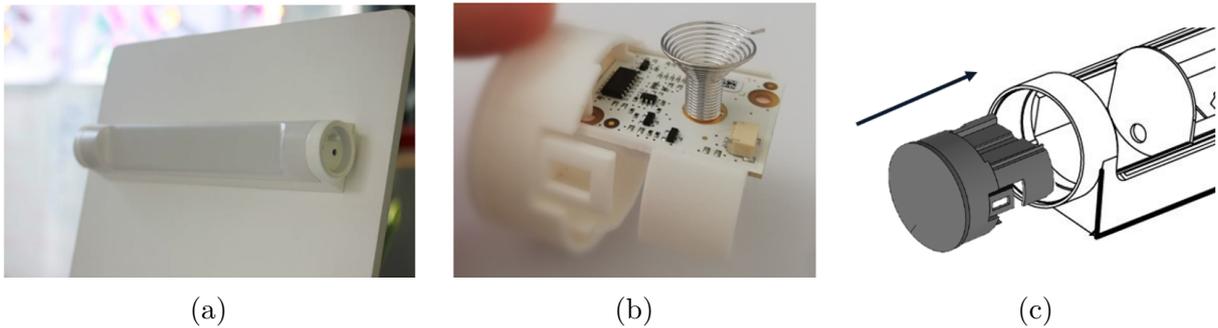


FIGURE II.6 – Vues du produit sélectionné : (a) Luminaire fixé à un mur ; (b) Bouchon avec carte électronique ; (c) Vue éclatée de l'insertion du bouchon

La problématique consiste donc à développer une ou plusieurs antennes sur un support cylindrique. L'antenne doit tenir les spécifications renseignées dans le Tab II.2. Le cylindre étudié est creux et n'est métallisable que sur sa face extérieure. De ce fait, les solutions antennaires basées sur des technologies micro-ruban ne sont pas exploitables car elles nécessitent une métallisation double face. Compte tenu des dimensions du support d'étude, de la fréquence envisagée et de l'absence d'espace dédié au plan de masse, les antennes de type dipôles sont sélectionnées. Cependant, en reportant un dipôle sur un cylindre, on modifie la distribution des courants le parcourant et par conséquent son impédance d'entrée,  $Z_{in}$ . La prise en compte de cette modification de  $Z_{in}$  induite par la conformation est primordiale dans le design de l'antenne car elle permet de mettre en place des solutions de compensation. Les paragraphes suivants traitent de cette problématique.

## II.2.2 Travaux de référence

La problématique de la conception des dipôles conformés sur cylindre n'est pas complètement nouvelle : elle est par exemple rencontrée lors de développements sur substrats textiles. Les antennes sont dimensionnées pour être utilisées en configuration plane. Ceci

Caractéristiques RF	
Fréquence centrale de fonctionnement	868 MHz
Bande passante (-10dB)	10 MHz min.
Gain max.	> 0 dBi
Polarisation	Linéaire
Diagramme de rayonnement	De préférence hémisphérique
Impédance d'entrée	50 $\Omega$
Connectique	SMA, ufl (pour le test), autres (pour implémentation système)
Caractéristiques mécaniques	
Dimensions	48 × 48 × 17 mm <sup>3</sup> (0,14 $\lambda_{868}$ × 0,14 $\lambda_{868}$ × 0,05 $\lambda_{868}$ )
Matériau	Compatible LDS

TABLE II.2 – Principales spécifications de l'antenne

étant, la souplesse du matériau support, le tissu, amène à une déformation de l'antenne qui adopte alors une position qui modifie son comportement électromagnétique. Il s'agit dans ce cas d'un comportement transitoire qui constitue un cas limite du fonctionnement, Fig. II.7 [103, 104].

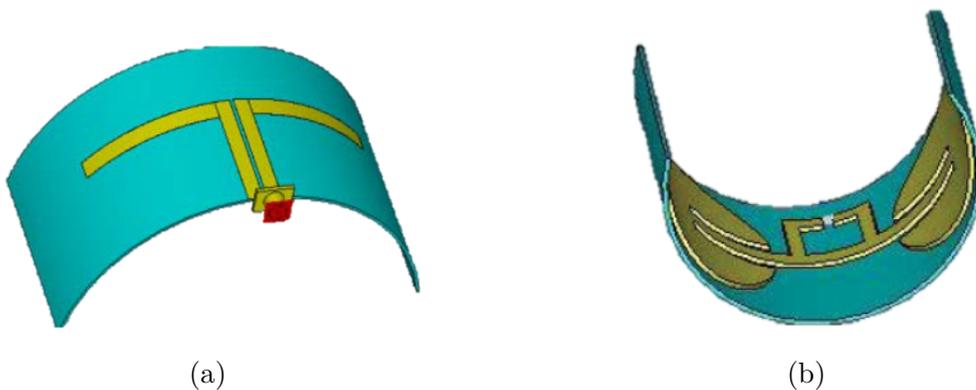


FIGURE II.7 – Dipôles incurvés sur textile : (a) référence [104] ; (b) référence [103]

D'autres références s'intéressent également au comportement des dipôles standards ainsi qu'aux dipôles dits "bowtie" (en nud-papillon), caractérisés par une largeur de métallisation fine proche de la zone d'alimentation et progressivement évasée pour devenir large aux extrémités, reportés sur des substrats cylindriques fixes [105, 106, 107]. Dans

ce cas, les antennes sont réalisées sur substrats flexibles collés dans un second temps sur une surface courbe [105] ou directement sur le substrat cylindrique [106, 107]. Si les deux premières références ne s'attardent pas sur les mécanismes inhérents au fonctionnement des antennes dipôles conformées, Gao et al. [107] soulignent la différence entre le fonctionnement des dipôles conformés standards et bowtie. Le dipôle simple, alors 20% plus long que le bowtie équivalent, présente des courants de surface qui s'annulent aux extrémités des bras du fait de la courbure du substrat. En utilisant un dipôle bowtie sur le même support, les courants de surface aux extrémités des bras du dipôle sont moins en regard ce qui génère moins de dégradation du rayonnement en champ lointain.

Ainsi, lorsque que le dipôle est conformé de telle sorte que ses extrémités sont en regard, des dégradations ont été observées sur le rayonnement. Dans le but de formaliser cette observation pour différentes longueurs de dipôles et divers substrats, Arumugam et al. ont mis en relation la courbure  $K$  avec la dégradation des performances d'un dipôle standard [108]. On nomme  $R_{curv}$  le rayon de courbure : il correspond au rayon du cylindre sur lequel est conformé le dipôle.  $K$  représente l'inverse du rayon de courbure, ( $K = 1/R_{curv}$ ). Suivant les observations de [108], on distingue trois zones de fonctionnement du dipôle selon sa courbure, exprimée par rapport à la longueur d'onde associée à sa fréquence de fonctionnement  $\lambda$ . Le tableau II.3 renseigne les observations réalisées suivant les différentes zones. Les informations concernant le produit  $ka$  et le facteur de qualité minimal suivant l'expression de Chu y sont aussi précisées.

Lors du développement d'antenne flexible ou conformée, il est donc primordial de s'intéresser à la courbure appliquée à la structure pour anticiper d'éventuelles dégradations de performances. Dans le cas présent, le rayon de courbure appliqué à l'antenne est de 23,5 mm, ce qui induit une courbure  $K = 42,5$ . A 868 MHz, les données du Tab. II.3 indiquent une très forte dégradation du fonctionnement du dipôle car sa courbure est supérieure à la valeur limite calculée à 27,4. Pour compléter ces observations empiriques sur le comportement des dipôles flexibles, on peut se référer aux spécificités des AEP évoquées précédemment. Conformer un dipôle sur une surface cylindrique revient à réduire le rayon de la sphère de Chu qu'il occupe. Ce faisant, on augmente sa réactance et on modifie par conséquent son impédance d'entrée  $Z_{in}$ . Aussi, le décalage de la fréquence de résonance d'une antenne pour une courbure élevée est directement induit par une modification de l'impédance d'entrée du dipôle conformé par rapport à son équivalent plan.

Courbure $K$	$ka$	$Q_{min,Chu}$	Observations
0 (cas plan)	1,56	0,90	-
$<\pi/\lambda$ (9,1 à 868 MHz)	$>1,52$	$<0,94$	Pas de dégradation significative des performances par rapport au dipôle plan
$\in$ [ $\pi/\lambda$ ; $3\pi/\lambda$ ] [9, 1; 27, 4]	$\in$ [0,67 ; 1,52]	$\in$ [0,94 ; 4,81]	Impacts notables sur le fonctionnement du dipôle : <ul style="list-style-type: none"> <li>• Réduction du gain</li> <li>• Réduction de l'efficacité de l'antenne</li> <li>• Dégradation de l'adaptation et léger décalage de la fréquence de résonance</li> </ul>
$>3\pi/\lambda$ (27,4 à 868 MHz)	$<0,67$	$>4,81$	Fonctionnement du dipôle très dégradé : <ul style="list-style-type: none"> <li>• Réduction importante du gain</li> <li>• Forte dégradation de l'efficacité de l'antenne</li> <li>• Forte modification de l'adaptation et grand décalage de la fréquence de résonance</li> </ul>

TABLE II.3 – Comportement d'un dipôle incurvé en fonction de la courbure (d'après [108])

La détermination de  $Z_{in}$  pour un dipôle conformé est donc primordiale pour ajuster le circuit d'adaptation nécessaire au bon fonctionnement de l'antenne. Toutes les références citées précédemment dans cette section se basent sur une approche via simulateur électromagnétique 3D pour obtenir l'impédance résultant de la conformation du dipôle. Leung décrit la détermination de la fréquence de résonance de l'antenne en fonction de ses dimensions et de la courbure appliquée [109]. Une méthode analytique a aussi été développée par Tang pour déterminer directement  $Z_{in}$  à partir du calcul des courants circulant dans l'antenne [110]. Ces expressions sont valables pour des dipôles à conducteur cylindrique dans l'air, quelle que soit la longueur des bras, le rayon de courbure et la fréquence de travail sélectionnée (Annexe H). La nature coplanaire des lignes métallisées du projet ne permet pas d'utiliser cette méthode dans le cas d'étude.

### II.2.3 Application au cas d'usage

Conformément au cas d'usage présenté Fig. II.6, le support d'étude pour les antennes plastroniques est un bouchon de luminaire, Fig.II.8(a). Si sa forme cylindrique est idéale pour appliquer les modèles théoriques de détermination de l'impédance d'entrée des di-

pôles conformés, elle l'est moins pour l'implémentation des connecteurs en simulations ou en mesures. Dans ces deux cas, on préfère utiliser des surfaces planes dont le traitement est plus facile en simulations, et qui sont mieux adaptées pour la pose de composants. Afin de simplifier le traitement de la pièce sans dénaturer son aspect cylindrique, un méplat de  $19,2 \times 17 \text{ mm}^2$  est aménagé sur le sommet du bouchon.

L'ajout du méplat répond donc à des objectifs relatifs à l'aspect électronique de la plastronique : d'autres modifications dépendent quant à elles de la conception mécanique de la pièce. Le bouchon initial présente en effet des zones évidées et des ajouts de matière latéraux destinés à faciliter son insertion dans le luminaire et lui procurer l'étanchéité requise, Fig.II.8(a). S'ils sont utiles d'un point de vue mécanique, ceux-ci complexifient la pièce et sa réalisation. En effet, la forme à injecter n'est pas réalisable de manière directe (simple remplissage d'une cavité d'injection), elle nécessite plusieurs mouvements pour que la matière plastique donne lieu à ces formes complexes. Dans une démarche de réduction des coûts de prototypage, la forme du bouchon est simplifiée de sorte à ce que son injection ne nécessite qu'un mouvement de matière. Les zones évidées et les ajouts de matière latéraux sont donc supprimés, donnant lieu au bouchon modifié, Fig.II.8(b). La fonction d'insertion du bouchon est toujours assurée par un méplat situé sous la pièce et son étanchéité par un capuchon externe présenté dans le chapitre 4. Cette réflexion illustre la notion de co-conception inhérente à la plastronique : le support plastique doit être pensé pour la fonction électronique dans une démarche incluant les contraintes technico-économiques de la réalisation au niveau plasturgie. Le moule réalisé pour l'injection est présenté Fig.II.9.

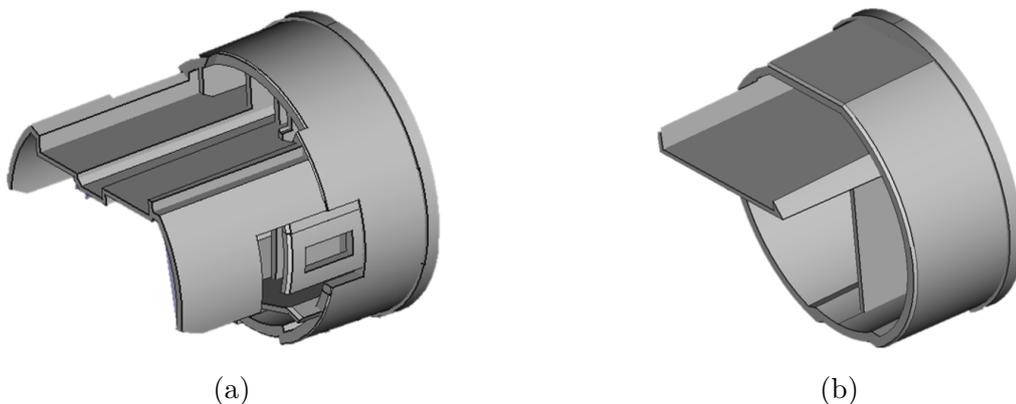


FIGURE II.8 – Bouchons considérés dans l'étude : (a) modèle initial ; (b) version modifiée

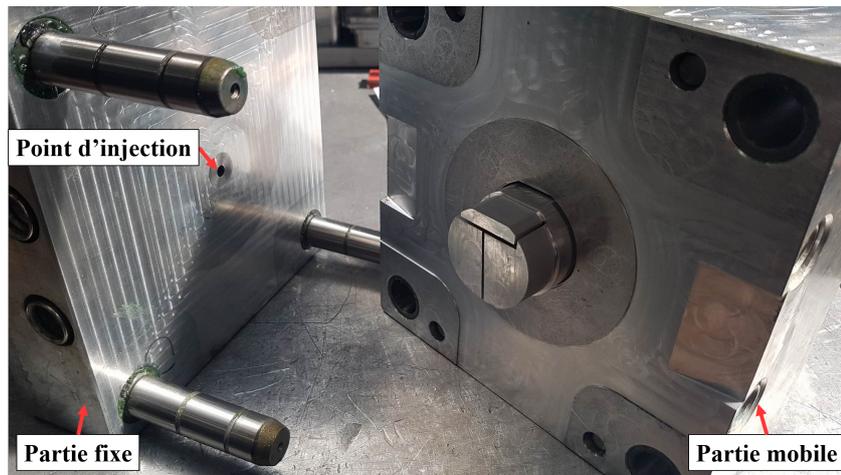


FIGURE II.9 – Outillage d'injection réalisé pour le bouchon modifié

Il est important de noter qu'une nouvelle référence de matériau est utilisée pour l'injection, le Thermocomp DX11355. Par rapport aux réalisations planes précédentes (lignes GCPW et anneaux résonants), l'injection du bouchon entraîne un coût d'outillage élevé chez le fournisseur qui réalise l'injection des pièces et l'activation LDS. Pour réduire les coûts de production, l'injection est sous-traitée à une société tierce. Compte-tenu de la forte demande en matériaux LDS évoquée dans le chapitre 1, les réalisations se sont orientées vers la seule référence disponible au moment de la première phase de prototypage. Il s'agit d'un polycarbonate (PC, proche de l'ABS-PC X3710) compatible avec la technologie LDS dont les caractéristiques diélectriques ont été estimées en laboratoire, a posteriori de la première phase de caractérisation présentée au chapitre 1, par la méthode du T résonant. Le T est réalisé sur une découpe de bouchon injecté, dont la plus grande zone plane disponible est de  $27 \times 18 \times 0,8 \text{ mm}^3$ , Fig. II.10(a). Le motif en scotch cuivré est découpé à la fraiseuse à défaut de pouvoir l'intégrer à un lot de réalisations de prototypes en LDS, Fig. II.10(b).

En raison des dimensions du T, les mesures sont effectuées à la première résonance, à 3,45 GHz. Elles indiquent des valeurs satisfaisantes pour le dimensionnement d'éléments rayonnants (faibles permittivité relative et tangente de pertes) :  $\epsilon_r = 2,58$  et  $\tan(\delta) = 0,007$ . Ces valeurs présentent un décalage notable avec les données précisées par le fabricant à 1 GHz [111] ( $\epsilon_r = 2,92$  à 1 GHz). Cet écart sera discuté lors des mesures sur les prototypes d'antennes.



FIGURE II.10 – Caractérisation du Thermocomp DX11355 : (a) Identification de la zone de découpe; (b) T résonant utilisé

A 868 MHz et pour les dimensions de l'étude, les développements de la section précédente sur les dipôles incurvés montrent que la courbure contrainte par le bouchon entraîne nécessairement des dégradations de performances par rapport à un équivalent plan. Cela se traduit entre autres par une modification de l'impédance d'entrée de l'antenne. Afin de dimensionner l'antenne LDS sur le bouchon, on s'intéresse dans un premier temps à quantifier la dégradation de l'adaptation de l'antenne autour de la fréquence de fonctionnement lorsqu'elle est conformée. Deux modèles sont étudiés : une antenne dipôle plane sur un substrat de  $150 \times 17 \times 2 \text{ mm}^3$ , Fig. II.11(a), et son équivalent conformé à un rayon de courbure de 23,5 mm correspondant à celui du bouchon, Fig. II.11(b).

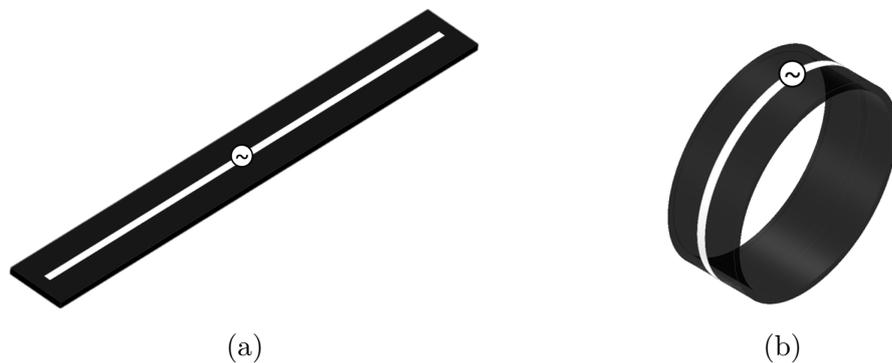


FIGURE II.11 – Dipôles de l'étude préliminaire : (a) version plane; (b) version conformée

Le dipôle plan a été conçu de manière à présenter une fréquence de résonance à 868 MHz. Les simulations sont réalisées sur HFSS (High Frequency Structure Simulator) entre

800 MHz et 950 MHz pour évaluer le comportement du coefficient de réflexion en entrée des deux configurations, Fig. II.12. Les résultats indiquent que l'antenne résonne comme attendu à 868 MHz dans sa version plane, avec une bande passante à -10dB de 90 MHz. Une fois le dipôle conformé, la modification de l'impédance d'entrée ne lui permet plus d'être adapté sur l'ensemble de la bande de fréquence d'étude. Le coefficient de réflexion en entrée n'est jamais inférieur à -4 dB entre 800 MHz et 950 MHz.

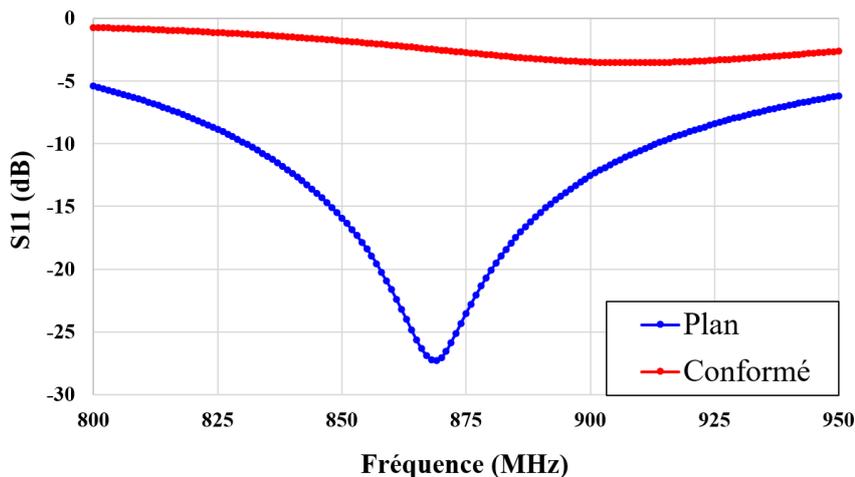


FIGURE II.12 – Coefficient de réflexion du dipôle plan et conformé

On conçoit à partir de cet exemple que l'antenne dipôle conformée ne peut pas présenter de performances satisfaisantes sans compensation de la dégradation de l'impédance d'entrée liée à sa courbure. Il est donc nécessaire d'utiliser une technique d'adaptation d'impédance pour envisager un bon fonctionnement. Deux techniques seront mises en uvre dans le cadre de la réalisation de prototypes en technologie LDS.

## II.3 Réalisation d'antennes mono-bande compactes en technologie LDS par adaptation en T

### II.3.1 Concept général

De nombreuses techniques existent pour réaliser l'adaptation d'impédance d'un dipôle, à commencer par l'adjonction d'un réseau de composants discrets constitué de capacités et d'inductances en série ou parallèle. Cette technique est couramment utilisée car elle est

facilement implémentable, certains logiciels comme ADS permettant de concevoir directement le circuit d'adaptation à partir de l'impédance d'entrée de l'antenne désadaptée. Cette méthode d'adaptation a déjà été utilisée pour des antennes compactes en technologie LDS [77, 112]. Néanmoins, sa mise en place est délicate dans le cadre de cette étude, car le thermoplastique utilisé ne supporte pas la soudure et l'encombrement des composants est incompatible avec l'espace disponible.

Une seconde solution consiste à utiliser un dipôle asymétrique. Supprimer la symétrie de l'antenne revient à réduire la longueur d'un des bras du dipôle et à allonger le second. Cette modification de la position relative de l'alimentation de l'antenne modifie son impédance d'entrée [99]. À partir de la connaissance de l'impédance d'entrée du dipôle conformé, on peut alors adapter l'antenne en ajustant son asymétrie. Cette solution n'est toutefois pas employée car la modification de la symétrie du dipôle entraîne un changement d'orientation du diagramme de rayonnement de l'antenne. Sachant que le point d'alimentation est fixé au niveau du méplat sur la partie supérieure du bouchon, la direction obtenue par cette méthode ne permettait pas d'orienter le maximum de rayonnement vers l'utilisateur dans le cadre du produit final. Plus de détails concernant le dipôle asymétrique sont disponibles en Annexe G.

Les structures à base de lignes de transmission permettent de réaliser l'adaptation d'impédance. Les solutions à base de stub (simple, double ou triple) sont surtout développées dans le cadre de circuits RF. Ces techniques présentent l'avantage de pouvoir adapter n'importe quelle impédance suivant la configuration sélectionnée. Elles sont néanmoins trop encombrantes pour le projet si l'on considère les dimensions du support plastique utilisé et la fréquence de fonctionnement sélectionnée.

Les lignes quart d'onde sont communément employées pour réaliser des transitions d'impédance caractéristique entre deux tronçons. Lorsque l'impédance à adapter est réelle, il suffit de dimensionner le tronçon quart d'onde de telle sorte que son impédance caractéristique  $Z_{tronçon}$  soit égale à la racine carrée du produit des deux impédances à adapter  $Z_0$  et  $Z_1$ , eq. (II.8).

$$Z_{tronçon} = \sqrt{Z_0 Z_1} \quad (\text{II.8})$$

L'équation (II.8) est valable dans le cas où les deux impédances à adapter sont réelles.

Or, les antennes dipôles conformées présentent une impédance d'entrée complexe. Dans ce cas, on place la ligne quart d'onde d'adaptation à une distance donnée de la charge à adapter de sorte à ce que la partie imaginaire de la charge soit nulle à cette distance [99]. Cette solution est très avantageuse pour des lignes micro-rubans car le contrôle de l'impédance est réalisé par la largeur des lignes. Ceci étant, une ligne quart d'onde est encombrante compte-tenu des dimensions du projet.

Enfin, une des méthodes pour réaliser l'adaptation d'impédance d'un dipôle est d'utiliser une structure d'adaptation en T (appelée T-match par la suite). Le T-match consiste à utiliser un dipôle de longueur  $L$  inférieure à celle du dipôle à adapter, situé à une distance  $b$  et relié en ses extrémités au dipôle principal, Fig. II.13.

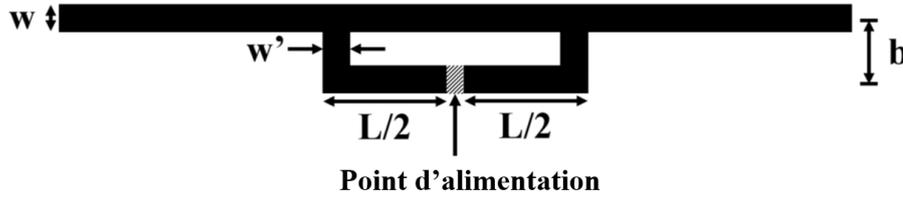


FIGURE II.13 – Schéma de principe de l'adaptation en T

Initialement proposée par Uda [113], cette technique a par la suite été reprise dans de nombreuses publications, parmi lesquelles Balanis [99], Marrocco [114] et Zamora [115] plus récemment détaillent son fonctionnement. D'un point de vue circuit, le T-match se comporte comme un transformateur d'impédance de rapport  $(1 + \alpha)$ , avec  $\alpha$  le rapport de division de courant entre les deux dipôles. L'impédance d'entrée  $Z_{in}$  au niveau du point d'alimentation peut être calculée comme suit, eq.(II.9).

$$Z_{in} = \frac{2Z_t(1 + \alpha)^2 Z_A}{2Z_t + (1 + \alpha)^2 Z_A} \quad (\text{II.9})$$

Où  $Z_t = jZ_0 \tan(kL/2)$  est l'impédance de la ligne en court-circuit de longueur  $L/2$  constituée de la ligne du T et du dipôle principal, et  $Z_0 \approx 276 \log(b/\sqrt{r_{eq} r'_{eq}})$  l'impédance caractéristique des deux lignes séparées d'une distance  $b$ .  $Z_A$  correspond à l'impédance d'entrée du dipôle en l'absence de la structure d'adaptation. La méthodologie de design décrite par Balanis dans [99] pour des conducteurs cylindriques a ensuite été adaptée pour des lignes imprimées par Marrocco [114]. Les paramètres  $r_{eq}$  et  $r'_{eq}$  correspondent aux rayons équivalents des conducteurs cylindriques associés aux lignes imprimées de lar-

geurs  $w$  et  $w'$  ( $r_{eq} = 0,25w$  et  $r'_{eq} = 8,25w'$ ). Certaines variantes existent avec un T renversé comme proposé par Wang et al. [116], la structure d'adaptation est alors placée après le dipôle principal, Fig. II.14(a). Marrocco [114] a aussi souligné la grande similitude du T-match avec la structure d'adaptation par boucle couplée, Fig. II.14(b).



FIGURE II.14 – Variantes de l'adaptation en T (alimentation en pointillés) : (a) T inversé [116]; (b) boucle couplée [114]

Au regard des qualités du T-match, il représente une bonne solution pour adapter l'impédance d'entrée du dipôle conformé. Usuellement appliqué pour adapter des impédances complexes de circuits intégrés pour des tags RFID, il est utilisé ici pour la compensation de la dégradation de l'impédance d'entrée du dipôle induite par la conformation. En reprenant l'exemple initial de la Fig. II.11, on dimensionne un T de sorte à adapter l'impédance d'entrée du dipôle conformé  $Z_{in}$  calculée à  $(8 + j39)\Omega$  à l'alimentation  $50\Omega$ . Les coefficients de réflexion en entrée des trois antennes étudiées sont renseignés Fig. II.15.

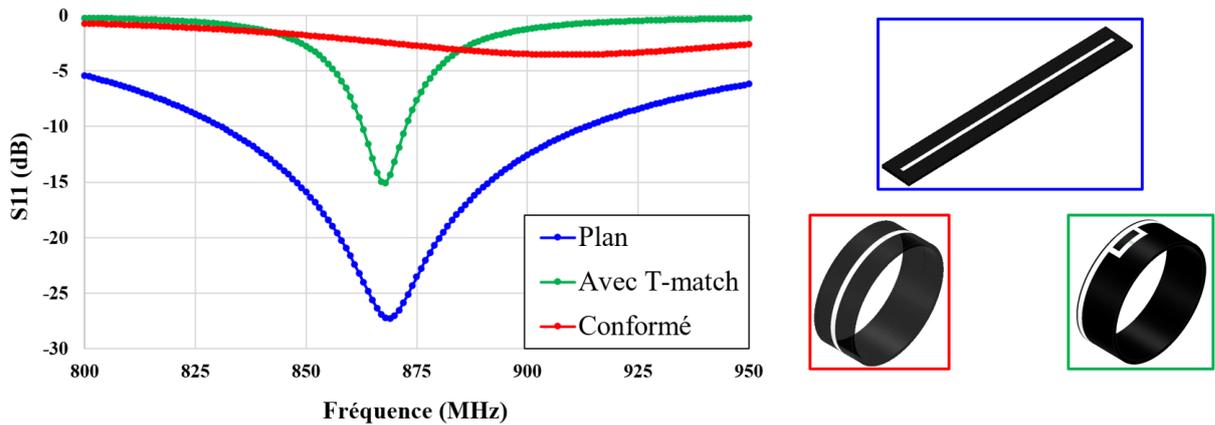
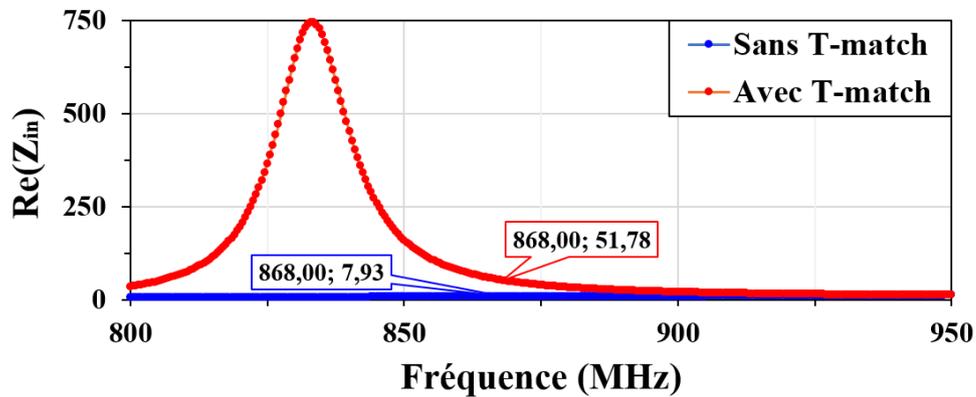


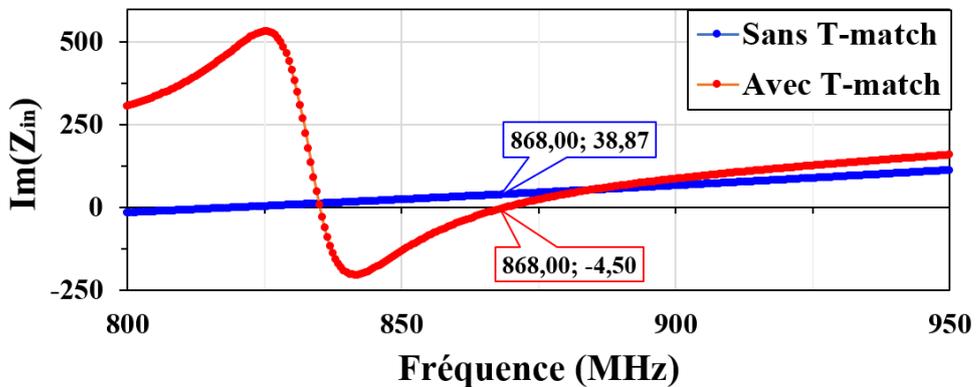
FIGURE II.15 – Coefficients de réflexion du dipôle plan, conformé avec et sans T-match

Seule la contribution de l'antenne dipôle T-match conformée est nouvelle, en vert sur la Fig. II.15. On remarque que le T-match permet à l'antenne de résonner à 868 MHz ( $S_{11} = -15$  dB) grâce à l'adaptation d'impédance réalisée. Une bande passante à -10 dB

de 10 MHz est obtenue, ce qui est beaucoup plus étroit que celle du dipôle plan (90 MHz). Cela s'explique tout d'abord par la faible largeur de bande d'adaptation du T-match : la structure est dimensionnée pour apporter une compensation autour de 868 MHz, au delà les lignes ne présentent plus la même impédance au dipôle. Aussi, la conformation entraîne une variation très forte de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée du dipôle avec la fréquence, comme étudié dans la section précédente.



(a)



(b)

FIGURE II.16 – Impédance d'entrée du dipôle conformé entre 800 et 950 MHz : (a) partie réelle ; (b) Partie imaginaire

Le T-match permet une adaptation relativement bonne à 868 MHz, mais médiocre dès lors que l'on s'en écarte car l'impédance d'entrée du dipôle est très différente. En effet, le tracé de l'impédance d'entrée du dipôle avec et sans la structure d'adaptation, Fig. II.16, témoigne de la variation rapide des composantes réelle et imaginaire. On remarque aussi que la valeur de la partie imaginaire n'est pas tout à fait égale à 0, ce qui explique

la moins bonne adaptation pour le modèle avec T que pour le dipôle plan observée Fig. II.15. Néanmoins, une bande passante de 10 MHz est suffisante à l'antenne pour satisfaire les contraintes du protocole LoRa. L'adaptation par structure T-match présente des résultats intéressants pour compenser la dégradation de l'impédance d'entrée du dipôle engendrée par la conformation. Cette technique est retenue pour la réalisation d'antennes par technologie LDS.

### II.3.2 Dimensionnement du balun

Une fois la problématique d'adaptation d'impédance du dipôle traitée, il est nécessaire de s'intéresser plus en détail à son alimentation. Une antenne dipôle est une structure symétrique (balanced). Si elle est alimentée par un système asymétrique (unbalanced) tel un câble coaxial ou une ligne CPW, une partie du courant injecté à l'antenne ne lui est pas transmise et retourne vers le point d'alimentation. Ce courant de retour parasite peut dégrader le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne et altérer son comportement en rayonnement [117].

Pour assurer une transition entre un mode asymétrique et un mode symétrique, on utilise un symétriseur ("balun" dont le nom vient de la contraction de balanced-unbalanced). Les baluns constituent un pan complet de l'électronique, ils se retrouvent sous des formes multiples pour des domaines de fréquences différents. La problématique de l'alimentation aurait pu être traitée de manière dissociée de la réalisation de l'antenne, en utilisant un balun uniquement lors des mesures, comme il est parfois rencontré [118]. Cependant, on souhaite disposer d'une solution technologique qui intègre un maximum de fonctionnalités, dans une démarche de réduction des étapes d'assemblage initiée par l'utilisation de la plastronique.

La problématique majeure du développement du balun pour l'antenne plastronique est de respecter les contraintes d'encombrement et de planarité évoquées précédemment pour les circuits d'adaptation à composants discrets. Aussi, la solution technologique sélectionnée ne présentera pas des performances optimales d'un point de vue RF mais préservera sa compacité. Dans la littérature, la majeure partie des baluns planaires sont basés sur le balun de Marchand [117]. Ce dernier utilise un stub quart d'onde sur le conducteur extérieur afin de supprimer la contribution des courants à une fréquence donnée.

La solution proposée par Thaysen et al. [119] est à la fois plane et très large bande, Fig. II.17. Pour autant, elle est relativement encombrante en raison de la multiplicité des tronçons de saut d'impédance utilisés. En prenant en compte la permittivité effective du substrat de l'étude par rapport à celui de la référence [119], on voit que même une réduction du nombre de tronçons ne suffirait pas à satisfaire la contrainte d'espace liée au bouchon. Dans le cas présent, le balun ne doit pas nécessairement être large bande, car on a vu que le T-match utilisé ne permettait de compenser la modification de l'impédance d'entrée du dipôle conformé que sur une bande étroite. Le premier critère de choix du balun plan permettant une transition CPW-CPS (Coplanar Stripline) est donc sa compacité.

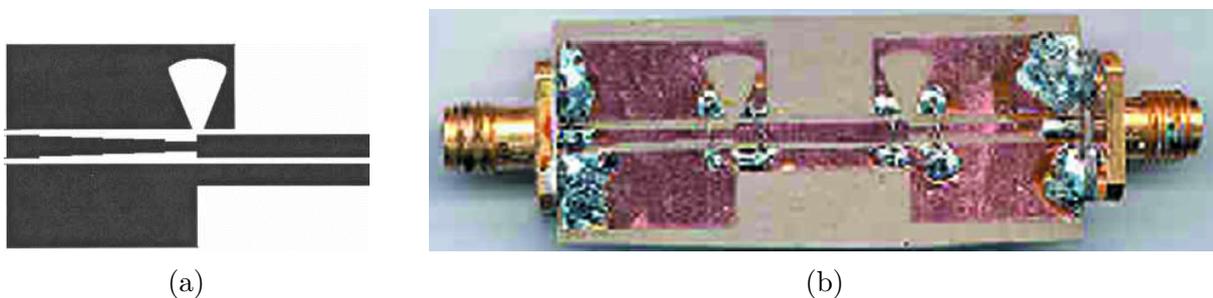


FIGURE II.17 – Solution de balun large bande planaire proposée par Thaysen et al. [119] : (a) schéma de principe; (b) réalisation en "back to back"

A ce titre la transition CPW-CPS présentée dans [120] est intéressante, Fig.II.18(a). Le principe de ce balun est basé sur le concept d'adaptation d'impédance entre les deux topologies de lignes. En minimisant la différence d'impédance caractéristique entre la ligne CPW et la ligne CPS, on limite le courant de retour vers le point d'alimentation. Une des lignes de masse de la ligne CPW se termine en circuit ouvert, ce qui contribue à la suppression des courants parasites entre les deux modes. Une version raccourcie de balun a été proposée par Anagnostou et al. en modifiant le design initial pour réduire le nombre de tronçons [121], Fig.II.18(b).

Ce balun, utilisé pour réaliser des transitions entre quelques MHz et 60 GHz a d'ailleurs été implémenté avec succès pour une antenne dipôle large bande [122]. Pour autant, cette solution présente deux problématiques à résoudre avant de l'appliquer au cas d'étude.

1. Les dimensions mentionnées dans la publication [121] pour les lignes et interlignes sont de l'ordre de quelques dizaines de micromètres. La technologie LDS est limitée en prototypage à des largeurs de 200  $\mu\text{m}$  avec une précision de l'ordre de plus ou moins 20  $\mu\text{m}$ . Il est donc inconcevable d'utiliser la transition en l'état.

2. Les auteurs de la publication ont utilisé un substrat sur plusieurs couches leur permettant d'obtenir un  $\varepsilon_r > 6$ . Aucun des matériaux compatibles LDS sélectionné ne présente une telle valeur, ce qui sous-entend que les lignes ne pourront pas atteindre la valeur de  $50 \Omega$  désirée. Les impédances caractéristiques des lignes CPW et CPS sont à la fois liées à leur largeur, mais aussi à la permittivité relative et à la hauteur du substrat. Les lignes CPS en particulier sont fortement affectées par la permittivité relative. A dimensions constantes, plus la permittivité relative est élevée et plus l'impédance caractéristique est faible. A partir des équations de dimensionnement des lignes CPW et CPS, et des limites de réalisation, on détaillera par la suite les valeurs limites d'impédances caractéristiques obtensibles.

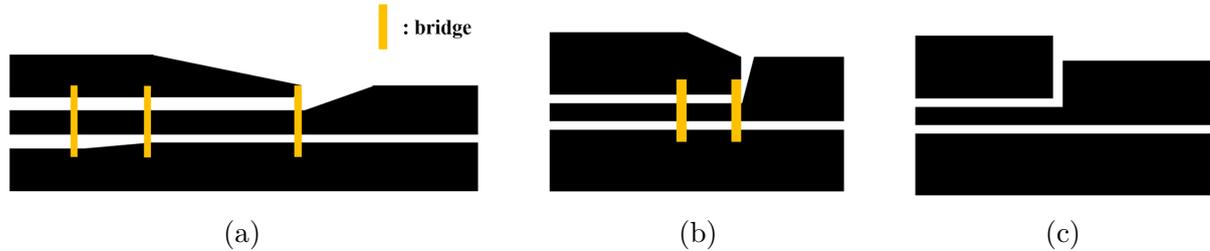


FIGURE II.18 – Étapes de conception de la transition CPW-CPS : (a) modèle initial [120]; (b) simplification de Anagnostou et al. [121] (c) version finale

Pour traiter la première problématique dans le design du balun, on fait en sorte de fixer la largeur des interlignes au minimum possible par technologie LDS ( $200 \mu\text{m}$ ). De plus, on applique une simplification supplémentaire dans le design. La partie biseautée de la ligne CPW est supprimée : à  $868 \text{ MHz}$ , on estime que les dimensions mises en jeu pour le biseau dans le balun sont négligeables. La transition sera moins performante à plus hautes fréquences, mais on a spécifié qu'un comportement large bande n'était pas nécessaire pour l'application. Cette remarque vaut aussi pour la suppression des bridges qui sont des liaisons entre les lignes utilisées pour supprimer les modes non-CPW sur une large bande en hautes fréquences.

La deuxième problématique est plus difficilement traitable, on fixe donc l'impédance caractéristique de la ligne CPS au plus faible possible avec les limites de réalisation ( $86 \Omega$ ), tout en sachant que des pertes par désadaptation seront observées. Le schéma de principe de la transition CPW-CPS est illustré Fig. II.18(c).

Dans le but de vérifier le fonctionnement du balun modifié, un prototype est réalisé à l'IETR. Le substrat utilisé est du Rogers RO4003 ( $\epsilon_r = 3,38$ ;  $\tan(\delta) \approx 2,7 \cdot 10^{-3}$  à 1 GHz, épaisseur 1,52 mm), dont les propriétés se rapprochent des matériaux envisagés en injection. Il est dimensionné de sorte à faire le double de la longueur de la transition utilisée pour l'antenne (34 mm), Fig. II.19(a). La longueur du balun a été choisie de sorte à ce que la moitié de la transition corresponde à la distance entre alimentation et le dipôle dans le cas d'usage final. Les pertes de transmissions sont estimées en divisant par deux les résultats de transmission en back-to-back (deux transitions placées consécutivement).

Les mesures en transmission sont réalisées entre 500 MHz et 1500 MHz puis comparées avec les résultats de simulations, Fig. II.19(b).

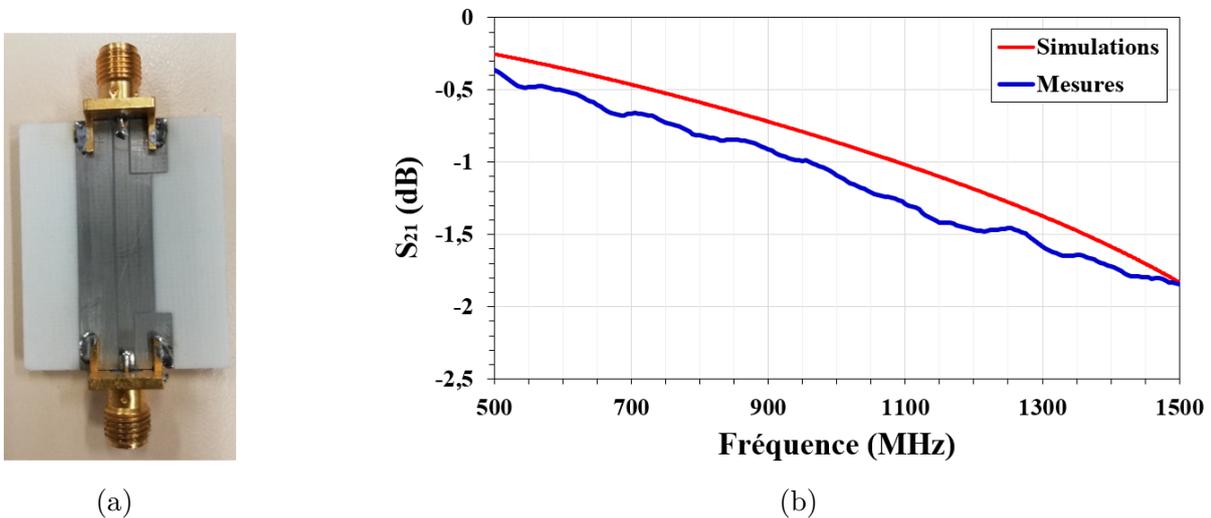


FIGURE II.19 – Validation du fonctionnement de la transition CPW-CPS : (a) Photo du prototype ; (b) Coefficient de transmission en "back to back"

On voit que le coefficient de transmission est inférieur à -1dB jusque 950 MHz, ce qui indique des pertes en transmission inférieures à 0,5 dB dans l'implémentation finale à 868 MHz. A titre de comparaison, de multiples références de baluns (avec ou sans transformation d'impédance) sont mentionnées ci-dessous, Tab. II.4.

En raison de ses faibles pertes d'insertion, cette transition CPW-CPS compacte sera donc implémentée pour la réalisation des antennes mono-bande en technologie LDS. Les différentes topologies d'antennes évaluées sont présentées dans les prochaines sections.

Référence	Fournisseur	Dimensions $L \times W \times h$ (mm <sup>3</sup> )	Bande de fréquences (MHz)	Pertes d'insertion (dB)
SRIDB4432	Coil Master	4,50 × 5,50 × 3,50	25 - 3300	3
2450BM15A	Johanson	2,00 × 1,25 × 0,70	2400 - 2500	1,7
0896BM15A	Johanson	2,00 × 1,25 × 0,70	863 - 928	1,55
BALF-NRG-02D3	ST Micro.	1,38 × 0,80 × 0,60	2300 - 2600	1,35
BALF-SPI2	ST Micro	2,00 × 1,50 × 0,58	868 - 928	1,8
<b>Prototype</b>	<b>IETR</b>	<b>8,5 × 12,5 × 0,017</b>	<b>500 - 1500</b>	<b>0,43 (à 868 MHz)</b>

TABLE II.4 – Comparaison des performances de balun du commerce et du prototype

### II.3.3 Antenne dipôle T-match : simulations et mesures

Une fois le concept du design explicité on l'applique non plus à une forme cylindrique canonique, mais au bouchon support. L'antenne n'est pas totalement cylindrique du fait du méplat sur la partie supérieure du bouchon et du chanfrein d'insertion, pour autant ces changements sont mineurs et la méthodologie de conception reste applicable. En se basant sur la connaissance de l'impédance d'entrée du dipôle seul projeté sur le bouchon à 868 MHz, on dimensionne la structure d'adaptation en T. Enfin, une phase d'optimisation est suivie sur le logiciel de simulation HFSS dans le but de maximiser la bande passante de l'antenne en simulation. Le design de l'antenne T-match retenu est constitué du balun, du circuit d'adaptation en T et des bras du dipôle, Fig. II.20. Sans compter la transition CPW-CPS, le motif de l'antenne est conditionné par 6 paramètres renseignés Tab. II.5.

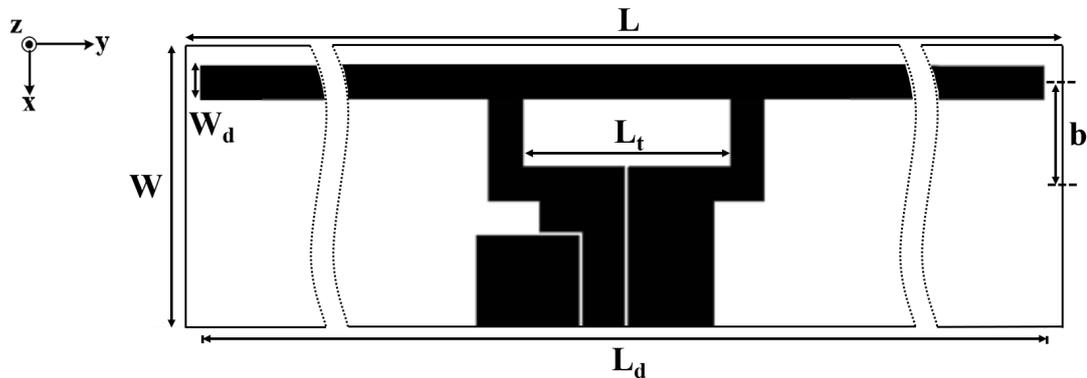


FIGURE II.20 – Dimensions du dipôle T-match

$L$	$W$	$L_d$	$L_t$	$W_d$	$b$
150	17	142	12, 2	2	6

TABLE II.5 – Paramètres de l’antenne dipôle T-match (unités : mm)

La réalisation des prototypes suit le même procédé que pour les dispositifs de caractérisation diélectrique du chapitre précédent. Dans un premier temps, la pièce plastique est injectée. Un laser active ensuite les zones à métalliser conformément au motif Fig. II.20. Enfin, la pièce est placée dans des bains électrolytiques pour métalliser les pistes activées. Le connecteur SMA est fixé par colle conductrice pour les mesures. Les trois étapes de réalisation sont illustrées Fig. II.21.

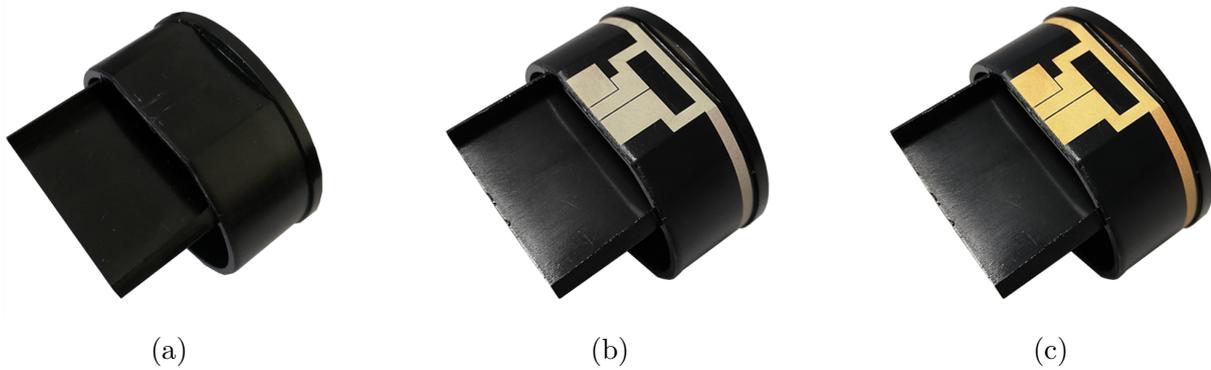


FIGURE II.21 – Étapes de réalisation LDS de l’antenne T-match : (a) pièce injectée ; (b) activation laser ; (c) métallisation

Le contrôle de l’épaisseur de métallisation est effectué par spectroscopie à fluorescence sur trois points distincts de l’antenne. Les mesures indiquent une épaisseur moyenne de 5,7  $\mu\text{m}$  de cuivre, 3,5  $\mu\text{m}$  de nickel et 0,4  $\mu\text{m}$  d’or, pour une épaisseur moyenne totale de 9,6  $\mu\text{m}$ . Afin de s’assurer du respect des dimensions entre le modèle 3D de l’antenne et le prototype, un contrôle optique est réalisé sur 8 paramètres, Fig. II.22. Les résultats de mesures sont présentés Tab. II.6.

On remarque un bon accord entre le modèle 3D et les données mesurées sur le prototype pour la majorité des paramètres. Les tronçons pour lesquels l’écart relatif entre le modèle et le prototype est supérieur à 5% sont indiqués en rouge. L’écart de 158  $\mu\text{m}$  relevé sur le paramètre E (-16%) n’est pas critique car cette différence témoigne d’une translation du motif antennaire entier vers le rebord du bouchon, sans déformation.

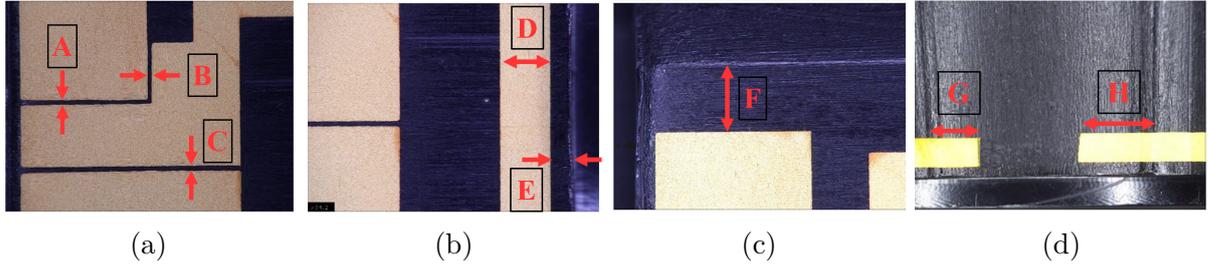


FIGURE II.22 – Mesure optique des paramètres de design de l'antenne T-match : (a) transition CPW-CPS; (b) dipôle; (c) position de la masse latérale; (d) bras du dipôle (vue de dessous du bouchon)

Paramètres	A	B	C	D	E	F	G	H
Modèle 3D	200	200	200	2000	1000	2190	2380	4290
Prototype	200	200	210	2044	842	2188	2494	3306

TABLE II.6 – Contrôle optique des dimensions de l'antenne T-match (unités :  $\mu\text{m}$ )

La différence mesurée pour le paramètre H est de  $984 \mu\text{m}$ , soit 23% d'erreur relative. Contrairement à l'écart sur le paramètre E, il s'agit d'une différence importante qui modifie la longueur de bras du dipôle. Au delà du décalage de la fréquence de résonance de l'antenne directement induit par cette différence, cela sous-entend une modification de l'impédance d'entrée du dipôle incurvé. A partir du modèle de Tang [110] détaillé en Annexe H pour un dipôle cylindrique dans l'air ayant les même caractéristiques de courbure et de longueurs de bras que le cas d'étude à 868 MHz, une différence de 1 mm entraîne une modification de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de 15% (la partie réelle est moins affectée). Autrement dit, le circuit d'adaptation en T est susceptible de ne plus être dimensionné pour ramener l'impédance adéquate, entraînant une dégradation du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne.

La mesure du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne T-match est réalisée sur un VNA (Vector Network Analyzer) Rhode et Schwarz ZNB20 après une calibration TRL (Thru-Reflect-Line). La Fig. II.23 illustre les résultats obtenus.

Les mesures initiales présentent un décalage de la fréquence de résonance de 30 MHz (3,5%) par rapport aux 868 MHz souhaités en simulations, courbe verte Fig. II.23. En raison de l'étroitesse de la bande de fréquence d'adaptation de l'antenne (environ 22 MHz), cet écart rend impossible l'utilisation de l'antenne pour le protocole LoRa ( $S_{11} > -5 \text{ dB}$  à 868 MHz).

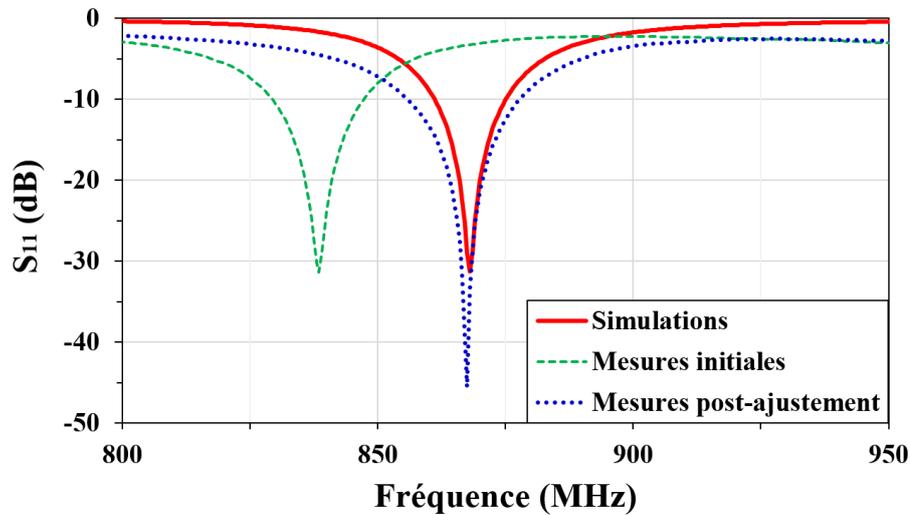


FIGURE II.23 – Coefficient de réflexion de l’antenne T-match (simulations et mesures, avant et après ajustement)

Cette différence s’explique en partie par une sous-estimation de la permittivité relative du matériau : caractérisée à environ 2,58, cette valeur est plutôt proche de 2,84 via rétro-simulations. Une seconde caractérisation du matériau menée par la méthode des lignes de transmission en topologie micro-ruban a par la suite confirmé ce résultat de 2,84 à 868 MHz, Fig. II.24.



FIGURE II.24 – Lignes de transmission micro-ruban utilisées pour la seconde caractérisation du ThermoComp DX11355

L’écart sur l’extraction de la permittivité relative par structure à stub peut s’expliquer par la qualité de la réalisation (structure en T non découpée en laboratoire). Du fait de l’erreur sur la permittivité relative, il a fallu réduire la valeur du paramètre H afin de réajuster la fréquence centrale de fonctionnement. Les bras du dipôle sont alors

légèrement raccourcis en retirant la couche métallique aux extrémités de l'antenne. Ainsi la résonance est décalée vers les hautes fréquences et centrée autour de 868MHz, courbe bleue Fig. II.23. L'antenne conserve une adaptation satisfaisante et une bande passante de 22 MHz, ce qui la rend utilisable pour le protocole ciblé.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne ont été mesurés dans la chambre anéchoïque de LACROIX Impulse. Compte tenu de la courbure du dipôle, il est nécessaire de préciser la définition des plans de mesures retenus. Deux plans sont généralement utilisés pour caractériser le rayonnement d'une antenne, le plan E et le plan H. Ceux-ci désignent les plans contenant la direction du maximum de rayonnement de l'antenne et le vecteur de champ électrique (plan E) ou le vecteur de champ magnétique (plan H) [76]. Dans le cas d'un dipôle plan, comme celui présenté Fig. II.11(a), le diagramme de rayonnement dans le plan E (ou  $Oxz$ ) présente une forme de '8' et celui dans le plan H (ou  $Oyz$ ) a une forme de '0', en rouge et bleu Fig. II.25(a). Conformément à cette convention, les plans de mesures des dipôles incurvés sont définis comme indiqué en Fig. II.25(b).

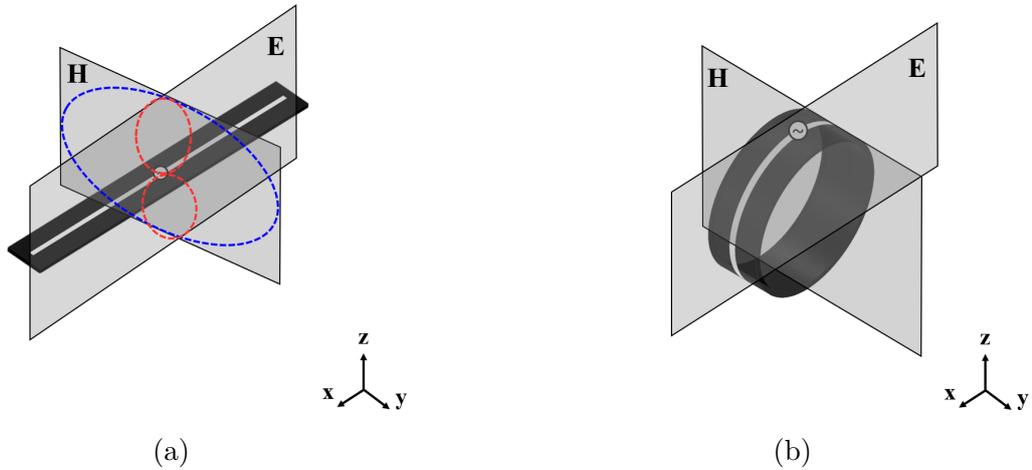


FIGURE II.25 – Représentation des plans E et H pour la mesure des diagrammes de rayonnement des antennes : (a) dipôle plan ; (b) dipôle incurvé

Les résultats de mesures dans les plans E et H à 868 MHz sont présentés Fig. II.26. On peut voir que les valeurs de polarisations croisées mesurées dans les deux plans sont très supérieures à celles des simulations (jusque 30 dB d'écart). Le câble utilisé en mesures peut expliquer ces différences avec les simulations en étant responsable d'une partie du rayonnement mesuré lors de l'évaluation de la polarisation croisée.

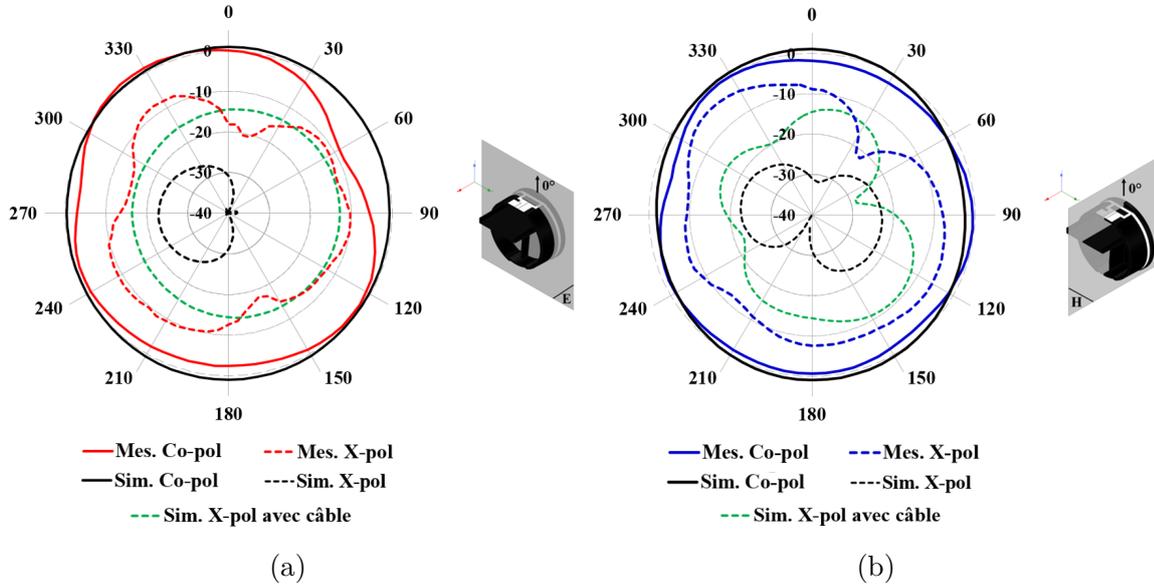


FIGURE II.26 – Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l’antenne dipôle T-match à 868 MHz : (a) plan E; (b) plan H

En considérant que la transition CPW-CPS utilisée réfléchit une partie de l’énergie qui lui est fournie vers le câble, ce dernier peut devenir une source de rayonnement parasite [123]. Pour s’assurer de cette hypothèse, des rétro-simulations sont menées en prenant en compte un câble de 200 mm de long dans le modèle. Les polarisations croisées simulées dans cette configuration sont représentées en pointillés verts sur les Fig.II.26 (a) et (b).

Un bon accord est observé entre les données de mesures en co-polarisation et celles de simulations prenant en compte l’influence du câble de mesures. En configuration d’utilisation (sans câble de mesures), on peut considérer que l’antenne ne rayonne pas des niveaux de composantes croisées aussi élevés. Malgré l’augmentation de la contribution des composantes croisées à cause du câble de mesures, l’antenne présente un gain maximum de 1,3 dBi. Compte-tenu de sa relative compacité ( $ka = 0,42$ ) et de la bande passante obtenue (22 MHz), on peut considérer que ces résultats sont satisfaisants. Des tests d’implémentation au sein d’un système complet sont menés dans le chapitre 4 pour qualifier cette antenne en situation d’utilisation.

## II.4 Réalisation d'antenne mono-bande compacte en technologie LDS par ligne d'adaptation circulaire

Comme évoqué lors de la présentation du cas d'usage, la principale difficulté pour concevoir une antenne fonctionnelle à 868 MHz réside dans l'adaptation d'impédance à prévoir pour compenser l'effet de la courbure sur l'impédance d'entrée du dipôle. Pour ce faire, l'adaptation par circuit en T est une solution qui a montré des résultats satisfaisants dans la section précédente. Néanmoins, dans le cadre d'une production en série il peut être intéressant de chercher à élargir la bande passante de cette solution. Ce faisant, le fonctionnement de l'antenne à 868 MHz serait assuré quelles que soient les dérives fréquentielles liées aux tolérances de fabrication des pièces plastiques et de l'activation laser.

L'utilisation de motif bowtie a été introduit précédemment comme une méthode d'élargissement de la bande passante. Cependant, l'emploi du circuit d'adaptation en T réduit l'espace disponible et empêche la réalisation de ce genre d'antenne. Pour pallier cette limitation, on aborde dans cette section une nouvelle méthode d'adaptation d'impédance, la ligne circulaire. Cette technique que l'on pourrait qualifier de "T inversé" a été utilisée sous des formes légèrement différentes dans [116] pour des applications UWB (Ultra Wide Band) et dans [124] pour des tags RFID (utilisation de deux lignes). Elle permet de réduire la surface nécessaire pour réaliser l'adaptation d'impédance et rend possible l'utilisation d'une structure bowtie. Les paragraphes suivants explicitent le dimensionnement et le fonctionnement de cette méthode d'adaptation.

### II.4.1 Concept général

La conception du dipôle à ligne d'adaptation circulaire s'inspire de l'antenne présentée auparavant. La problématique d'alimentation symétrique est traitée par l'utilisation de la même transition CPW-CPS. Le design de l'antenne en projection plane dans le plan  $Oxy$  est présentée Fig. II.27. Les bras du dipôle ont été raccourcis pour des raisons de lisibilité. D'après la représentation plane de l'antenne, on voit que la ligne CPS ne se divise plus en deux lignes comme pour le T, mais qu'elle est directement reliée aux bras du dipôle. Ces derniers sont effilés, leur largeur s'accroît progressivement de 0,5 mm à 16 mm afin d'obtenir un motif en nud papillon favorable à l'élargissement de la bande passante.

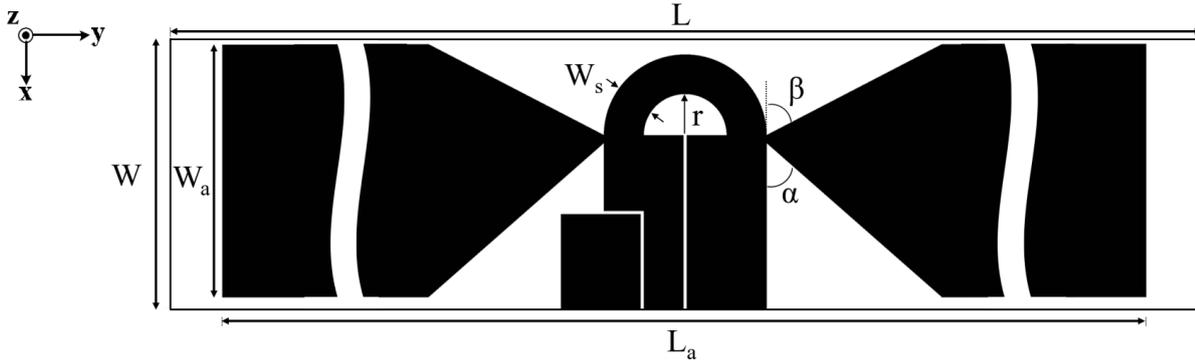


FIGURE II.27 – Dimensions du dipôle à ligne d'adaptation circulaire (vue projetée à plat)

Longueurs (mm)						Angles (°)	
$L$	$W$	$L_a$	$W_a$	$W_s$	$r$	$\alpha$	$\beta$
150	17	122	16	2	2	48,5	62

TABLE II.7 – Paramètres de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire

Les valeurs des différents paramètres de la Fig. II.27 sont renseignées dans le tableau II.7. D'un point de vue circuit, la ligne circulaire peut être considérée comme une ligne inductive représentée par une inductance en série et une inductance en parallèle [124]. A l'instar de l'adaptation en T, les dimensions de la ligne conditionnent la valeur de l'impédance ramenée. A partir d'une co-simulation circuit et modèle électromagnétique 3D menée via ADS et HFSS, on peut qualifier l'effet des paramètres du design sur le modèle électrique équivalent de l'antenne.

Le circuit équivalent de l'antenne dipôle sans ligne d'adaptation circulaire se base sur le circuit proposé par King pour les dipôles [125], puis détaillé par Hamid et al. [126]. Une inductance  $L_a$  qui témoigne du comportement en hautes fréquences du dipôle est montée en série avec une capacité  $C_a$  qui modélise le comportement en basses fréquences du dipôle. Ces éléments sont placés en série avec une cellule RLC constituée de  $L'_a$ ,  $C'_a$  et  $R_a$ , encadré bleu Fig. II.28. A partir de cette représentation, il est possible de dimensionner les composants du modèle pour présenter le même comportement en impédance que le dipôle incurvé sur le bouchon. En conservant les valeurs obtenues, on réalise ensuite la co-simulation pour le dipôle avec la ligne d'adaptation circulaire. Cette dernière est modélisée par les inductances  $L_1$  et  $L_2$ , encadré rouge Fig. II.28.

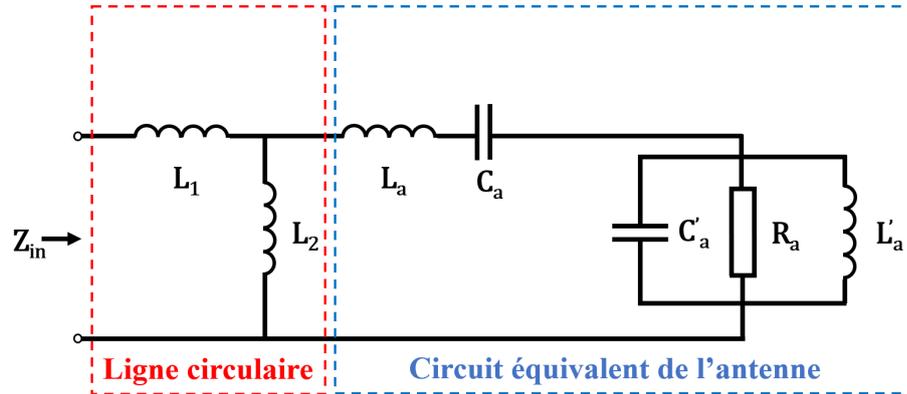


FIGURE II.28 – Modèle électrique équivalent de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire

$L_a$	$C_a$	$R_a$	$L'_a$
30.52 nH	0.91 pF	34.75 $\Omega$	2.24 nH
$C'_a$	$L_1$	$L_2$	$Z_{in}$
3.84 pF	6.24 nH	5.54 nH	50 $\Omega$

TABLE II.8 – Valeurs des paramètres du modèle électrique équivalent de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire

Les valeurs des paramètres du modèle sont renseignées Tab. II.8. A l'aide d'une étude paramétrique sur le rayon  $r$  de la ligne circulaire et sa largeur  $W_s$ , il apparaît que chacune de ces dimensions peut être associée à un composant discret du modèle. Le rayon  $r$  de la ligne permet d'ajuster la fréquence centrale d'adaptation, il correspond à l'inductance en parallèle  $L_2$ . La largeur  $W_s$  conditionne quant à elle la qualité de l'adaptation à une fréquence donnée. La co-simulation a montré que le paramètre  $W_s$  est relié l'inductance série  $L_1$  du modèle électrique équivalent. La cohérence du modèle avec les valeurs de simulations et mesures est abordée dans la section suivante.

## II.4.2 Antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire : simulations et mesures

Après optimisation des dimensions pour obtenir une bande passante à -10dB la plus large possible autour de 868 MHz, l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire est réalisée par technologie LDS, Fig. II.29.

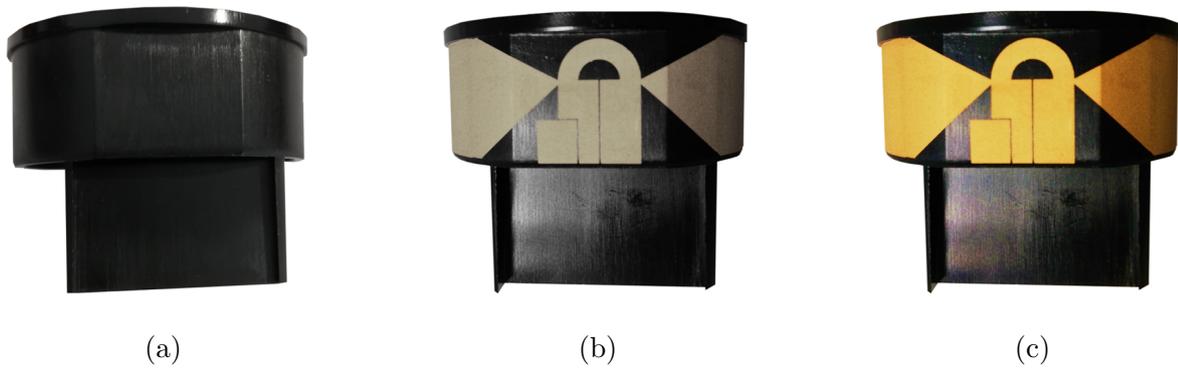


FIGURE II.29 – Étapes de réalisation LDS de l’antenne dipôle à ligne d’adaptation circulaire : (a) pièce injectée ; (b) activation laser ; (c) métallisation

Le prototype a été conçu suivant les mêmes spécifications de précision et de métallisation que pour l’antenne T match. Le contrôle de l’épaisseur de métallisation est réalisé par spectroscopie à fluorescence sur trois points distincts de l’antenne. Les mesures indiquent une épaisseur moyenne de  $7,8 \mu\text{m}$  de cuivre,  $4,0 \mu\text{m}$  de nickel et  $0,4 \mu\text{m}$  d’or, pour une épaisseur moyenne totale de  $12,2 \mu\text{m}$ . Pour s’assurer du respect des dimensions entre le modèle 3D de l’antenne et le prototype, un contrôle optique est effectué sur 6 paramètres, Fig. II.30. Les résultats sont présentés Tab. II.9, en indiquant en rouge les valeurs qui présentent plus de 5% d’écart avec le modèle.

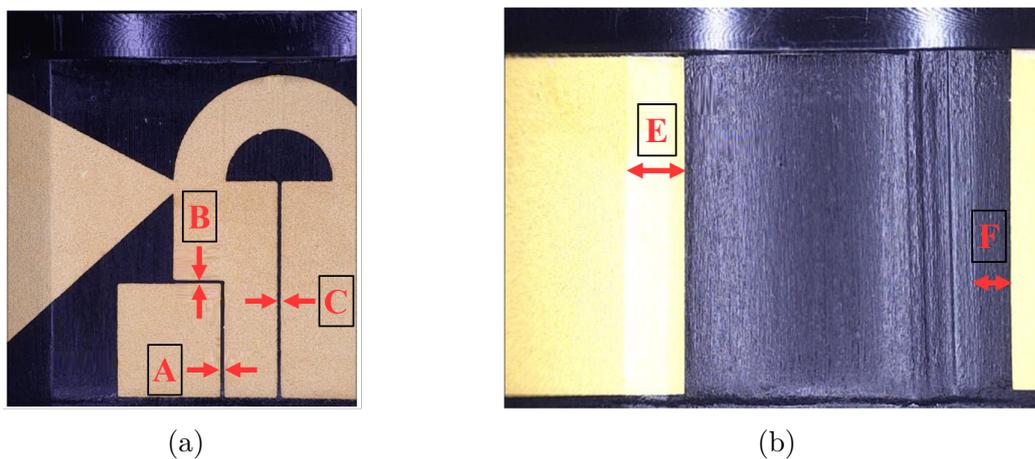


FIGURE II.30 – Mesure optique des paramètres de design de l’antenne dipôle à ligne d’adaptation circulaire : (a) face supérieure ; (b) face inférieure

Paramètres	A	B	C	D	E	F
Modèle 3D	200	200	200	900	2700	2700
Prototype	209	195	205	815	2686	1711

TABLE II.9 – Contrôle optique des dimensions de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire (unité :  $\mu\text{m}$ )

Comme pour l'antenne T-match, le paramètre D témoigne d'une translation du motif d'antenne de quelques dizaines de  $\mu\text{m}$  vers l'extérieur du bouchon, sans modification des proportions du design. Aussi, les mesures sur le paramètre F indiquent environ 1 mm d'écart avec le modèle : le bras gauche du dipôle est raccourci. Ce n'est pas critique, au contraire, étant donné que la permittivité relative du substrat a été surestimée, obtenir des bras de dipôle plus courts permet de compenser la déviation de la fréquence de résonance (comme pour l'antenne T-match).

La mesure du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne T-match est réalisée sur un VNA Rhode et Schwarz ZNB20 après une calibration TRL. La Fig. II.31 illustre les résultats obtenus. La courbe de  $S_{11}$  obtenue par le modèle électrique équivalent est ajoutée à titre de comparaison en pointillés noirs.

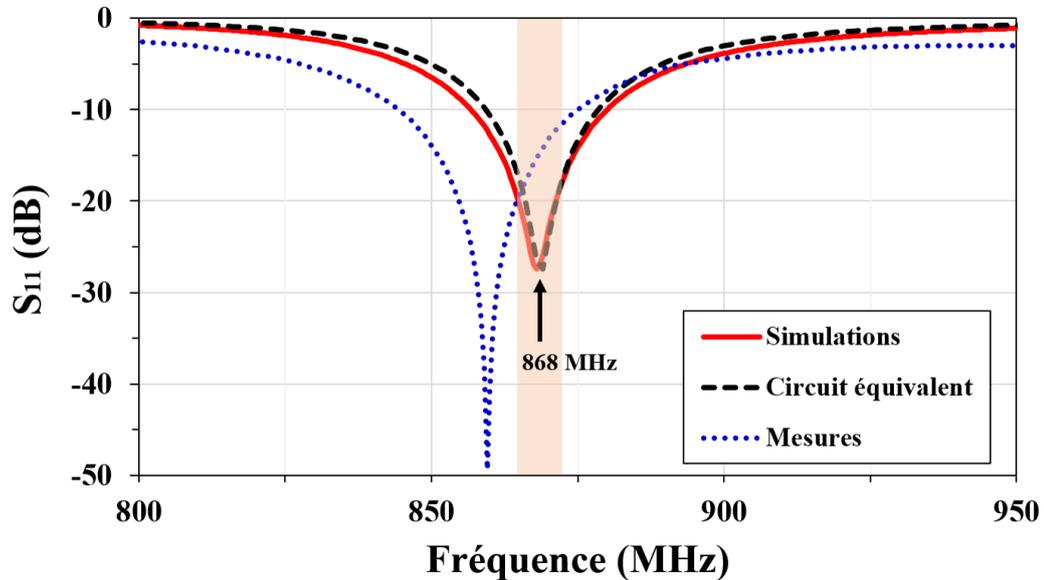


FIGURE II.31 – Coefficient de réflexion de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire (simulations, circuit équivalent et mesures)

On observe tout d'abord un bon accord entre les simulations 3D et le modèle électrique équivalent de l'antenne sur l'ensemble de la bande de fréquence d'étude [800 - 950] MHz. Ainsi, la modélisation de la ligne d'adaptation circulaire par une inductance série et une inductance parallèle peut être considérée comme appropriée. Les données de mesures montrent un décalage relatif de la fréquence de résonance de l'antenne de l'ordre de 1%, à 860 MHz au lieu de 868 MHz. Pour autant, cela n'empêche pas l'utilisation pour le protocole LoRa, dont les fréquences de fonctionnement sont mises en évidence en orange sur le graphe, étant donné qu'une adaptation satisfaisante ( $S_{11} < -10\text{dB}$ ) est obtenue à 868MHz. La bande passante de cette antenne est d'environ 30 MHz, soit environ 35% d'amélioration par rapport à l'antenne T-match. On remarque enfin une excellente adaptation à la fréquence de résonance ( $S_{11} \approx -50\text{ dB}$ ), ce qui indique que les décalages sur la permittivité relative et la longueur des bras du dipôle se sont compensés.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne ont été mesurés dans la chambre anéchoïque de LACROIX Impulse. Ce design d'antenne repose sur la transition CPW-CPS comme l'antenne présentée auparavant. Par conséquent, les mêmes dégradations au niveau des composantes croisées de polarisation sont attendues. Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à 868 MHz sont présentés Fig. II.32. Des mesures complémentaires à la fréquence de résonance (860 MHz) montrent des résultats similaires. Les composantes croisées dans les deux plans sont représentées par des pointillés noirs pour l'antenne seule, et en pointillés verts pour illustrer l'impact du câble de mesures de 200 mm.

Un bon accord est observée entre les données de mesures et celles de simulations prenant en compte l'influence du câble de mesures. En configuration d'utilisation (sans câble de mesures), on peut considérer que l'antenne ne rayonne pas des niveaux de composantes croisées aussi élevés. Malgré l'augmentation de la contribution des composantes croisées à cause du câble de mesures, celles-ci restent 10 dB à 15 dB inférieures aux niveaux des copolarisations. L'antenne présente un gain maximum de 1,2 dBi, avec une forme de diagramme de rayonnement typique des dipôles, un '8' dans le plan E et un '0' dans le plan H. Ces comportements en rayonnement confirmés par simulations 3D impliquent un maximum de propagation dans la direction  $Oz$ , ce qui correspond dans le cas d'usage considéré à la position de l'utilisateur, Fig. II.33. Compte-tenu de ses performances en bande passante et en rayonnement, l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire répond favorablement aux spécifications du projet.

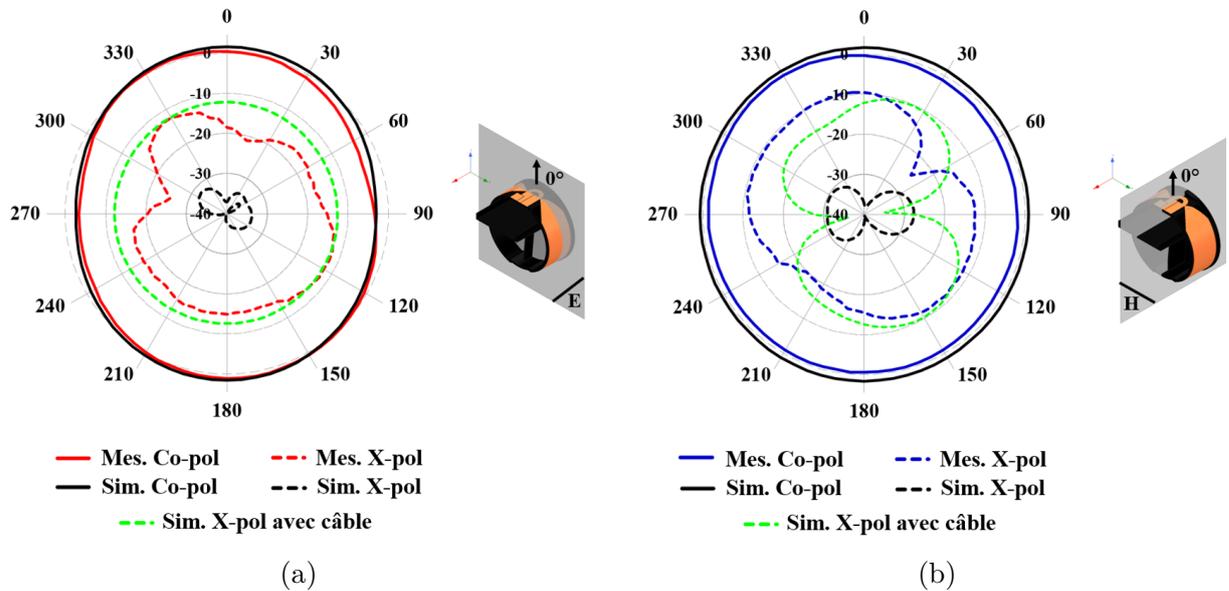


FIGURE II.32 – Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire à 868 MHz, (a) plan E, (b) plan H

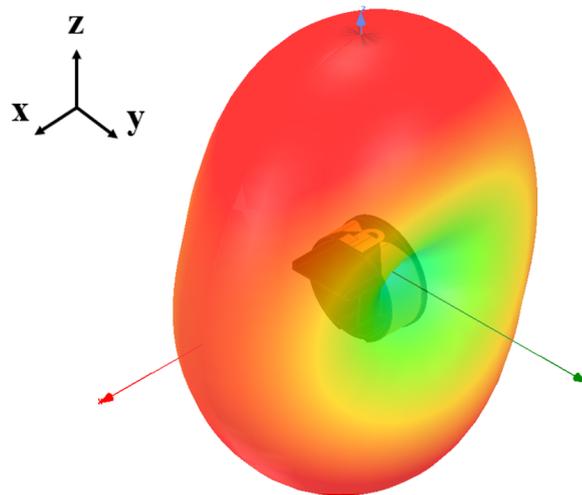


FIGURE II.33 – Diagramme de rayonnement 3D simulé de l'antenne dipôle à ligne d'adaptation circulaire à 868 MHz

## II.5 Conclusion sur l'apport de la plastronique pour la conception d'antenne mono-bande compactes

Dans ce chapitre, les principales notions inhérentes aux antennes compactes sont présentées. Le compromis entre compacité et facteur de qualité d'une antenne a été discuté en mettant en regard différentes évaluations du facteur de qualité  $Q$ . Il apparaît que la miniaturisation d'un élément rayonnant s'accompagne d'une dégradation de son efficacité de rayonnement et de sa bande passante. Certaines méthodes de conception d'AEP ont été introduites et leur compatibilité avec un développement plastronique discutée. Elles impliquent pour la plupart une modification de la géométrie de l'antenne, ou l'utilisation de matériaux spécifiques. L'occupation efficace de la sphère de Chu en prenant en compte la 3<sup>e</sup> dimension est une technique de miniaturisation compatible avec la technologie LDS qui permet une intégration forte et intéressante pour le développement de dispositifs pour l'IoT.

La présentation d'un cas d'usage concret est ensuite menée dans le but de justifier de l'intérêt de la plastronique pour l'IoT. Les considérations technico-économiques de la technologie LDS impliquent une réflexion sur la conception de l'outillage d'injection pour que la pièce support soit à la fois économiquement intéressante, et qu'elle prenne en compte les besoins RF. Le développement de dipôle sur support cylindrique est abordé, avec une attention particulière sur la modification de l'impédance d'entrée de l'antenne. Une solution basée sur la technique d'adaptation en T est présentée pour compenser la dégradation de l'impédance liée à la conformation.

L'antenne dipôle T-match est ensuite réalisée par technologie LDS. Les mesures optiques et spectroscopique attestent de la conformité du prototype avec le modèle 3D. Les performances de l'antenne T-match en bande passante (22 MHz) et en gain (1,3 dBi max.) valident à la fois les spécifications établies pour la communication LoRa envisagée, ainsi que l'utilisation de la plastronique pour réaliser une antenne compacte ( $ka = 0,42$ ) et performante.

Dans le but répondre à un besoin de bande passante plus important, une structure de type dipôle bowtie est envisagée. L'utilisation d'une ligne d'adaptation circulaire en remplacement du T a permis de réduire la surface nécessaire pour réaliser la compensation

sur l'impédance d'entrée du dipôle conformé. Cette modification libère un espace suffisant pour reporter un motif bowtie. L'antenne réalisée en technologie LDS répond aux exigences de fabrication et présente des résultats de mesures satisfaisants. La bande passante obtenue est élargie d'environ 35% par rapport au dipôle T-match, tout en conservant des performances en rayonnement équivalentes (1,2 dBi max.). L'amélioration significative des performances en bande passante confirme l'intérêt de ce genre motif pour l'optimisation des antennes compactes.



# ANTENNES COMPACTES POUR APPLICATIONS DUAL-BAND ET ULB EN TECHNOLOGIE PLASTRONIQUE

---

Après avoir démontré la faisabilité des antennes dipôles cylindriques compactes en technologie LDS, la réflexion est étendue à différents protocoles de communications pour les objets connectés. En modifiant les bandes de fréquences d'étude, on change de problématique pour la conception antennaire. La difficulté réside alors principalement dans la cohabitation entre deux éléments rayonnants plus que dans l'obtention de la compacité, car un élément dimensionné pour une bande de fréquence au delà de 868 MHz sera moins encombrant. Le but de ce chapitre est alors d'identifier les problématiques liées à la réalisation de dispositifs dual-band et ULB au niveau du design antennaire. Certaines limitations de la technologie LDS seront aussi abordées. Des solutions pratiques sont ensuite mises en uvre pour la réalisation et la mesure de prototypes d'antennes.

---

III.1 Conception d'une antenne dual-band compacte en technologie plas-	
tronique . . . . .	<b>115</b>
III.1.1 Motivations et solutions multi-bandes . . . . .	115
III.1.2 Présentation du concept . . . . .	117
III.1.3 Réalisation et mesures . . . . .	122
III.2 Réalisation d'antenne Ultra Large Bande en technologie plastronique	<b>128</b>
III.2.1 Ultra Large Bande et standard Ultra Wide Band . . . . .	128
III.2.2 Motivations et spécifications de l'antenne ULB recherchée . .	129
III.2.3 Antennes ULB dans la littérature . . . . .	131
III.2.4 Design de l'antenne ULB . . . . .	134
III.2.5 Simulations et mesures . . . . .	137
III.3 Modification de la directivité par ajout d'un réflecteur métallique . .	<b>141</b>

CHAPITRE III. ANTENNES COMPACTES POUR APPLICATIONS DUAL-BAND ET ULB EN TECHNOLOGIE PLASTRONIQUE

---

III.3.1 Motivations . . . . .	141
III.3.2 Modification de la directivité de l'antenne . . . . .	142
III.3.3 Simulations et mesures . . . . .	144
III.4 Conclusion sur l'apport de la technologie LDS pour le développement de solutions rayonnantes multi-bandes et ULB . . . . .	<b>149</b>

---

## III.1 Conception d'une antenne dual-band compacte en technologie plastronique

Le principal objectif de cette partie est de procéder à une évolution des antennes mono-bande afin d'étendre leur fonctionnement à une ou plusieurs autres bandes de fréquences. A partir des concepts théoriques introduits précédemment, on verra que le support cylindrique se prête naturellement à l'ajout d'éléments rayonnants résonants à d'autres fréquences. Une courte introduction présente le choix de la bande ajoutée et son intérêt dans le cadre de dispositifs connectés.

### III.1.1 Motivations et solutions multi-bandes

La définition du facteur de qualité d'une antenne établie dans le chapitre précédent stipule qu'il est physiquement incompatible de concevoir une antenne à la fois relativement compacte, large bande et efficace en rayonnement car ces caractéristiques de performances sont concurrentes. Pour couvrir différents protocoles de communications à l'aide d'un même élément rayonnant compact, une technique consiste à multiplier les résonances de l'antenne. Il peut alors être possible de conjuguer plusieurs bandes étroites tout en conservant des niveaux de compacité et de performances satisfaisants.

Si le cas d'usage et le support sélectionnés justifient la conception d'antennes pour le protocole LoRa (ou tout autre standard de radiocommunication dans la bande ISM 868 MHz), il peut aussi être intéressant de considérer d'autres bandes de fréquences plus utilisées en intérieur. Dans ce but, les standards WiFi et Bluetooth sont des solutions envisageables. L'utilisation de ces deux bandes de fréquences permet d'allier le caractère longue portée et faible quantité d'informations à transmettre du LoRa à celui courte portée et haut débit du WiFi ou du Bluetooth.

L'état de l'art fait mention de plusieurs techniques pour concevoir une antenne multi-bandes. Parmi elles, à partir d'un principe utilisant des diodes PIN, il est possible de reconfigurer la fréquence de résonance d'une antenne en activant ou désactivant différentes zones résonantes. Le contrôle des zones activées est réalisé par la gestion de la tension aux bornes des diodes [127], Fig.III.1(a). De manière similaire, l'utilisation de diodes varactors permet par exemple de modifier la charge de l'antenne suivant la tension appliquée à la diode. Ce faisant, la fréquence de résonance est contrôlable et l'antenne

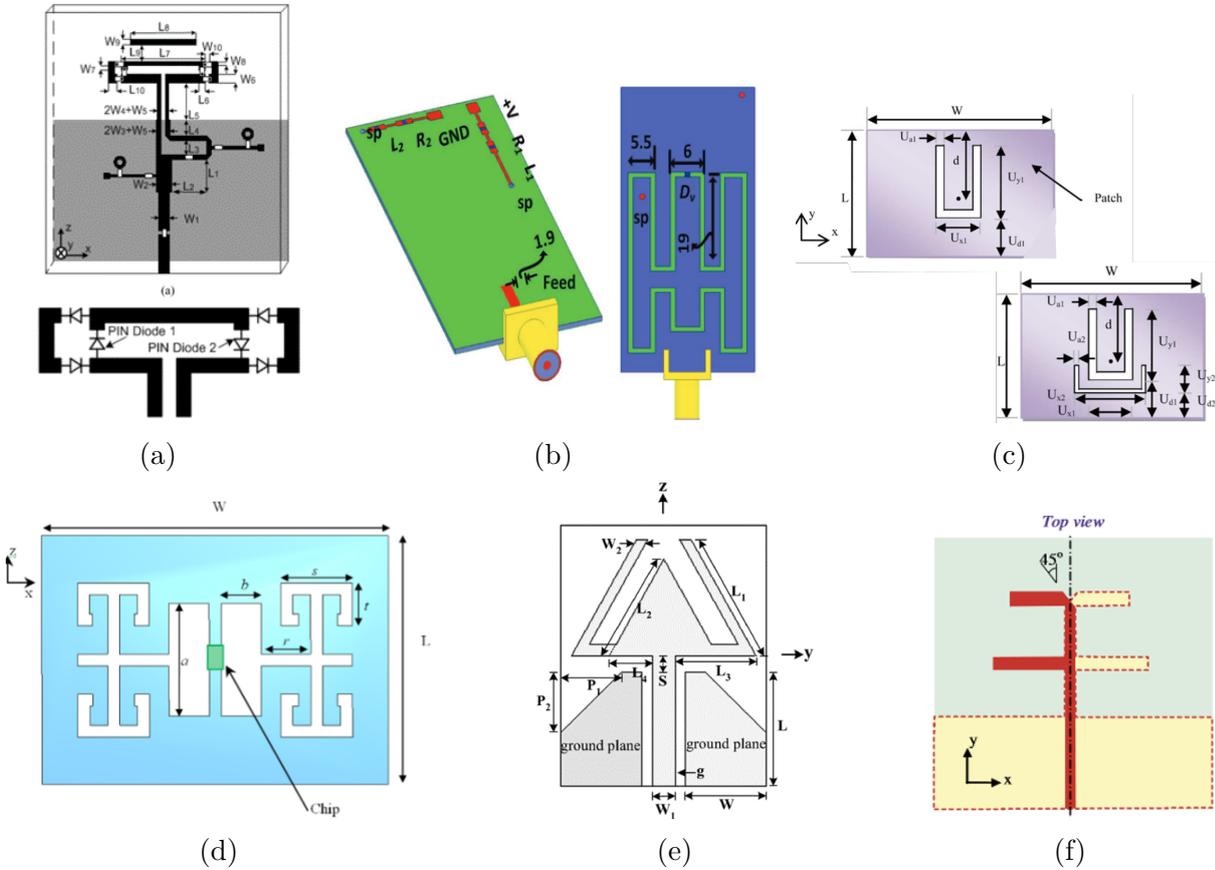


FIGURE III.1 – Revue des solutions d’antennes multi-bandes

peut couvrir plusieurs bandes de fréquences distinctes [128], Fig.III.1(b). On parle alors d’agilité fréquentielle pour quantifier l’étendue des fréquences couvertes par l’antenne reconfigurable. Ces deux solutions sont intéressantes, mais elles nécessitent l’utilisation de composants externes et d’une gestion de leur tension d’alimentation. Les contraintes de compacité et de simplicité d’assemblage souhaitées pour le design ne permettent pas de les mettre en place.

Dans le but de générer des résonances supplémentaires, multiplier les chemins disponibles pour les courants en surface de l’antenne via l’ajout de fentes est une solution intéressante. Généralement utilisée pour les antennes patch, cette technique est relativement simple en termes de conception car la gestion des fréquences de résonance est directement liée aux paramètres des fentes ajoutées (longueur et largeur) [129], Fig.III.1(c). Cette méthode a également été utilisée pour concevoir une antenne dipôle dual-band à 868 MHz et 2,45 GHz [130], Fig.III.1(d).

Les fentes ne sont pas les seuls artifices permettant la modification des chemins empruntés par les courants de surface pour générer de nouvelles résonances. En modifiant directement la géométrie de l'antenne, on peut combiner son mode de fonctionnement initial à un ou plusieurs autres générés par la circulation des courants dans de nouvelles zones de l'antenne. On retrouve cette solution appliquée à un monopole [131], ou un dipôle constitué de plusieurs bras parallèles résonants à des fréquences distinctes [132], Fig.III.1(e,f). Cette technique permet de se baser sur un design pré-existant pour ajouter les nouvelles fréquences de résonances. Elle semble donc adaptée au besoin du projet. De plus, son concept a déjà été expérimenté pour des dipôles opérant sur les bandes 900 MHz GSM et WiFi à 2,45 GHz [133] [134]. Néanmoins, le caractère cylindrique de la structure nécessite des modifications de design pour permettre un fonctionnement acceptable en basses fréquences. Les paragraphes suivants détaillent la mise en uvre de cette dernière technique pour obtenir des résonances à 868 MHz et 2,45 GHz à partir du design de dipôle T-match proposé dans le chapitre précédent.

### III.1.2 Présentation du concept

Lors de l'analyse des antennes dipôles sur substrat cylindrique, la courbure  $K$  a été introduite comme un facteur déterminant de la dégradation des performances [108]. Au delà d'une valeur fixée à  $\pi/\lambda$ , la courbure engendre une variation de l'impédance d'entrée du dipôle et affecte son rayonnement. Lorsque la courbure dépasse  $3\pi/\lambda$ , les effets de la conformation sont alors plus importants et ils nécessitent la mise en place de techniques pour compenser leurs effets. Cette étude de la courbure appliquée aux dipôles dimensionnés pour résonner à 868 MHz a mené à l'utilisation de structures d'adaptation d'impédance dans le chapitre précédent.

Pour une antenne dipôle résonant à 2,45 GHz, on conçoit que la longueur des bras est réduite par la diminution de la longueur d'onde par rapport au cas d'étude précédent. Par conséquent, l'antenne s'étend moins loin sur le support et subit l'effet de la conformation de manière réduite. Afin d'identifier les effets induits par la courbure du support plastique sur un dipôle à 2,45 GHz, on renseigne les valeurs de courbure délimitant les niveaux de dégradation des performances, Tab. III.1. Pour comparer les développements, le tableau précise les valeurs calculées lors de l'étude à 868 MHz.

Courbure $K$	$f = 868 \text{ MHz}$	$f = 2,45 \text{ GHz}$
$K < \pi/\lambda$	$K < 9,1$	$K < 25,7$
$K \in [\pi/\lambda; 3\pi/\lambda]$	$K \in [9,1; 27,3]$	$K \in [25,7; 77,0]$
$K > 3\pi/\lambda$	$K > 27,3$	$K > 77,0$

TABLE III.1 – Délimitation des zones de dégradation des performances d’un dipôle en fonction de la courbure à 868 MHz et 2,45GHz

Comme indiqué précédemment, la courbure  $K$  induite par le support cylindrique est de 42,5. Une dégradation moins importante des performances d’un dipôle incurvé à 2,45 GHz est attendue par rapport à 868 MHz, ou cette valeur se situe dans la zone de dégradation critique.

Les simulations menées sur HFSS permettent de qualifier l’effet de la courbure à cette fréquence de fonctionnement. Pour cela, on compare les coefficients de réflexion en entrée d’un dipôle plan dimensionné pour résonner à 2,45 GHz et ce même motif projeté sur un cylindre présentant la courbure du projet, Fig. III.2(a). Les motifs reposent sur un substrat de Thermocomp DX11355 précédemment présenté de dimensions  $150 \times 17 \times 2 \text{ mm}^3$ . La longueur des bras des dipôles ajustée en simulations est de 21,85 mm et les ports d’alimentation  $50\Omega$  sont représentés en vert au milieu des antennes.

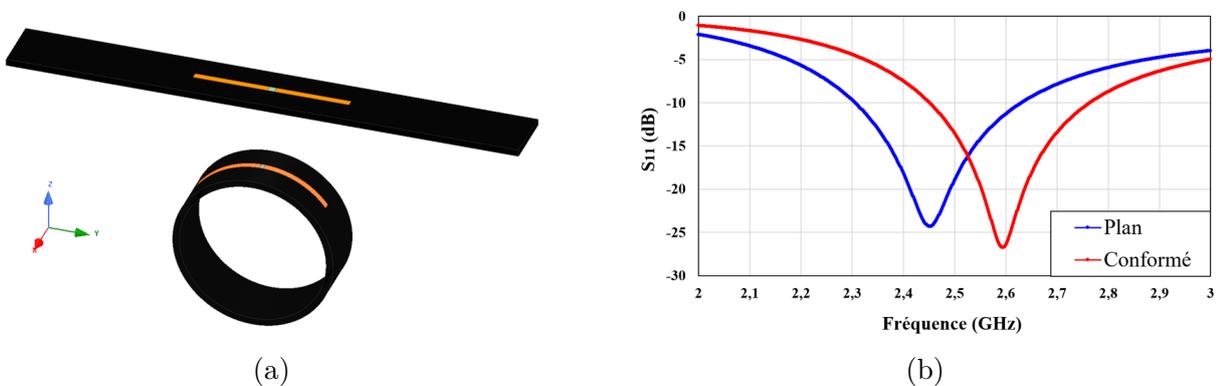


FIGURE III.2 – (a) Modèles 3D des dipôles plan et cylindrique dimensionnés pour résonner à 2,45 GHz; (b) Coefficients de réflexion en entrée simulés

A l’inverse des dipôles dimensionnés à 868 MHz, ici la courbure ne dégrade pas la qualité de l’adaptation mais elle modifie la fréquence de résonance, Fig. III.2(b). En effet, on observe un décalage de la résonance d’environ 150 MHz (6%) vers les hautes fréquences lorsque l’antenne est conformée. Pour autant, la bande passante du coefficient de réflexion à -10 dB des deux versions est similaire, environ 315 MHz. A cette fréquence et pour cette

courbure, l'effet de la conformation est donc modéré, comme anticipé par la théorie. En d'autres termes, cela signifie que la conception d'une antenne à 2,45 GHz sur le support cylindrique de l'étude ne nécessite pas l'emploi de technique d'adaptation particulière. La longueur de l'élément rayonnant devra simplement être allongée légèrement par rapport à son équivalent plan, ce qui est facilement réalisable en simulation. On peut ajouter à cela le fait que le méplat présent sur le bouchon étudié limitera grandement la courbure appliquée au dipôle.

A partir de la connaissance de l'impact de la courbure sur les performances du dipôle à 2,45 GHz, on détaille par la suite le design de l'antenne dual-band. La solution envisagée consiste à combiner l'antenne T-match à 868 MHz à un dipôle standard résonant à 2,45GHz. Dans le but d'obtenir une bande passante la plus large possible autour de 868 MHz, on modifie les bras simples du dipôle T-match (Fig. III.3(a)) en s'inspirant d'une structure bowtie Fig. III.3(b). Il en résulte une disposition qualifiée de "semi-bowtie", Fig. III.3(c). Celle-ci favorise une augmentation la bande passante par l'élargissement progressif des bras du dipôle, tout en conservant de l'espace pour reporter un second dipôle sur le support considéré.

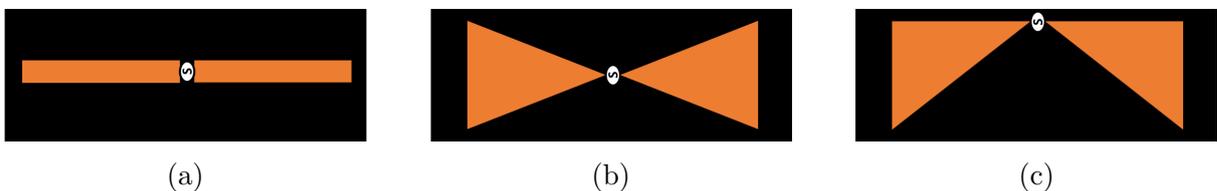


FIGURE III.3 – Configurations de dipôles : (a) bras simples ; (b) bowtie ; (c) semi-bowtie

L'utilisation du semi-bowtie permet donc de libérer de l'espace pour un second dipôle, mais il faut aussi pouvoir reporter la structure d'adaptation en amont. Dans l'optique de maximiser l'espace disponible pour le second dipôle, le T d'adaptation est modifié par rapport au T initial, Fig. III.4(a). Ce dernier est moins large et plus long pour disposer de plus d'espace sur le méplat du bouchon, tout en incluant le motif semi-bowtie, Fig. III.4(b). Cependant, réduire la largeur du T d'adaptation ne permet pas d'ajuster correctement l'impédance d'entrée du dipôle. C'est pourquoi une structure en 'U' est ajoutée à l'intérieur du T d'adaptation, Fig. III.4(c). Cette modification du design proche de la ligne circulaire utilisée dans le chapitre précédent permet d'allonger légèrement les bras du dipôle et apporte un meilleur contrôle de l'impédance.

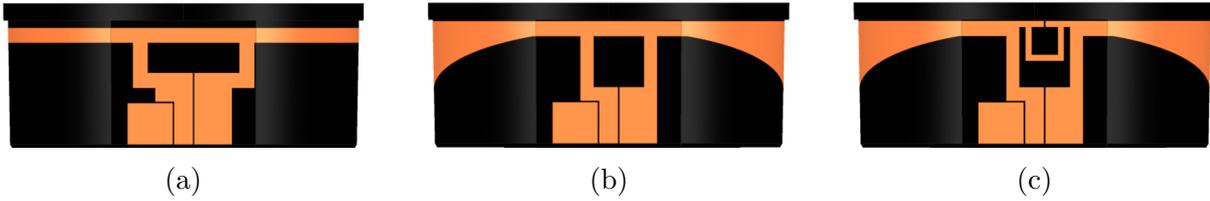


FIGURE III.4 – Gestion de l’adaptation d’impédance du dipôle : (a) T-match initial ; (b) semi-bowtie ; (c) semi-bowtie avec 'U'

Pour s’assurer du fonctionnement des antennes présentées Fig. III.4, on trace les coefficients de réflexion en entrée simulés pour les antennes T-match et semi-bowtie sans et avec 'U', Fig. III.5. Les bras des deux antennes semi-bowtie sont de longueurs identiques.

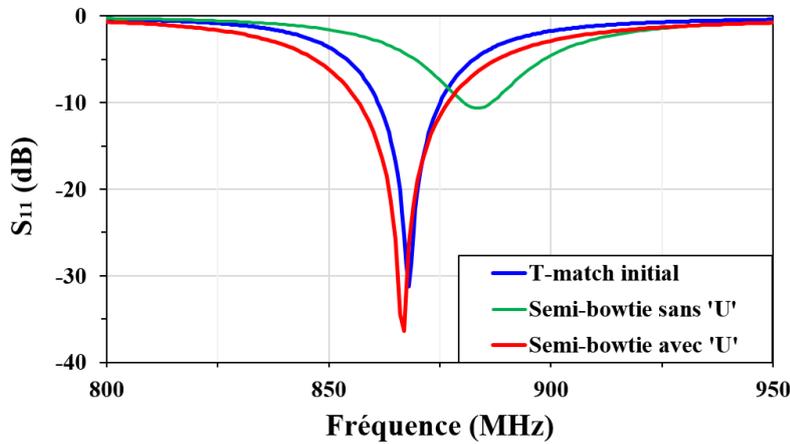


FIGURE III.5 – Coefficients de réflexion en entrée simulés pour les antennes T-match et semi-bowtie sans et avec 'U'

Conformément aux précisions apportées lors de la réduction du T d’adaptation, la version semi-bowtie avec 'U' apporte un meilleur contrôle de l’adaptation d’impédance que la version sans 'U'. L’utilisation d’une structure de bras en semi-bowtie favorise l’élargissement de la bande passante autour de 868 MHz : celle-ci est de 20 MHz, contre 14 MHz pour le dipôle T-match initial (+40 %). Ce design d’antenne remplit les contraintes d’optimisation de l’espace au niveau du T, tout en présentant une bande passante relativement large. On conserve donc cette structure pour couvrir la bande basse de l’antenne dual-band, et la réflexion autour de la seconde résonance de l’antenne peut être abordée.

En plaçant un dipôle court en amont du circuit d’adaptation en T, il n’est pas influencé par ce dernier. Une antenne dont l’impédance d’entrée est compensée seulement en basses

fréquences est donc ainsi réalisable. Le design s'appuie sur celui de l'antenne semi-bowtie avec 'U', auquel on adjoint un dipôle plus court, dimensionné pour résonner autour de 2,45 GHz. Malgré l'attention portée pour réduire le T d'adaptation, le dipôle court est replié afin de ne pas intersecter le motif semi-bowtie. La vue de principe de cette antenne dual-band est illustrée Fig. III.6. L'alimentation de l'antenne est assurée par le port défini par le rectangle vert, pour simplifier la visualisation des courants de surface par la suite.

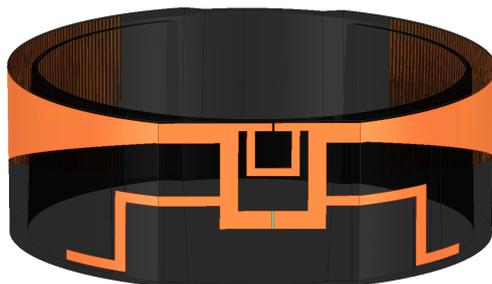


FIGURE III.6 – Vue de principe du dipôle dual-band sur substrat cylindrique

Pour s'assurer de la conformité de cette antenne, on étudie son coefficient de réflexion en entrée autour des deux bandes de fréquences d'intérêt, entre 0,75 et 1 GHz puis entre 2 et 3 GHz, Fig. III.7(a) et III.7(b). On affiche aussi les courants de surface sur le motif antennaire à 868 MHz et 2,45 GHz afin d'identifier les zones responsables des résonances, Fig. III.7(c) et Fig. III.7(c). L'antenne ne présente pas de résonance entre 1 GHz et 2 GHz, ni au-delà de 3 GHz.

Les résultats de simulations montrent que l'antenne présente deux résonances, à 868 MHz et 2,47 GHz. La valeur du coefficient de réflexion témoigne d'une bonne adaptation pour les deux bandes, avec des minima de  $S_{11}$  proches de -20 dB et -30 dB. La bande passante à -10 dB en bande basse est de 15 MHz environ (soit 1,7 %). En bande haute, on relève une bande passante de 97 MHz (soit 3,7 %). Ces résultats permettent d'envisager une utilisation de l'antenne à la fois pour les communications ISM 868 MHz type LoRa, et pour les standards WiFi ou Bluetooth. L'étude des courants de surface de l'antenne révèle que leur intensité est plus forte dans la partie supérieure (bras longs) que dans la partie inférieure (bras courts) à 868 MHz, et inversement à 2,45 GHz. Les deux fonctionnements sont séparés suivant la bande de fréquences utilisée : la structure d'adaptation en T permet d'assurer cette séparation fréquentielle. Cela témoigne de la validité du concept proposé pour concevoir l'antenne dual-band.

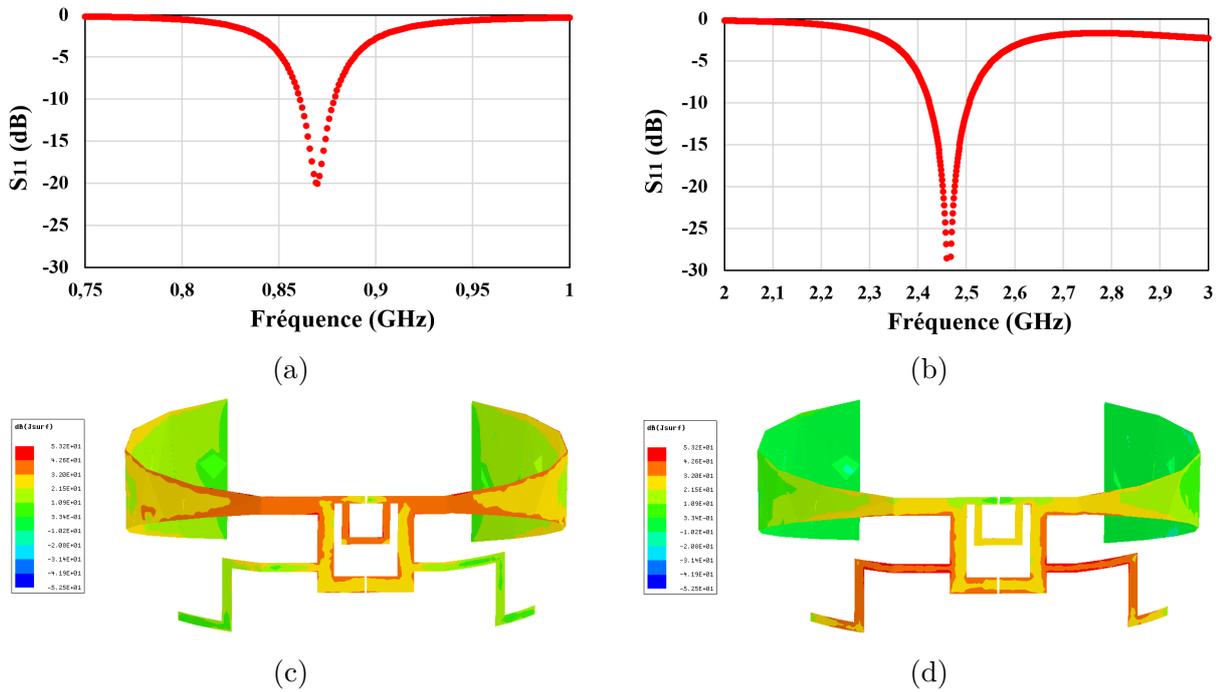


FIGURE III.7 – Coefficient de réflexion et courants de surface simulés du dipôle dual-band : (a)  $S_{11}$  bande basse ; (b)  $S_{11}$  bande haute ; (c) courants à 868 MHz ; (d) courants à 2,45 GHz

### III.1.3 Réalisation et mesures

Le design de l'antenne en projection plane dans le plan  $Oxy$  est présenté Fig. III.8(a). Les principaux paramètres du design sont détaillés Fig. III.8(b). Ceux-ci sont optimisés pour maximiser la bande passante autour des fréquences de résonance désirées, Tab. III.2.

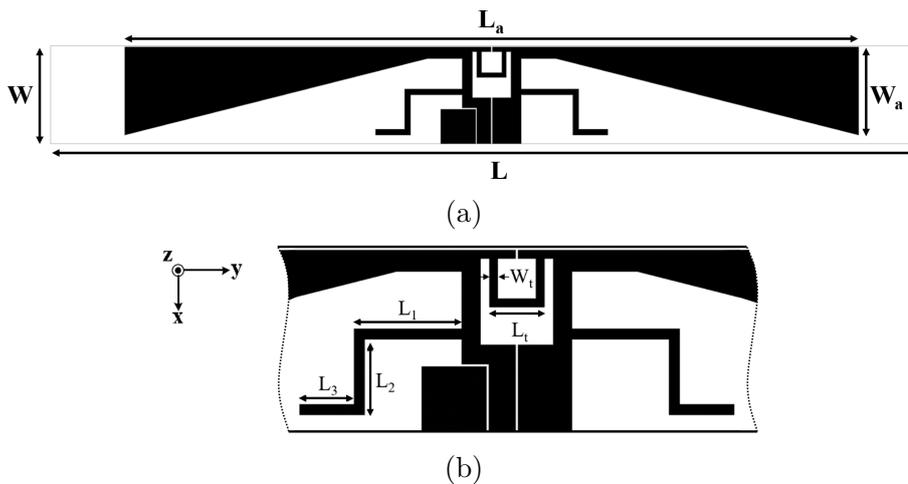


FIGURE III.8 – Vues plane de l'antenne dual-band : (a) vue complète ; (b) vue détaillée

$L$	$W$	$L_a$	$W_a$	$L_t$	$W_t$	$L_1$	$L_2$	$L_3$
150	17	127	15,3	5,1	0,8	10	7	5

TABLE III.2 – Paramètres de l'antenne dual-band (unités :  $mm$ )

L'antenne dipôle dual-band est réalisée par technologie LDS à partir du motif et des dimensions précisées, Fig. III.9. Le prototype est conçu suivant les mêmes spécifications de précision et de métallisation que pour les antennes mono-bandes.



FIGURE III.9 – Étapes de réalisation LDS de l'antenne dipôle dual-band : (a) injection ; (b) activation laser ; (c) métallisation

Le contrôle de l'épaisseur de métallisation est effectué par spectroscopie à fluorescence sur quatre points distincts de l'antenne. Les mesures indiquent une épaisseur moyenne de  $7,9 \mu m$  de cuivre,  $4,2 \mu m$  de nickel et  $0,5 \mu m$  d'or, pour une épaisseur moyenne totale de  $12,6 \mu m$ . Pour s'assurer du respect des dimensions entre le modèle 3D de l'antenne et le prototype, un contrôle optique est effectué sur huit paramètres, Fig. III.10.

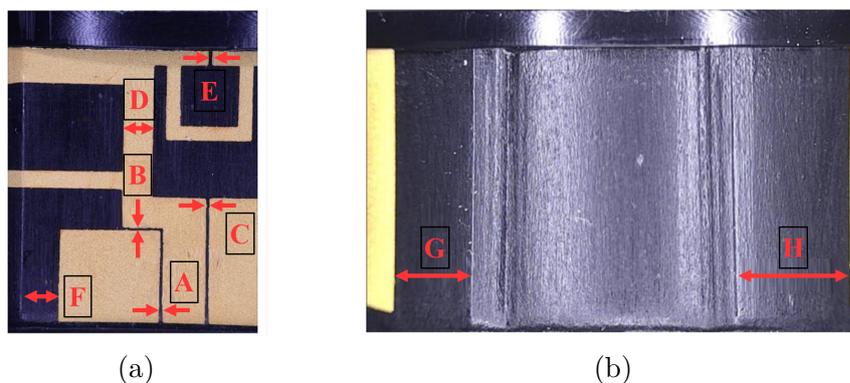


FIGURE III.10 – Mesure optique des paramètres de design de l'antenne dipôle dual-band : (a) vue de dessus ; (b) vue de dessous

Les résultats de mesures sont présentés Tab. III.3. Seul le paramètre F présente plus de 5% d'écart avec le modèle, ce décalage témoigne d'un rétrécissement de la masse latérale de la ligne CPW de quelques dizaines de  $\mu\text{m}$ . Pour autant, ce décalage est sans conséquence pour le fonctionnement de l'antenne (pas de modification de son impédance d'entrée).

Paramètres	A	B	C	D	E	F	G	H
Modèle 3D	200	200	200	1750	200	2170	4390	6400
Prototype	196	193	196	1823	203	2285	4429	6413

TABLE III.3 – Contrôle optique des dimensions de l'antenne dipôle dual-band (unités :  $\mu\text{m}$ )

La mesure du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne T-match est réalisée sur un VNA Rhode et Schwarz ZNB20 après une calibration TRL. La Fig. III.11 illustre les résultats obtenus.

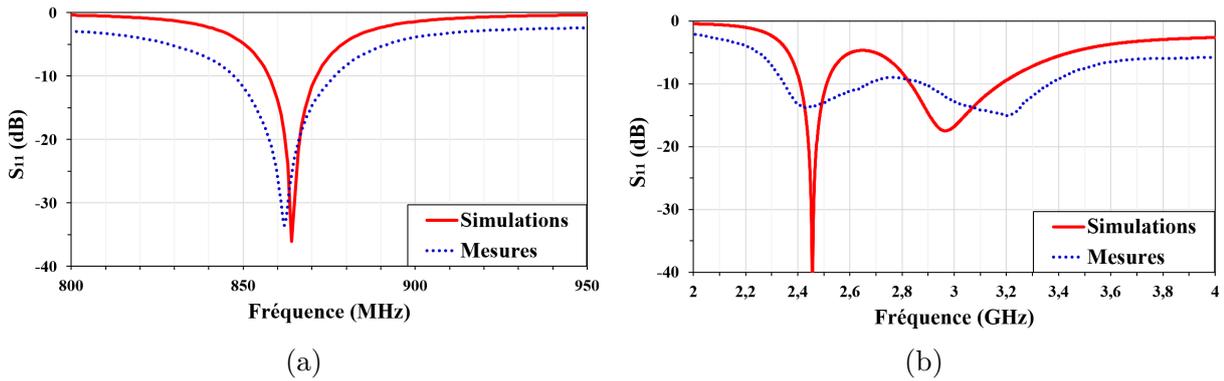


FIGURE III.11 – Coefficient de réflexion de l'antenne dipôle dual-band : (a) bande basse ; (b) bande haute

On observe un bon accord entre les valeurs mesurées et les simulations en basses fréquences, Fig. III.11 (a). L'antenne résonne à 862 MHz avec une adaptation satisfaisante ( $S_{11} < -30\text{dB}$ ) et couvre une bande passante de 20 MHz. La fréquence de résonance présente un décalage de 6 MHz ( $< 1\%$ ) par rapport aux simulations, ce qui n'entrave pas son fonctionnement à 868 MHz. Ces valeurs sont comparables à celles obtenues pour les antennes mono-bande, ce qui confirme le potentiel de cette solution sur la bande basse.

En hautes fréquences, on remarque tout d'abord que l'antenne avec la transition CPW-CPS présente deux résonances, autour de 2,45 GHz et 2,9 GHz, contrairement aux résultats présentés sans cette transition, Fig. III.7(b). Les résultats de mesures corrént

moins bien avec les simulations qu'en basses fréquences, mais la réponse fréquentielle de l'antenne mesurée est globalement proche des simulations. Le prototype présente une qualité d'adaptation moindre par rapport aux simulations, à  $-15$  dB environ pour chacune des résonances. L'antenne couvre une bande passante de 325 MHz autour de la première fréquence de résonance (2350-2675 MHz) et 460 MHz pour la seconde (2900-3360 MHz). Un léger décalage fréquentiel est notable sur la seconde résonance, sans conséquence sur le fonctionnement de l'antenne. Il est à noter que le coefficient de réflexion se maintient à des niveaux faibles ( $\approx -9$  dB) entre les deux résonances, conférant à l'antenne un comportement quasi-large bande.

La présence d'une résonance à plus haute fréquence lors de l'ajout de la transition CPW-CPS peut être expliquée par l'étude des courants de surface de l'antenne à 2,9 GHz, Fig. III.12(a). L'ajout de la transition entraîne l'apparition d'un mode supplémentaire qui engendre une nouvelle résonance à cette fréquence.

De plus, les différences entre simulations et mesures pour le coefficients de transmission de la transition CPW-CPS peuvent justifier les écarts entre les niveaux d'adaptation observés pour l'antenne dual-band au-delà de 3 GHz, Fig. III.12 (b). La transition présente plus de pertes en transmission en mesures, ce qui laisse penser que le niveau du coefficient de réflexion de l'antenne plus faible en mesures est liée à une adaptation sur des pertes.

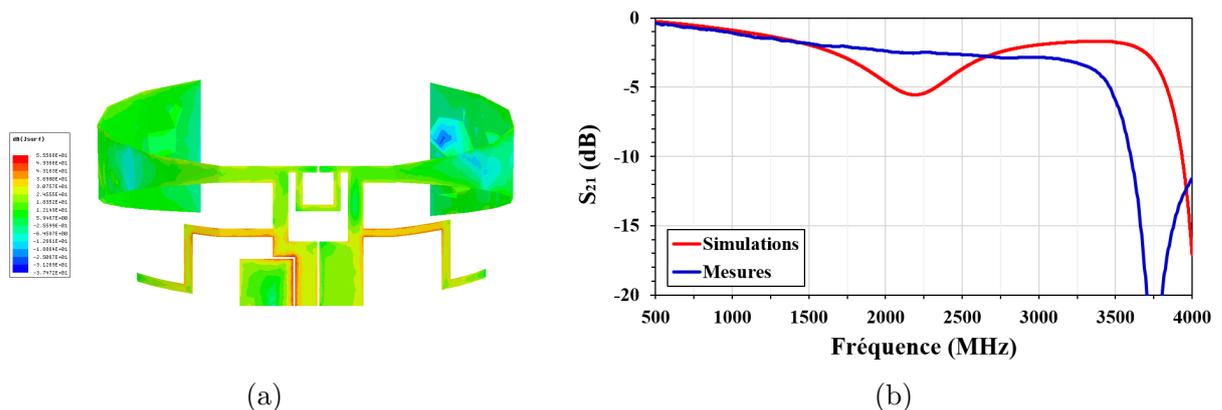


FIGURE III.12 – Potentielles causes d'écart entre simulations et mesures pour l'antenne dual-band (a) courants de surface simulés à 2,9 GHz ; (b) coefficient de transmission de la transition CPW-CPS entre 500 MHz et 4000 MHz

En dépit de ces écarts entre simulations et mesures, l'antenne dual-band couvre de manière satisfaisante chacune des bande de fonctionnement établie en amont de la concep-

tion.

Les diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne ont été mesurés dans la chambre anéchoïque de LACROIX Impulse. Les résultats de mesures dans les plans E et H à 868 MHz sont présentés Fig. III.13.

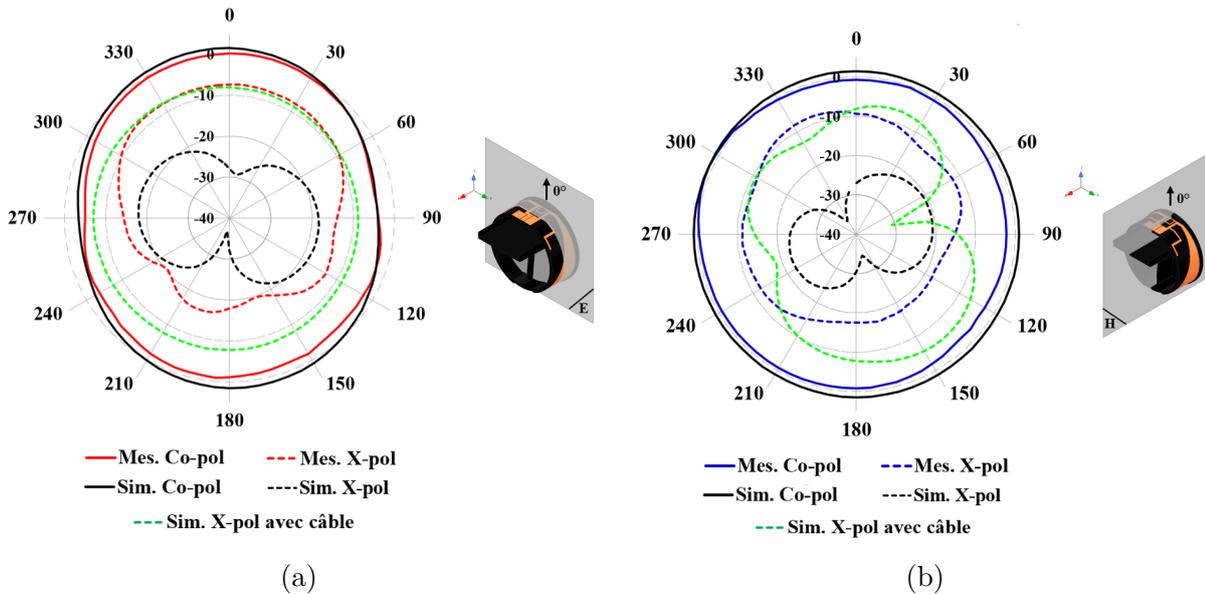


FIGURE III.13 – Diagrammes de rayonnement en gains simulés et mesurés de l'antenne dipôle dual-band à 868 MHz, (a) plan E, (b) plan H

On peut voir que les valeurs de polarisations croisées mesurées dans les deux plans sont supérieures à celles des simulations. Étant donné que le design de cette antenne est basé sur la même transition CPW-CPS que les antennes mono-bande, on ajoute en pointillés vert les simulations réalisées en prenant compte d'un câble de mesures de 200 mm de long. De la même manière que pour les antennes précédentes, on voit que le câble est une source de rayonnement parasite qui dégrade la qualité des mesures [123].

On remarque un bon accord entre simulations et mesures en co-polarisation dans le plan E, la forme du diagramme de rayonnement dans le plan H est correcte, mais à des valeurs globalement moins élevées qu'en simulations à cause du niveau de polarisation croisée élevé. L'antenne présente un gain maximum de 0,9 dBi. Compte-tenu de sa relative compacité ( $ka = 0,42$ ) et de la bande passante obtenue (20 MHz), on peut considérer que ces résultats sont satisfaisants. On s'intéresse ensuite au fonctionnement en hautes fréquences. Les résultats de mesures dans les plans E et H à 2,45 GHz sont présentés Fig.

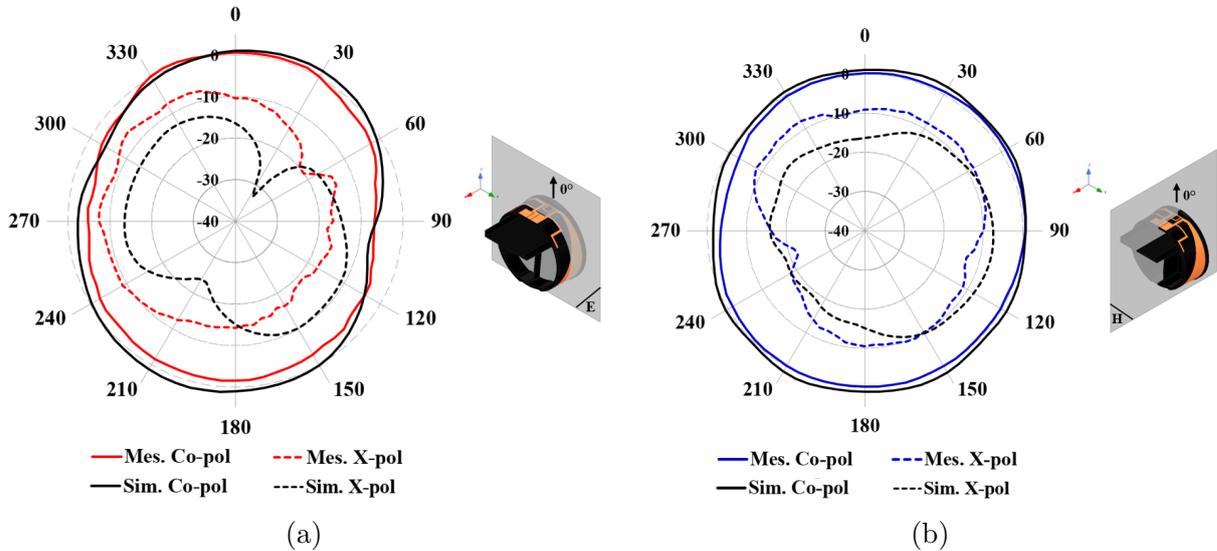


FIGURE III.14 – Diagrammes de rayonnement en gains simulés et mesurés de l’antenne dipôle dual-band à 2,45 GHz, (a) plan E, (b) plan H

### III.14.

Les résultats de mesures sont cohérents avec les diagrammes de rayonnement obtenus par simulations à 2,45 GHz. L’antenne dual-band a un gain maximum de 1,2 dBi, légèrement inférieur à la valeur de 2,0 dBi établie en simulations. Contrairement à la bande basse de fonctionnement, les niveaux de polarisation croisée dans les deux plans sont élevés en simulations sans prendre en compte le câble de mesures de 200 mm. Les simulations ne montrent d’ailleurs pas de différence significative sur les valeurs de polarisations croisées avec ou sans le câble. Ceci peut être lié à l’angle droit des bras du dipôle court, favorisant le rayonnement dans une direction perpendiculaire à celle souhaitée. Ces valeurs importantes de polarisations croisées détériorent le caractère linéaire de la polarisation de l’antenne, mais tout comme en bande basse, elles demeurent 10 dB inférieures aux polarisations colinéaires dans la direction principale d’utilisation (entre 330° et 30°).

Au regard des résultats détaillés ci-avant, on peut considérer que l’antenne dual-band couvre de manière satisfaisante les deux bandes de fréquences d’intérêt à 868 MHz et 2,45 GHz. Les mesures réalisées sur le prototype en technologie LDS valident la méthodologie de conception qui consiste à adjoindre un élément rayonnant court avant l’étage d’adaptation des basses fréquences.

## III.2 Réalisation d'antenne Ultra Large Bande en technologie plastronique

Une fois que les solutions mono-bande et multi-bandes ont été évaluées en technologie LDS, on envisage d'étendre la réflexion aux antennes Ultra Large Bande (ULB). Lors des développements présentés jusqu'à maintenant, les dimensions des antennes ont été optimisées afin d'en maximiser la bande passante. Bien que les protocoles de télécommunications sur la bande ISM 868 sont bande étroite (LoRa, SigFox [135, 136]), on optimise la largeur de bande passante des antennes pour prévenir d'éventuelles dérives sur la fréquence de résonance lors de la réalisation. Ainsi, plus la bande passante est large, moins les chances d'obtenir une antenne non fonctionnelle à cause des tolérances de fabrication sont élevées. L'augmentation de la bande passante trouve aussi tout son intérêt dans le cadre des transmissions via le standard Ultra Wide Band (UWB). C'est cette problématique qui est abordée dans cette section

Dans un premier temps, on définit donc la notion d'ULB et le standard associé avant de dresser un tour d'horizon des antennes ULB compactes existantes. Les spécifications du projet sont précisées par la suite pour mieux cibler le design à utiliser. Enfin, une description de l'antenne est effectuée, puis on présente les résultats de simulations et des mesures sur prototype.

### III.2.1 Ultra Large Bande et standard Ultra Wide Band

Tout d'abord, il est important de faire la différence entre le caractère Ultra Large Bande d'une antenne, qui caractérise ses performances en adaptation d'impédance, et le standard UWB définissant les spécifications des télécommunications sur une bande de fréquences donnée. Dans un souci de clarté, l'abréviation ULB est associée aux performances de l'antenne et UWB désigne la norme pour la suite de ces travaux.

Deux critères établis par la commission fédérale américaine (FCC - Federal Communications Commission) définissent le caractère ULB d'une antenne [137]. L'un des deux est basé sur la notion de bande passante fractionnelle, FBW. Elle est calculée à partir des fréquences limites basse et haute de la bande, respectivement  $f_L$  et  $f_H$ , eq. (III.1).

$$FBW = \frac{f_H - f_L}{0,5(f_H + f_L)} \quad (III.1)$$

A partir de la définition précédente, la FCC indique qu'une antenne est considérée ULB dans les cas suivants [137] :

1.  $FBW > 25\%$
2.  $(f_H - f_L) > 1500$  MHz, si la fréquence centrale de la bande ( $f_c = 0,5(f_H + f_L)$ ) est supérieure à 6 GHz

On peut alors confirmer qu'aucune des antennes réalisées précédemment ne satisfait ce critère, avec une  $FBW$  de 3% pour les antennes mono-bande et dual-band en basses fréquences et d'environ 15% pour la dual-band en hautes fréquences.

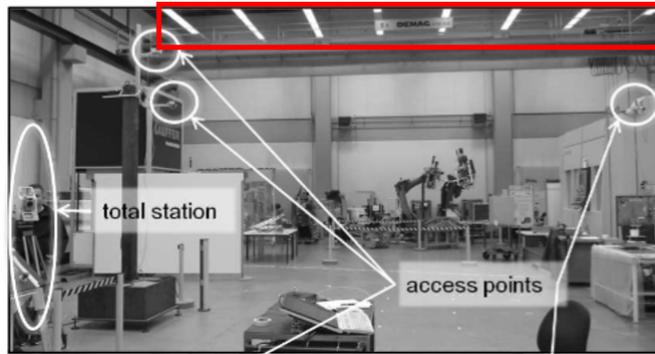
La FCC détaille aussi le standard UWB, et sa bande de fréquences allouée, entre 3,1 GHz et 10,6 GHz [137]. Cette large bande de fréquences permet d'étaler le spectre utilisé pour les communications et de réduire la densité spectrale de puissance des signaux utilisés en comparaison d'autres standards [138]. L'UWB se base sur des impulsions de très courte durée ( $\approx 1$  ns) sur un large spectre permettant une résolution temporelle fine intéressante pour les applications de radio-imagerie et la localisation indoor [139].

Ainsi, le standard UWB est par exemple mis en uvre pour la détection de cellules tumorales [140]. La diversité des fréquences mises en jeu permet d'obtenir à la fois une bonne pénétration dans les tissus en basses fréquences, et une résolution fine de la taille des tumeurs par les hautes fréquences [141]. Son utilisation s'étend aussi et surtout à la localisation indoor. Les signaux émis par différents émetteurs positionnés sur les objets ou personnes à localiser sont reçus par plusieurs points d'accès. Une des méthodes est basée sur la différence temporelle d'arrivée du signal émis aux différents récepteurs, la time-difference-of-arrival (TDOA) [142]. Les résultats expérimentaux basés sur des solutions UWB du commerce présentent des valeurs de précision décimétriques dans des environnements complexes [143] [144].

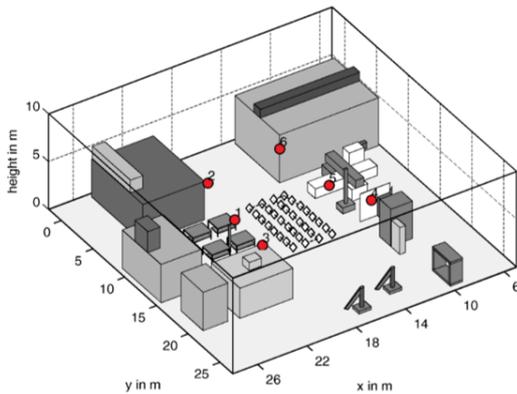
### III.2.2 Motivations et spécifications de l'antenne ULB recherchée

Le besoin d'antenne ULB intégrée au support d'étude répond à la volonté d'évaluation de la technologie LDS sur la bande de fréquences du standard UWB. Cette technologie n'a à la connaissance de l'auteur pas été exploitée pour le standard ciblé. Aussi, le bouchon de luminaire représente un cas d'usage à fort potentiel pour l'utilisation de l'UWB pour la localisation indoor.

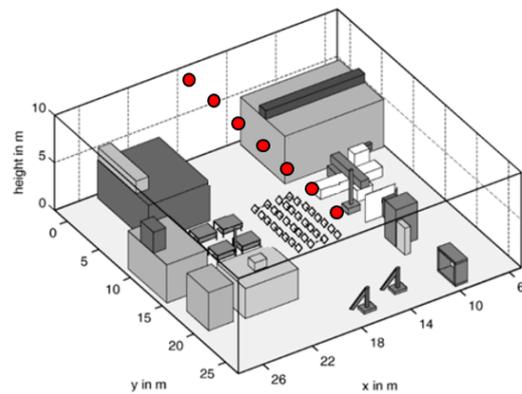
En effet, les études mentionnées en introduction utilisent des récepteurs UWB faisant office de points d'accès qui sont soit positionnés temporairement sur des supports prévus à cet effet [145], soit déployés stratégiquement dans un environnement industriel [142] [144]. La principale problématique réside dans le maillage d'un milieu complexe avec des multi-trajets et des propagations en lignes de vue non directes (Non Line-of-Sight, NLOS). Dans ces situations, la portée maximale des dispositifs UWB est de l'ordre de 10-15 m, ce qui augmente substantiellement le nombre de points d'accès à utiliser [145]. En ajoutant une fonctionnalité UWB à un luminaire, on conçoit que le déploiement de points d'accès peut être grandement simplifié. On prend l'exemple de l'environnement industriel étudié pour la localisation indoor par UWB présenté dans [142], Fig. III.15 (a).



(a)



(b)



(c)

FIGURE III.15 – Exemple de déploiement d'antenne pour localisation indoor par UWB : (a) Environnement complexe issu de [142]; (b) Disposition des points d'ancrage dans [142]; (c) Simplification du maillage par utilisation des luminaires comme points d'ancrage

Dans le contexte de la Fig. III.15(a), les points d'accès (access points) sont indiqués par des flèches et entourés. Un encadré rouge est ajouté pour mettre en évidence les luminaires présents dans cette salle. La Fig. III.15(b) représente la répartition des points d'accès proposée dans [142]. Ceux-ci sont situés à des hauteurs diverses et sur certains supports mobiles. A titre de comparaison, on présente une disposition hypothétique des points d'accès dans les luminaires qui offrirait un maillage simple et complètement indépendant de l'agencement de l'environnement, Fig. III.15(c).

A partir de cet exemple, on souhaite concevoir une antenne ULB compacte couvrant au maximum la bande de fréquences du standard UWB (3,1-10,6 GHz). Le développement est mené sur le même bouchon support que les antennes précédentes : il est donc impossible d'avoir recours à une métallisation double face. Le design doit reposer sur la surface cylindrique équivalente à un rectangle de dimensions  $150 \times 17 \text{ mm}^2$ . Enfin, le cas d'usage exige une direction de propagation principale orientée vers le haut du bouchon, afin d'être orienté vers l'utilisateur. Les principales solutions d'antennes ULB sont maintenant présentées avant de sélectionner la topologie la plus adaptée au sujet.

### III.2.3 Antennes ULB dans la littérature

Afin de répondre aux spécifications du standard UWB principalement basé sur des impulsions courtes sur une large bande, les caractéristiques à satisfaire par les antennes ULB ont été détaillées dans la littérature [146] [147]. Au delà de l'adaptation d'impédance sur une très large bande de fréquences, une efficacité de rayonnement et une directivité élevées sont par exemples indispensables pour des applications UWB de mesures ou de radar. Pour les communications UWB, on souhaite aussi un temps de propagation de groupe constant avec la fréquence. Ce paramètre caractérise la dépendance fréquentielle du retard des signaux émis par l'antenne, aussi exprimé comme la dérivée de la phase du signal émis par rapport à la fréquence.

Partant des caractéristiques à satisfaire par une antenne ULB pour répondre aux contraintes du standard UWB, plusieurs structures ont été proposées. Elles sont généralement basées sur des topologies à onde progressive, ou des motifs auto-complémentaires, constamment adaptés avec la fréquence, ou encore exploitant des résonances multiples. Une description détaillée de chacune de ces structures est disponible dans de nombreux ouvrages [146] [147], [62] : elles ne seront pas abordées ici. Pour autant, dans le but de

sélectionner une antenne ULB adaptée au cas d'usage, il est intéressant de classer les différentes topologies recensées suivant leurs principales caractéristiques. A ce titre, différentes solutions d'antennes ULB et les applications UWB associées sont illustrées Fig. III.16.

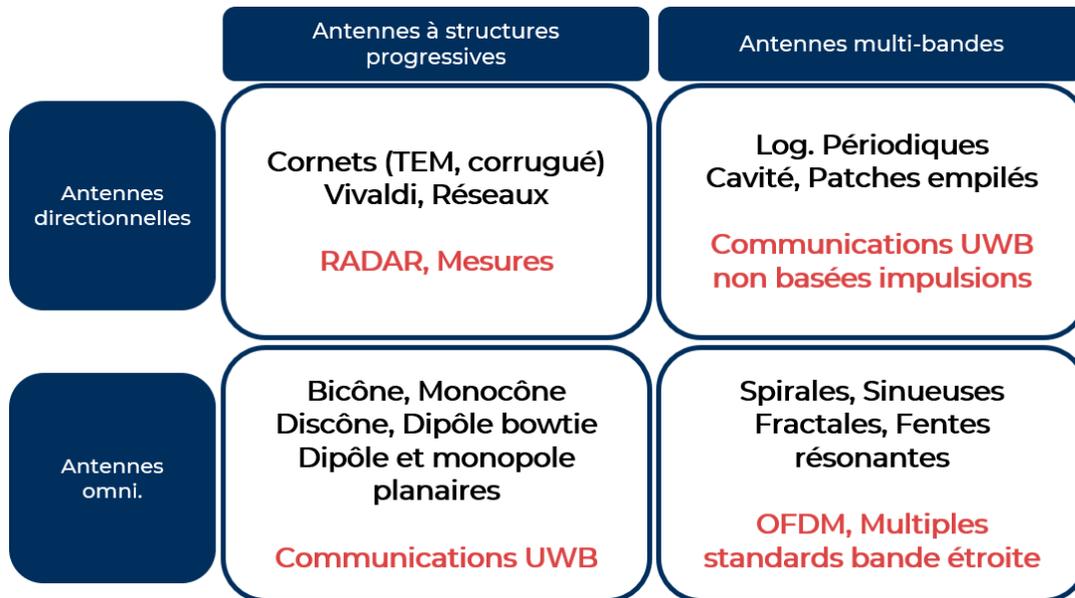


FIGURE III.16 – Synthèse sur la classification des antennes ULB et de leurs applications, inspirée de [148]

Quatre grands types de fonctionnements apparaissent à partir de cette synthèse :

1. Multi-bandes omnidirectionnelles
2. Multi-bandes directionnelles
3. Structures progressives directionnelles
4. Structures progressives omnidirectionnelles

Le concept d'antennes ULB à multi-bandes repose sur le prolongement du raisonnement mené pour l'antenne dual-band : il s'agit de créer une multitude de fréquences de résonance suffisamment proches pour que leurs bandes d'adaptation à -10 dB se recoupent et forment une unique et large bande passante. Cette méthode a pour inconvénients de stocker de l'énergie réactive et de générer des temps de propagation de groupe importants [148]. On note aussi que les fractales, précédemment mentionnées comme des solutions pour réaliser des AEP sont aussi utilisées pour concevoir des antennes ULB [149]. Qu'elles soient omnidirectionnelles ou directionnelles, ces antennes ne sont pas adaptées pour des

communications UWB à base d'impulsions, elles trouvent cependant un intérêt pour couvrir de multiples standards à bande étroite sur diverses bandes [150, 151, 152].

Les solutions volumiques comme les cornets ne sont pas conçues à partir de résonances multiples et offrent par conséquent des performances en directivité et efficacité relativement meilleures que les topologies multi-bandes. De plus, leur caractère progressif assure un temps de propagation de groupe constant et génère peu d'oscillations sur le signal émis [99]. Les principaux inconvénients des cornets sont leur poids et leur encombrement. Certains développements à base de technologie additive tendent à réduire drastiquement le poids des réalisations à l'aide de fentes et matériaux plastique (-50% [153]). Pour autant, les cornets restent encombrants et leur grande directivité peut ne pas convenir pour des applications de communication UWB telles que la localisation indoor. Pour réduire l'empreinte de ces antennes, la mise en réseaux d'éléments large bande planaires peut être utilisée. Au regard de leurs caractéristiques, les designs concernés par cette catégorie sont principalement utilisés pour des applications de radar ou de mesures EM [154, 155]. Ce genre d'antenne a aussi été évalué avec succès dans le cadre d'un développement plastro-nique [156].

La dernière catégorie tirée de la Fig. III.16 concerne les antennes progressives omnidirectionnelles. Initialement développées en 3D, les monocônes et bicônes [157, 158] ont ensuite été adaptées à des développements plans [159, 160, 161, 162]. En se basant sur des motifs évasés, ces structures assurent une transition d'impédance douce et large bande, tout en conservant des temps de propagation de groupe et oscillations satisfaisants. C'est le principe d'élargissement progressif du motif dipolaire qui a été mis en uvre pour augmenter la bande passante des antennes présentées auparavant. La compacité de ces solutions, leur large bande d'adaptation et leur rayonnement omnidirectionnel en font des candidates idéales pour les communications UWB, en particulier pour la localisation indoor. Les monopoles circulaires plans sont d'ailleurs les solutions embarquées dans les développements industriels pour ce type de produit, Fig III.17 [163, 164].

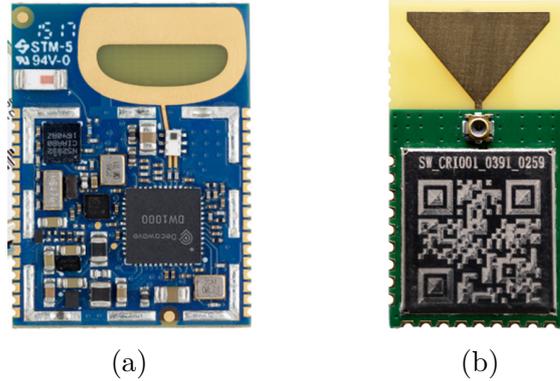


FIGURE III.17 – Exemples d’antennes pour localisation indoor par UWB : (a) [163]; (b) [164]

### III.2.4 Design de l’antenne ULB

Conformément à la synthèse des différents types d’antennes ULB, le design envisagé pour la suite est un monopole planaire. Contrairement au cas des antennes à plus basses fréquences, la conception du motif de l’antenne ULB n’est pas trop contrainte par la nature cylindrique du support. Comme évoqué lors du design de l’antenne dual-band, augmenter la fréquence de résonance ciblée revient à réduire la longueur d’onde associée et par conséquent la taille de l’antenne à mettre en œuvre. On a vu que le design précédent était très peu affecté par la conformation. En ciblant un développement de 3,1 GHz à 10,6 GHz, on peut considérer que l’influence de la conformation est faible à 3 GHz, et de moins en moins sensible au fur et à mesure que la fréquence de fonctionnement augmente. De plus, les effets mineurs engendrés par la conformation comme le décalage fréquentiel ne sont pas critiques dans le cadre d’un développement large bande.

L’antenne proposée est un monopole circulaire alimenté par une ligne coplanaire pliée en angle droit, Fig. III.18(a). Cette solution est inspirée des développements proposés par Honda [159], Fig. III.18(b). Les règles de conception de l’antenne développée par Honda ont ensuite été définies par Agrawall [160]. Ce dernier stipule que la fréquence basse d’adaptation  $f_L$  pour un VSWR égal à 2 (correspondant au critère  $S_{11} < -10$  dB) est liée au rayon de l’élément circulaire  $r$  et à la distance  $p$  entre l’extrémité des masses latérales et le cercle. Il indique que cette fréquence peut être calculée approximativement en assimilant la surface du monopole circulaire imprimé à celle d’un monopole quart d’onde filaire de hauteur  $L = 2r$  et de rayon de conducteur  $r_{cyl} = 0,25r$ .



FIGURE III.18 – Antennes ULB monopoles circulaires : (a) version à angle droit proposée; (b) design initial [159]

Afin d'obtenir une antenne dont l'impédance d'entrée est réelle, la longueur du monopole est définie comme suit, eq. (III.2) [99].

$$L = 0,24\lambda - r_{cyl} \Rightarrow \lambda = \frac{L + r_{cyl}}{0,24} \quad (\text{III.2})$$

La connaissance de  $\lambda$  permet de calculer la fréquence de résonance  $f_L$  du monopole circulaire, eq. (III.3). Elle s'exprime en GHz en prenant en compte les paramètres  $L$ ,  $r_{cyl}$ , et  $r$  en cm.

$$f_L = \frac{c}{\lambda} = \frac{30 \times 24}{L + r_{cyl}} = \frac{7,2}{2r + r/4} \quad [\text{GHz}] \quad (\text{III.3})$$

Afin de prendre en compte la distance  $p$  entre le monopole et la masse, l'équation (III.3) devient [165] :

$$f_L = \frac{7,2}{2r + r/4 + p} \quad [\text{GHz}] \quad (\text{III.4})$$

Ce développement initialement mené dans le vide a été étendu pour les antennes imprimées sur substrat diélectrique [166]. Les auteurs proposent une modification de l'expression (III.4) pour tenir compte de l'influence du substrat sur la fréquence basse de résonance de l'antenne. Pour ce faire, ils introduisent une variable  $k$  déterminée empiriquement pour de l'Epoxy FR-4 ( $\varepsilon_r = 4,4$ ), eq. (III.5).

$$f_L = \frac{7,2}{(2r + r/4 + p) \times k} \quad [\text{GHz}] \quad (\text{III.5})$$

Le support plastronique utilisé pour le développement présente une permittivité rela-

tive trop éloignée de l'Epoxy-FR4 pour pouvoir utiliser la valeur empirique de  $k$  issue de [166]. Néanmoins, on peut estimer que la prise en compte du substrat revient à prendre en compte la longueur d'onde effective dans le milieu via le calcul de la permittivité relative effective  $\varepsilon_{eff}$ . Pour la suite des développements, on fait l'hypothèse que  $k = \sqrt{\varepsilon_{eff}}$ , où  $\varepsilon_{eff}$  est la permittivité relative effective calculée pour les dimensions du bouchon et une ligne coplanaire. La présence de la racine carrée traduit le passage de la longueur d'onde dans le vide à celle guidée dans le substrat.

Suivant l'éq. (III.5), et en considérant la permittivité relative effective du substrat plastronique environ égale à 1,86 pour la topologie de ligne CPW (calculs détaillés dans le prochain chapitre), les paramètres  $r$  et  $p$  de l'antenne peuvent être fixés respectivement à 7,1 mm et 0,4 mm pour obtenir  $f_L = 3,1$  GHz. A partir de cette première approximation, on réalise ensuite une phase d'optimisation en simulation pour ajuster ces valeurs. Les différents paramètres de design de l'antenne ULB, sont représentés Fig. III.19.

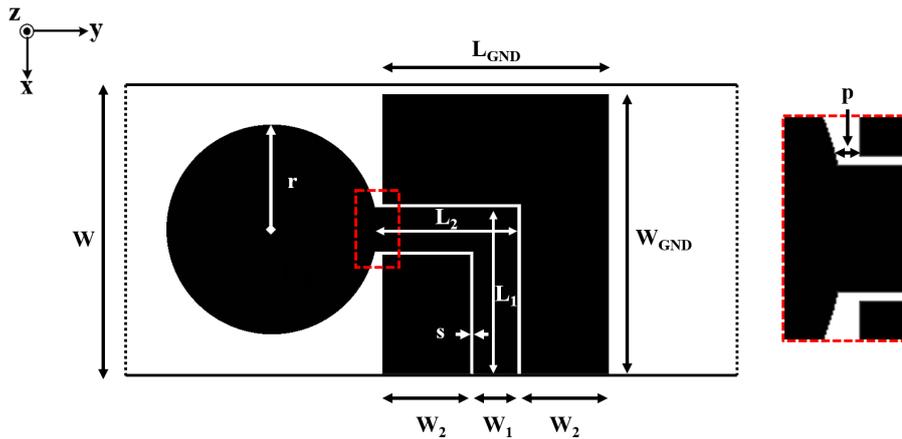


FIGURE III.19 – Dimensions de l'antenne UWB, zoom sur la portion encadrée en rouge

Les valeurs des différents paramètres renseignées dans le tableau III.4. Après optimisation, les paramètres  $r$  et  $p$  ont subi des modifications mineures. L'approximation réalisée sur l'évaluation du paramètre  $k$  peut expliquer ces écarts.

$W$	$L_{GND}$	$W_{GND}$	$W_1$	$W_2$	$L_1$	$L_2$	$r$	$s$	$p$
17	12,9	16	2,5	5	9,5	8,15	6	0,2	0,43

TABLE III.4 – Paramètres de l'antenne ULB (unités : mm)

### III.2.5 Simulations et mesures

L'antenne ULB est réalisée par technologie LDS à partir du motif et des dimensions précisées, Fig. III.20. Le prototype est conçu suivant les mêmes spécifications de précision et de métallisation que pour les antennes mono-bandes.



FIGURE III.20 – Antenne ULB réalisée en technologie LDS

Le contrôle de l'épaisseur de métallisation est effectué par spectroscopie à fluorescence sur 3 points distincts de l'antenne. Les mesures indiquent une épaisseur moyenne de 13  $\mu\text{m}$  de cuivre, 8  $\mu\text{m}$  de nickel et 0,13  $\mu\text{m}$  d'or, pour une épaisseur moyenne totale de 21,13  $\mu\text{m}$ . Pour s'assurer du respect des dimensions entre le modèle 3D et le prototype, un contrôle optique est effectué sur 4 paramètres au niveau de la ligne d'alimentation de l'antenne, Fig. III.21. Les résultats sont présentés Tab. III.5, en indiquant en rouge les valeurs qui présentent plus de 5% d'écart avec le modèle.

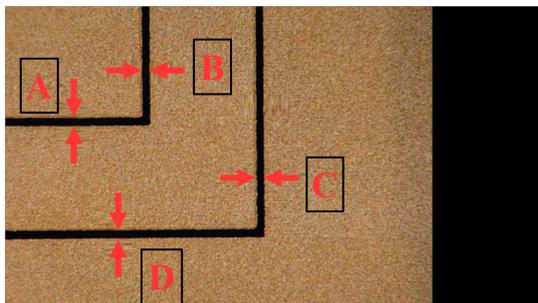


FIGURE III.21 – Mesure optique des paramètres de design de l'antenne ULB

Paramètres	A	B	C	D
Modèle 3D	200	200	200	200
Prototype	189	182	178	196

TABLE III.5 – Contrôle optique des dimensions de l’antenne ULB (unités :  $\mu\text{m}$ )

En raison du faible nombre de pièces plastiques restantes pour la réalisation de cette antenne, il n’a pas été possible de réaliser de pré-prototype pour ajuster les paramètres du laser lors de l’activation par technologie LDS. Cela explique pourquoi trois des quatre paramètres mesurés pour la ligne d’alimentation présentent des écart supérieurs à 5% avec les valeurs souhaitées. Ces défauts de fabrication induisent des variations de l’impédance caractéristique de la ligne qui peuvent par conséquent perturber l’adaptation large bande de l’antenne.

La mesure du coefficient de réflexion en entrée de l’antenne est réalisée sur un VNA Rhode et Schwarz ZNB20 après une calibration TRL. La Fig. III.22 illustre les résultats obtenus.

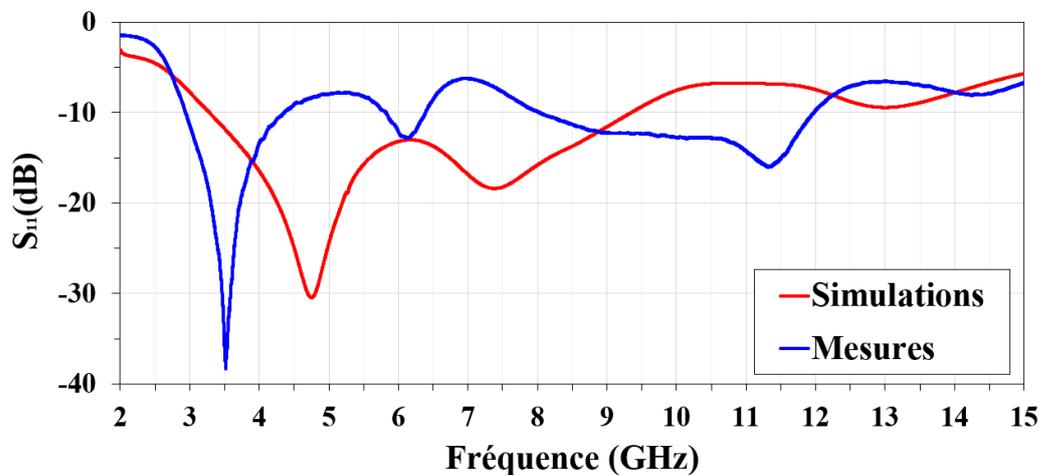


FIGURE III.22 – Coefficients de réflexion simulés et mesurés de l’antenne ULB

Contrairement aux résultats de simulations, le coefficient de réflexion de l’antenne dépasse la limite des -10 dB sur deux bandes, entre 4,35 GHz et 5,85 GHz, puis entre 6,38 GHz et 8 GHz. Néanmoins, ces remontées sont respectivement inférieures à -8 dB et -6dB, ce qui n’entrave pas totalement le fonctionnement de l’antenne sur l’ensemble de la bande

de fréquences ciblée. On observe aussi une adaptation inférieure à -10 dB jusqu'à 12 GHz, soit 2,5 GHz de plus qu'en simulations.

Plusieurs causes peuvent être avancées pour expliquer ces écarts, comme la qualité de la liaison électrique entre le connecteur et les pistes métallique, la méconnaissance de la valeur des caractéristiques diélectriques aux fréquences étudiées, où la qualité de fabrication du prototype. Compte-tenu des contraintes industrielles du projet, il n'était pas possible de réaliser de nouveaux prototypes. Malgré quelques décalages au niveau des résonances de l'antenne, le prototype présente des résultats intéressants pour des communications utilisant le standard UWB.

Les diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne ont été mesurés dans la chambre anéchoïque de l'IETR, site de Nantes. Les résultats de mesures dans les plans E et H à 3,5 GHz, 6 GHz et 9 GHz sont présentés respectivement Fig. III.23, Fig. III.24 et Fig. III.25.

A 3,5 GHz, on note un très bon accord entre les résultats de simulations et de mesures dans le plan E. Dans ce même plan à 6 GHz et 9 GHz, la correspondance est légèrement moins bonne, mais les résultats restent satisfaisants. Les écarts observés dans le plan H peuvent être liés au placement de l'antenne sous test lors des mesures. A plus hautes fréquences, l'accord des diagrammes est moins bonne, néanmoins leurs formes restent cohérentes avec celles des diagrammes simulés. De manière identique aux observations sur le coefficient de réflexion de l'antenne, plusieurs causes peuvent être avancées pour expliquer ces écarts comme la qualité de la liaison électrique entre le connecteur et l'antenne, ou l'absence de données sur les caractéristiques diélectriques du matériau. Par ailleurs, la présence de niveaux de polarisation croisée élevés peut être liée à la géométrie coudée de la ligne d'alimentation de l'antenne. Comme pour l'antenne dual-band, la présence d'un repli en angle droit peut en être responsable.

Les gains maximum relevés à 3,5 GHz, 6 GHz et 9 GHz sont respectivement de 3,1 dBi, 3,1 dBi, et 2,2 dBi. On remarque par ailleurs dans le plan E la propension de l'antenne à rayonner favorablement vers le dessous du bouchon, entre 120° et 180° surtout à 6 GHz, comme indiqué Fig. III.26.

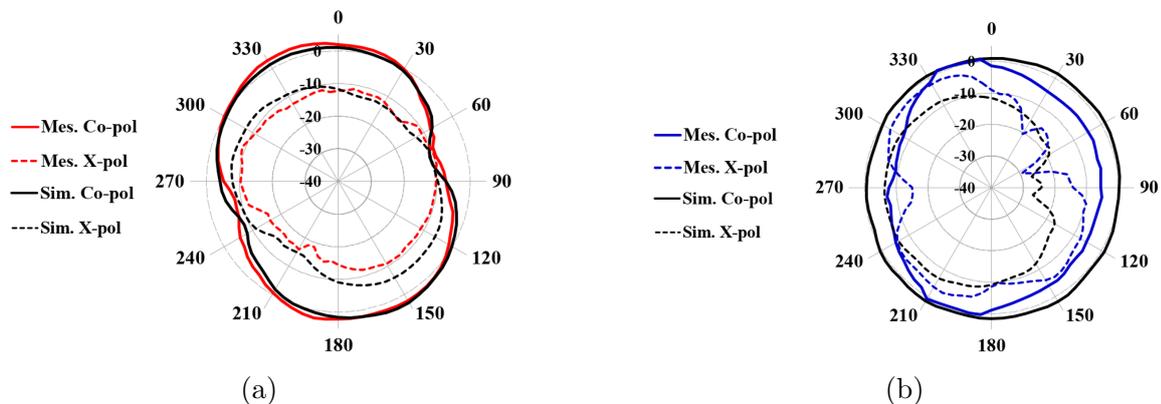


FIGURE III.23 – Diagrammes de rayonnement de l’antenne ULB à 3,5 GHz : (a) plan E ; (b) plan H

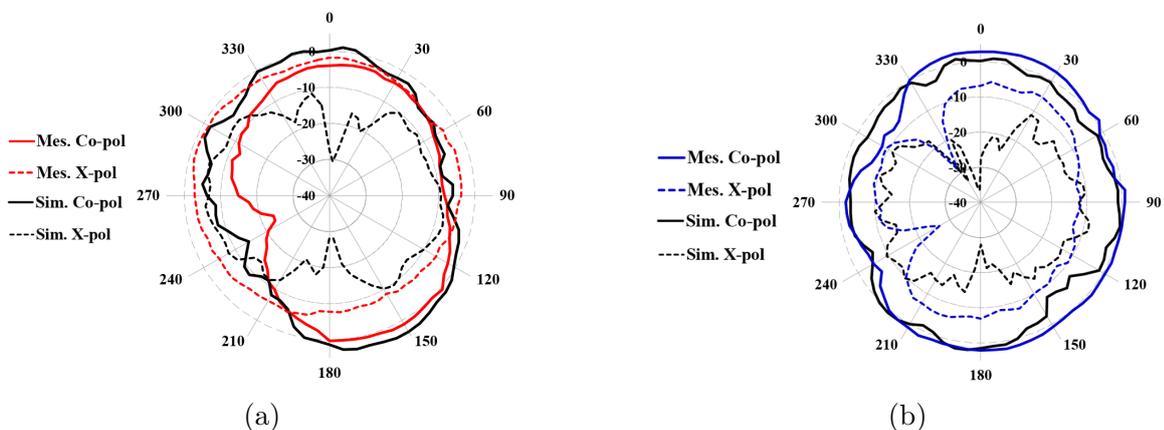


FIGURE III.24 – Diagrammes de rayonnement de l’antenne ULB à 6 GHz : (a) plan E ; (b) plan H

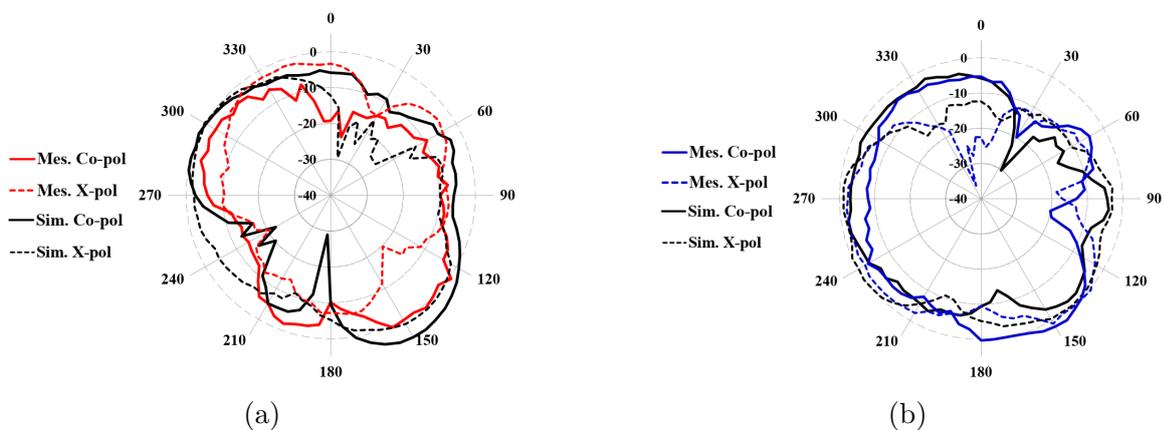


FIGURE III.25 – Diagrammes de rayonnement de l’antenne ULB à 9 GHz : (a) plan E ; (b) plan H

### III.3 Modification de la directivité par ajout d'un réflecteur métallique

L'antenne ULB offre des performances satisfaisantes en termes de bande passante au regard de sa relative compacité. Néanmoins, les mesures en rayonnement indiquent que la direction principale de propagation est orientée vers le bas du bouchon. Dans cette section, on précise pourquoi ce comportement n'est pas idéal pour le cas d'usage ciblé avant de mettre en place une solution pour modifier la directivité de l'antenne.

#### III.3.1 Motivations

En se replaçant dans le contexte du cas d'usage de la localisation indoor (Fig. III.15), on conçoit que les antennes intégrées aux luminaires doivent rayonner favorablement vers le sol, c'est à dire vers le haut du bouchon, afin d'assurer l'objectif de couverture radio des objets connectés proches du sol. Par ce biais, la couverture UWB est assurée dans l'environnement et la communication est réalisable. Or, on remarque à l'aide des résultats de mesures et simulations en rayonnement que l'antenne rayonne de manière plus importante vers le bas du bouchon que vers le haut, Fig. III.23 à III.25. La simulation 3D du gain de l'antenne permet de confirmer cette observation, Fig. III.26.

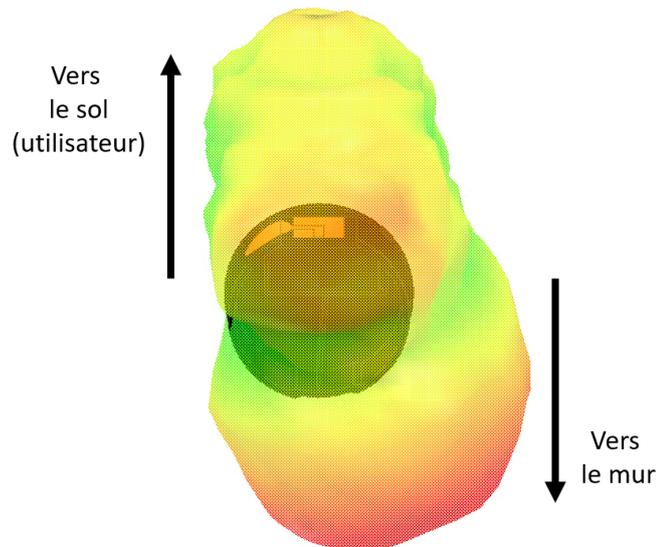


FIGURE III.26 – Diagramme de rayonnement 3D simulé à 6GHz de l'antenne ULB

Pour quantifier la propension de l'antenne à rayonner vers la direction souhaitée, on introduit le rapport avant/arrière du gain. Aussi appelé Front-to-back ratio (FBR), il s'obtient par la différence de gain entre le lobe principal et les lobes diffus à  $-180^\circ$  de l'antenne. Dans le cas d'étude, on considère que la direction principale de propagation est vers le haut du bouchon. Le FBR calculé dans la configuration actuelle est négatif car le rayonnement est plus important dans la direction inverse de celle souhaitée, eq. (III.6).

$$FBR[dB] = Gain_{lobe\ principal}[dB] - Gain_{lobe\ diffus\ -180^\circ}[dB] \quad (III.6)$$

Les données de simulations et mesures de la section précédente donnent un FBR de  $-1,5$  dB à 6 GHz. Une fois intégrée au luminaire fixé au mur, cette antenne propage la majorité de son rayonnement vers le bas du bouchon, donc vers le mur. La qualité de la liaison UWB à établir est alors dégradée en comparaison avec une antenne dont la direction de propagation serait inversée. Le but de cette section est de mettre en place une solution qui permet de réorienter le diagramme de rayonnement de l'antenne afin que la direction maximale de propagation soit vers le haut du bouchon, donc vers l'utilisateur dans le cas d'étude. Par conséquent, le FBR de l'antenne optimisée doit être à minima positif.

### III.3.2 Modification de la directivité de l'antenne

La modification de la directivité d'une antenne ULB planaire peut être réalisée par de multiples techniques comme l'utilisation de composants actifs, de directeurs [113] ou d'éléments parasites [140]. Pour les raisons évoquées dans les parties précédentes, on ne souhaite pas utiliser de composants actifs. Les solutions à base de directeurs ou de parasites sont quant à elles limitées car elles ne permettent le plus souvent d'augmenter la directivité de l'antenne que dans le plan où le motif est imprimé. Autrement dit, elles ne peuvent modifier la direction de propagation que dans le plan  $Oxy$  de l'antenne (Fig. III.19), alors que c'est principalement dans la direction  $Oz$  que la directivité doit être modifiée.

Pour ce faire, il est possible d'utiliser un réflecteur afin d'orienter l'énergie rayonnée vers la direction souhaitée. Les réflecteurs se déclinent du simple plan à la parabole et leur utilisation est historiquement rattachée aux antennes volumiques [99]. Pour autant, de nombreuses références ont recours à des réflecteurs pour des antennes ULB imprimées

dans le but d'accroître leur directivité [140, 167, 168, 169]. Leur mise en œuvre consiste généralement à prolonger la masse de l'antenne sur un côté pour contraindre le rayonnement dans la direction opposée, ou utiliser un élément métallique sous l'antenne, Fig. III.27.

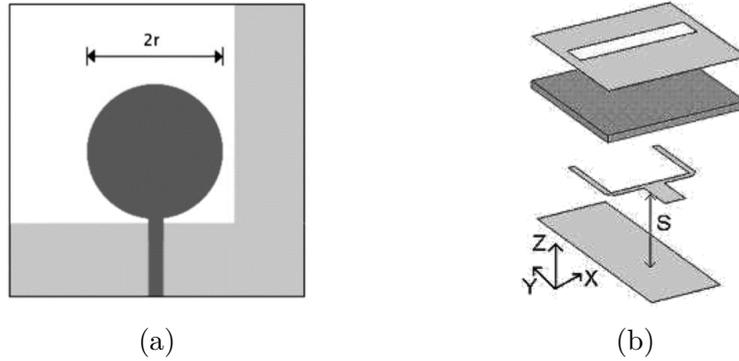


FIGURE III.27 – Utilisation de réflecteur pour les antennes ULB : (a) [167] ; (b) [168]

On conçoit que cette solution permet aussi de modifier principalement la directivité dans le plan  $Oxy$  pour l'exemple Fig. III.27(a), ce qui ne différencie pas cette méthode des précédentes. En revanche, l'utilisation d'un réflecteur sous l'élément rayonnant entraîne un comportement en rayonnement quasi-hémisphérique, Fig. III.27(b), ce qui est recherché dans le cas d'étude. L'impossibilité de métallisation double face du substrat empêche néanmoins de suivre cette méthode dans le cas du développement LDS. Pour pallier cela, on utilise la surface circulaire extérieure du bouchon comme support du réflecteur.

Bien que légèrement décalée sur l'axe  $Ox$  par rapport au motif antennaire, la surface circulaire extérieure du bouchon offre la possibilité de reporter des motifs métalliques. En plaçant un réflecteur sur cette surface, on souhaite rediriger une portion de l'énergie rayonnée vers le haut du bouchon. A partir des règles de design des antennes Yagi-Uda, le réflecteur est initialement positionné à environ  $0,25\lambda_g$  de l'élément rayonnant (à la fréquence de fonctionnement la plus basse, environ 3 GHz) [99]. Ce dimensionnement implique de placer le réflecteur au centre de la surface circulaire du bouchon. Néanmoins, les contraintes de réalisation ne permettent pas de reporter le motif à cet emplacement. En effet, l'outillage d'injection utilisé pour le moulage du bouchon impose un point d'injection de matière au centre de la surface circulaire extérieure de la pièce, Fig. II.9. La zone d'injection est impropre à l'activation LDS car son état de surface n'est pas satisfaisant. Par conséquent, on règle la position du réflecteur métallique en se basant sur les règles de

design puis par optimisation en simulations pour ne pas le reporter sur une zone interdite. Le réflecteur est aussi conçu de sorte à être légèrement plus long que l'antenne ULB initiale. Sa largeur est un paramètre qui influe peu sur sa capacité à réorienter le diagramme de rayonnement : elle est fixée par optimisation en simulations, en s'assurant que le motif est réalisable en technologie LDS. Le réflecteur choisi est circulaire plutôt que droit car il présente de meilleurs résultats en termes d'amélioration de la directivité en simulations. L'antenne ULB avec réflecteur est présentée Fig. III.28(a). Le motif circulaire de l'antenne est identique à celui de la Fig. III.19, avec les dimensions indiquées Tab. III.6. La vue dans le plan  $Oyz$  fait apparaître les variables de positionnement du réflecteur, Fig. III.28(b).

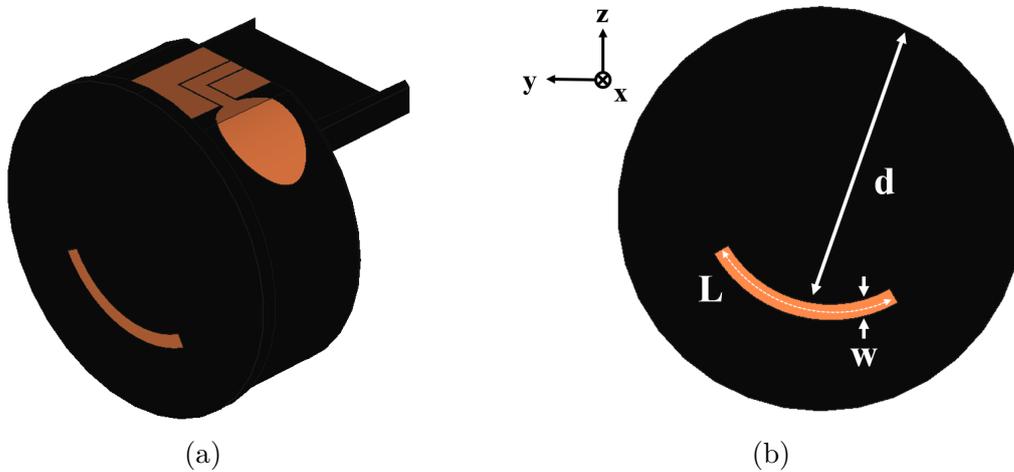


FIGURE III.28 – Schéma et dimensions de l'antenne ULB avec réflecteur (unités : mm)

$w$	$L$	$d$
2	23,5	33

TABLE III.6 – Paramètres du réflecteur de l'antenne ULB (unités : mm)

### III.3.3 Simulations et mesures

L'antenne ULB avec réflecteur est réalisée en technologie LDS à partir du motif et des dimensions précisées. Le prototype est conçu suivant les mêmes spécifications de précision et de métallisation que pour les antennes mono-bandes. L'antenne initiale et sa version avec réflecteur sont présentées Fig. III.29. L'angle de vue permet de distinguer le point d'injection de matière qui a impliqué le déplacement du réflecteur.



FIGURE III.29 – Prototypes de lantenne ULB initiale et avec réflecteur

Le contrôle de l'épaisseur de métallisation est effectué par spectroscopie à fluorescence sur 3 points distincts de l'antenne. Les mesures indiquent une épaisseur moyenne de 10  $\mu\text{m}$  de cuivre, 8  $\mu\text{m}$  de nickel et 0,15  $\mu\text{m}$  d'or, pour une épaisseur moyenne totale de 18,15  $\mu\text{m}$ . Pour s'assurer du respect des dimensions entre le modèle 3D de l'antenne et le prototype, un contrôle optique est effectué sur 4 paramètres, Fig. III.30. Les résultats sont présentés Tab. III.7, en indiquant en rouge les valeurs qui présentent plus de 5% d'écart avec le modèle.

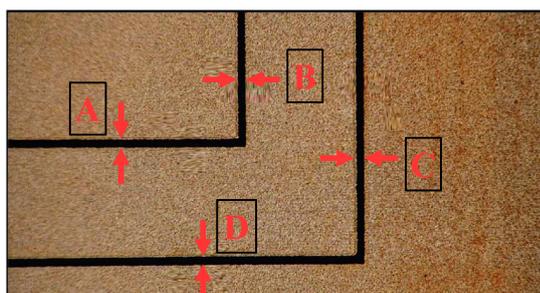


FIGURE III.30 – Mesure optique des paramètres de design de l'antenne ULB avec réflecteur

De la même manière que pour l'antenne précédente, le faible nombre de pièces plastiques restantes pour la réalisation impliquant l'absence de phase de pré-prototypage explique pourquoi deux paramètres présentent des écart supérieurs à 5% avec les valeurs souhaitées.

Paramètres	A	B	C	D
Modèle 3D	200	200	200	200
Prototype	202	179	179	190

TABLE III.7 – Contrôle optique des dimensions de l’antenne ULB avec réflecteur (unités :  $\mu\text{m}$ )

La mesure du coefficient de réflexion en entrée de l’antenne est réalisée sur un VNA Rhode et Schwarz ZNB20 après une calibration TRL. La Fig. III.31 illustre les résultats obtenus.

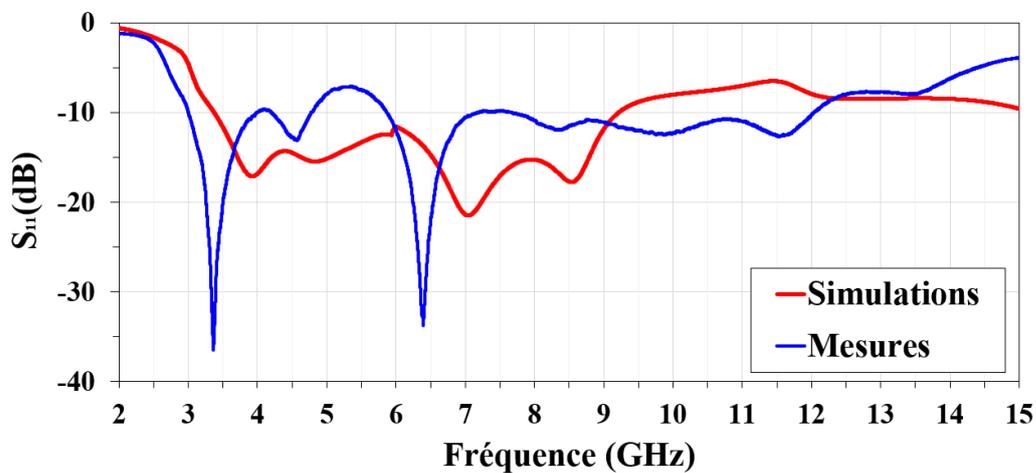


FIGURE III.31 – Coefficients de réflexion simulés et mesurés de l’antenne ULB avec réflecteur

Les résultats de mesures sont relativement proches de ceux de l’antenne ULB sans le réflecteur. Son ajout modifie assez peu le comportement de l’antenne pour ce paramètre. Malgré un décalage fréquentiel de -500 MHz par rapport aux simulations observé sur certaines résonances de l’antenne (mesurées à 3,5 GHz, 4,5 GHz et 6,5 GHz), le prototype couvre une bande passante plus large que l’antenne ULB précédente. Entre 3 GHz et 12 GHz, seule une bande de fréquences comprises entre 4,7 GHz et 5,7 GHz ne satisfait pas la limite des -10 dB sur le coefficient de réflexion. La valeur maximale atteinte dans cette bande moins bien adaptée est d’environ -7 dB.

Par conséquent, on peut estimer que l’antenne ULB à réflecteur couvre de manière satisfaisante la quasi-totalité de la bande de fréquences allouée au standard UWB.

Les diagrammes de rayonnement en gain de l'antenne ont été mesurés dans la chambre anéchoïque de l'IETR, site de Nantes. La qualité des résultats de mesures pour l'antenne ULB avec réflecteur est globalement similaire à celle de l'antenne ULB initiale, avec des différences de niveaux de gains entre les simulations et les mesures. Ces écarts de niveaux peuvent être liés au placement de l'antenne sous test lors des mesures. Les différences de niveaux sont aussi causées par les raisons évoquées précédemment, notamment le coude de la ligne d'alimentation de l'antenne, la qualité de la connectique et la méconnaissance des caractéristiques diélectriques aux fréquences étudiées.

Pour apporter une information témoignant de l'effet du réflecteur sur le diagramme de rayonnement de l'antenne, on compare les résultats obtenus pour l'antenne ULB sans et avec réflecteur en co-polarisation dans les plans E et H à 3,5 GHz, 6 GHz et 9 GHz. Ces diagrammes sont présentés respectivement Fig. III.32, Fig. III.33 et Fig. III.34.

Les gains maximum relevés à 3,5 GHz, 6 GHz et 9 GHz sont respectivement de 3,1 dBi, 5,4 dBi, et 2,4 dBi pour l'antenne ULB avec réflecteur. Si les diagrammes de rayonnement à 3,5 GHz et 9 GHz subissent peu de modifications par l'ajout du réflecteur, on note une modification sensible du diagramme de rayonnement à 6 GHz. Dans le plan E, le FBR mesuré de l'antenne ULB initiale était d'environ -5 dB. Avec le réflecteur, cette valeur est estimée à environ 0 dB ce qui témoigne de l'effet du réflecteur. Néanmoins, la qualité des résultats de mesures ne permettent pas d'affirmer que l'ajout du réflecteur métallique modifie la directivité de l'antenne dans la direction souhaitée. C'est pourquoi on compare les diagrammes de rayonnement 3D simulés à 6 GHz pour l'antenne ULB initiale Fig. III.35 (a) et sa version modifiée III.35 (b) en situation d'usage. Les figures représentent une vue de côté les antennes ULB insérées dans le luminaire de l'étude (vue d'une portion uniquement).

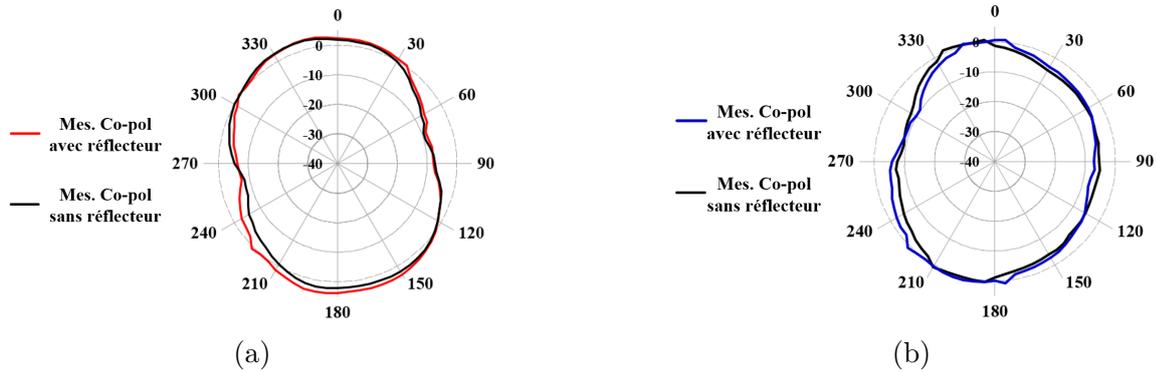


FIGURE III.32 – Comparaison des diagrammes de rayonnement en co-polarisation de l’antenne ULB sans et avec réflecteur à 3,5 GHz : (a) plan E; (b) plan H

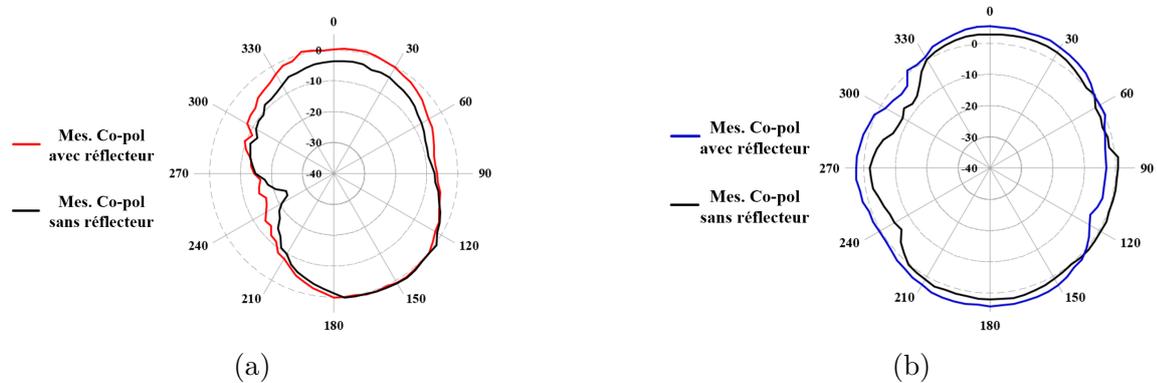


FIGURE III.33 – Comparaison des diagrammes de rayonnement en co-polarisation de l’antenne ULB sans et avec réflecteur à 6 GHz : (a) plan E; (b) plan H

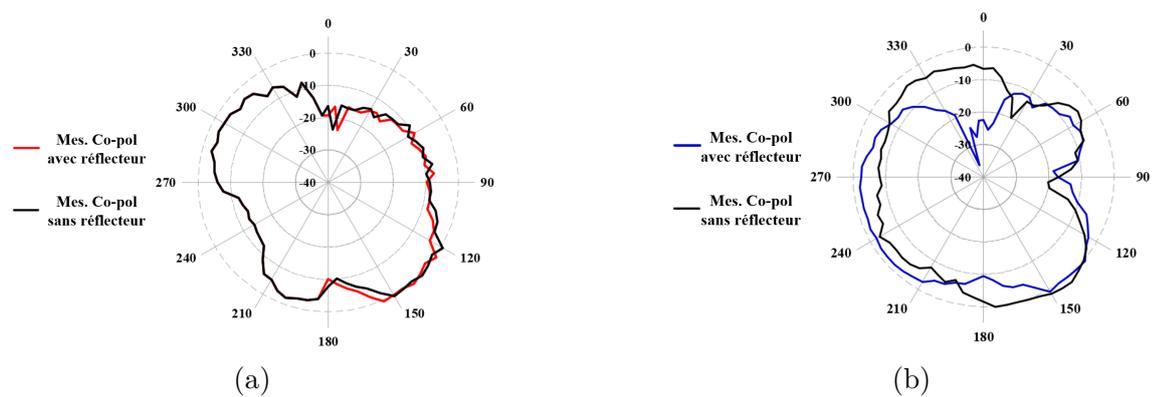


FIGURE III.34 – Comparaison des diagrammes de rayonnement en co-polarisation de l’antenne ULB sans et avec réflecteur à 9 GHz : (a) plan E; (b) plan H

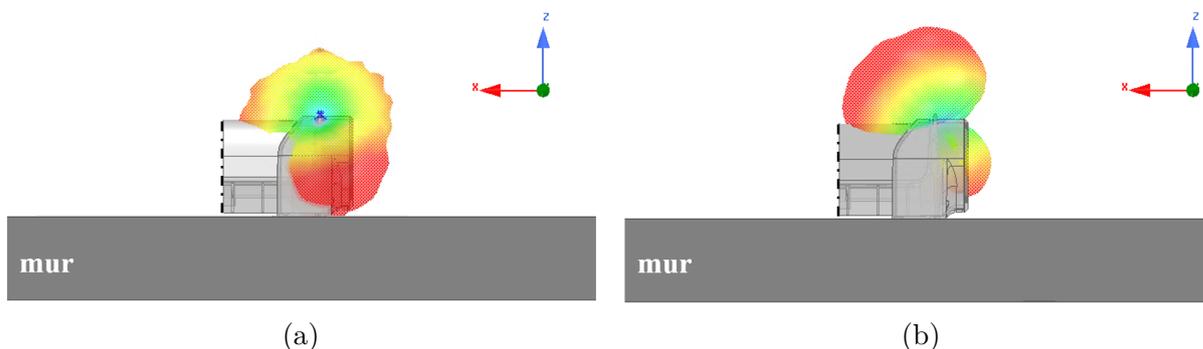


FIGURE III.35 – Diagrammes de rayonnement 3D simulés à 6 GHz de l'antenne ULB en situation d'utilisation : (a) sans réflecteur ; (b) avec réflecteur

On voit que l'antenne modifiée présente un comportement en rayonnement plus propice pour les communication UWB, avec un diagramme de rayonnement 3D orienté dans la direction opposée au mur. Une légère inclinaison du diagramme autour de l'axe  $Oy$  est observée : le réflecteur est situé dans un plan décalé par rapport au plan de l'élément rayonnant. Cela entraîne un tilt du diagramme de rayonnement de l'antenne.

### III.4 Conclusion sur l'apport de la technologie LDS pour le développement de solutions rayonnantes multi-bandes et ULB

Après avoir validé la méthodologie de conception des antennes dipôles conformées sur surface cylindrique en technologie LDS, ce chapitre s'est attaché à étendre la réflexion de nouvelles bandes de fréquences. La possibilité d'exploiter deux standards de télécommunications par l'intermédiaire d'une unique antenne permet de simplifier le développement d'un produit et ajoute de la compacité au système. Pouvoir allier le standard LoRa aux protocoles WiFi ou Bluetooth répond à un besoin de disposer à la fois d'une solution de communication à bas débit longue portée et une solution haut débit courte portée.

A partir des développements d'antennes mono-bande du chapitre 2, le dimensionnement de l'antenne dual-band a été abordé. Compte-tenu de la faible longueur de bras nécessaire pour un dipôle à 2450 MHz en comparaison à un dipôle à 868 MHz, le dimensionnement de l'élément rayonnant en hautes fréquences est faiblement impacté par la conformation induite par le support cylindrique.

Les études préliminaires ont validé le design d'antenne sélectionné en simulation, et les mesures sur prototype témoignent du bon fonctionnement de cette antenne sur deux bandes de fréquences, à 868 MHz et 2450 MHz.

La conception d'antennes ULB a ensuite été abordée. Une fois les spécifications du standard UWB abordées, diverses topologies d'antennes ULB ont été présentées. Le cas d'usage initial du luminaire connecté peut aussi être considéré sur le standard UWB : la position murale des luminaires convient à la réalisation de points d'accès pour de la localisation indoor. Les contraintes de réalisation ont permis de converger vers une solution d'antenne à base de monopole circulaire. En raison d'un rayonnement orienté majoritairement dans la direction opposée de l'utilisateur, ce design a été modifié en adjoignant un réflecteur métallique. Les prototypes présentent des résultats en accord avec les simulations, avec notamment une bande passante comprise entre 3 GHz et 12 GHz comprenant deux bandes au delà de -10 dB (4,35 - 5,85 GHz et 6,38 - 8 GHz), ainsi qu'un gain maximum de 3,1 dBi. L'apport du réflecteur n'a pas pu être vérifié formellement en raison de la qualité des résultats de mesures. Une réduction locale du FBR de l'antenne à réflecteur est néanmoins observée à 6 GHz. Ces observations sont confirmées par les diagrammes de rayonnement 3D simulés.

Les résultats présentés dans ce chapitre permettent de conclure sur la validation de la technologie LDS utilisée pour la conception d'antennes mono, multi ou ultra large bande. Bien que les résultats de mesures pour l'antenne ULB n'atteignent pas les performances attendues, le développement d'antennes ULB en technologie LDS présente un intérêt pour l'augmentation des performances de ces antennes, en termes de directivité ou de bande passante, par l'utilisation de surface inutilisées jusque là.

# ÉVALUATION D'UNE ANTENNE PLASTRONIQUE DANS UN OBJET CONNECTÉ ET APPORTS DE LA TECHNOLOGIE SANS CONTACT

---

Le but de ce chapitre est d'évaluer les performances d'une antenne plastronique au sein d'un système communicant via le protocole LoRa. On présente dans un premier temps le système électronique utilisé ainsi que les contraintes et limites de développement inhérentes à la plastronique. Les performances du dispositif seront mesurées et confrontées au cas d'un développement plus classique en considérant une antenne sur PCB. Afin d'améliorer l'intégration de l'antenne au sein du système, la problématique de la connectique entre la carte et l'antenne est discutée. Une solution d'alimentation sans contact est présentée.

---

IV.1 Conception du système . . . . .	<b>152</b>
IV.1.1 Spécifications de la liaison LoRa . . . . .	152
IV.1.2 Présentation de la carte communication LoRa . . . . .	154
IV.1.3 Considérations sur la connectique carte-antenne . . . . .	156
IV.1.4 Effet du boîtier plastique sur les performances antennaires : modification du design d'antenne . . . . .	159
IV.2 Mesures et évaluation de l'objet connecté . . . . .	<b>164</b>
IV.2.1 Évaluation des performances de l'antenne dans le luminaire . . . . .	164
IV.2.2 Comparaison avec une solution PCB . . . . .	167
IV.3 Suppression des contraintes de connectique . . . . .	<b>171</b>
IV.3.1 Contexte et état de l'art des solutions d'alimentation sans contact	171
IV.3.2 Dimensionnement de l'antenne à parasite métallique . . . . .	174
IV.3.3 Mesures sur prototype plastronique . . . . .	183
IV.4 Conclusion : apport de la plastronique pour les objets connectés . . . . .	<b>187</b>

---

## IV.1 Conception du système

Les antennes développées dans les chapitres précédents répondent à la volonté d'utiliser la technologie LDS pour la conception d'objets connectés afin d'optimiser leur encombrement, leurs performances et leur coût de fabrication. Les prototypes montrent des résultats satisfaisants au regard des performances souhaitées, que ce soit en bande passante ou en gain. Hormis pour la direction de propagation principale, les conditions d'utilisation du produit dans son environnement d'usage ont rarement été abordées. Dans cette section, les caractéristiques du système raccordé à l'antenne sont donc présentées, à commencer par les spécifications du protocole LoRa, puis de la carte de communication conçue pour le projet. Compte-tenu de la nature déportée de l'antenne sur le bouchon, il a aussi été nécessaire d'envisager une solution de connectique sur-mesures. Celle-ci est présentée et mise en uvre par la suite.

### IV.1.1 Spécifications de la liaison LoRa

Le protocole LoRa permet de déployer des réseaux de communications sans fil à faible consommation énergétique et longue portée (LPWAN - Low Power Wide Area Network). Particulièrement adapté aux problématiques IoT émergentes, qui nécessitent la multiplication de capteurs communicants à bas débit sur une grande distance, LoRa utilise une modulation par étalement de spectre d'un signal émis en bande ISM sub-GHz (863-870 MHz en Europe, 902-928 MHz aux États-Unis) [170]. Les réseaux LPWAN sont des réseaux étendus : ils reposent sur un ensemble de capteurs communicants vers un ou plusieurs points d'accès répartis pour mailler une zone. La notion de longue distance annoncée pour ces réseaux est relative et se doit d'être illustrée.

Petäjärvi et al. [171] ont testé les distances limites atteignables pour une communication LoRa dans un environnement dégagé. Il apparaît que 80% des paquets envoyés sont reçus de manière satisfaisante jusqu'à 5 km. Entre 5 km et 10 km, ce nombre est réduit à 60%. Enfin, la quasi-totalité des paquets sont perdus au delà de 10 km. Pour autant, en testant une liaison LoRa dans des conditions de ligne de vue quasi directe (aucun obstacle entre l'émetteur et le récepteur), les auteurs sont parvenus à établir une communication jusqu'à une distance maximale de 30 km. Ces résultats sont en accord avec l'étude de Oliveira et al. [172], qui mentionne une distance maximale de communication estimée à 5 km en milieu rural dégagé et 2 km en milieu urbain (pour un pourcentage de réception

proche de 100%). Pour finir, le protocole LoRa peut aussi être déployé pour des communications en intérieur [173]. Le critère de la distance maximale de réception n'est plus prédominant, mais il faut assurer une communication suffisamment robuste pour gérer des environnements complexes.

Pour établir les performances à satisfaire par le système, on définit un cas d'usage basé sur le luminaire connecté. Il peut être utilisé dans le cadre de l'agriculture 4.0 pour transmettre des informations sur la température et l'hygrométrie dans des serres, Fig. IV.1(a). Le luminaire peut aussi servir comme éclairage d'abri voyageurs connecté tout en récupérant des informations sur la qualité de l'air en différents points d'une ville, Fig. IV.1(b). Le protocole LoRa a d'ailleurs déjà été envisagé pour ce type d'application [174].



(a)



(b)

FIGURE IV.1 – (a) cas d'usage agriculture 4.0; (b) cas d'usage abri pour voyageurs connecté

Lors d'une communication LoRa, chaque symbole à transmettre est codé par un nombre de bits défini par le facteur d'étalement de la liaison (SF - Spreading Factor) allant de 7 à 12. Plus le spectre est étalé (nombre de bits codant le symbole important), et plus le débit de la communication est faible. Dans les cas d'usage envisagés, on peut considérer un débit faible, donc un SF élevé. Aussi, pour assurer une cohérence avec les produits utilisant le protocole LoRa développés par LACROIX Impulse, on utilise par ailleurs une configuration déjà déployée. Par conséquent, la bande passante du signal est fixée à 125 kHz et le SF à 12. Conformément à la fiche technique du transceiver LoRa utilisé [175], cette configuration induit une sensibilité du récepteur de -137 dBm. A titre de comparaison, un SF égal à 7 assure un débit plus élevé car l'étalement du spectre est moindre, mais la sensibilité du récepteur est alors de -124 dBm. En dépit d'un faible

débit lié à la durée importante des symboles transmis, choisir un SF égal à 12 assure une transmission plus sûre et une plus longue portée qu'avec un SF faible.

Aussi, les spécifications du produit doivent tenir compte des normes fixées par l'institut européen des normes de télécommunications (ETSI - European Telecommunications Standards Institute) sur les niveaux de puissance rayonnée pour des communications utilisant le protocole LoRa. D'après la norme ETSI EN 300 220-1 [176], la Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente (PIRE) dans le cadre d'une modulation LoRa ne doit pas excéder +14 dBm. En se basant sur les valeurs de puissance mesurées en sortie de l'amplificateur de puissance monté sur la carte, l'antenne plastronique devra présenter un gain le plus haut possible dans le but de réduire de la consommation énergétique du produit. En effet, un gain plus élevé implique un niveau de puissance de sortie plus faible pour obtenir 14 dBm de PIRE. Les résultats de l'antenne plastronique seront comparés à ceux d'une antenne PCB qui aurait pu être reportée sur la carte dans un développement plus classique.

### IV.1.2 Présentation de la carte communication LoRa

La carte de communication LoRa doit remplir deux critères principaux : contenir les composants nécessaires pour la récupération et l'envoi de données en protocole LoRa, et satisfaire les contraintes mécaniques imposées par l'insertion dans le luminaire.

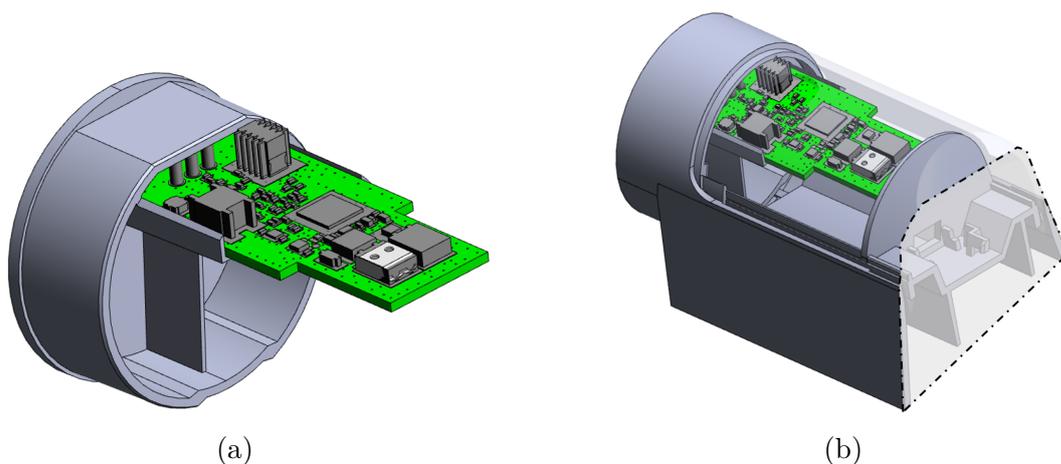


FIGURE IV.2 – Carte de communication LoRa : (a) dans le bouchon ; (b) insérée dans le luminaire (portion)

A partir des modèles 3D du bouchon support de l'antenne et du luminaire complet, il est possible de définir les dimensions maximales de la carte ainsi que sa forme. Grâce à la connaissance des empreintes des composants et de leur encombrement, la carte doit être conçue de sorte à ne pas gêner l'insertion du bouchon dans le luminaire. Une préfiguration de la carte en situation d'insertion dans le bouchon et dans le luminaire est présentée Fig. IV.2.

Pour détailler la conception de la carte, on définit plusieurs zones par type de composants ou par fonctionnalités :

- Les zones restreintes représentent les surfaces où le report de composants n'est pas possible. Il peut s'agir des zones en bordure de carte, ou celles qui empêchent d'insérer la carte dans le bouchon.
- La zone antenne correspond à l'espace dédié à la connectique de l'antenne plastique sur le bouchon.
- Les blocs digitaux, qui comprennent les composants permettant une interaction logicielle comme un bouton poussoir, une LED de contrôle, un connecteur pour le debug et un micro-contrôleur (MCU - Main Control Unit).
- Les blocs sensibles, qui concernent les horloges (32 kHz et 32 MHz) et la partie RF (piste 50Ω, transceiver, zone d'adaptation éventuelle)
- Un bloc de puissance, constitué d'un régulateur de tension linéaire (LDO - Low Dropout Regulator)
- Les zones de connecteurs, qui incluent l'alimentation de la carte (DC IN - entrée du courant continu), la connectique vers les LEDs du luminaire, un connecteur ufl pour les tests RF, et la connectique vers l'antenne.

Après avoir identifié ces zones, on place les différents composants de sorte à ce que leur intégration soit réalisable. La partie RF est placée en premier lieu au plus proche de la zone antenne, les connecteurs pour l'antenne sont assignés à une zone fixe, et les connecteurs d'alimentation sont situés à l'autre extrémité de la carte. Une fois ces premiers blocs positionnés, les autres composants sont répartis pour satisfaire les contraintes mécaniques identifiées. Cette phase de pré-positionnement aboutit à un schéma bloc, Fig. IV.3. La carte réalisée a pour dimensions  $66,8 \times 27,3 \times 1,6 \text{ mm}^3$ , elle comporte 103 composants et 4 couches de métallisation. Les fonctionnalités de communication LoRa sont assurées par un micro-contrôleur STM32WLE5 de ST Microelectronics, qui intègre un transceiver Semtech de type SX1262 spécifiquement dédié à ce protocole [175].

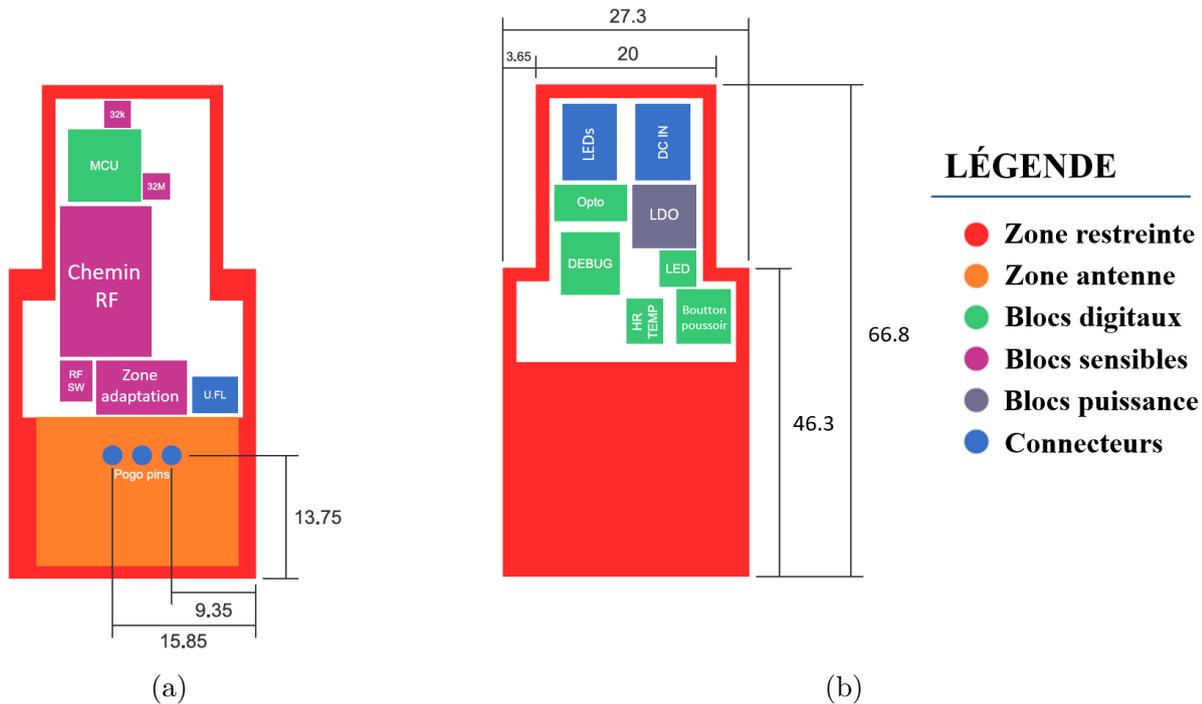


FIGURE IV.3 – Schéma de pré-positionnement des fonctions de la carte de communication : (a) face supérieure ; (b) face inférieure

### IV.1.3 Considérations sur la connectique carte-antenne

Les problématiques de connectiques mécanique et électrique représentent des sujets à part entière dans les développements plastroniques. La pluralité des matériaux mis en uvre et la présence de zones métallisées inédites (sur plastique) imposent une réflexion sur les méthodes à employer pour inclure un module plastronique au sein d'un système complet [1]. La majorité des techniques d'interconnexions électriques de modules plastroniques a été décrite par Peitz [24]. On retrouve parmi celles-ci l'utilisation de fils soudés, de colle conductrice, de pogo-pins, de lamelles de contact ou encore de contact mécanique direct entre deux pistes métalliques.

Les antennes réalisées par technologie LDS dont l'alimentation est déportée utilisent généralement une solution à base de pogo-pins pour assurer un contact électrique [112, 17, 177]. Les pogos-pins sont des cylindres métalliques à ressort constitués d'une partie mobile, le piston, qui permet de faire varier la hauteur du cylindre suivant l'étendue de la course du ressort. Cette méthode a été employée pour des antennes fonctionnant jusqu'à 2,7 GHz sans engendrer de dégradation de performances notable [178]. On peut donc estimer que cette solution est fonctionnelle à 868 MHz pour le cas d'usage.

La métallisation simple face du bouchon ne permet pas l'emploi de cette méthode seule, car la zone de contact n'est pas située sous le bouchon. Pour pallier cette limitation, on combine deux méthodes d'interconnexion : les pogo-pins et des lamelles de contact. Il s'agit de fines plaques métalliques repliées de manière à pouvoir être montées en extrémité d'un support. En fixant les lamelles au niveau de la ligne CPW de l'antenne on prolonge la métallisation sous le substrat plastique. Il devient alors possible d'établir une connexion entre l'antenne et la source en assurant le contact entre les pogos-pins et les lamelles. Un prototype pour l'évaluation de cette connectique a été réalisé et mesuré, Fig. IV.4.

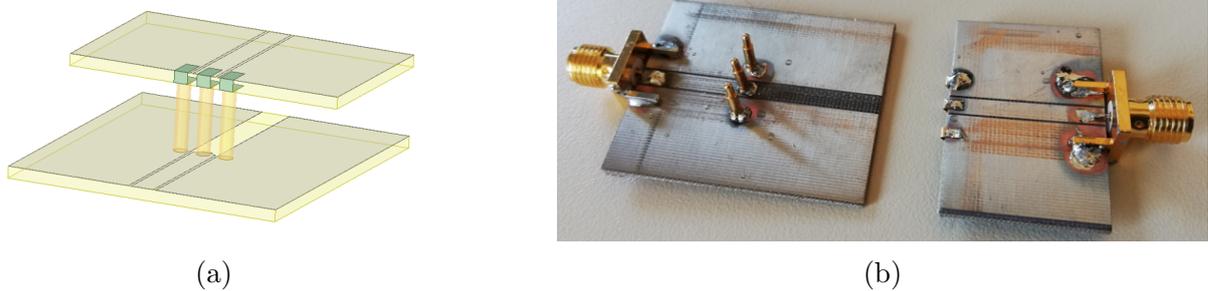


FIGURE IV.4 – Dispositif d'évaluation de la connectique : (a) Modèle HFSS ; (b) Prototype

Le prototype est composé de deux lignes de transmission CPW réalisées sur substrat Téflon ( $\epsilon_r = 2,35$  ;  $\tan(\delta) = 0,001$ ), la première ligne supporte les pogo-pins et la seconde les lamelles de contact. Le substrat Téflon a été choisi en raison de sa disponibilité au laboratoire et pour ses caractéristiques diélectriques voisines de celles du thermoplastique utilisé pour les prototypes d'antennes. Le coefficient de transmission de la ligne avec la connectique est comparé avec celui d'une ligne seule de longueur équivalente. La contribution de la connectique est extraite par une méthode de de-embedding [179], Fig. IV.5.

On observe tout d'abord un léger décalage entre les résultats de simulations et de mesures qui témoigne de la précision de modélisation de la connectique, de la qualité de la réalisation, et de la différence de pertes diélectriques entre le substrat pris en compte en simulations et celui du prototype. Ensuite, on remarque un bon accord entre les valeurs de coefficients de transmission calculées pour la connectique extraite seule (courbes rouges). A 868 MHz, la valeur du coefficient de transmission mesurée pour la connectique seule est d'environ -0,17 dB. En extrapolant à la mise en pratique avec l'antenne, cela signifie que 96% de la puissance du signal est transmise de la ligne d'alimentation de la carte à l'antenne. Cette valeur sera prise en compte dans le bilan de liaison du système.

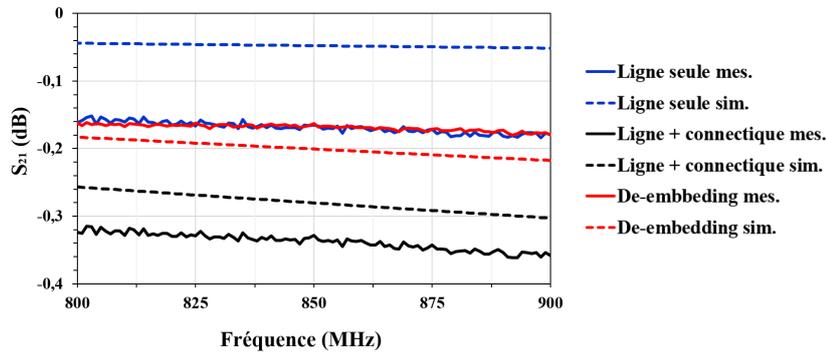


FIGURE IV.5 – Coefficient de transmission de la connectique hybride

Pour conclure, on peut estimer que la connectique hybride à base de pogo-pins et de lamelles de contact est satisfaisante car elle permet de répondre à un impératif de connexion électrique qui n'aurait pas pu être satisfait avec un autre type de connectique. Les pertes en transmissions induites par cette méthode sont faibles à 868 MHz et permettent de considérer cette méthode pour la suite des mesures. Une vue détaillée de la zone de connectique est illustrée Fig. IV.6. Pour faciliter les mesures de puissances et les tests, un connecteur ufl est également présent sur la carte en complément des pogo-pins. La sélection de l'une ou l'autre des méthodes de connexion s'effectue en sortie d'un interrupteur RF (switch) aiguillant à l'aide d'une résistance  $0 \Omega$  le signal.

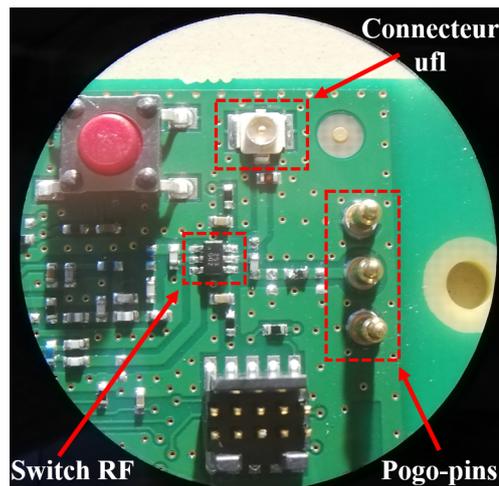


FIGURE IV.6 – Zoom sur les différentes connectiques implémentées sur la carte LoRa

#### IV.1.4 Effet du boîtier plastique sur les performances antennaires : modification du design d'antenne

Jusqu'à présent, les performances des antennes ont été établies sans boîtier dans un but de validation des designs et d'évaluation de la technologie LDS. Pour se rapprocher des conditions d'utilisation du produit, il est nécessaire de tenir compte de son environnement proche, c'est à dire l'influence du boîtier plastique du luminaire sur les caractéristiques de l'antenne. Dès lors, il sera possible de mesurer les performances du système complet.

On présente les différentes étapes de l'insertion de l'antenne dans le luminaire (vue d'une portion), Fig. IV.7. Le bouchon est tout d'abord fixé dans le corps principal du support, Fig. IV.7(b), puis un capuchon est ajouté pour assurer l'étanchéité du produit, Fig. IV.7(c).

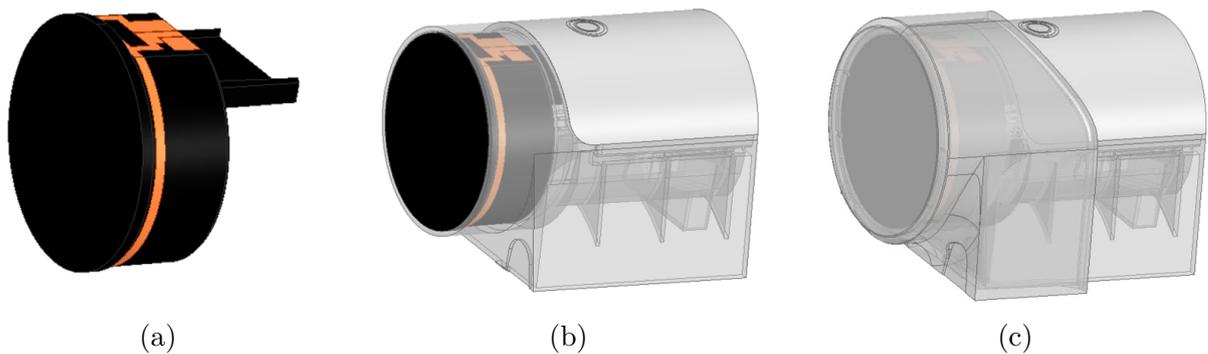


FIGURE IV.7 – Différentes configurations du bouchon : (a) en espace libre ; (b) inséré dans le luminaire ; (c) inséré dans le luminaire avec capuchon étanche

Les caractéristiques diélectriques du matériau dont est constitué le boîtier plastique modifient la permittivité effective de l'ensemble à considérer et ajoutent des pertes diélectriques. Cela se traduit par une modification de l'impédance caractéristique des lignes de transmission utilisées, du circuit d'adaptation de l'antenne, et par une dégradation de la qualité du rayonnement. Le coefficient de réflexion du dipôle T-match en espace libre et celui du dipôle T-match une fois inséré dans le luminaire sont comparés pour illustrer la nature des modifications, Fig. IV.8.

Conformément aux résultats du chapitre 2, l'antenne résonne à 868 MHz en espace libre. Lorsque le boîtier est pris en compte, la fréquence de résonance est décalée vers les basses fréquences (centrée autour de 790 MHz) et la qualité de l'adaptation est dégradée.

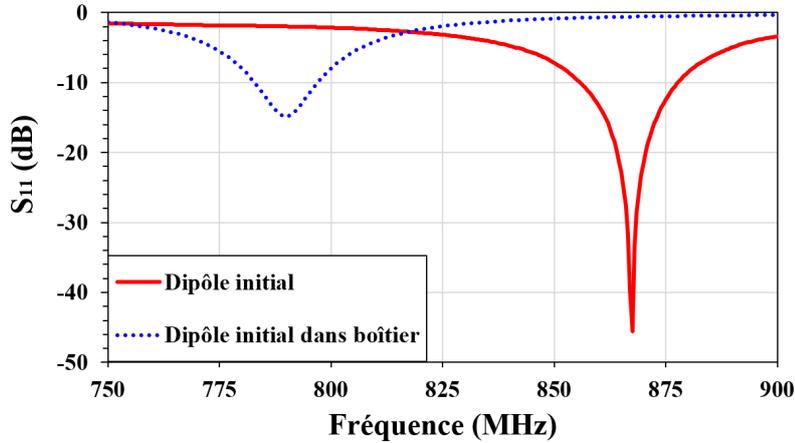


FIGURE IV.8 – Coefficients de réflexion simulés de l’antenne initiale en espace libre et dans le boîtier

Avec le boîtier, la réduction de la longueur d’onde guidée dans le milieu implique un sur-dimensionnement des bras de l’antenne pour résonner à 868 MHz. Aussi, le circuit d’adaptation en T n’est plus correctement dimensionné pour compenser l’effet de la conformation sur l’impédance d’entrée de l’antenne à 790 MHz, ce qui explique la dégradation du  $S_{11}$ . Dans les paragraphes suivants, on s’intéresse à la description des solutions apportées pour limiter les effets du boîtier sur les performances de l’antenne.

#### IV.1.4.1 Modification de l’impédance caractéristique des lignes de transmission

Le boîtier du luminaire est réalisé en polypropylène (PP), dont les caractéristiques diélectriques ont été extraites par la méthode des lignes de transmission ( $\epsilon_r = 2,3$ ;  $\tan(\delta) = 0,06$  à 868 MHz). Lorsque le bouchon support de l’antenne est inséré dans le luminaire, il est complètement entouré d’une couche de matériau différent de l’air. Par conséquent, le changement de topologie des lignes CPW doit être pris en compte pour le calcul de leur impédance caractéristique. Les deux situations sont illustrées en vue de coupe dans le plan  $Oyz$ , Fig. IV.9. Une couche d’air très fine peut également être intercalée entre le bouchon et le boîtier en condition d’utilisation. Cependant, elle est de l’ordre de quelques micromètres et n’est pas considérée dans le modèle.

Assurer une impédance caractéristique de  $50\Omega$  pour les lignes d’alimentation CPW de l’antenne est essentiel pour minimiser les pertes par désadaptation et pour rester dans les limites de fonctionnement de la transition CPW-CPS décrite précédemment. L’impédance caractéristique des deux topologies de lignes est donc réestimée avec et sans le boîtier pour

quantifier son influence. Les modèles analytiques utilisés sont décrits par Gevorgian et al [180]. Les variables du modèle utilisées pour le calcul de l'impédance sont renseignées Tab. IV.1.

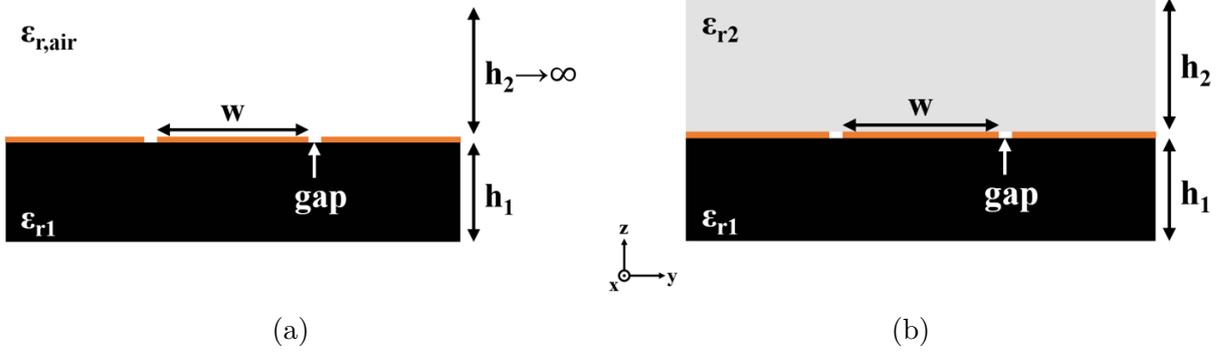


FIGURE IV.9 – Configuration des lignes d'alimentation CPW : (a) en espace libre ; (b) avec le boîtier

$h_1$	$h_2$	$w$	$gap$
1,65	2,15	2,5	0,2

TABLE IV.1 – Dimensions de la ligne CPW prises en compte pour le calcul de l'impédance caractéristique (unités : mm)

Le calcul de l'impédance caractéristique des lignes dans le cadre de la Fig. IV.9 (b) est explicité eq.(IV.1). Elle dépend de la valeur de la permittivité effective de la structure eq.(IV.2) et des dimensions de la ligne eq.(IV.3-IV.5)[180].

$$Z_c = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k'_0)}{K(k_0)} \quad (IV.1)$$

$$\varepsilon_{eff} = 1 + q_1(\varepsilon_{r1} - 1) + q_2(\varepsilon_{r2} - 1) \quad (IV.2)$$

$$q_i = \frac{1}{2} \frac{K(k'_0)K(k_i)}{K(k_0)K(k'_i)} \quad (i = 1, 2) \quad (IV.3)$$

$$k_0 = \frac{w/2}{w/2 + gap} \quad ; \quad k_i = \frac{\sinh\left(\frac{\pi(w/2)}{2h_i}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(w/2+gap)}{2h_i}\right)} \quad (i = 1, 2) \quad (IV.4)$$

$$k'_j = \sqrt{1 - k_j^2} \quad (j = 1, 2, 3) \quad (IV.5)$$

	Sans boîtier	Avec boîtier
$\varepsilon_{eff}$	1,86	2,47
$Z_c(\Omega)$	54	47

TABLE IV.2 – Permittivité effective et impédance caractéristique des lignes d'alimentation CPW avec et sans boîtier

Lorsque l'on prend en compte le boîtier, l'impédance caractéristique de la ligne CPW vaut environ 47  $\Omega$ , Tab. IV.2. La permittivité relative faible du boîtier en PP limite la dégradation de l'impédance caractéristique de la ligne. A titre d'exemple, on renseigne la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne CPW pour des permittivités relatives du matériau du boîtier allant de 1 à 5, Fig. IV.10. La légère surestimation de la valeur de  $Z_c$  dans le vide ( $\approx 54 \Omega$ ) permet d'obtenir une impédance caractéristique correcte en conditions d'utilisation sans modifier les dimensions de la ligne.

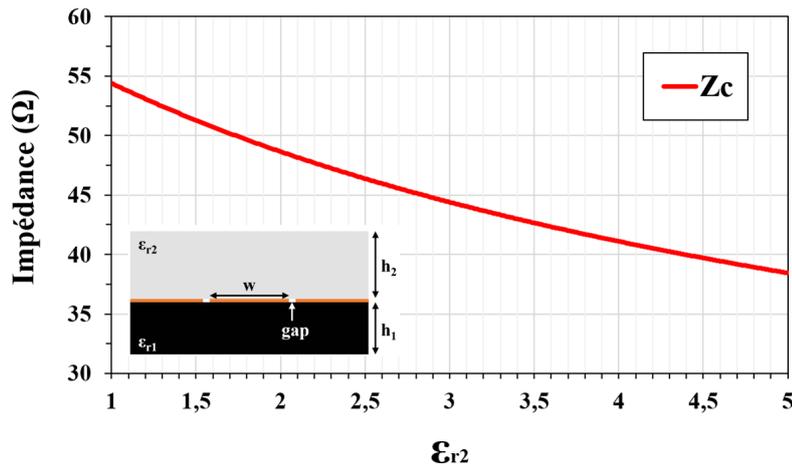


FIGURE IV.10 – Variation de l'impédance caractéristique d'une ligne CPW suivant la permittivité relative du matériau de la couche supérieure

#### IV.1.4.2 Modification du circuit d'adaptation et de la longueur de l'antenne

Tout comme l'impédance caractéristique, la permittivité effective de la structure est modifiée par l'influence du boîtier. Celle-ci augmente car la permittivité relative du matériau du boîtier est supérieure à celle de l'air. Pour la ligne CPW, elle dépend à la fois des dimensions et des permittivités relatives de chaque substrat, eq.(IV.2). La longueur d'onde guidée dans le milieu, directement dépendante de  $\varepsilon_{eff}$ , est aussi impactée. En

espace libre, la permittivité effective est évaluée à 1,86, induisant une longueur d'onde guidée de 253 mm. En prenant en compte le boîtier, ces deux valeurs sont calculées respectivement à 2,47 et 220 mm. Par conséquent, l'antenne et le circuit d'adaptation en T dimensionnés pour résonner à 868 MHz dans le vide ne satisfont plus des conditions d'adaptation optimales en présence du boîtier.

A l'aide de la méthodologie de design de l'antenne T-match présentée dans le chapitre 2, un nouveau design est conçu pour la prise en compte du boîtier plastique. Les deux versions de l'antenne T-match sont représentées Fig. IV.11. Le design adapté à l'influence du boîtier plastique présente un T d'adaptation plus long que celui de la version en espace libre. Les bras du dipôle sont quant à eux raccourcis légèrement pour prendre en compte la réduction de la longueur d'onde guidée. Ces paramètres ont été ajustés en simulation pour optimiser la bande passante autour de 868 MHz.

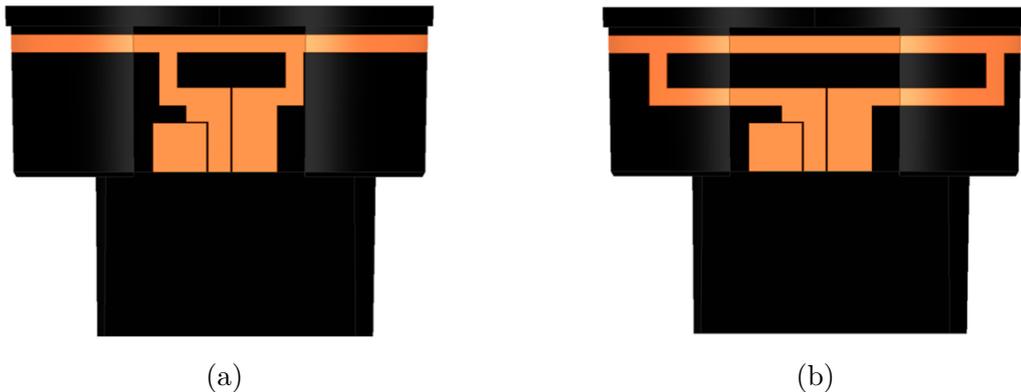


FIGURE IV.11 – Versions de l'antenne dipôle T-match : (a) design initial; (b) design adapté à l'influence du boîtier

Pour conclure sur la prise en compte des modifications apportés à l'antenne T-match, on compare le coefficient de réflexion de l'antenne en espace libre et dans le boîtier plastique, Fig. IV.12. L'antenne ajustée pour prendre en compte l'effet du boîtier présente des performances en adaptation comparables à la précédente dans l'air : elle résonne à 868 MHz avec une bande passante d'environ 25 MHz. Celle-ci peut donc être utilisée au sein du dispositif de communication basé sur le protocole LoRa envisagé.

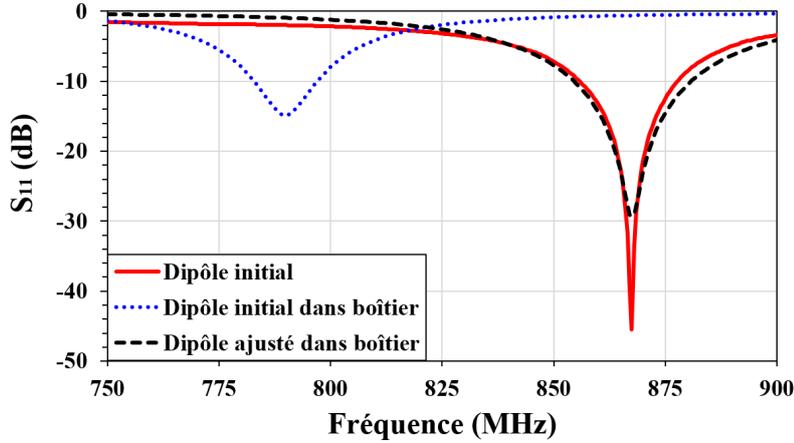


FIGURE IV.12 – Coefficients de réflexion simulés de l’antenne initiale en espace libre et dans le boîtier, et de l’antenne ajustée dans le boîtier

## IV.2 Mesures et évaluation de l’objet connecté

Dans cette section, l’antenne T-match ajustée est qualifiée par mesure de son coefficient de réflexion en entrée en condition d’insertion dans le luminaire. L’évaluation du diagramme de rayonnement de l’antenne dans le luminaire est ensuite menée. Ces résultats permettent d’établir le bilan de liaison de la solution. Afin de confirmer l’apport de la plastronique dans le développement d’antennes compactes pour capteur IoT, la comparaison des performances est effectuée avec une antenne compacte reportée sur PCB.

### IV.2.1 Évaluation des performances de l’antenne dans le luminaire

L’antenne T-match ajustée au luminaire est réalisée par technologie LDS suivant les mêmes spécifications que l’antenne T-match initiale, Fig. IV.13(a). Les contrôles de métallisation et dimensions par spectrographie et microscope indiquent une épaisseur de métallisation moyenne de 20,18  $\mu\text{m}$ , et une bonne concordance du prototype avec le modèle 3D. Une fois insérée dans le luminaire avec le capuchon d’étanchéité, on mesure le coefficient de réflexion en entrée de l’antenne ajustée, Fig. IV.13(b).

Les résultats de simulations et mesures présentent un bon accord. L’effet du luminaire sur la fréquence de résonance a été correctement anticipé : la fréquence de résonance de l’antenne est mesurée à 869 MHz, avec une adaptation de -13,5 dB.

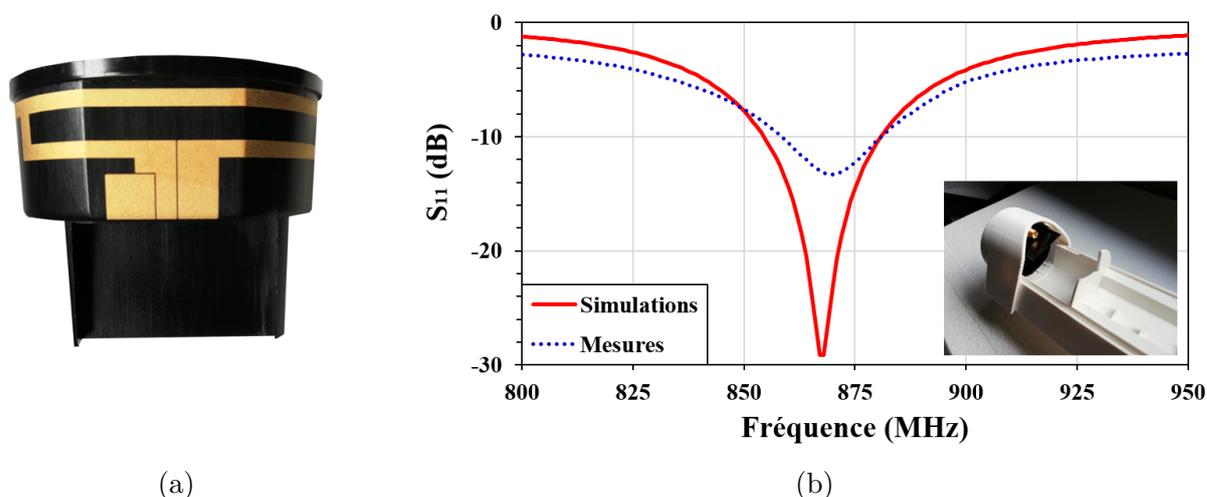


FIGURE IV.13 – (a) Prototype LDS de l’antenne T-match ajustée; (b) Coefficient de réflexion de l’antenne T-match ajustée dans le luminaire avec capuchon d’étanchéité

L’antenne a une bande passante de 23 MHz (858 - 881 MHz), elle peut être utilisée pour les communications via le protocole LoRa.

Le rayonnement de l’antenne T-match ajustée dans le luminaire avec capuchon d’étanchéité est ensuite mesuré. L’impact du boîtier plastique sur ses performances peut ainsi être évalué. Les diagrammes de rayonnement obtenus sont représentés Fig.IV.14.

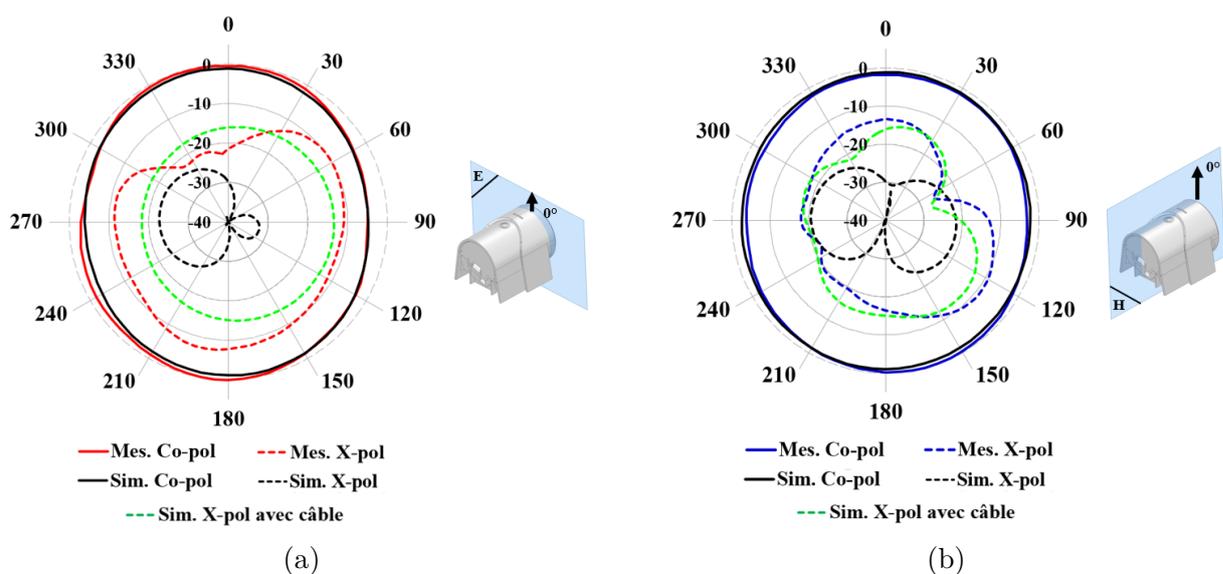


FIGURE IV.14 – Diagrammes de rayonnement en gains simulés et mesurés de l’antenne T-match dans le luminaire à 868 MHz, (a) plan E, (b) plan H

De la même manière que pour les précédents résultats, on peut voir que les valeurs de polarisations croisées mesurées dans les deux plans sont très supérieures à celles des simulations. En prenant en compte l'effet du câble de 200 mm, les valeurs de polarisations croisées simulées se rapprochent des mesures.

On observe un bon accord entre les données de mesures en co-polarisation et celles de simulations dans les deux plans. Malgré l'augmentation de la contribution des composantes croisées à cause du câble de mesures, l'antenne insérée dans le luminaire présente un gain maximum de 0,15 dBi.

A partir de ces informations, le bilan de liaison d'une communication LoRa en espace libre à 868 MHz pour le système plastronique peut donc être établi, Fig.IV.15. Ce bilan de liaison tient compte de la puissance d'émission de l'amplificateur de puissance,  $P_{PA}$ , des pertes en transmission de la connectique hybride utilisée,  $L_{con}$ , du gain de l'antenne insérée dans le luminaire  $G_{ANTE}$ , de la sensibilité du récepteur et de son antenne de réception  $G_{ANTr}$ , ainsi que des pertes en espace libre à 868 MHz,  $FSL$  (Free space Loss).

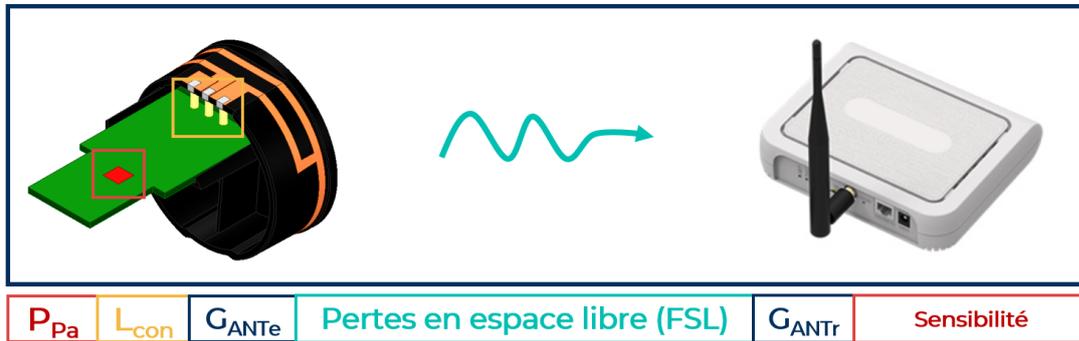


FIGURE IV.15 – Bilan de liaison pour une communication LoRa en espace libre à 868 MHz pour le système plastronique

Sachant que le gain de l'antenne ajustée dans le luminaire est de 0,15 dBi et que les pertes liées à la connectique sont estimées à 0,17 dB à 868 MHz, la PIRE ( $= P_{PA} + L_{con} + G_{ANTE}$ ) du système est déterminée par la puissance d'émission du PA. Pour évaluer les performances du système conçu pour une telle liaison radio, on détermine la distance maximale,  $d_{max}$  permettant de satisfaire une communication avec une marge de 10 dB, eq. (IV.6 - IV.9). A partir des spécifications du transceiver LoRa [175], on se place dans le pire cas de figure pour la réception, avec  $G_{ANTr}$  fixé à 2,5 dBi. La moins bonne sensibilité possible pour une communication LoRa avec ce composant est de -117 dBm.

$$PIRE + FSL + G_{ANTr} + L_{con} = Sensibilit + 10 \quad (IV.6)$$

$$14 + FSL + 2,5 - 0,17 = -117 + 10 \quad (IV.7)$$

$$FSL = 20\log_{10}(d_{max}) + 20\log_{10}(868[MHz]) - 27,55 \approx -123,5[dB] \quad (IV.8)$$

$$d_{max} \approx 40km \quad (IV.9)$$

Une communication avec une marge de 10 dB peut être établie théoriquement jusqu'à environ 40 km avec le système plastronique. Comme indiqué en introduction sur le protocole LoRa, cette valeur de quelques dizaines de kilomètres de portée est relativement courante pour les dispositifs LoRa.

En condition d'utilisation, la distance maximale permettant une communication avec une marge de 10 dB est néanmoins affectée par les multi-trajets et les obstacles environnants. Ce résultat est donné à titre indicatif à des fins de comparaison avec un système qui n'utilise pas la plastronique.

## IV.2.2 Comparaison avec une solution PCB

Les performances des antennes réalisées par technologie LDS sont satisfaisantes, et l'étude système valide leur potentiel pour un cas d'usage basé sur la technologie LoRa. Pour s'assurer de l'apport manifeste de la plastronique dans ce genre de développement, on compare les résultats obtenus à ceux que l'on pourrait attendre avec une conception d'antenne planaire sur PCB. Afin que les solutions soient comparables, on se place dans les mêmes conditions d'encombrement que pour l'antenne plastronique, comme si le motif planaire ne pouvait occuper que l'espace restant sur le PCB.

La surface disponible étant restreinte ( $27,5 \times 15 \text{ mm}^2$ ), des techniques de miniaturisations sont mises en uvre pour le design de l'antenne : il s'agit d'une IFA méandree (M-IFA - Meander-IFA), Fig. IV.16. Les différents paramètres de l'antenne sont optimisés en simulation pour maximiser sa bande passante et obtenir la meilleure adaptation possible autour de 868 MHz, Tab. IV.3. On compare tout d'abord le coefficient de réflexion de la M-IFA à celui de l'antenne T-match, Fig.IV.17.

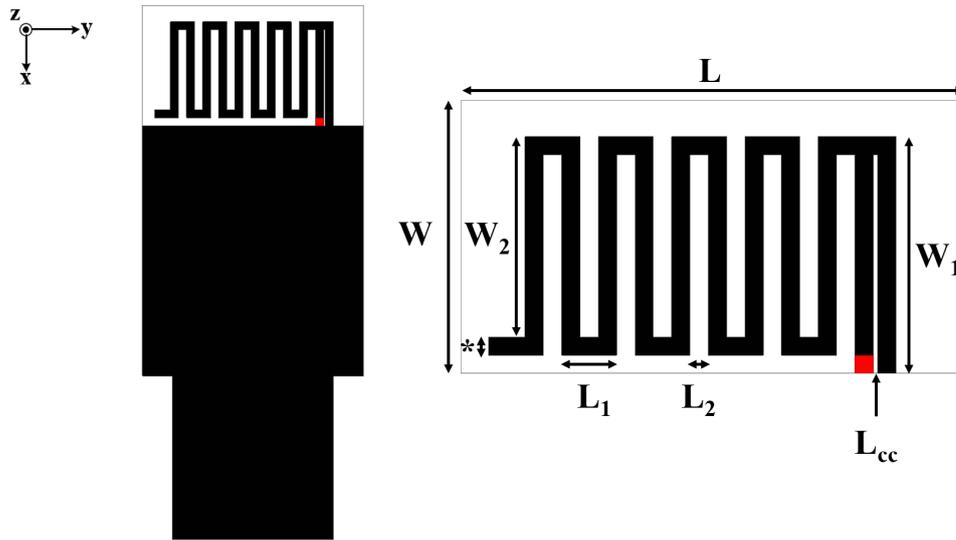


FIGURE IV.16 – Dimensions de l'antenne M-IFA

$L$	$W$	$L_1$	$L_2$	$L_{cc}$	$W_1$	$W_2$	*
27,5	15	3	1	0,5	13	11	1

TABLE IV.3 – Paramètres de l'antenne M-IFA (unités :  $mm$ )

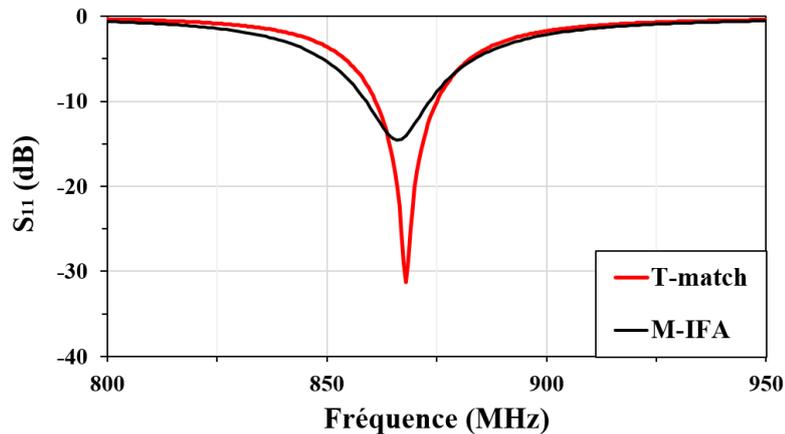


FIGURE IV.17 – Coefficients de réflexion simulés de l'antenne T-match et de l'antenne M-IFA

Les deux solutions présentent des résultats comparables : leur bande passante est de 14 MHz, bien que l'antenne T-match soit légèrement mieux adaptée à la fréquence de résonance (environ -31 dB contre -15 dB pour la M-IFA).

Sur le point de l'adaptation d'impédance pour ce cas de figure, il n'y pas d'avantage significatif à choisir la plastronique plutôt qu'un développement PCB classique. L'étude se poursuit en comparant les diagrammes de rayonnement des antennes à 868 MHz dans les plans E et H, Fig. IV.18.

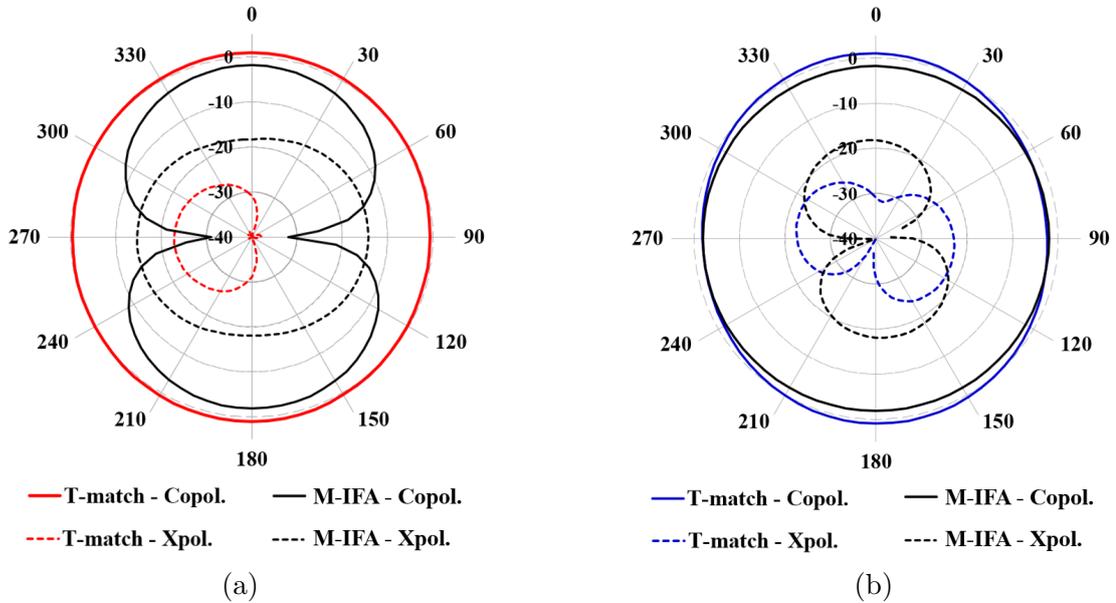


FIGURE IV.18 – Gains simulés de l'antenne T-match et de l'antenne M-IFA à 868MHz en espace libre : (a) plan E ; (b) plan H

On remarque une nette différence de gain maximum dans les deux plans pour les composantes en co-polarisation. La valeur atteinte pour l'antenne M-IFA est d'environ -1,9 dBi, contre 1,3 dBi pour l'antenne plastronique. La différence relevée est donc approximativement 3 dB, ce qui signifie que l'antenne M-IFA rayonne deux fois moins d'énergie que l'antenne plastronique. Ce constat s'explique par la compacité relative de l'antenne M-IFA par rapport à l'antenne plastronique. A partir des équations de Chu, on peut calculer le produit  $ka$  des deux designs et comparer leur facteur de qualité minimum théorique (eq. (II.1) et (II.2)). Les performances des deux antennes sont récapitulées Tab. IV.4.

Solution	$S_{11,min}$ (dB)	BW (MHz)	Gain max. (dBi)	$ka$	$Q_{min,Chu}$
M-IFA	-15	14	-1,9	0,29	44,5
T-match	-31	14	1,3	0,44	14,3

TABLE IV.4 – Récapitulatif des performances simulées des antennes M-IFA et T-match

On sait que l'efficacité de rayonnement d'une antenne est directement reliée à son facteur de qualité et à sa bande passante (eq. (II.2)). Or l'antenne M-IFA présente une bande passante équivalente au dipôle T-match, mais un facteur de qualité plus élevé. Par conséquent, l'efficacité de rayonnement de l'antenne M-IFA est inférieure à celle de l'antenne plastronique. La technologie LDS peut donc être présentée comme un moyen d'optimiser les performances des dispositifs rayonnants compacts en exploitant des surfaces jusque là inutilisées. Par ce biais, elle permet l'augmentation de la sphère de Chu de l'antenne.

Pour conclure la comparaison, on réalise le bilan de liaison d'une communication LoRa en réutilisant les données de sensibilité et de puissance d'émission précédentes. L'impact du boîtier du luminaire a été évalué à environ 1,15 dB de dégradation sur le gain max. de l'antenne. Pour l'antenne M-IFA, on considère donc un gain max. de -3,05 dBi. On néglige aussi les pertes liées à la piste RF entre le PA et l'antenne ( $L_{con}$ ), très faibles par rapport à celles de la connectique hybride de la plastronique, eq. (IV.2.2 - IV.2.2).

$$\begin{aligned}
 PIRE + FSL + G_{ANTr} &= Sensibilit + 10 \\
 (14 - 3,05) + FSL + 2,5 &= -117 + 10 \\
 FSL &= 20\log_{10}(d_{max}) + 20\log_{10}(868[MHz]) - 27,55 \approx -117,5[dB] \\
 d_{max} &\approx 20km
 \end{aligned}$$

Tout d'abord, la PIRE du système ne peut plus être assimilée à la puissance d'émission du PA à cause du gain négatif de l'antenne. Pour atteindre la valeur maximale de PIRE (14 dBm), il sera nécessaire d'augmenter la puissance fournie par le PA, et donc d'augmenter sa consommation. On remarque ensuite que la distance maximale théorique de communication est de 20 km environ. Comme pour le calcul précédent, cette valeur est indicative et ne reflète pas un cas d'utilisation réel. Cependant, ce cas permet de dresser une conclusion forte sur l'apport de la plastronique pour le cas d'étude : à portée constante, la plastronique nécessite deux fois moins de puissance que la solution classique sur PCB. Dans le cadre d'un développement IoT, la plastronique se présente alors comme une solution à faible consommation d'énergie permettant d'augmenter la durée de vie d'un produit.

## IV.3 Suppression des contraintes de connectique

Dans les sections précédentes, on a montré que l'utilisation d'une connectique à base de lamelles de contact et de pogo-pins permet d'obtenir une liaison satisfaisante entre la carte de communication et l'antenne. Compte-tenu de la disposition du produit et de la technologie mise en uvre, il s'agit d'une des rares solutions possibles pour assurer une connexion. Dans le but d'étendre la bande passante de l'antenne pour lui conférer une meilleure robustesse à l'influence de l'environnement, et pour faciliter l'intégration mécanique industrielle, il est donc intéressant de connaître les performances offertes par une solution sans contact. On présente donc ci-après l'évaluation d'un élément rayonnant plastronique sans connectique.

### IV.3.1 Contexte et état de l'art des solutions d'alimentation sans contact

Pour justifier le potentiel d'une solution sans contact, il convient de présenter les limites de la connectique hybride utilisée précédemment. La colle conductrice employée pour la fixation de la connectique est fonctionnelle d'un point de vue électrique, mais elle constitue un défaut majeur de cette solution. En effet, sa résistance mécanique est moindre comparée à la soudure, et sa mise en uvre est délicate car les dépôts de colle sont sujets aux bavures, donc aux risques de courts-circuits [25]. De plus, un contact mécanique répété entre les pogo-pins de la carte et les lamelles sur le bouchon peut entraîner des micro-craquelures dans la métallisation et engendrer une dégradation du signal transmis [181]. Afin de limiter les causes de dysfonctionnement de l'antenne et de choisir une solution plus adaptée à une production en série dans ce type de configuration, il peut être intéressant de supprimer la connectique. Pour ce faire, on s'intéresse dans un premier temps aux méthodes qui permettent une alimentation sans contact, avant de proposer un nouveau design d'antenne.

La distance entre la carte et l'antenne est très faible (quelques millimètres), aussi il est nécessaire de rappeler la manière dont le champ électromagnétique se met en place autour d'une antenne pour comprendre les phénomènes exploités pour la conception. On considère généralement trois régions autour d'une antenne, caractérisées par le comportement des champs électromagnétiques [99], Fig. IV.19.

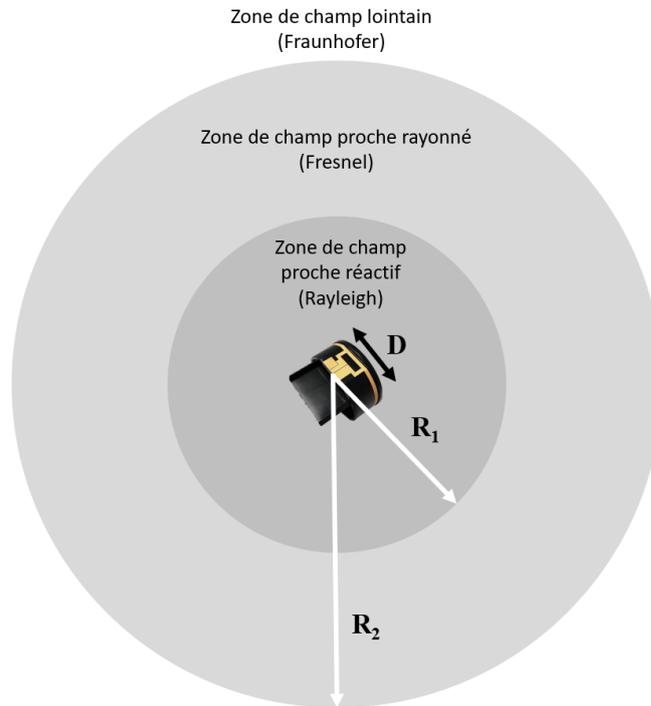


FIGURE IV.19 – Différentes zones de champs d'une antenne (adapté de [99])

La délimitation théorique des zones est matérialisée par les rayons  $R_1$  et  $R_2$ , calculés à partir de la plus large dimension de l'antenne  $D$  et de la longueur d'onde de fonctionnement  $\lambda$ . La zone de champ proche réactif (zone de Rayleigh) correspond à l'espace le plus rapproché de l'antenne dans lequel elle transforme l'énergie d'un mode guidé vers l'espace libre. Dans cette région délimitée par  $R_1 = 0,62\sqrt{D^3/\lambda}$  [99], le transfert d'énergie avec le milieu est purement réactif et la puissance électromagnétique est quasi-constante. Les champs électrique et magnétique ne sont pas encore établis.

Dans la seconde région (zone de Fresnel), les champs proches sont rayonnés. C'est une zone de transition entre le champ très proche réactif et le champ lointain rayonné. La puissance électromagnétique y oscille fortement suivant la distance à la source car la phase des champs électromagnétiques varie rapidement avec la distance [76]. Cette zone correspond à un intervalle compris entre  $R_1$  précédemment défini et  $R_2 = 2D^2/\lambda$ . Au delà de  $R_2$ , les champs électromagnétiques sont établis, la puissance cesse d'osciller et décroît selon l'inverse du carré de la distance : c'est la région de champ lointain (zone de Fraunhofer).

Néanmoins, ces délimitations sont vérifiées lorsque la quantité  $D$  est supérieure à la longueur d'onde. Dans le cas présent,  $D$  vaut 48 mm, ce qui implique  $D \approx 0,14\lambda$  : ces délimitations des zones de champs ne sont plus vérifiées. Ainsi, pour une AEP on ne considère généralement que la zone de champ proche réactif et celle de champ lointain. La séparation théorique des zones est donnée par  $R = \lambda/2\pi$ . Dans le cas de l'antenne plastronique compacte, c'est ce second cas de figure qui est considéré [99]. Pour un fonctionnement à 868 MHz, la délimitation entre les deux zones vaut environ 55 mm. En considérant l'espace entre la carte et le bouchon inférieur à cette valeur, le transfert d'énergie sans contact sera effectué dans la zone de champ proche réactif de l'antenne.

Vu de cette perspective, le développement se rapproche du sujet des antennes à parasites métalliques en champ proche réactif. Placer un élément métallique à proximité de l'antenne permet de modifier la réactance de la structure comprise dans la sphère de Chu. De ce fait, il est possible de dimensionner des éléments parasites pour aboutir à des AEP efficaces tout en conservant un facteur de qualité relativement faible, Fig. IV.20(a) [182, 183, 184]. Le parasite devient un élément du design permettant de modifier la fréquence de résonance, l'adaptation d'impédance ou la directivité de l'antenne [185]. A titre d'exemple, Sun et al. [186] ont proposé un élément parasite ajustable qui offre la possibilité d'orienter la direction du rayonnement principal de l'antenne à l'aide d'une bague métallique, Fig. IV.20(b). Mais cette technique de conception peut aussi être utilisée pour élargir la bande passante d'une structure en exploitant la résonance de l'élément de couplage principal (alimenté) et celle de l'élément rayonnant couplé. En rapprochant deux fréquences de résonance par gestion du couplage entre les éléments, deux bandes d'adaptation peuvent être fusionnées, Fig. IV.20(c) [187, 188, 189].

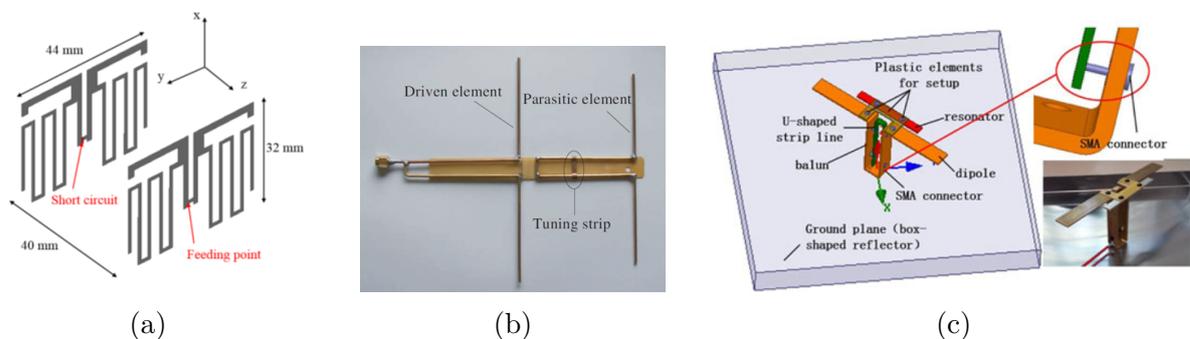


FIGURE IV.20 – Utilisation de parasites métalliques en champ proche : (a) pour miniaturiser [183]; (b) pour modifier la directivité [186]; (c) pour étendre la bande passante [188]

Au regard de ces exemples de solutions, l'objectif est de proposer une solution sans contact en sortie de carte par le positionnement et le dimensionnement d'un des éléments de couplage sur la carte LoRa et l'autre sur le bouchon.

### IV.3.2 Dimensionnement de l'antenne à parasite métallique

Deux tendances ressortent pour la conception des antennes à parasite métallique en champ proche. La première consiste à placer l'élément métallique à proximité d'une antenne pré-existante et réaliser une étude paramétrique sur ses dimensions [188]. L'action de ce résonateur secondaire est liée au couplage qui opère avec la source de rayonnement primaire. Modifier le parasite revient alors à changer l'état du couplage. Les paramètres les plus influents sont la longueur du parasite qui conditionne sa fréquence de résonance, la distance à l'élément rayonnant principal qui détermine la force du couplage, et sa largeur qui influence la réactance (donc la qualité de l'adaptation) [188]. Cette technique de conception permet généralement une bonne maîtrise de la bande passante de la structure (avec un diagramme de rayonnement subi), ou le contrôle de son diagramme de rayonnement (avec une bande passante non maîtrisée). L'étude paramétrique cible l'optimisation d'un de ces deux critères, mais rarement les deux conjointement.

La seconde méthode s'appuie sur la théorie des modes couplés (CMT - Coupled Mode Theory), développée au début des années 70 [190, 191]. La CMT appliquée aux antennes stipule que le courant total de surface d'un objet conducteur ( $\vec{I}_{tot}$ ) peut être exprimé comme une somme pondérée par des poids  $\alpha_n$  des courants des modes caractéristiques  $\vec{I}_n$ , eq. (IV.10).

$$\vec{I}_{tot} = \sum_n \alpha_n \vec{I}_n \quad (IV.10)$$

Les poids modaux  $\alpha_n$  s'expriment en fonction des valeurs propres de l'équation  $\lambda_n$  et des coefficients d'excitation modaux  $V_n^i$  définis pour chaque mode. L'équation (IV.10), peut s'écrire sous la forme suivante eq. (IV.11).

$$\vec{I}_{tot} = \sum_n \frac{V_n^i}{1 + j\lambda_n} \quad (IV.11)$$

A partir de ces équations de base, l'analyse des modes caractéristiques (CMA - Characteristic Mode Analysis) d'une antenne est réalisée à partir de deux paramètres principaux,

la signifiante modale (MS - Modal Significance) et l'angle modal (MA - Modal Angle). Ces variables sont calculées pour chaque mode  $n$  à partir des valeurs propres de l'équation (IV.11), eq. (IV.12) et (IV.13).

$$MS_n = \frac{1}{|1 + j\lambda_n|} \quad (\text{IV.12})$$

$$MA_n = 180^\circ - \arctan(\lambda_n) \quad (\text{IV.13})$$

La MS caractérise l'efficacité de rayonnement d'un mode de l'antenne, tandis que le MA indique si le mode étudié stocke de l'énergie ou la rayonne. Quand un mode  $\vec{I}_n$  est résonant, on a  $\lambda_n = 0$ , et les équations (IV.12) et (IV.13) indiquent  $MS_n = 1$ ,  $MA_n = 180^\circ$ . Par conséquent, la CMA permet d'identifier les modes qui participent au rayonnement d'une antenne. Plus les paramètres MS et MA se rapprochent respectivement des valeurs 1 et  $180^\circ$ , et plus le mode rayonne efficacement l'énergie. La seule connaissance de ces variables permet donc d'optimiser une antenne en identifiant les paramètres de design permettant de contrôler la réponse des modes. A partir de l'étude de la fréquence de résonance de chaque mode et de la répartition des courants en surface d'une antenne, le design peut être modifié pour maîtriser la bande passante et la directivité [189] [192] [193] [194].

L'implémentation de la CMA sur HFSS ne prend pas en compte les substrats diélectriques : il n'est possible que de concevoir des antennes en PEC dans le vide. Aussi, la CMA n'est utilisée ici que pour valider le concept de couplage entre l'élément de couplage et le parasite métallique. L'optimisation de la structure est ensuite réalisée par étude paramétrique classique.

Afin d'assurer un couplage électromagnétique exploitable, la position relative de l'élément de couplage et de l'élément rayonnant est primordiale. Pour maximiser le couplage et les coefficients d'excitation modaux, le point d'alimentation de l'élément de couplage doit se situer face à l'emplacement où les courants des modes caractéristiques de l'élément rayonnant sont élevés [194]. De ce fait, Lin et al. [189] placent un élément de couplage dipolaire centré avec un élément rayonnant couplé dipolaire. De la même manière, Wen et al. [194] utilisent un élément de couplage dipolaire centré avec une boucle rayonnante couplée afin de maximiser le couplage de la structure. Par simplicité de réalisation, on fait le choix de tester cette solution avec un élément monopolaire : l'élément de couplage est

un résonateur quart d'onde. Conformément aux observations sur les structures de couplage précédentes, l'élément rayonnant est monopolaire et son extrémité est positionnée face à l'élément de couplage.

On choisit donc un monopole replié alimenté par ligne CPW dont les dimensions permettent de reporter le motif sur l'espace disponible sur la carte, Fig. IV.21. Celui-ci est dimensionné pour résonner autour de 868 MHz, la longueur du brin replié permet d'ajuster la fréquence de résonance. Pour des raisons de contraintes de fabrication et de disponibilité au laboratoire, le substrat utilisé en simulations et mesures est du TLX-8-0620-C1/C1 de Taconic d'épaisseur 1,524mm ( $\epsilon_r = 2,55$ ;  $\tan(\delta) = 0,0017$  à 1GHz, données fournisseur). Les paramètres du design sont renseignés Tab. IV.5.

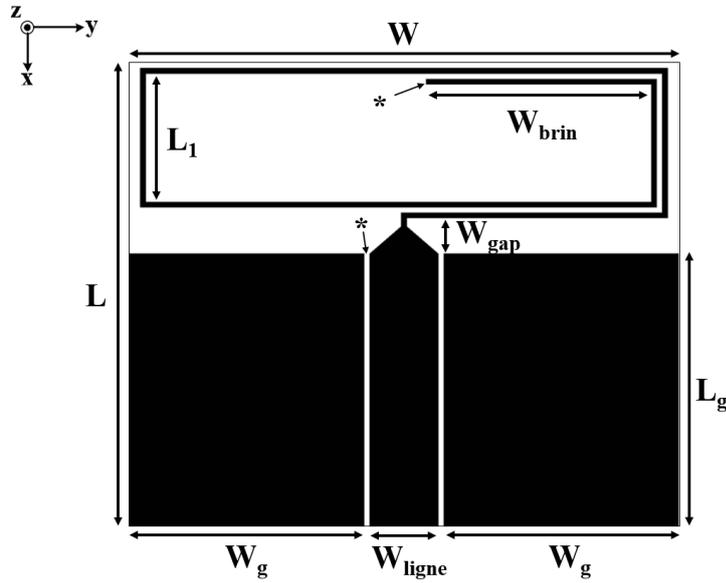


FIGURE IV.21 – Dimensions de l'élément de couplage monopolaire considéré

$L$	$W$	$L_1$	$L_g$	$W_g$	$W_{ligne}$	$W_{gap}$	$W_{brin}$	*
27	20	4,7	10	8,55	2,5	1,3	8,2	0,2

TABLE IV.5 – Paramètres de l'élément de couplage (unités : mm)

L'élément de couplage de la Fig. IV.21 est associé à un élément rayonnant monopolaire. Cet élément rayonnant consiste en une simple ligne métallisée circulaire sur la surface du bouchon. Sa largeur est déterminée par optimisation, et sa longueur est initialement fixée

de sorte à correspondre à une demi longueur d'onde à la fréquence de résonance souhaitée [189]. La distance entre l'élément de couplage et l'élément rayonnant est limitée par le support de la carte LoRa, ce paramètre est aussi optimisé en simulation. La structure de l'antenne pour l'analyse des modes caractéristiques sur HFSS est illustrée Fig.IV.22, le point d'alimentation est matérialisé par le rectangle rouge.

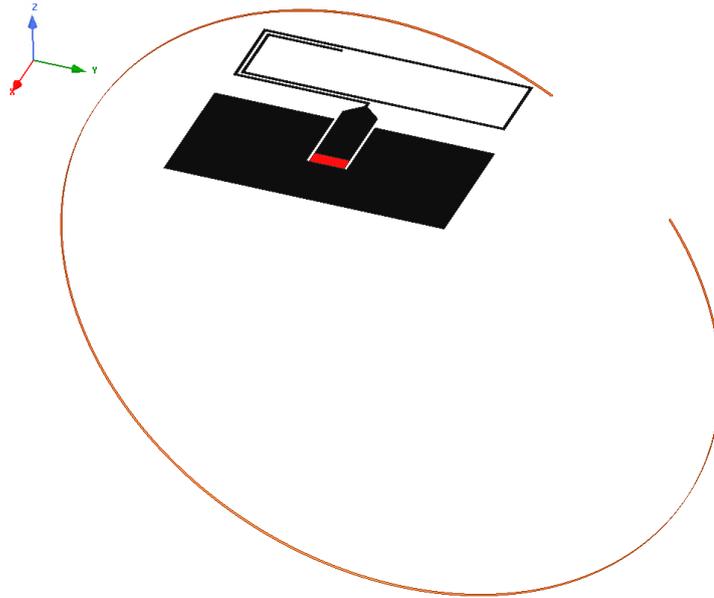


FIGURE IV.22 – Implémentation de l'antenne avec élément rayonnant en champ proche sur HFSS en mode CMA

Pour vérifier l'effet de l'élément rayonnant ajouté, on compare les valeurs de MS et MA de l'élément de couplage seul, puis avec l'élément rayonnant, Fig.IV.23.

Les tracés pleins correspondent à la structure complète, ceux en pointillés à l'élément de couplage seul. On ne traite que des surfaces en PEC dans le vide pour l'analyse. Aussi les fréquences de résonances observées sont décalées vers les hautes fréquences (par rapport à la fréquence de 868 MHz ciblée) en l'absence de substrat diélectrique. Ce décalage n'est pas problématique car l'intérêt de cette étude est de mettre en évidence le couplage entre les deux éléments de la structure.

D'après les simulations, seul un mode caractéristique est relevé pour l'élément de couplage seul, et deux pour la structure complète. La résonance de l'élément de couplage seul est observée à 1197 MHz : les valeurs de MA et MS y sont respectivement égales à  $180^\circ$  et 0,95.

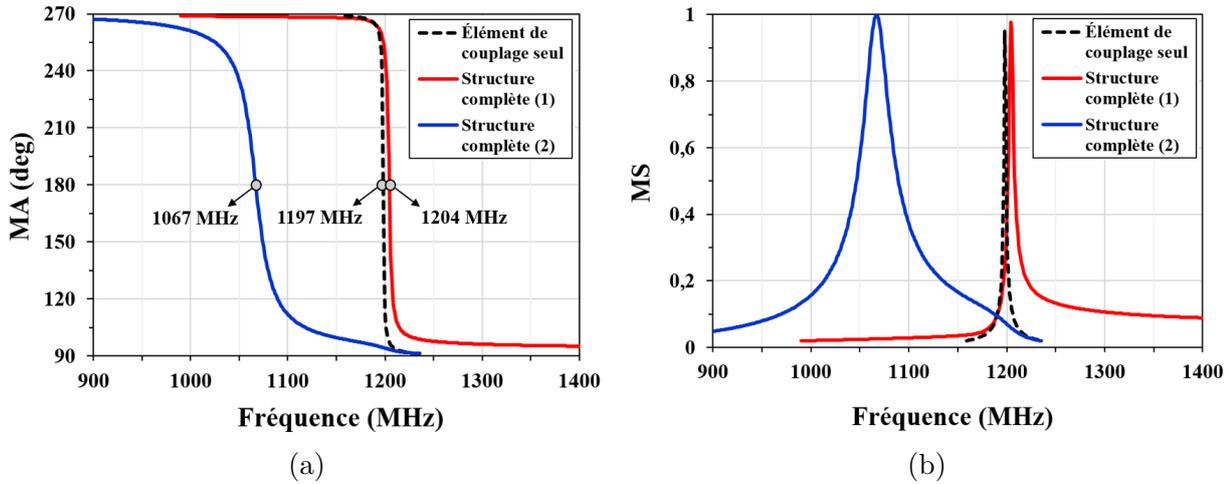


FIGURE IV.23 – Résultats de simulations de la CMA pour l'élément de couplage seul et la structure complète : (a) Angle Modal; (b) Signifiante Modale

En simulant la structure avec l'élément rayonnant couplé, on constate que le premier mode reste quasiment inchangé avec un décalage de 7 MHz pour les paramètres MA et MS, qui sont égaux à  $180^\circ$  et 0,97 à 1204 MHz. Les simulations indiquent aussi la présence d'une seconde résonance à 1067 MHz : les valeurs de MA et MS sont égales à  $180^\circ$  et 1 à cette fréquence. L'ajout de l'élément rayonnant est donc responsable de l'apparition d'une seconde résonance à plus basses fréquences pour la structure complète. La résonance de l'élément de couplage est peu affectée et subit un léger décalage fréquentiel.

Ces observations sont confirmées par l'étude des courants de surface aux fréquences de résonances. A 1067 MHz, on remarque que l'intensité des courants de surface est relativement faible dans l'élément de couplage, et plus forte dans l'élément rayonnant, Fig. IV.24(a). A l'inverse, les courants de surface sont plus intenses au niveau du motif replié de l'élément de couplage à 1204 MHz, Fig. IV.24(b).

Ainsi, l'étude des modes caractéristiques de la structure permet de mettre en évidence la présence d'un couplage entre l'élément de couplage et l'élément rayonnant. Les informations sur la MS et la MA indiquent que l'ajout de l'élément rayonnant induit la l'apparition d'une seconde résonance. La représentation des courants en surface permet d'identifier clairement le rôle les différents éléments responsables des résonances. Bien qu'elle ne fournisse pas une analyse complète des performances de l'antenne, cette phase de simulation préliminaire présente l'avantage d'être plus simple dans la conception du modèle 3D (on ne modélise que les surfaces métalliques) et elle peut donner des

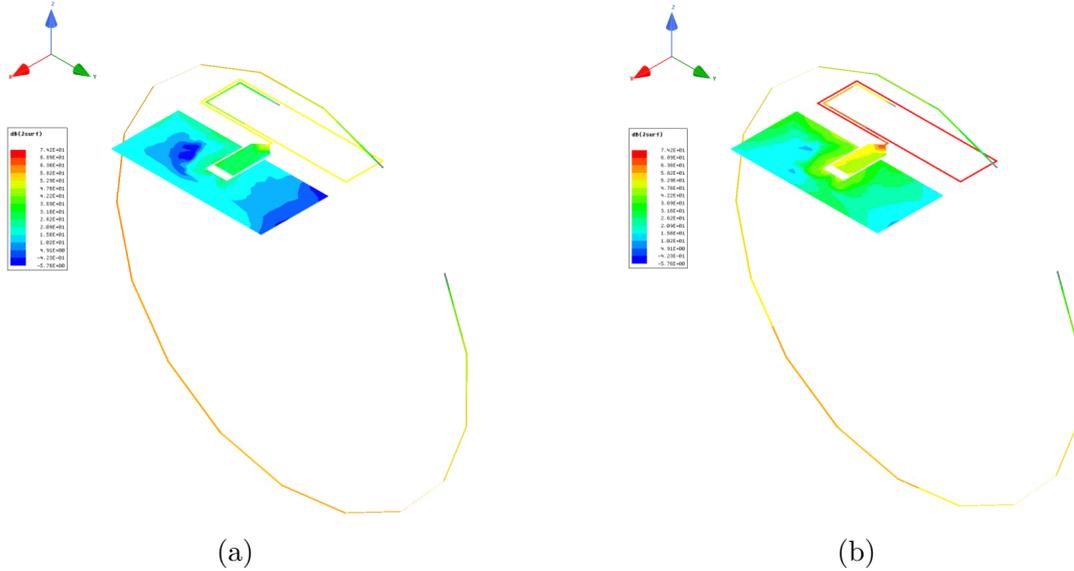


FIGURE IV.24 – Courants de surface simulés par CMA pour la structure complète : (a) à 1067 MHz ; (b) à 1204 MHz

indications pour optimiser le couplage entre les éléments par étude paramétrique de leur position relative. Les temps de calculs nécessaires aux simulations en mode CMA sont aussi grandement réduits par rapport à des simulations en paramètre S plus classiques (réduction du temps de calcul d'un facteur 6 observée pour cet exemple). Les résultats obtenus grâce à la CMT permettent de s'assurer de la validité de cette configuration antennaire, une phase de simulations et d'optimisation phase plus classique en paramètre S et en rayonnement de l'antenne est menée par la suite.

Si le couplage entre deux éléments est grandement affecté par la distance  $z$  qui les sépare [188, 189], la disposition du bouchon n'autorise qu'une faible variation sur ce paramètre. On considère trois valeurs de  $z$  dans l'étude, mais il est à noter que la distance entre l'élément de couplage et l'élément rayonnant sera fixée à 3 mm en configuration de mesures. Ce seul paramètre ne permet donc pas de contrôler totalement le couplage. Aussi, une étude paramétrique est menée sur deux autres paramètres qui influent sur le couplage entre les deux éléments : la longueur  $L$  et la largeur  $W$  de l'élément rayonnant. Le modèle utilisé en simulations prend désormais en compte des substrats diélectriques dans l'analyse afin de se rapprocher du prototype à réaliser. L'élément de couplage et l'élément rayonnant sur le bouchon sont illustrés Fig. IV.25(a). Les trois variables de l'analyse sont explicitées Fig. IV.25(b-c).

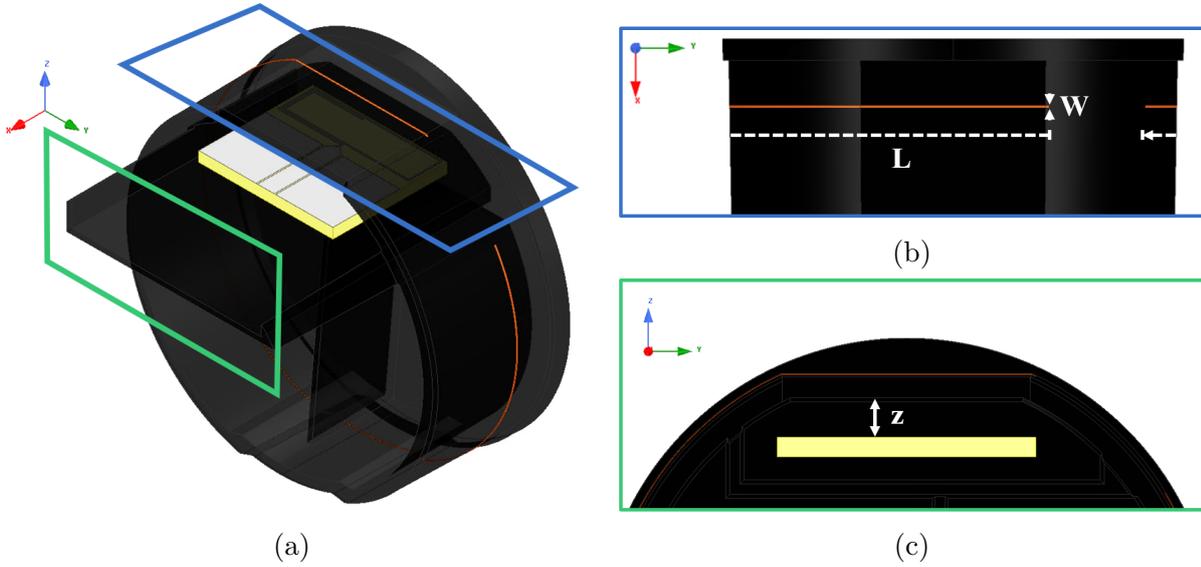


FIGURE IV.25 – Modèle de simulation pour l'antenne sans contact : (a) Vue générale ; (b) Dessus du bouchon ; (c) Vue de derrière

La structure complète est simulée entre 800 MHz et 950 MHz pour trois variations de chaque paramètre. Le coefficient de réflexion pour différentes valeurs de  $z$  est renseigné Fig. IV.26(a). Lorsque  $z$  est grand, le couplage entre les éléments est faible et on observe une fréquence de résonance proche de 875 MHz principalement liée à l'élément de couplage. On voit que plus  $z$  est faible, plus le couplage entre les éléments est important. Cela se traduit par la présence de deux fréquences de résonance, liées chacune à un des éléments de la structure. Aussi, lorsque  $z$  est très faible (2 mm) le couplage est plus fort et il apparaît un phénomène de décalage fréquentiel : les deux fréquences de résonance issues du couplage ( $f_{c1}$  et  $f_{c2}$ ) s'éloignent vers les basses et hautes fréquences autour d'une fréquence centrale correspondant à la moyenne des fréquences de résonance propre de chaque élément,  $f_1$  et  $f_2$ .

Ce phénomène lié à la théorie des modes couplés est décrit par Haus [195] et s'exprime sous la forme suivante, eq.(IV.14) :

$$f_{c1,c2} = \frac{f_1 + f_2}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{f_1 - f_2}{2}\right)^2 + k^2} \quad (\text{IV.14})$$

, où  $k$  est le coefficient de couplage entre les éléments. Ici, on en déduit que lorsque  $z$  diminue,  $k$  augmente et inversement.

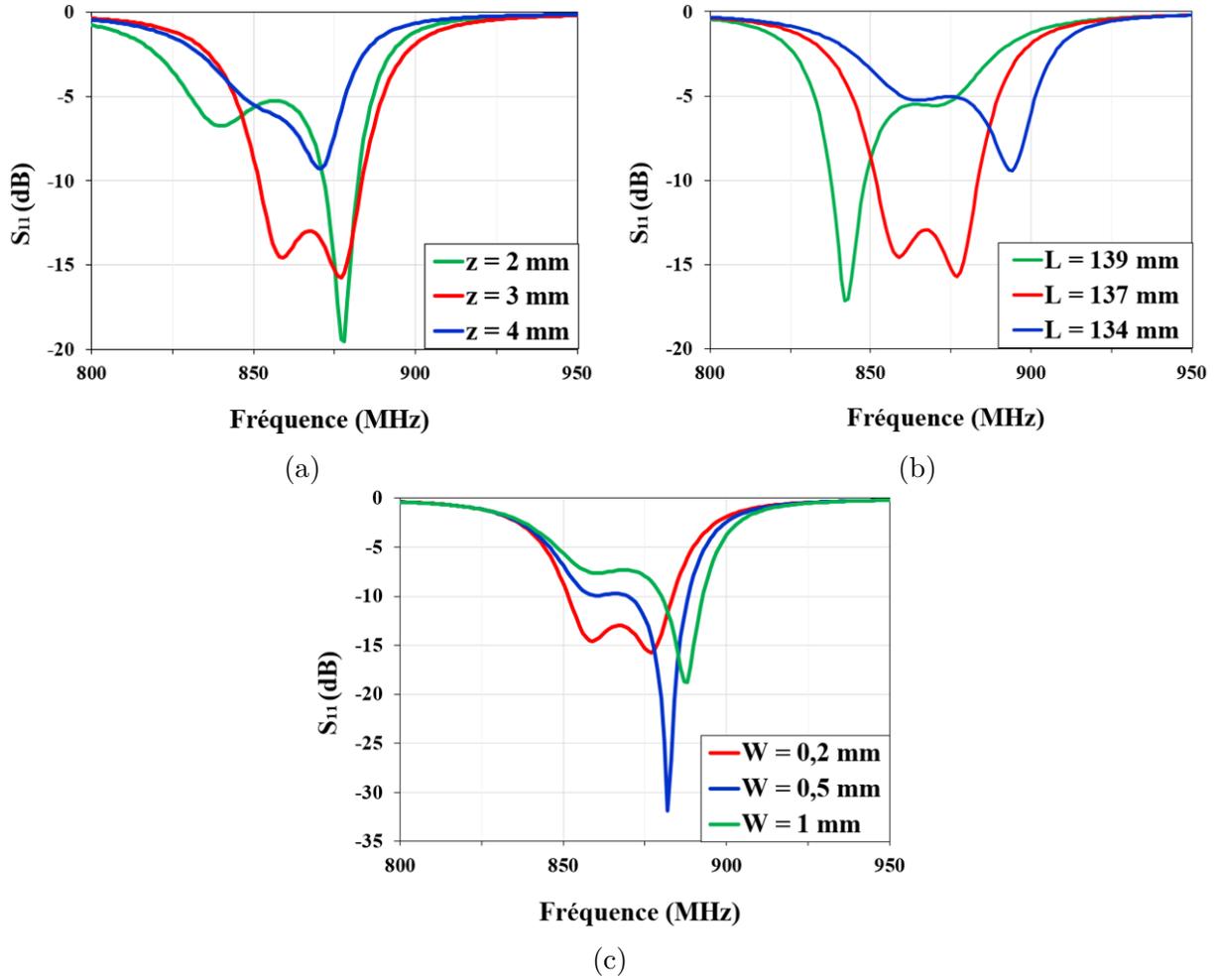


FIGURE IV.26 – Coefficient de réflexion de l’antenne sans contact en champ proche, étude paramétrique : (a) paramètre  $z$ ; (b) paramètre  $L$ ; (c) paramètre  $W$

Dans la configuration du bouchon, la distance  $z$  permet un couplage modéré : il est possible rapprocher deux fréquences de résonance et d’associer leur bandes passantes à -10 dB [189]. La bande passante maximale obtenue est d’environ 30 MHz.

La Fig. IV.26(b) représente le coefficient de réflexion de l’antenne pour différentes longueurs de l’élément rayonnant. En modifiant  $L$ , on décale la fréquence de résonance propre  $f_2$  de l’élément rayonnant ce qui transforme les conditions de couplage de l’équation (IV.14). On remarque que la fréquence haute  $f_2$  associée à l’élément rayonnant est inversement proportionnelle à la longueur  $L$  de l’élément rayonnant. Dans les deux cas, la contribution de l’élément de couplage est visible autour de 868 MHz avec une adaptation proche de -5 dB. Quand la longueur de l’élément rayonnant est de 137 mm, sa fréquence

de résonance propre suffisamment proche de celle de l'élément de couplage pour aboutir à une bande passante relativement large de la structure. On retrouve les conditions de couplage modéré de l'étude sur la distance  $z$ .

Enfin, la largeur de l'élément rayonnant  $W$  influe aussi sur le coefficient de réflexion de l'antenne, Fig. IV.26(c). On constate que la modification de la largeur de l'élément rayonnant ne modifie pas la fréquence de résonance basse, autour de 860 MHz. Celle-ci est liée à l'élément de couplage qui reste inchangé. Cependant, la qualité de l'adaptation et la fréquence de résonance haute subissent des modifications. Plus  $W$  est grand et plus la fréquence haute de résonance augmente, au détriment de l'adaptation en bande basse. Dans le cas du modèle sélectionné, une largeur d'élément rayonnant de 0,2 mm permet un bon compromis pour l'adaptation des deux résonances. Compte-tenu des limitations sur la précision d'activation et de métallisation inhérentes à la technologie LDS, la limite inférieure de largeur de ligne est fixée à 0,2 mm.

Pour conclure l'étude sur l'antenne sans contact en champ proche, on trace les gains simulés de l'élément de couplage seul et de la structure complète avec élément rayonnant à 868 MHz, Fig. IV.27.

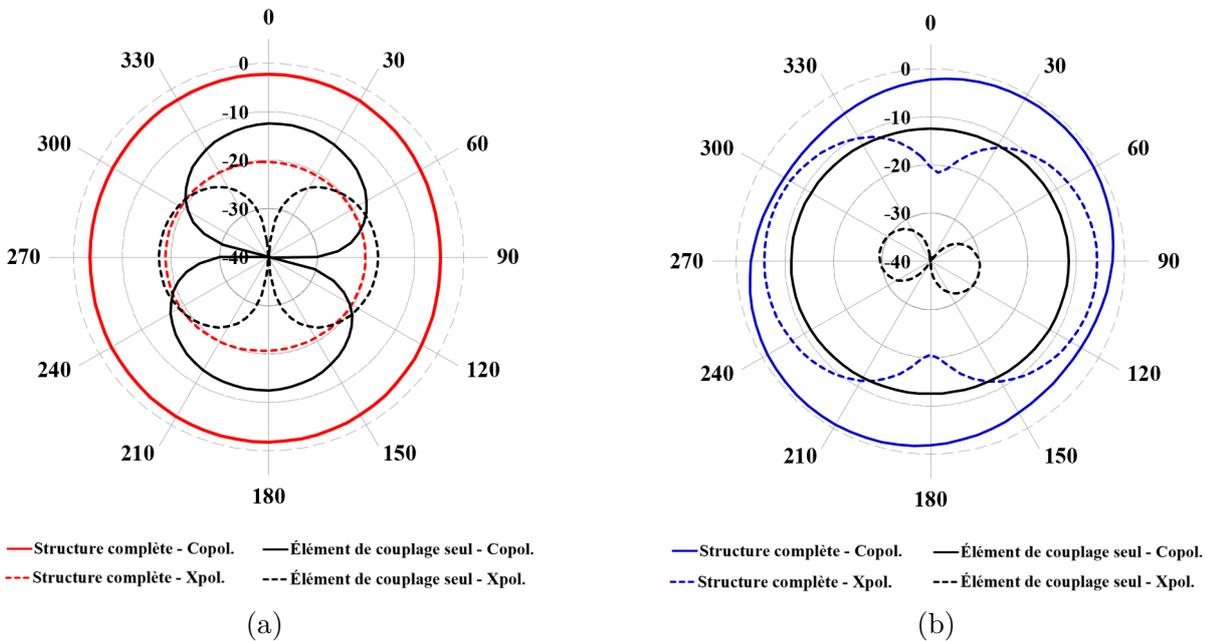


FIGURE IV.27 – Gains simulés de l'élément rayonnant avec et sans élément rayonnant à 868 MHz : (a) plan E ; (b) plan H

On remarque une nette différence de gain maximum dans les deux plans pour les composantes en co-polarisation. Dans le plan E, la valeur atteinte sans élément rayonnant est d'environ -12,4 dBi, contre -1,8 dBi avec. Dans le plan H, le gain maximum est d'environ -11,3 dBi sans l'élément rayonnant et -0,7 dBi avec. La grande compacité de l'élément de couplage seul et l'absence de masse par rapport au cas de l'antenne M-IFA induisent des performances en rayonnement très faibles. Pour autant, l'utilisation d'un élément rayonnant en champ proche permet d'augmenter de plus de 10 dB le gain de la structure, principalement en agrandissant la sphère de Chu de l'antenne.

Les résultats obtenus sont certes inférieurs à ceux des antennes plastroniques mono-bande (2 dB d'écart sur la valeur max.), mais ils restent meilleurs que ceux de l'antenne M-IFA seule (1dB d'écart sur la valeur max.). Ainsi, l'emploi de la plastronique ne se limite pas à la conception d'antenne, mais peut être envisagé comme un moyen d'améliorer les performances en rayonnement des antennes sur PCB très compactes par adjonction d'élément rayonnant en champ proche.

A partir de l'étude paramétrique et des simulations en rayonnement, les dimensions du prototype d'élément rayonnant sont fixées de sorte à obtenir la bande passante la plus large possible autour de 868 MHz. On choisit une largeur de 0,2 mm et une longueur de 137 mm pour la ligne métallique. Comme indiqué précédemment, la position de l'élément de couplage est établie à 3 mm de l'élément rayonnant en mesures.

### IV.3.3 Mesures sur prototype plastronique

Le prototype d'élément rayonnant est réalisé par technologie LDS sur le bouchon support suivant les mêmes spécifications de métallisation que les réalisations précédentes, Fig. IV.28. Le contrôle de l'épaisseur de métallisation est effectué par spectroscopie à fluorescence sur 4 points distincts. Les mesures indiquent une épaisseur moyenne de 5  $\mu\text{m}$  de cuivre, 7  $\mu\text{m}$  de nickel et 0,18  $\mu\text{m}$  d'or, pour une épaisseur moyenne totale de 12,18  $\mu\text{m}$ .

Le contrôle optique des dimensions du prototype concerne sa largeur, constante et proche de 200  $\mu\text{m}$  sur tout le motif, et sa longueur, globalement conformes à celles du modèle 3D.



FIGURE IV.28 – Élément rayonnant réalisé par technologie LDS : (a) Vue de dessus ; (b) Vue de dessous

La mesure du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne sans contact est réalisée sur un VNA Rhode et Schwarz ZNB20 après une calibration TRL, Fig. IV.29.

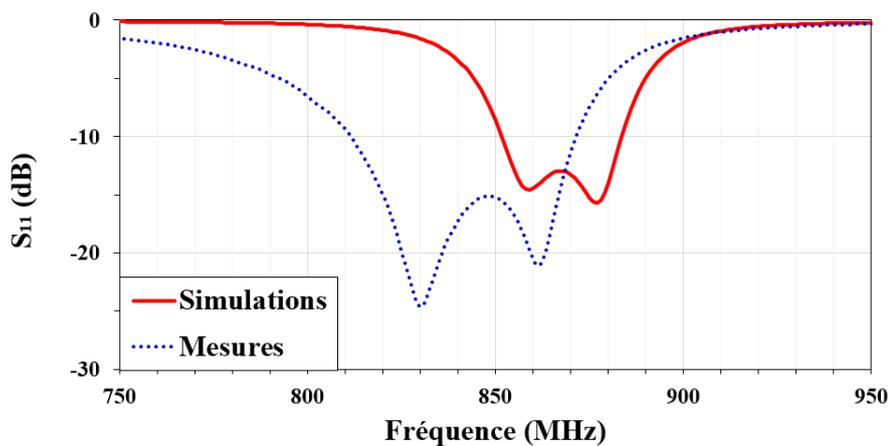


FIGURE IV.29 – Coefficients de réflexion de l'antenne sans contact

Conformément aux résultats de simulations, le prototype mesuré présente deux fréquences de résonance : la première à 830 MHz et la seconde à 860 MHz. La bande passante à -10 dB de l'antenne sans contact s'étend de 812 MHz à 872 MHz, soit 60 MHz d'étendue. Cela représente un doublement de la bande passante maximale obtenue avec les antennes mono-bande présentées auparavant (antenne dipôle à ligne circulaire, 30 MHz de bande passante). On remarque néanmoins un léger décalage fréquentiel entre les simulations et les résultats de mesure. Plusieurs facteurs permettent l'expliquer, à commencer par la

difficulté de reproduire les conditions de couplage spécifiées en simulations. Comme évoqué Fig. IV.26c(a), un décalage de l'ordre du millimètre sur la distance entre l'élément de couplage et l'élément rayonnant modifie grandement le comportement fréquentiel de la structure. D'autres facteurs comme la qualité de fabrication de l'élément de couplage ou un léger décalage sur l'évaluation de la permittivité relative du Taconic TLX-8-0620-C1/C1 peuvent expliquer ces différences. Le prototype peut cependant être utilisé pour des communications utilisant le protocole LoRa.

S'il est compliqué de reproduire les conditions de simulation pour la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne, la tâche est d'autant plus compliqué pour la détermination des diagrammes de rayonnement. Une fois la structure établie dans les conditions de simulations, il est difficile d'assurer la stabilité du montage lors de la rotation de l'antenne pour les mesures en rayonnement. Cette tâche est rendue complexe par les conditions mécaniques du montage. L'élément de couplage peut être maintenu à une distance  $z$  fixe de l'élément rayonnant, mais il est plus compliqué de gérer sa position en profondeur dans le bouchon : il peut donc ne pas tout à fait être aligné avec l'élément rayonnant. Enfin, la présence d'un connecteur SMA pour l'alimentation de l'élément de couplage induit un très léger angle lors du placement de l'élément de couplage sur le support de carte. Cette difficulté de mesures liée au maintien d'une distance stable entre l'élément de couplage et l'élément rayonnant est d'ailleurs évoquée dans la littérature [188]. Les auteurs utilisent alors des fixations en plastique pour maintenir cette distance. Une autre référence reporte l'élément rayonnant sur le même substrat que l'élément de couplage, ce qui facilite les mesures [189].

Étant donné les fortes variations de la réponse fréquentielle de l'antenne pour des déviations minimales de distance entre l'élément de couplage et de l'élément rayonnant, la réponse en gain est difficilement évaluable sur  $360^\circ$ . De ce fait, la mesure du gain de l'antenne est effectuée de manière statique à  $0^\circ$  dans les plans E et H pour des fréquences comprises entre 800 MHz et 950 MHz, Fig. IV.30. Les manipulations ont été réalisées dans la chambre anéchoïque de l'IETR, site de Nantes.

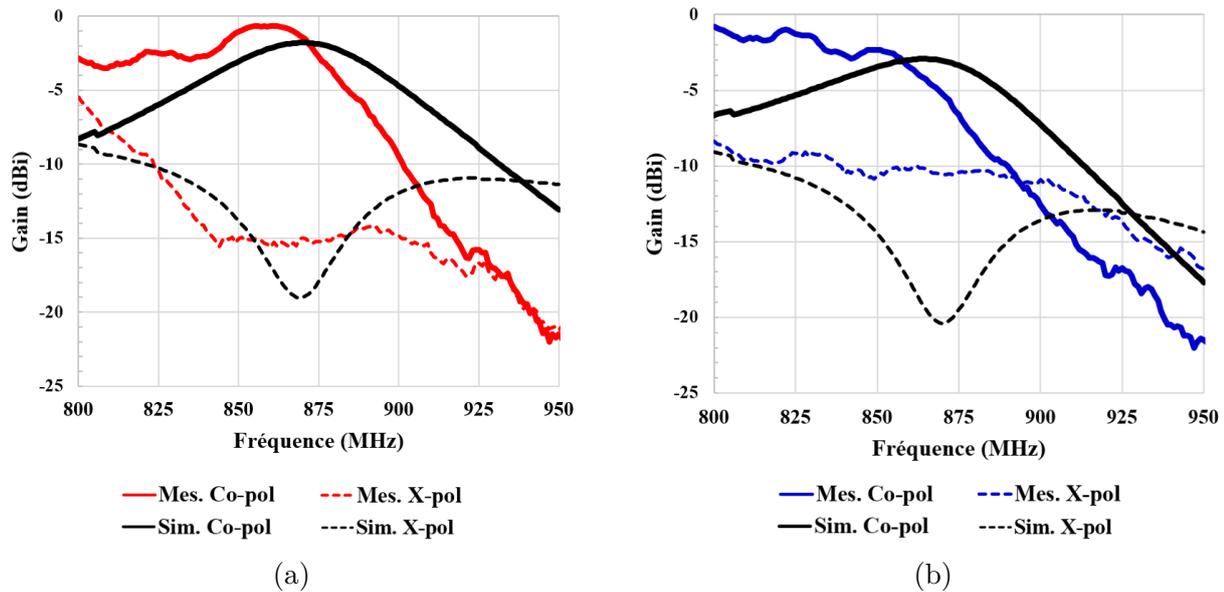


FIGURE IV.30 – Variation fréquentielle des gains simulés et mesurés de l'antenne sans contact : (a) plan E; (b) plan

Les différences des configurations de l'antenne en mesures et en simulation limitent l'interprétation que l'on peut tirer des courbes obtenues. Néanmoins, on remarque que les valeurs de gains en co-polarisation suivent globalement la même tendance, avec une forte diminution au delà de 875 MHz. La valeur de gain maximal mesurée est de -1 dBi à 860 MHz ce qui est cohérent avec les valeurs de simulations. Hormis la réduction des niveaux de polarisation croisées observée autour de 870 MHz, ces derniers sont de l'ordre de -10 dBi à -15 dBi, et proches des valeurs obtenues en simulations.

L'antenne sans contact présente donc des résultats de mesures intéressants et cohérents avec les simulations pour l'évaluation de son coefficient de réflexion. Néanmoins, la nature détachée de l'élément rayonnant permet difficilement de réaliser des mesures fiables et répétables. L'évaluation des diagrammes de rayonnement de l'antenne est donc compromise, mais les mesures en position statique indiquent un niveau de gain maximum conforme aux prévisions.

Par la suite, et afin de simplifier les mesures de ce type d'antenne, l'élément de couplage sera imprimé à même la carte LoRa. La distance entre l'élément de couplage et l'élément rayonnant sera fixe du fait de l'insertion de la carte dans le bouchon.

## IV.4 Conclusion : apport de la plastronique pour les objets connectés

Dans ce chapitre, la plastronique a été abordée de manière plus globale en incluant dans la réflexion le produit considéré dans le cas d'usage. La présentation d'une carte de communication LoRa conçue spécifiquement pour s'insérer dans le luminaire a permis de constater la faible surface disponible pour une antenne classiquement imprimée sur PCB. Cette partie a mis en avant la problématique de connectique existante pour assurer une liaison HF entre la carte et l'antenne sur bouchon. Une solution à base de pogo-pins et de lamelles de contact a été simulée et testée, montrant des résultats satisfaisants pour assurer l'alimentation de l'antenne. Aussi, la prise en compte de l'influence du boîtier plastique sur les performances de l'antenne a engendré une modification de design.

Après avoir rappelé les principaux paramètres d'une communication utilisant le protocole LoRa, on a validé les fonctionnalités circuit de la carte en mesurant les niveaux de puissance et d'intensité en sortie du PA pour diverses configurations d'alimentation. L'antenne insérée dans le luminaire et alimentée par la carte a montré des résultats de mesure satisfaisants. En se basant sur le bilan de liaison établi, l'antenne permet de couvrir une distance de communication en espace libre et en ligne de vue directe de 40 km en considérant une sensibilité du récepteur de -117 dBm. A titre de comparaison, une antenne imprimée sur la surface disponible de la carte présente un gain maximum 3 dB inférieur à la solution plastronique, impliquant une diminution non négligeable sur la marge du bilan de liaison. Ces observations ont confirmé les bénéfices de la plastronique dans le développement de capteurs connectés compacts. Il est néanmoins important de préciser que ces résultats ne représentent pas totalement le cas d'usage du luminaire en condition d'utilisation. Seule étude poussée de l'environnement d'usage permettrait de statuer sur l'apport réel de la plastronique en comparaison avec la solution plus classique sur PCB.

La plastronique est une solution technologique qui permet d'augmenter les performances en rayonnement d'un système antennaire compact en assurant un remplissage de la sphère de Chu plus efficace. Néanmoins, la prévalence de matériaux compatibles LDS inadaptés à la soudure et la métallisation sur la seule face extérieure du produit constituent une réelle problématique pour établir une connexion fiable entre la carte et l'antenne. La dernière partie du chapitre a donc exploré les possibilités offertes par les

techniques d'alimentation sans contact. Le développement s'est axé autour de l'analyse des modes caractéristiques d'une antenne. La plastronique s'est alors présentée comme un moyen d'améliorer les performances d'un élément de couplage existant en lui adjoignant un élément rayonnant en champ proche. La méthode de conception a été validée en simulation et en mesures, avec un gain maximum mesuré de -1 dBi pour l'antenne sans contact.

# CONCLUSION ET PERSPECTIVES

---

La multiplication des réseaux de capteurs communicants compacts à longue portée et faible consommation d'énergie s'accompagne d'une problématique de miniaturisation des antennes. Si la compacité des cartes électroniques est naturellement favorisée par la loi de Moore, le dimensionnement d'antennes électriquement petites, efficaces, avec une bande passante suffisamment large pour couvrir celle d'un standard de communication quel qu'il soit est un véritable challenge. En tirant profit de la surface plastique des boîtiers des objets connectés pour reporter des antennes, le domaine de la plastronique se présente comme une solution technologique intéressante pour répondre à cette problématique. Les travaux présentés dans ce mémoire traitent des possibilités offertes par la plastronique pour différents standards de communication.

Dans un premier temps, l'état de l'art a mis en avant les avantages et inconvénients des principales technologies plastroniques : le LDS a été choisi pour toutes les réalisations. Il allie la flexibilité de design avec des coûts de prototypage modérés, et une très bonne propension à être utilisé pour des grandes séries. Après avoir présenté les techniques de caractérisation diélectrique de matériaux les plus courantes, les caractéristiques diélectriques de trois substrats compatibles avec la technologie LDS ont été extraites. Les résultats obtenus ont validé la compatibilité de ces références pour la conception d'antennes.

Le second chapitre présente les notions théoriques relatives à la miniaturisation des antennes. Le compromis entre la bande passante obtensibile, la compacité et l'efficacité est présenté, tout comme les techniques usuelles de miniaturisation. Le luminaire sélectionné à partir des développements de LACROIX Impulse fait aussi l'objet d'une étude spécifique pour déterminer un type d'antenne réalisable. En effet, la nature cylindrique du support d'étude engendre une modification de l'impédance d'entrée des antennes par rapport à leur équivalent plan. Deux antennes mono-bande résonnant à 868 MHz ont été conçues par technologie LDS. Les résultats de mesures sont cohérents avec les simulations et permettent d'envisager l'utilisation de ces prototypes pour des applications concrètes.

Le troisième chapitre a mis en avant la conception d'antennes multi-bande et ULB par technologie plastronique. A partir de la configuration d'antenne mono-bande présentée dans le chapitre 2, une seconde bande de fonctionnement est ajoutée autour de 2,45 GHz. Cette solution est intéressante en regard de la complémentarité des protocoles qu'elle permet de couvrir. Ensuite, les hautes fréquences couvertes par l'antenne ULB (3,1 - 10,6 GHz) imposent des contraintes de conception relativement souples en comparaison des développements précédents. Deux prototypes sont réalisés, dont un permettant de réorienter la direction du rayonnement de l'antenne pour mieux satisfaire le cas d'usage identifié. Les résultats de mesures pour les prototypes multi-bande et ULB sont satisfaisants et conformes aux prévisions. L'usage de la plastronique apporte finalement peu d'avantages par rapport à un développement classique pour les antennes ULB pour le cas d'étude considéré (protocole UWB), si ce n'est celui de pouvoir intégrer l'antenne dans l'objet connecté.

Dans le dernier chapitre, les spécifications de design inhérentes à l'implémentation d'une antenne plastronique mono-bande à 868 MHz au sein d'un système sont discutées. La carte de communication LoRa, les effets de l'environnement plastique proche sur les performances antennaires ainsi que la problématique de connectique entre carte et antenne sont détaillés. Après quelques modifications sur la structure de l'antenne, les mesures du système témoignent de la faisabilité de la solution et de ses performances satisfaisantes. La plastronique permet de doubler la puissance du dispositif en comparaison d'une antenne sur PCB utilisant l'espace vacant sur la carte. Enfin, une solution d'antenne sans contact a été évaluée dans le but de s'affranchir des contraintes de connectique. La démarche de conception s'appuie sur la théorie des modes caractéristiques et les résultats de mesures confirment la faisabilité de cette solution.

Pour dresser un bilan global sur les performances des antennes réalisées dans les différents chapitres, le tableau IV.6 met en évidence la compacité et l'efficacité simulée de chaque solution.

Au regard des résultats présentés dans ce mémoire, on peut établir une conclusion globale sur les technologies plastroniques appliquées au design d'antennes compactes. De nos jours, ces technologies relativement récentes sont souvent considérées comme un objectif final, alors qu'elles devraient plutôt être envisagées comme un moyen parmi d'autres pour la réalisation de dispositifs spécifiques. Dans le cadre de cette étude, on a vu que

Antenne	$ka$	$Q_{min,Chu}$	Efficacité simulée
<b>T-match</b>	0,42	16	0,81
<b>Dipôle à ligne d'adaptation circulaire</b>	0,42	16	0,85
<b>Dual-band (bande basse)</b>	0,42	16	0,94
<b>Dual-band (bande haute)</b>	1,21	1,39	0,98
<b>Antenne sans-contact</b>	0,42	16	0,52
<b>Antennes ULB</b>	0,76	3,59	0,96

TABLE IV.6 – Tableau récapitulatif des antennes réalisées

l'utilisation de la plastronique est bénéfique car elle permet une augmentation du gain de l'antenne par rapport à une solution sur PCB. Pour autant, cela s'accompagne de risques industriels non négligeables sur les aspects de connectique entre la carte et l'antenne que l'on ne retrouve pas dans des conceptions classiques. Ainsi, la plastronique ne représente pas tout à fait l'avenir des développements électroniques : c'est une possibilité intéressante, mais seulement pour des cas très spécifiques. Une étude préalable doit donc systématiquement être menée pour s'assurer de l'utilité de son emploi aux dépens d'autres solutions plus standards.

Enfin, ces travaux ouvrent des perspectives sur des développement futurs, aussi bien d'un point de vue théorique qu'applicatif. En voici quelques pistes :

### Conception d'antennes sur support cylindrique

La conception des antennes mono-bande à 868 MHz sur support cylindrique s'appuie sur la connaissance de l'impédance d'entrée du dipôle conformé. Cette valeur d'impédance d'entrée est modifiée par rapport au cas du dipôle plan par l'effet de la courbure : elle est obtenue à partir de simulations EM sur HFSS. Le circuit d'adaptation en T est ensuite dimensionné de sorte à compenser la dégradation d'impédance observée. Afin de gagner du temps dans la conception du motif et du circuit d'adaptation, on peut envisager une méthodologie de conception systématique basée sur la théorie antennaire. Les travaux de Tang permettent de calculer l'impédance d'entrée d'un dipôle à conducteur cylindrique

dans l'air pour toute fréquence d'étude, longueur de bras et courbure de dipôle [110]. A partir de l'équivalence entre le rayon d'un conducteur cylindrique et la largeur d'une ligne métallique plane [196], on se rapproche du cas d'étude des dipôles imprimés incurvés. Les premiers résultats dans le vide présentent un bon accord avec les simulations HFSS. Il reste cependant à prendre en compte l'effet du substrat diélectrique sur l'impédance d'entrée du dipôle dans le modèle pour obtenir un modèle applicable au cas d'étude.

### **Évaluation d'un système dual-band**

L'évaluation de l'antenne mono-bande pour un système de communication LoRa a apporté des résultats importants pour justifier l'apport de la plastronique sur les performances. Pour disposer d'une étude complète, l'évaluation d'une carte rassemblant les communications LoRa et WiFi ou Bluetooth avec la seule antenne dual-band serait intéressante. Cela permettrait de justifier pleinement de la double fonctionnalité permise par les deux fréquences de résonance de l'antenne. Néanmoins, un tel développement nécessite une étude en amont de la méthode de connectique à mettre en oeuvre car la solution technologique à base de pogo-pins et de lamelles de contact présente des pertes élevées à 2,45 GHz ( $> 2\text{dB}$ ). Il faudrait alors envisager une autre solution, comme l'emploi d'un connecteur ufl à souder sur le bouchon, mais cela sous-entendrait de changer de substrat.

### **Développement d'antennes compactes sans contact**

Les développements de la fin du chapitre 4 proposent une nouvelle façon d'aborder la plastronique appliquée aux antennes : il ne s'agit plus de concevoir l'antenne, mais seulement un élément rayonnant à reporter sur le boîtier plastique d'un produit. A partir de produits existants incluant des antennes compactes sur PCB, il serait intéressant de réfléchir à une optimisation basée uniquement sur la modification du boîtier plastique utilisé. De même, une étude approfondie est nécessaire sur l'apport de l'élément rayonnant déporté en termes de performances de rayonnement. S'il permet de compenser l'utilisation d'une antenne compacte à très faible gain, alors son utilisation pourrait être systématisée dans les produits.

# LISTE DES PUBLICATIONS

---

## Revue internationale avec comité de lecture

- **G. Bengloan**, A. Chousseaud, B. Froppier, J. Girard, M. Brunet, and E. Motta Cruz, "Plastronic Circular Line Matched Dipole Antenna", Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 98, 113-120, 2021.

## Conférences internationales avec actes et comité de lecture

- **G. Bengloan**, J. M. Felicio, C. A. Fernandes, A. Chousseaud, B. Froppier, E. Motta Cruz, "A Compact and Flexible Dual-Band Antenna for Near-Body Applications", 2021 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2021)
- **G. Bengloan**, B. Froppier, A. Chousseaud, J. Girard and E. Motta Cruz, "Plastronics Development of Low-Profile Conformal Antenna for IoT Sensors", 2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2021, pp. 1-5
- A. Levavasseur, **G. Bengloan**, J. Harel, E. Motta Cruz, "Compact Dual-Polarized 5GHz WiFi Stacked patch Antenna Array", 2021 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2021)
- **G. Bengloan**, A. Chousseaud, B. Froppier, E. Motta Cruz and H. El-Shaarawy, "Wide-band Characterization of Specific Polymers for Novel MID Antenna Applications", 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2019, pp. 318-32

## Conférence nationale avec actes et comité de lecture

- **G. Bengloan** A. Chousseaud, B. Froppier, E. Motta Cruz and H. El-Shaarawy, "Caractérisation de thermoplastiques additivés activables par laser pour applications micro-ondes", 16e Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM), 2020, Toulouse



# A - CARACTÉRISATION PAR T RÉSONANT

---

Le T résonant (ou résonateur en T) est une des méthodes les plus simples en termes de fabrication pour la caractérisation diélectrique de substrats en HF. La structure, constituée d'une ligne de transmission et d'un stub en circuit ouvert, est dimensionnée pour présenter des résonances périodiques fonctions de la longueur de ce dernier.

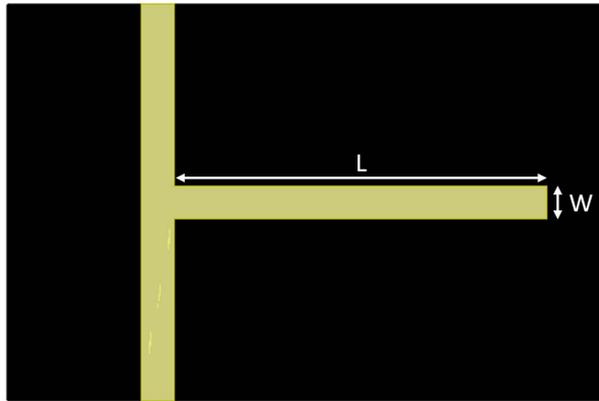


FIGURE A.1 – Schéma de résonateur à stub (T résonant)

La longueur  $L$  du stub en circuit ouvert est calculée de sorte à correspondre au quart de la longueur d'onde guidée à la fréquence de résonance primaire  $f_1$ , obtenue pour  $n$  égal à 1.

$$L = \frac{nc}{4f_n\sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} = \frac{\lambda_g}{4} \quad (\text{A.15})$$

Avec  $c$  la célérité de la lumière dans le vide en  $m.s^{-1}$ ,  $\varepsilon_{r,eff}$  la permittivité relative effective supposée du substrat utilisé, et  $n$  l'ordre de la fréquence de résonance  $f_n$ , sachant que les résonances sont observées pour des multiples impairs du quart de la longueur d'onde .

Lors du design de la structure, il est donc indispensable d'avoir une première approximation de la valeur de  $\varepsilon_{r,eff}$  afin de générer les résonances proches des fréquences souhaitées. Si besoin, des itérations sont à prévoir pour caler la/les fréquence(s) de résonance aux valeurs souhaitées. Par analyse du coefficient de transmission du T résonant,

on peut ainsi remonter à la valeur de la permittivité relative effective du substrat. Le lien avec la permittivité relative du substrat est effectué ensuite par le biais des équations de dimensionnement des lignes correspondant à la topologie adoptée, par exemple à l'aide du modèle de Hammerstad dans le cadre des lignes microruban [47].

L'estimation de la tangente de pertes par T résonant est basée sur la connaissance des différents facteurs de qualité de la structure. Le principe de base de ce calcul revient à déterminer le facteur de qualité global du T résonant, puis les facteurs de qualité associés aux pertes (conductrices, diélectriques et par rayonnement). Suivant certaines hypothèses et avec le modèle correspondant au type de ligne utilisé, la tangente de pertes diélectrique peut être calculée [197].

# B - CARACTÉRISATION PAR CAVITÉ RÉSONANTE

## RÉSONANTE

---

La caractérisation par cavité résonante est une méthode basée sur la mesure du facteur de qualité de la structure. Tout comme pour le T présenté dans la section précédente, la cavité est dimensionnée pour résonner à des fréquences spécifiques, ce sont ces dernières qui définissent les points de mesures. Pour l'extraction des caractéristiques diélectriques d'un matériau, il suffit de positionner l'échantillon du matériau sous test (MUT - Material Under Test) au maximum de champ électrique de la cavité via un trou dans la cavité. Ce faisant, la fréquence de résonance  $f_c$  de la cavité est décalée vers une fréquence  $f_s$ , modifiant de la même manière le facteur de qualité initial  $Q_c$  vers une valeur  $Q_s$ , Fig. B.1.

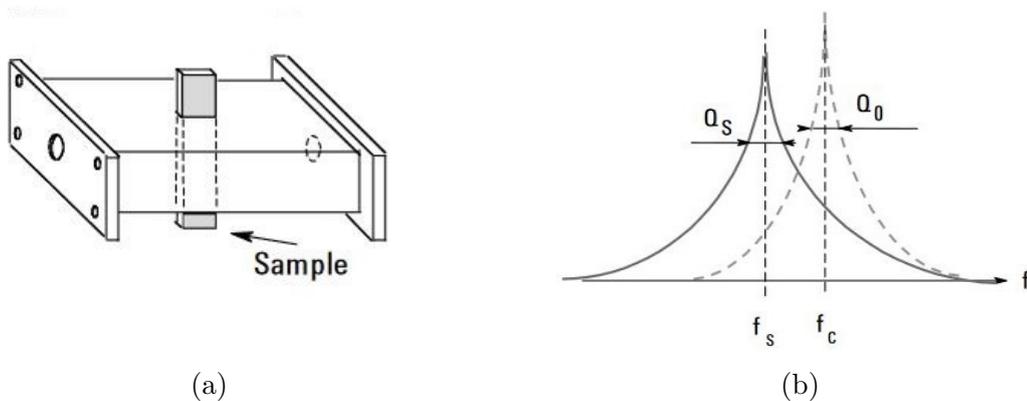


FIGURE B.1 – (a) Schéma de principe de la cavité résonante; (b) illustration du décalage fréquentiel induit par le MUT [198]

$$\epsilon_r = \frac{V_c(f_c - f_s)}{2V_s f_s} + 1 \quad (\text{B.1})$$

$$\tan(\delta) = \frac{V_c}{4V_s} \left( \frac{1}{Q_s} - \frac{1}{Q_c} \right) \quad (\text{B.2})$$

Dès lors, il est possible d'extraire les caractéristiques diélectriques du matériau à partir des équations (B.1) et (B.2).  $V_c$  et  $V_s$  sont respectivement les volumes de la cavité vide et de l'échantillon de matière. Cette méthode a notamment donné des résultats concluants pour la caractérisation de substrats compatibles LDS, comme l'ABS-PC, le PBT (Polyté-réphthalate de butylène) [7], ou le LCP [42]. Cependant, la cavité résonante caractérise le matériau brut, et ne prend pas en compte le process dans le cadre d'une activation LDS.

# C - CARACTÉRISATION PAR CAPACITÉ MÉTAL-ISOLANT-MÉTAL (MIM) HF

---

La capacité Métal-Isolant-Métal (MIM) est une structure couramment utilisée en basses fréquences pour la caractérisation de diélectriques. Aussi appelée *parallel plate method*, la capacité MIM consiste à placer le MUT entre deux électrodes métalliques afin de former une capacité. Par le biais d'un RLC-mètre, il est possible de mesurer la capacitance et la résistance de la structure ( $C_{MIM}$  et  $R_{MIM}$ ). Ces dernières sont directement reliées aux propriétés diélectriques du MUT et aux dimensions de la capacité [199], équations (C.1).

$$C_{MIM} = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{S}{h_{MUT}} \quad ; \quad \tan(\delta) = \frac{1}{R_{MIM} C_{MIM} \omega} \quad (C.1)$$

Avec  $\omega$  la pulsation de mesure,  $h_{MUT}$  l'épaisseur du matériau sous test et  $S$  la surface des électrodes utilisées. La mesure étant fortement dépendante de la capacité créée, il faut donc veiller à ne pas laisser d'air entre les plaques. En règle générale, cette technique est utilisée pour des fréquences basses (<1 GHz) à cause des limitations fréquentielles des RLC-mètres disponibles.

Si la méthode des plaques parallèles est limitée en BF par les outils de mesures utilisés, il est possible d'étendre son principe en HF. La mesure est alors réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA - Vector Network Analyzer) pour relever l'impédance complexe  $Z^*$  de la capacité MIM grâce au coefficient de réflexion en entrée  $S_{11}$ , équation. C.2.

$$Z^* = \frac{S_{11} + 1}{S_{11} - 1} \times Z_0 \quad (C.2)$$

Avec  $Z_0$  l'impédance d'entrée du VNA. Sur le même principe que pour les mesures en basses fréquences (équation C.3), on en déduit par la suite les valeurs des constantes diélectriques du matériau [200].

$$C_{MIM} = \Re \left\{ \frac{1}{j\omega Z^*} \right\} = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{S}{h_{MUT}} \quad ; \quad \tan(\delta) = \frac{-\Re\{Z^*\}}{\Im\{Z^*\}} \quad (C.3)$$

La méthode, originellement proposée par Ma et al. [200] jusqu'à 5 GHz pour des films de  $SiO_2$  (dioxyde de silicium), a par la suite été testée jusque 10 GHz sur film PU (Polyuréthane) [199]. La capacité MIM en HF a pour inconvénient d'être très sensible aux dimensions des structures réalisées. Typiquement, il a été montré sur la mesure des paramètres diélectriques d'un échantillon qu'une précision de  $\pm 5 \mu\text{m}$  sur la gravure de la surface de la capacité entraîne une erreur relative de  $\pm 8\%$  sur la valeur de la permittivité relative [199].

# D - CARACTÉRISATION EN ESPACE LIBRE

---

Lorsque le contact entre la sonde de mesures et le matériau sous test est impossible (mise en péril de l'intégrité du matériau, matériau à haute température, par exemple), la méthode en espace libre peut être une solution de caractérisation HF qui permet une caractérisation monofréquence voire faible bande ou une caractérisation très large bande. Varadan et al. [201] l'ont même utilisée pour des mesures entre 13 GHz et 17.4 GHz à température ambiante de 850 degrés Celsius, en précisant que leur cellule de mesures permet d'effectuer une caractérisation entre 5.85-40 GHz. Breeden [202] l'avait utilisée auparavant pour une caractérisation à 94 GHz. Des matériaux communs, comme le PVC et le Téflon ont aussi été caractérisés par cette méthode, entre 14.5-17.5 GHz [203]. La méthode en espace libre nécessite deux antennes utilisées en émetteur et récepteur reliées à un VNA, et un échantillon de matériau plat, Fig. D.1 [203]. A partir de la mesure et de l'exploitation des paramètres S, il est alors possible de remonter aux propriétés diélectriques du matériau.

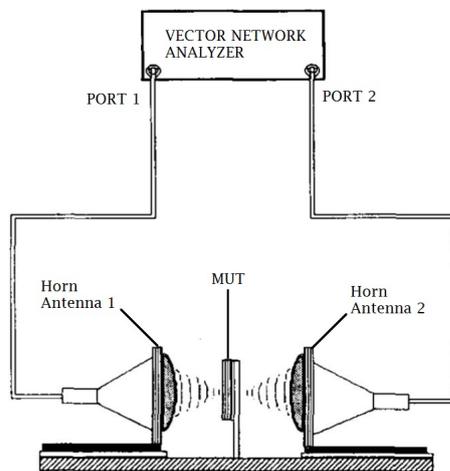


FIGURE D.1 – Schéma de principe de la méthode en espace libre, adapté de [203]

Cette méthode est néanmoins contraignante sous 10 GHz, car la longueur d'onde associée implique l'utilisation de larges échantillons de matière pour éviter les diffractions onde/matière. Les antennes ainsi que la chambre anéchoïque utilisées pour les mesures

doivent aussi être dimensionnées afin de fonctionner à ces fréquences basses. De plus, cette dernière nécessite une phase de calibration et de positionnement des antennes complexe pour se prémunir des erreurs de mesures liées aux réflexions entre le matériau sous test et les antennes de mesure. [202].

# E - MÉTHODE DE CARACTÉRISATION TRIPLAQUE

---

Salahun et al. [204] proposent en 2001 un dispositif de mesure de la permittivité et la perméabilité relatives complexes ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ) d'un matériau. Cette méthode, présentée comme large bande, se base sur la mesure des paramètres  $S_{ij}$  de la cellule pour le calcul de  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  entre 250 MHz et 7 GHz. Le raisonnement des auteurs est basé sur une approche quasi-statique de la ligne. Par la connaissance de la réponse en transmission de la cellule triplaque à vide et la modification de son comportement après ajout du matériau, ces derniers parviennent à estimer  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  pour le MUT.

Initialement appliquée à des matériaux magnétiques, cette méthode a par la suite été suivie pour la caractérisation diélectrique de textiles [205] et de mousses polyuréthane [199], jusqu'à 6 GHz. Une photographie de la cellule triplaque, utilisée dans [199], est présentée figure E.1.

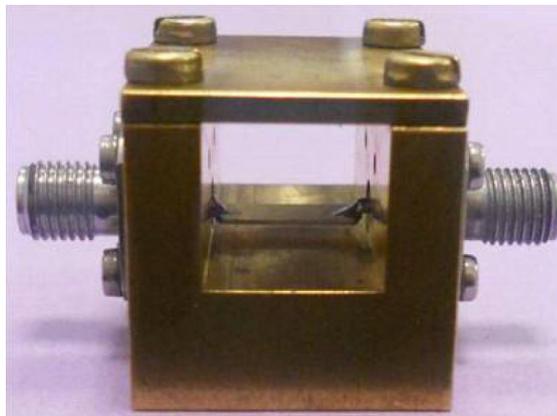


FIGURE E.1 – Cellule triplaque

Bien qu'elle procure à la fois des informations sur le comportement magnétique et diélectrique des matériaux, cette méthode présente plusieurs inconvénients :

- La gamme de fréquences de mesures est limitée par le domaine de validité de l'approche quasi-statique. Au delà de 7 GHz, cette approche n'est plus valide.

— La mesure est réalisée pour un échantillon de matériau brut.

Outre la limitation fréquentielle, qui est un frein évident pour les mesures souhaitées, le second point a aussi de l'importance. La méthode à choisir doit mettre en uvre des surfaces activées par laser et métallisées sélectivement. Sans cela, il est impossible dévaluer leffet du process LDS sur le matériau.

# F - MÉTHODE DE CARACTÉRISATION PAR SONDE COAXIALE

La méthode par sonde coaxiale consiste en une mesure de signal réfléchi au sein d'un matériau sous test par contact d'une pointe de mesure. Connectée à un VNA, la sonde permet d'obtenir le coefficient de réflexion du matériau sous test, analysé par la suite pour remonter aux valeurs des constantes diélectriques. La figure F.1 illustre le principe de la mesure avec un échantillon liquide. C'est une méthode très large bande (500 MHz-110 GHz), non destructive généralement utilisée pour les liquides et les semi-solides [206] [207]. Afin d'assurer un meilleur contact avec l'échantillon lorsque ce dernier est solide, une terminaison plane peut être utilisée.

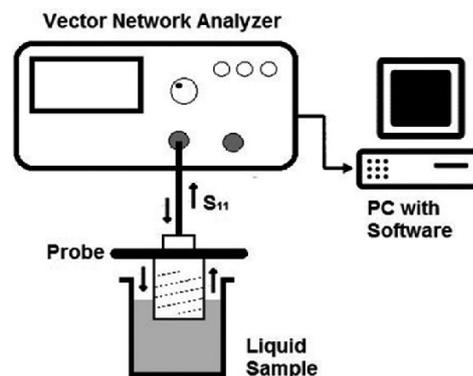


FIGURE F.1 – Schéma de principe de la méthode par sonde coaxiale [206]

Cette méthode présente cependant des limites pour les matériaux à faibles permittivité relative et tangente de pertes. De plus, la présence de couche d'air entre la sonde et le matériau sous test lorsque ce dernier est solide peut fausser les mesures. De la même manière, un matériau granuleux est difficilement mesurable par cette méthode du fait de l'irrégularité de sa surface. En dépit de sa simplicité de mise en uvre et de l'information très large bande qu'elle procure, cette méthode n'est donc pas retenue pour le projet.

# G - DIPÔLE ASYMÉTRIQUE SUR SUBSTRAT CYLINDRIQUE

---

Les recherches sur les antennes conformées montrent que la réalisation d'une antenne sur un support cylindrique peut se réduire à une compensation de la modification d'impédance induite par la courbure. Le circuit d'adaptation en T présente l'avantage d'être détaillé, donc facile à reproduire et à adapter au support choisi dans le cas d'étude sélectionné.

En se basant sur le besoin de modification d'impédance, une seconde technique d'adaptation spécifique au dipôle est utilisable. Dans les cours de théorie antennaire, on avise généralement le lecteur de la symétrie nécessaire au bon fonctionnement de l'antenne dipôle. L'asymétrie entraîne une modification de l'impédance d'entrée et une désadaptation du dipôle plan. En appliquant ce décalage de la position de l'alimentation du dipôle, la modification d'impédance entraînée pourrait dans ce cas être bénéfique pour l'adaptation dans le cas du bouchon. Le schéma ci-dessous illustre le phénomène de décalage de l'alimentation par rapport au cas normal, Fig. G.1

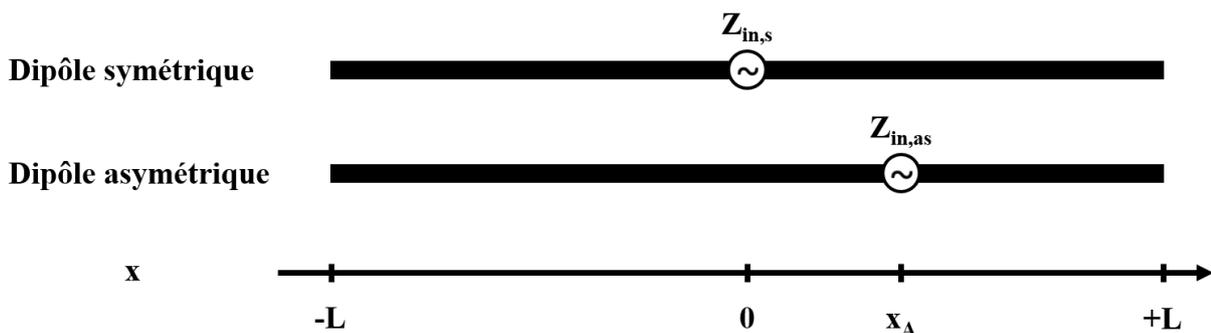


FIGURE G.1 – Principe du dipôle asymétrique

L'expression de l'impédance d'entrée d'un dipôle asymétrique  $Z_{in,as}$  fait apparaître l'impédance d'entrée du dipôle centré  $Z_{in,s}$  ainsi que la constante de phase  $\beta$ , la longueur des bras  $L$  et le décalage de l'alimentation par rapport au centre,  $x_A$ .

$$Z_{in,as} = Z_{in,s} \left[ \frac{I(x=0)}{I(x=x_A)} \right]^2 = Z_{in,s} \frac{\sin^2(\beta L/2)}{\sin^2 \left[ \beta \left( \frac{L}{2} - x_A \right) \right]} \quad (\text{G.1})$$

En appliquant le principe au bouchon, on obtient l'antenne dipôle asymétrique conformée, Fig. G.2(a) et (b). L'antenne est réduite au strict minimum, c'est-à-dire la transition CPW-CPS détaillée section II.3.2 et les bras rayonnants. En simulation, on obtient le coefficient de réflexion de l'antenne entre 0,75 GHz et 1 GHz, Fig. G.2(c).

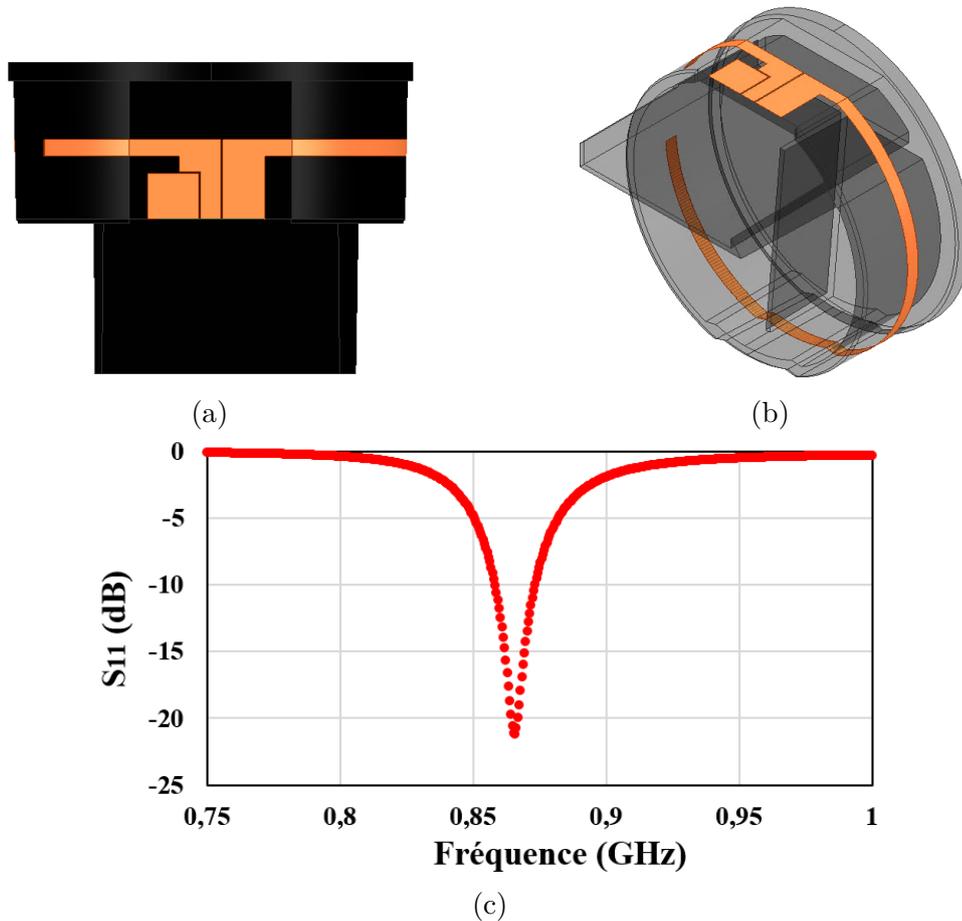


FIGURE G.2 – Vues du dipôle asymétrique et résultats de simulations : (a) vue de dessus; (b) vue isométrique (en transparence); (c) Coefficient de réflexion

La fréquence de résonance de l'antenne est 868 MHz avec une adaptation convenable ( $S_{11} = -21$  dB), tandis que la bande passante à -10 dB est d'environ 15 MHz. Ces performances sont similaires à celles des antennes à base d'adaptation par T-match. Concernant le diagramme de rayonnement, on obtient de même des valeurs en gain proches de celles

des dipôles à T-match (autour de 1,3 dBi max.).

*Si cette solution répond apparemment simplement à la problématique d'adaptation du dipôle sur substrat cylindrique, pourquoi n'a-t-elle pas été retenue ?*

En dépit de sa simplicité de réalisation, l'antenne dipôle asymétrique présente une orientation de rayonnement qui ne satisfait pas les besoins du projet. En position d'utilisation, le bouchon est inséré dans le luminaire et son rayonnement doit être dirigé vers le sommet du bouchon pour être correctement reçu. Cette condition est satisfaite par l'antenne dipôle T-match, Fig. G.3(a). Dans le cas du dipôle asymétrique, la direction de propagation souhaitée correspond à un creux du diagramme de rayonnement, Fig. G.3(b). Par conséquent, on ne retient pas ce type d'antenne.

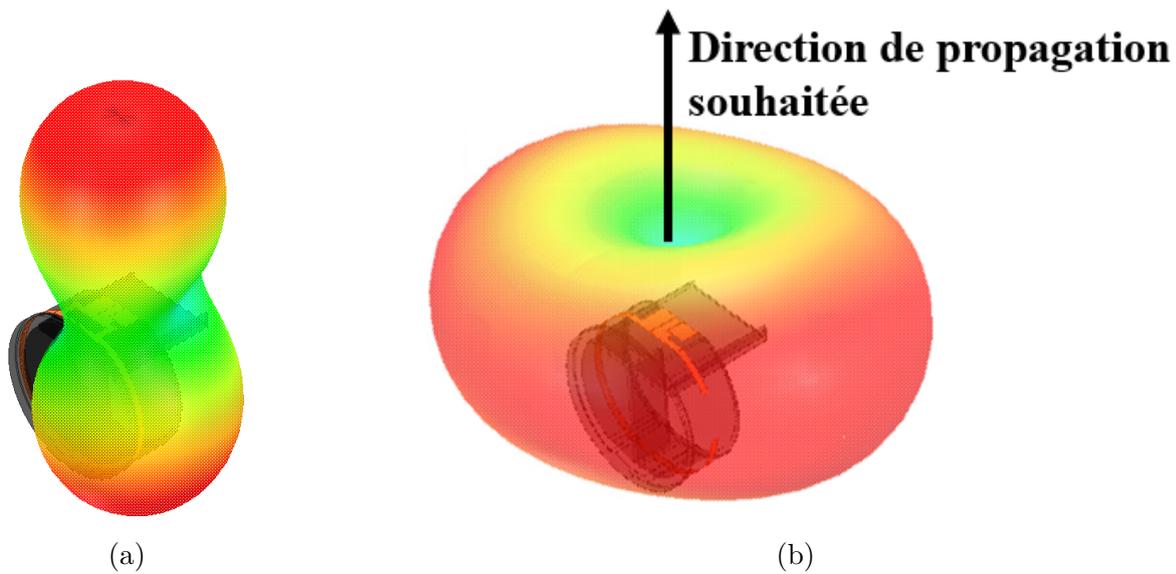


FIGURE G.3 – Comparaison des diagrammes de rayonnement 3D : (a) antenne dipôle T-match ; (b) dipôle asymétrique

# H - CALCUL DE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE D'UN DIPÔLE INCURVÉ

L'effet de la conformation sur l'impédance d'entrée d'un dipôle incurvé (ou dipôle "arc") a été évaluée par un simulateur électromagnétique. Il existe par ailleurs une solution analytique décrite par Tang [110] permettant de calculer l'impédance d'entrée d'un dipôle arc dans le vide à partir de ses dimensions. Le modèle de Tang concerne les dipôles filaires incurvés suivant un rayon de courbure  $R$ , avec des bras de longueurs  $L$  composés d'un conducteur métallique cylindrique de rayon  $a/2$ , Fig. H.1.

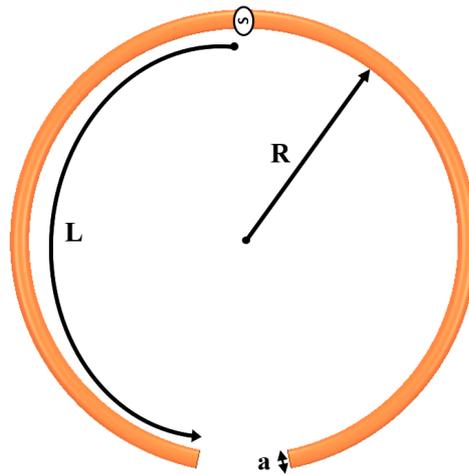


FIGURE H.1 – Dipôle arc considéré dans la publication de Tang [110]

Le calcul de l'impédance d'entrée du dipôle  $Z$  est basée sur la détermination des courants dans l'antenne via la résolution d'une équation intégral-différentielle. Elle se calcule à partir des fonctions  $i_i$  et  $v_i$  utilisées pour approximer la distribution des courants. Ces dernières sont décrites dans la publication et utilisée pour le calcul de  $Z$ , eq.(H.1).

$$Z = j30 \frac{v_{00}v_{11} - (v_{01})^2}{i_0(0)^2v_{11} - 2i_0(0)i_1(0)v_{01} + i_1(0)^2v_{11}} \quad (\text{H.1})$$

Les fonctions  $i_i$  et  $v_i$  sont directement reliées aux dimensions du dipôle arc, particuliè-

rement au rayon de courbure et à la longueur des bras. Tout d'abord, on choisit d'évaluer l'impact de la variation du rayon de courbure sur  $Z$ . L'impédance d'entrée du dipôle arc calculée par la méthode de Tang à 868 MHz est représentée Fig.H.2(a). Chaque point représente l'impédance calculée pour une valeur de  $R$ , variant de 23,5 mm à 81,5 mm par pas de 1 mm.

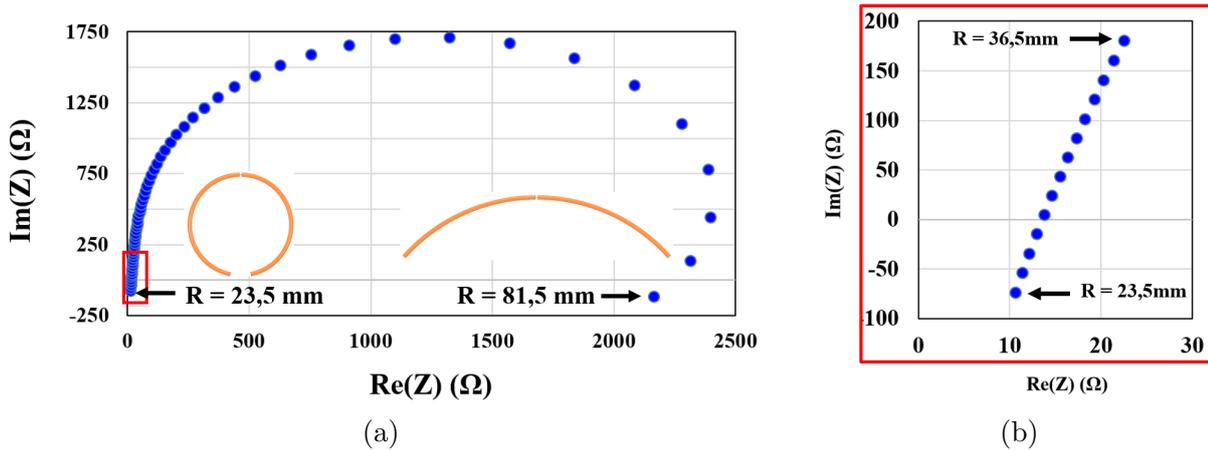


FIGURE H.2 – Impédance d'entrée d'un dipôle arc ( $L = 70$  mm) suivant la variation du rayon de courbure à 868 MHz : (a)  $R$  compris entre 23,5 mm et 81,5 mm ; (b)  $R$  compris entre 23,5 mm et 36,5 mm

A l'aide de la Fig. H.2(b), on observe de manière plus précise l'évolution de l'impédance d'entrée du dipôle lorsque le rayon de courbure est faible. Lorsque le rayon de courbure est identique à celui du bouchon de l'étude ( $R = 23,5$  mm), on remarque que la résistance calculée par la méthode est faible (11  $\Omega$ ) et proche de celle obtenue en simulation (8  $\Omega$ ). En revanche, la réactance calculée (-74  $\Omega$ ) est éloignée de la valeur de simulations (39  $\Omega$ ).

L'analyse peut aussi être menée sur la variation de la longueur des bras du dipôle (de 65 mm à 70 mm par pas de 0,1 mm) à rayon de courbure constant ( $R = 23,5$  mm) à 868 MHz, Fig. H.3.

On constate sur cet exemple mono-fréquence qu'une variation minime de la longueur des bras du dipôle (quelques millimètres) affecte grandement son impédance d'entrée. En modifiant de 5 mm la longueur des bras, les valeurs de résistance et de réactance ont presque doublé.

Bien que cette méthode de calcul analytique n'est pas applicable à des dipôles imprimés, elle met en évidence la forte dégradation de l'impédance d'entrée du dipôle arc

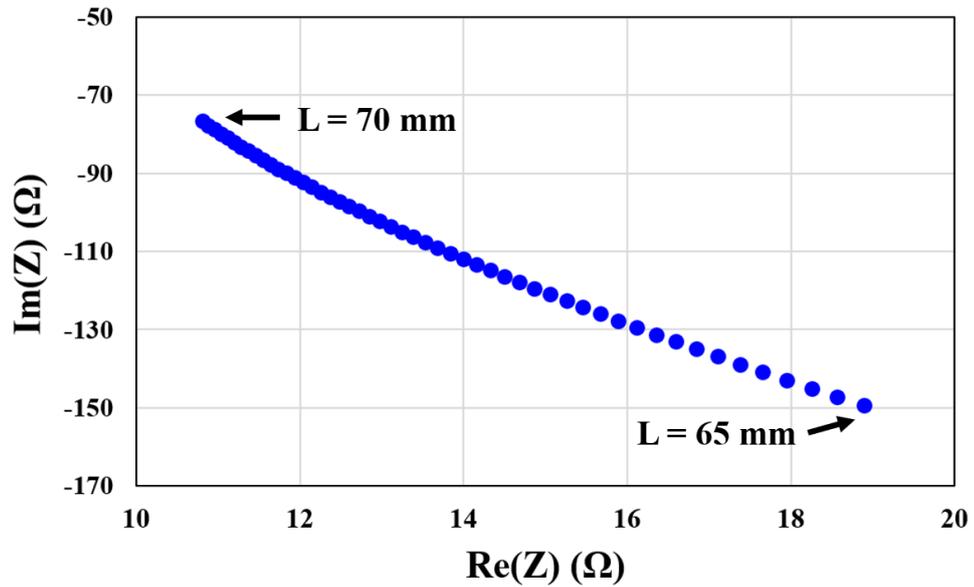


FIGURE H.3 – Impédance d’entrée d’un dipôle arc ( $R = 23,5 \text{ mm}$ ) suivant la variation de la longueur de ses bras à 868 MHz

lorsque le rayon de courbure est faible. Les variations sur  $Z$  observées avec la modification de la longueur des bras mettent en évidence la nécessité de disposer d’une technologie précise et répétable pour la conception de ce type d’antenne. Un décalage de quelques millimètre sur la réalisation pourrait par exemple dégrader le fonctionnement d’une structure d’adaptation.



# BIBLIOGRAPHIE

---

- [1] J. FRANKE, éd., *Three-Dimensional Molded Interconnect Devices (3D-MID)*. Carl Hanser Verlag GmbH et Co. KG, 2014.
- [2] K. CHEVAL, « Étude et réalisation de circuits imprimés sur substrats polymères 3D (MID 3D) par microtamponnage », Thèse, Université Claude Bernard - Lyon I, 2015.
- [3] MEDTRONIC. « Système PillCamSB 3 ». (2021), adresse : <https://www.medtronic.com/covidien/fr-ca/products/capsule-endoscopy/pillcam-sb-3-system.html> (visité le 04/06/2021).
- [4] Y. MAHE, A. CHOUSSEAUD, M. BRUNET et B. FROPPIER, « New Flexible Medical Compact Antenna : Design and Analysis », *International Journal of Antennas and Propagation*, p. 1-6, 2012.
- [5] D. REMI et L. BERNARD, *Introduction aux matériaux polymères*, sér. Sciences de l'ingénieur. Lavoisier, 2016.
- [6] N. HEININGER, « 3D LDS Components for New Production Opportunities », *Microwaves Journal*, p. 46-50, 2012.
- [7] D. UNNIKRISSNAN, « Mid technology potential for RF passive components and antennas », Thèse, Université Grenoble Alpes, 2015.
- [8] A. FRIEDRICH, « 3D manufacturing using laser direct structuring and the application on the development of antenna systems », thèse de doct., 2019. adresse : <https://www.repo.uni-hannover.de/handle/123456789/5191>.
- [9] L. LASER et E. AG. « BMW Chooses LPKF-LDS Method ». (2009), adresse : <https://www.lpkfusa.com/pressreleases/Press%20Release%20-%20BMW.pdf> (visité le 05/05/2021).
- [10] H. AG-3D-MID. « 3D-MID technology for industrial applications ». (2019), adresse : <https://www.harting.com/3D-MID/en-gb/markets/3d-mid-technology-industrial-applications> (visité le 05/05/2021).

- [11] ACCUMOLD. « What is Micro Molding ? » (2021), adresse : <https://www.accumold.com/fr/what-is-micro-molding/> (visité le 04/06/2021).
- [12] H. AG-3D-MID. « 3D-MID technology for industrial applications ». (2019), adresse : <https://www.harting.com/3D-MID/en-gb/markets/3d-mid-systems-medical-technology> (visité le 05/05/2021).
- [13] S. KUMAR et al., « A Wristwatch-Based Wireless Sensor Platform for IoT Health Monitoring Applications », *Sensors*, p. 1675, 2020.
- [14] C. ROWELL et E. Y. LAM, « Mobile-Phone Antenna Design », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, p. 14-34, 2012.
- [15] F. SONNERAT, « Développement d'antennes innovantes pour les terminaux mobiles 4G tenant compte de l'interaction avec l'utilisateur : solutions circuits et antennes envisageables », Thèse, Télécom Bretagne, Université de Bretagne Occidentale, 2013.
- [16] Y. CHEN, C. ZHANG, Y. LU, W.-W. YANG et J. HUANG, « Compact Dual-Polarized Base Station Antenna Array Using Laser Direct Structuring Technique », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, p. 78-82, 2021.
- [17] C. HAMOUDA, J.-F. PINTOS, Z. BOUALLI, A. VEILLE et M. MOGUEDET, « Ultra Miniature Antenna Design using LDS Technology », p. 4, 2019.
- [18] V. JAECK et al., « Design and manufacturing of conformal antenna array on a conical surface at 5.2 GHz », in *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, IEEE, 2017.
- [19] « Molded Interconnect Device (MID) Market by Process, Product, Industry, and Geography - Global Forecast to 2023 », rapp. tech., 2018. adresse : <https://www.researchandmarkets.com/reports/4617322/molded-interconnect-device-mid-market-by>.
- [20] MOLEX. « Part Number : 1461750001 ». (2021), adresse : <https://www.molex.com/molex/products/part-detail/antennas/1461750001> (visité le 12/05/2021).
- [21] —, « Part Number : 1462160001 ». (2021), adresse : <https://www.molex.com/molex/products/part-detail/antennas/1462160001> (visité le 12/05/2021).
- [22] —, « Part Number : 479480001 ». (2021), adresse : <https://www.molex.com/molex/products/part-detail/antennas/0479480001> (visité le 12/05/2021).

- 
- [23] L. HLINENKO et V. FAST, « Application of superimposed properties cards for efficient 3D MID process choice », in *2018 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TC-SET)*, IEEE, 2018.
- [24] T. PEITZ, *Methodik zur Produktoptimierung mechanisch elektronischer Baugruppen durch die Technologie MID (Molded Interconnect Devices)*, sér. Verlagsschriftenreihe des Heinz Nixdorf Instituts, Paderborn. Fakultät für Maschinenbau, Universität Paderborn, 2007.
- [25] A. ISLAM, H. N. HANSEN et N. GIANNEKAS, « Quality investigation of miniaturized Moulded Interconnect Devices (MIDs) for hearing aid applications », *CIRP Annals*, p. 539-544, 2015.
- [26] J. FRANKE, R. DUMITRESCU, J. GAUSEMEIER et C. GOTH, « MID-Marktanalyse : Schwerpunkte und Chancen von MID », *Sonderausgabe Räumliche elektronische Baugruppen, Fachzeitschrift Elektronik*, 2011.
- [27] B. S. COOK et A. SHAMIM, « Inkjet Printing of Novel Wideband and High Gain Antennas on Low-Cost Paper Substrate », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 4148-4156, 2012.
- [28] VOLTERA. « Voltera product, PCB Printer ». (2021), adresse : <https://www.voltera.io/product/pcb-printer> (visité le 12/05/2021).
- [29] J. HAUMANT, P. MASSALOUX, D. DIEDHIOU, A. MANCHEC et R. ALLANIC, « Ultralight Wideband Open Boundary Quad-Ridged Antenna Manufactured Using 3D Printing Technology », in *2021 2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, IEEE, 2021.
- [30] K. LOMAKIN, M. SIPPEL, K. HELMREICH et G. GOLD, « 3D Printed Slotted Waveguide Array Antenna for D-Band Applications », in *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, IEEE, 2021.
- [31] R. A. LIYAKATH, A. TAKSHI et G. MUMCU, « Multilayer Stretchable Conductors on Polymer Substrates for Conformal and Reconfigurable Antennas », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, p. 603-606, 2013.

- [32] G. BENGLOAN, J. M. FELICIO, C. A. FERNANDES, A. CHOUSSEAUD, B. FROPPIER et E. M. CRUZ, « A Compact and Flexible Dual-Band Antenna for Near-Body Applications », in *2021 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2021)*, IEEE, 2021.
- [33] A. SOVER, P. POPP et T. AYDIN, « Digital Direct Metallization (DDM) by a plasma coating process on polymeric components and its applications », *MATEC Web of Conferences*, L. SLTINEANU et al., éd., p. 04 003, 2017.
- [34] E. GERD, « Laserstrahlunterstützte Erzeugung mittels Laserstrukturierung auf Thermoplastsubstraten für die MID-Technologie », 2002.
- [35] R. A. M. I. D. 3.-D. M. E.V. « Flamecon ». (2021), adresse : <https://www.3d-mid.de/en/technology/mid-manufacturing-processes/flamecon/> (visité le 04/06/2021).
- [36] Y. ZHANG, « Laser Induced Selective Activation For Subsequent Autocatalytic Electroless Plating », English, thèse de doct., 2010.
- [37] K. RATAUTAS, A. JAGMINIENE, I. STANKEVICIENE, E. NORKUS et G. RACIUKAITIS, « Laser Assisted Selective Metallization of Polymers », in *2018 13th International Congress Molded Interconnect Devices (MID)*, IEEE, 2018.
- [38] P. E. W. E. AG. « MIPTEC : la technologie MID de Panasonic ». (2020), adresse : <https://www.panasonic-electric-works.com/fr/miptec-la-technologie-mid-de-panasonic.htm> (visité le 04/06/2021).
- [39] V. LAUR, J.-L. MATTEI, G. VÉRISIMO, P. QUEFFELEC, R. LEBOURGEOIS et J.-P. GANNE, « Application of Molded Interconnect Device technology to the realization of a self-biased circulator », *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, p. 126-132, 2016.
- [40] P. TROUGHTON, « Measurement techniques in microstrip », *Electronics Letters*, p. 25, 1969.
- [41] K. CHANG et L.-H. HSIEH, *Microwave Ring Circuits and Related Structures*. John Wiley & Sons, Inc., 2004.
- [42] D. THOMPSON, O. TANTOT, H. JALLAGEAS, G. PONCHAK, M. TENTZERIS et J. PAPAPOLYMEROU, « Characterization of Liquid Crystal Polymer (LCP) Material and Transmission Lines on LCP Substrates From 30 to 110 GHz », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, p. 1343-1352, 2004.

- 
- [43] M. I. AHMED, M. F. AHMED et A. A. SHAALAN, « Investigation and Comparison of 2.4 GHz Wearable Antennas on Three Textile Substrates and Its Performance Characteristics », *Open Journal of Antennas and Propagation*, p. 110-120, 2017.
- [44] I. WALDRON et S. MAKAROV, « Measurement of dielectric permittivity and loss tangent for bulk foam samples with suspended ring resonator method », in *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, IEEE, 2006.
- [45] G. ZOU, H. GRONQVIST, P. STARSKI et J. LIU, « High frequency characteristics of liquid crystal polymer for system in a package application », in *2002 Proceedings. 8th International Advanced Packaging Materials Symposium (Cat. No.02TH8617)*, IEEE.
- [46] X. ZHANG, Q. ZHANG, G. ZOU, L. CHEN, Z. CHEN et J. LIU, « Development of SOP Module Technology Based on LCP Substrate for High Frequency Electronics Applications », in *2006 1st Electronic Systemintegration Technology Conference*, IEEE, 2006.
- [47] E. HAMMERSTAD et O. JENSEN, « Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design », in *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, MTT006.
- [48] H. WHEELER, « Formulas for the Skin Effect », *Proceedings of the IRE*, p. 412-424, 1942.
- [49] J.-M. HEINOLA et K. TOSLA, « Dielectric characterization of printed wiring board materials using ring resonator techniques : a comparison of calculation models », *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 2006.
- [50] M. V. SCHNEIDER, « Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits », *Bell System Technical Journal*, p. 1421-1444, 1969.
- [51] D. M. POZAR, *Microwave Engineering*. Wiley, 2012.
- [52] P.-Y. CRESSON et al., « 1 to 220 GHz Complex Permittivity Behavior of Flexible Polydimethylsiloxane Substrate », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, p. 278-280, 2014.
- [53] D. UNNIKRISHNAN, D. KADDOUR et S. TEDJINI, « Microstrip transmission lines and antennas on Molded Interconnect Devices materials », in *2013 13th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, IEEE, 2013.

- [54] Q. H. DAO, A. FRIEDRICH et B. GECK, « Characterization of Electromagnetic Properties of MID Materials for High Frequency Applications up to 67 GHz », *Advanced Materials Research*, p. 63-68, 2014.
- [55] N. DAS, S. VODA et D. POZAR, « Two Methods for the Measurement of Substrate Dielectric Constant », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, p. 636-642, 1987.
- [56] A. MANGAN, S. VOINIGESCU, M.-T. YANG et M. TAZLAUANU, « De-embedding transmission line measurements for accurate modeling of IC designs », *IEEE Transactions on Electron Devices*, p. 235-241, 2006.
- [57] Y. EO et W. EISENSTADT, « High-speed VLSI interconnect modeling based on S-parameter measurements », *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, p. 555-562, 1993.
- [58] F. MBAIRI et H. HESSELBOM, « High frequency design and characterization of SU-8 based conductor backed coplanar waveguide transmission lines », in *Proceedings. International Symposium on Advanced Packaging Materials : Processes, Properties and Interfaces, 2005.*, IEEE.
- [59] G. GHIONE et C. NALDI, « Coplanar Waveguides for MMIC Applications : Effect of Upper Shielding, Conductor Backing, Finite-Extent Ground Planes, and Line-to-Line Coupling », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, p. 260-267, 1987.
- [60] B. C. WADELL, *Transmission Line Design Handbook*. Artech House, 1991.
- [61] K. FUJIMOTO, « Small Antennas », in *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc., avr. 2005.
- [62] N. LORHO, « Étude et conception d'une antenne compacte ultra large-bande à diversité de polarisation. Application à la radiogoniométrie. », Thèse, UNIVERSITE DE NANTES, 2017. adresse : <https://hal.archives-ouvertes.fr/tel-01508424>.
- [63] H. WHEELER, « Fundamental Limitations of Small Antennas », *Proceedings of the IRE*, p. 1479-1484, déc. 1947.
- [64] L. J. CHU, « Physical Limitations of Omni-Directional Antennas », *Journal of Applied Physics*, p. 1163-1175, déc. 1948.

- 
- [65] H. A. WHEELER, « The Radiansphere around a Small Antenna », *Proceedings of the IRE*, p. 1325-1331, 1959.
- [66] C. PFEIFFER, « Fundamental Efficiency Limits for Small Metallic Antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 1642-1650, 2017.
- [67] O. S. KIM, « Low-Q Electrically Small Spherical Magnetic Dipole Antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 2210-2217, 2010.
- [68] C. KRUESI, R. VYAS et M. TENTZERIS, « Design and Development of a Novel 3-D Cubic Antenna for Wireless Sensor Networks (WSNs) and RFID Applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 3293-3299, 2009.
- [69] A. ERENTOK et R. W. ZIOLKOWSKI, « Metamaterial-Inspired Efficient Electrically Small Antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 691-707, 2008.
- [70] S. BEST, « A discussion on the properties of electrically small self-resonant wire antennas », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, p. 9-22, 2004.
- [71] R. COLLIN et S. ROTHSCHILD, « Evaluation of antenna Q », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 23-27, 1964.
- [72] J. S. MCLEAN, « A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 672, 1996.
- [73] R. HANSEN, « Fundamental limitations in antennas », *Proceedings of the IEEE*, p. 170-182, 1981.
- [74] M. GUSTAFSSON, C. SOHL et G. KRISTENSSON, « Physical limitations on antennas of arbitrary shape », *Proceedings of the Royal Society A : Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, p. 2589-2607, 2007.
- [75] O. DIOP, « Étude et minimisation du facteur de qualité des antennes pour de petits objets communicants », Thèse, Université Nice Sophia Antipolis, 2013.
- [76] I. a. PICON Odile, *Les antennes théorie, conception et application [electronic resource] / Odile Picon ; préface de Maurice Bellanger*, eng. Dunod.
- [77] F. SONNERAT et al., « Innovative 4G mobile phone LDS antenna module using plasmonics integration scheme », in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, IEEE, 2013.

- [78] F. SONNERAT et al., « Wideband LDS antenna using two radiating elements », in *2012 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, IEEE, 2012.
- [79] L. BERKELMANN, T. MARTINELLI, A. FRIEDRICH et D. MANTEUFFEL, « Design and Integration of a Wearable Antenna System for On and Off-Body Communication Based on 3D-MID Technology », in *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, Institution of Engineering et Technology, 2018.
- [80] S. R. BEST, « The Significance of Ground-Plane Size and Antenna Location in Establishing the Performance of Ground-Plane-Dependent Antennas », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, p. 29-43, 2009.
- [81] J. RASHED et C.-T. TAI, « A new class of resonant antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 1428-1430, 1991.
- [82] T. WARNAGIRIS et T. MINARDO, « Performance of a meandered line as an electrically small transmitting antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 1797-1801, 1998.
- [83] S. BEST et J. MORROW, « The effectiveness of space-filling fractal geometry in lowering resonant frequency », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, p. 112-115, 2002.
- [84] D. DEAVOURS, « Analysis and design of wideband passive UHF RFID tags using a circuit model », in *2009 IEEE International Conference on RFID*, IEEE, 2009.
- [85] B. BRAATEN, M. REICH et J. GLOWER, « A Compact Meander-Line UHF RFID Tag Antenna Loaded With Elements Found in Right/Left-Handed Coplanar Waveguide Structures », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, p. 1158-1161, 2009.
- [86] A. TECHNOLOGY. « Alien Squiglette Inlay ». (2020), adresse : <https://www.alientechnology.com/products/tags/squiglette/> (visité le 11/06/2021).
- [87] —, « Higgs 9 - High Capacity GS1 Class 1 Gen 2 RFID Tag IC ». (2020), adresse : <https://www.alientechnology.com/products/ic/higgs-9/> (visité le 11/06/2021).
- [88] T. G. ABO-ELNAGA, E. A.-F. ABDALLAH et H. M. EL-HENAWY, « ANALYSIS AND DESIGN OF UNIVERSAL COMPACT FLEXIBLE UHF RFID TAG ANTENNA », *Progress In Electromagnetics Research B*, p. 213-239, 2011.

- 
- [89] G. MARROCCO, « Gain-optimized self-resonant meander line antennas for RFID applications », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, p. 302-305, 2003.
- [90] N. COHEN, « Fractal antennas Part 1 », *Communications Quarterly*, p. 7-22, 1995.
- [91] C. P. BALIARDA, J. ROMEU et A. CARDAMA, « The Koch monopole : a small fractal antenna », *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, p. 9, 2000.
- [92] K. J. VINOY, K. A. JOSE, V. K. VARADAN et V. V. VARADAN, « Hilbert curve fractal antenna : A small resonant antenna for VHF/UHF applications », p. 5,
- [93] C. PUENTE, J. ROMEU, R. POUS, X. GARCIA et F. BENITEZ, « Fractal multiband antenna based on the Sierpinski gasket », *Electronics Letters*, p. 1, 1996.
- [94] S. DHAR, K. PATRA et B. GUPTA, « A Dielectric Resonator-Loaded Minkowski Fractal-Shaped Slot Loop Heptaband Antenna », *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, p. 9, 2015.
- [95] A. BAKYTBEKOV, A. R. MAZA, M. NAFE et A. SHAMIM, « Fully inkjet printed wide band cantor fractal antenna for RF energy harvesting application », p. 3, 2017.
- [96] E. EL-KHOULY, H. GHALI et S. A. KHAMIS, « High Directivity Antenna Using a Modified Peano Space-Filling Curve », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, p. 405-407, 2007.
- [97] « 3D Miniaturized GPS Antenna for Outdoor Sports Watch », p. 2,
- [98] J. COLBURN et Y. RAHMAT-SAMII, « Patch antennas on externally perforated high dielectric constant substrates », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 1785-1794, 1999.
- [99] C. A. BALANIS, *Antenna theory : analysis and design*. Wiley-Interscience, 2005.
- [100] S. BEST et J. MCGINTHY, « A comparison of electrically small HF antennas », in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, IEEE.
- [101] D. FILONOV, S. KOLEN, A. SHMIDT, Y. SHACHAM-DIAMAND, A. BOAG et P. GINZBURG, « Volumetric 3D-Printed Antennas, Manufactured via Selective Polymer Metallization », *physica status solidi (RRL) Rapid Research Letters*, fév. 2019.

- [102] J. M. FLOC'H, B. EL JAAFARI et A. EL SAYED, « New Compact Broadband GSM/UMTS/LTE Antenna Realised by 3D Printing », in *EuCAP 2015*, Lisbonne, Portugal, 2015. adresse : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01274677>.
- [103] M. E. BAKKALI, M. MARTINEZ-ESTRADA, R. FERNANDEZ-GARCIA, I. GIL et O. E. MRABET, « Effect of Bending on a Textile UHF-RFID Tag Antenna », in *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Copenhagen, Denmark : IEEE, 2020, p. 1-5.
- [104] N. A. ELIAS, N. A. SAMSURI, M. K. A. RAHIM et N. OTHMAN, « The effects of human body and bending on dipole textile antenna performance and SAR », in *2012 Asia Pacific Microwave Conference Proceedings*, Kaohsiung, Taiwan : IEEE, 2012, p. 34-36.
- [105] N. TAVASSOLIAN, G. PONCHAK et J. PAPAPOLYMEROU, « Compact conformal dipole antenna on organic substrate for 2.4 GHz applications », in *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, IEEE, 2008.
- [106] A. KAYE, Y. VARDAXOGLU, W. WHITTOW, S.-R. KUNDURU et N. CHILTON, « Bowtie antennas inkjet printed on cylindrical surfaces », in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, USA : IEEE, 2017, p. 11-12.
- [107] X. GAO, Z. SHEN et C. HUA, « Conformal VHF Log-Periodic Balloon Antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 2756-2761, 2015.
- [108] D. D. ARUMUGAM, D. W. ENGELS et M. H. MICKLE, « The Effect of Curvature on the Performance and Readability of Passive UHF RFID Tags », p. 12, 2010.
- [109] K. W. LEUNG, « Complex resonance of the circular-arc dipole antenna », *Micro-wave and Optical Technology Letters*, p. 253-256, 2003.
- [110] C. TANG, « Input impedance of arc antennas and short helical radiators », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 2-9, 1964.
- [111] SABIC. « LNP THERMOCOMP Compound ». (2021), adresse : <https://www.sabic.com/en/products/specialties/lnp-compounds/lnp-thermocomp-compound> (visité le 14/06/2021).
- [112] A. CIHANGIR, F. SONNERAT, F. GIANESELO, D. GLORIA et C. LUXEY, « Antenna Solutions for 4G Smartphones in Laser Direct Structuring Technology », *Radioengineering*, p. 419-428, 2016.

- 
- [113] S. UDA et Y. MUSHIAKE, *Yagi-Uda antenna*. Japan Research Institute of Electrical Communication, 1954.
- [114] G. MARROCCO, « The art of UHF RFID antenna design : impedance-matching and size-reduction techniques », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, p. 66-79, 2008.
- [115] G. ZAMORA, S. ZUFFANELLI, F. PAREDES, F. MARTIN et J. BONACHE, « Design and Synthesis Methodology for UHF-RFID Tags Based on the T-Match Network », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, p. 4090-4098, 2013.
- [116] S. WANG, Q. WU et D. SU, « A Novel Reversed T-Match Antenna With Compact Size and Low Profile for Ultrawideband Applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 4933-4937, 2012.
- [117] N. MARCHAND, « Transmission-line Conversion Transformers », *Electronics*, p. 142-146, 1944.
- [118] J. OUYANG, Y. M. PAN, S. Y. ZHENG et P. F. HU, « An Electrically Small Planar Quasi-Isotropic Antenna », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, p. 303-306, fév. 2018.
- [119] J. THAYSEN, K. JAKOBSEN et J. APPEL-HANSEN, « Numerical and Experimental Investigation of a Coplanar Waveguide Fed Spiral Antenna », English, in *Proceedings of the 24th QMW Antenna Symposium*, 2000, p. 13-16.
- [120] H.-K. CHIOU, H.-H. LIN et C.-Y. CHANG, « Balun design for uniplanar broad band double balanced mixer », *Electronics Letters*, p. 2113-2114, nov. 1995.
- [121] D. E. ANAGNOSTOU, M. MORTON, J. PAPAPOLYMEROU et C. G. CHRISTODOULOU, « A 055-GHz Coplanar Waveguide to Coplanar Strip Transition », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, p. 1-6, 2008.
- [122] D. ANAGNOSTOU et al., « Design, Fabrication, and Measurements of an RF-MEMS-Based Self-Similar Reconfigurable Antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 422-432, 2006.
- [123] J. DEMARINIS, « The antenna cable as a source of error in EMI measurements », in *IEEE 1988 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, IEEE.

- [124] A. GHIOTTO, « Conception d'antennes de tags RFID UHF, application a la réalisation par jet de matière. », Thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2008.
- [125] R. W. P. KING, *The Theory of Linear Antennas*. Harvard University Press, 1956.
- [126] M. HAMID et R. HAMID, « Equivalent circuit of dipole antenna of arbitrary length », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 1695-1696, 1997.
- [127] P.-Y. QIN, A. R. WEILY, Y. J. GUO, T. S. BIRD et C.-H. LIANG, « Frequency Reconfigurable Quasi-Yagi Folded Dipole Antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 2742-2747, 2010.
- [128] R. HUSSAIN, M. ABOU-KHOUSA, M. U. KHAN et M. S. SHARAWI, « A Compact Sub-1 GHz IoT Antenna Design with Wide Tuning Capabilities », in *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, IEEE, 2021.
- [129] W. C. MOK, S. H. WONG, K. M. LUK et K. F. LEE, « Single-Layer Single-Patch Dual-Band and Triple-Band Patch Antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 4341-4344, 2013.
- [130] H. KIMOUCHE, Z. HAMADACHE et B. ATROUZ, « New dipole slot antenna design for RFID communications », in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, 2010, p. 1-4.
- [131] Q.-X. CHU et L.-H. YE, « Design of Compact Dual-Wideband Antenna With Assembled Monopoles », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 4063-4066, 2010.
- [132] A. A. ELDEK, « Design of double dipole antenna with enhanced usable bandwidth for wideband phased array applications », *Progress In Electromagnetics Research*, p. 1-15, 2006.
- [133] M. H. HOANG, H. P. PHAN, T. Q. V. HOANG et T.-P. VUONG, « Efficient compact dual-band antennas for GSM and Wi-Fi energy harvesting », in *2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014)*, IEEE, 2014.
- [134] G. ZAMORA-MEJA, J. MARTNEZ-CASTILLO, A. DAZ-SANCHEZ et J. M. ROCHA-PEREZ, « A 910MHz/2.4GHz easily tunable dual-band antenna for power harvesting and sensor networking applications », in *2015 International Conference on Computing Systems and Telematics (ICCSAT)*, IEEE, 2015.

- 
- [135] L. ALLIANCE. « About the LoRaWAN Standards ». (2021), adresse : <https://loro-alliance.org/lorawan-for-developers/> (visité le 17/06/2021).
- [136] S. S.A. « Sigfox technology ». (2021), adresse : <https://www.sigfox.com/en/what-sigfox/technology> (visité le 17/06/2021).
- [137] F. C. COMMISSION, « Revision of Part 15 of the Commissions Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems - First Report and Order », Federal Communications Commission, rapp. tech., 2002.
- [138] —, « Revision of Part 15 of the Commissions Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems - Third Memorandum and Order », Federal Communications Commission, rapp. tech., 2010.
- [139] A. F. MOLISCH, P. ORLIK, Z. SAHINOGLU et J. ZHANG, « UWB-based sensor networks and the IEEE 802.15.4a standard - a tutorial », in *2006 First International Conference on Communications and Networking in China*, IEEE, 2006.
- [140] A. R. CELIK et M. B. KURT, « Development of an ultra-wideband, stable and high-directive monopole disc antenna for radar-based microwave imaging of breast cancer », *Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy*, p. 75-93, 2018.
- [141] X. XIAO et T. KIKKAWA, « Influence of the organism interface on the breast cancer detection by UWB », *Applied Surface Science*, p. 597-599, 2008.
- [142] L. ZWIRELLO, T. SCHIPPER, M. JALILVAND et T. ZWICK, « Realization Limits of Impulse-Based Localization System for Large-Scale Indoor Applications », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, p. 39-51, 2015.
- [143] Y. ZHANG, X. TAN et C. ZHAO, « UWB/INS Integrated Pedestrian Positioning for Robust Indoor Environments », *IEEE Sensors Journal*, p. 14 401-14 409, 2020.
- [144] A. R. J. RUIZ et F. S. GRANJA, « Comparing Ubisense, BeSpoon, and DecaWave UWB Location Systems : Indoor Performance Analysis », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, p. 2106-2117, 2017.
- [145] A. JIMENEZ et F. SECO, « Comparing Decawave and Bespoon UWB location systems : Indoor/outdoor performance analysis », in *2016 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, IEEE, 2016.
- [146] W. WIESBECK, G. ADAMIUK et C. STURM, « Basic Properties and Design Principles of UWB Antennas », *Proceedings of the IEEE*, p. 372-385, 2009.

- [147] X. BEGAUD, éd., *Ultra Wide Band Antennas*. John Wiley & Sons, Inc., 2013.
- [148] G. ADAMIUK, T. ZWICK et W. WIESBECK, « UWB Antennas for Communication Systems », *Proceedings of the IEEE*, p. 2308-2321, 2012.
- [149] M. NAGHSHVARIAN-JAHROMI, « Novel Wideband Planar Fractal Monopole Antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 3844-3849, 2008.
- [150] Y. CAO, B. YUAN et G. WANG, « A Compact Multiband Open-Ended Slot Antenna for Mobile Handsets », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, p. 911-914, 2011.
- [151] A. RAZALI et M. BIALKOWSKI, « Coplanar Inverted-F Antenna With Open-End Ground Slots for Multiband Operation », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, p. 1029-1032, 2009.
- [152] H. B. KIM et K. C. HWANG, « Dual-Port Spidron Fractal Slot Antenna for Multiband Gap-Filler Applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 4940-4943, 2012.
- [153] J. HAUMANT et al., « Ultralight Wideband Open Boundary Quad-Ridged Antenna Manufactured Using 3D Printing Technology », in *2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, IEEE, 2021.
- [154] A. S. TURK et A. K. KESKIN, « Vivaldi shaped TEM horn fed ridged horn antenna design for UWB GPR systems », in *2011 6th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR)*, IEEE, 2011.
- [155] *American National Standard for Electromagnetic Compatibility—Radiated Emission Measurements in Electromagnetic Interference (EMI) Control—Calibration and Qualification of Antennas (9 kHz to 40 GHz)*.
- [156] A. FRIEDRICH, B. GECK, M. FENGLER et A. FISCHER, « 24 GHz dielectric filled waveguide fed horn antenna using 3D-LDS MID technology », in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, IEEE, 2016.
- [157] G. H. BROWN et O. M. WOODWARD, « Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas », *RCA Review*, p. 425-452, 1952.

- 
- [158] B. AUSTIN et A. FOURIE, « Characteristics of the wire biconical antenna used for EMC measurements », *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, p. 179-187, 1991.
- [159] S. HONDA, « A disc monopole antenna with 1:8 impedance bandwidth and omnidirectional radiation patterns », in *International Symposium on Antennas and Propagation*, 1992, p. 1145-1148.
- [160] N. AGRAWALL, G. KUMAR et K. RAY, « Wide-band planar monopole antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 294-295, 1998.
- [161] S.-Y. SUH, W. STUTZMAN et W. DAVIS, « A New Ultrawideband Printed Monopole Antenna : The Planar Inverted Cone Antenna (PICA) », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 1361-1365, 2004.
- [162] J. LIANG, C. CHIAU, X. CHEN et C. PARINI, « Study of a printed circular disc monopole antenna for UWB systems », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 3500-3504, 2005.
- [163] DECAWAVE. « DWM1001C Module ». (2020), adresse : <https://www.decawave.com/product/dwm1001-module/> (visité le 21/06/2021).
- [164] S. COMMUNICATION. « RF Connectivity Solutions and More ». (2021), adresse : <https://en.sz-sunway.com/product/wireless/RF-Connectivity-Module/384.html> (visité le 21/06/2021).
- [165] G. KUMAR et K. RAY, *Broadband microstrip antennas*. Norwood, MA : Artech House, 2003.
- [166] K. P. RAY et Y. RANGA, « Ultrawideband Printed Elliptical Monopole Antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 1189-1192, 2007.
- [167] A. LOCATELLI et al., « Highly Directional Planar Ultra Wide Band Antenna for Radar Applications », in *2007 European Microwave Conference*, IEEE, 2007.
- [168] M. KLEMM, I. KOVCS, G. PEDERSEN et G. TROSTER, « Novel small-size directional antenna for UWB WBAN/WPAN applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 3884-3896, 2005.
- [169] Y.-C. LEE et J.-S. SUN, « Dual-Band Dipole Antenna for RFID Tag Applications », in *2008 38th European Microwave Conference*, IEEE, 2008.
- [170] « AN1200.22 LoRa Modulation Basics », rapp. tech., 2015, Rev. 2.

- [171] J. PETAJAJARVI, K. MIKHAYLOV, A. ROIVAINEN, T. HANNINEN et M. PETTISSALO, « On the coverage of LPWANs : range evaluation and channel attenuation model for LoRa technology », in *2015 14th International Conference on ITS Telecommunications (ITST)*, IEEE, déc. 2015.
- [172] R. OLIVEIRA, L. GUARDALBEN et S. SARGENTO, « Long range communications in urban and rural environments », in *2017 IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC)*, IEEE, juill. 2017.
- [173] J. PETAJAJARVI, K. MIKHAYLOV, M. HAMALAINEN et J. IINATTI, « Evaluation of LoRa LPWAN technology for remote health and wellbeing monitoring », in *2016 10th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT)*, IEEE, mars 2016.
- [174] M. MROUE, « Développement de réseaux radio d'objets connectés pour les Villes Intelligentes : amélioration de la Qualité de Service du réseau LoRa », Thèse, UNIVERSITE DE NANTES, 2019.
- [175] *Long Range, Low Power, sub-GHz RF Transceiver*, Rev. 1.1, Semtech, 2017.
- [176] « ETSI EN 300 220-1 - Short Range Devices (SRD) operating in the frequency range 25 MHz to 1000 MHz », rapp. tech., 2017, Rev. 3.1.1.
- [177] F. SONNERAT, R. PILARD, F. GIANESELO, F. LE PENNEC, C. PERSON et D. GLORIA, « Innovative LDS antenna for 4G applications », p. 2773-2776, 2013.
- [178] A. CIHANGIR, F. SONNERAT, F. GIANESELO, D. GLORIA et C. LUXEY, « Antenna Solutions for 4G Smartphones in Laser Direct Structuring Technology », *Radioengineering*, p. 419-428, 2016.
- [179] Y.-C. CHANG, S. S. H. HSU, D.-C. CHANG, J.-H. LEE, S.-G. LIN et Y.-Z. JUANG, « A de-embedding method for extracting S-parameters of vertical interconnect in advanced packaging », in *2011 IEEE 20th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems*, IEEE, 2011.
- [180] S. GEVORGIAN, L. LINNER et E. KOLLBERG, « CAD models for shielded multilayered CPW », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, p. 772-779, 1995.

- 
- [181] P. BRAEUER, T. KUHN, M. MUELLER et J. FRANKE, « Reliability of Molded Interconnect Devices Regarding Crack Initiation and Overmolding », in *2019 42nd International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*, Wroclaw, Poland : IEEE, 2019, p. 1-6.
- [182] PENG JIN et R. ZIOLKOWSKI, « Low-Q, Electrically Small, Efficient Near-Field Resonant Parasitic Antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 2548-2563, 2009.
- [183] F. FERRERO, L. LIZZI, L. JONSSON et L. WANG, « A Two-element Parasitic Antenna Approaching the Minimum Q-factor at a Given Directivity », 2017.
- [184] R. ZIOLKOWSKI, « Efficient Electrically Small Antenna Facilitated by a Near-Field Resonant Parasitic », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, p. 581-584, 2008.
- [185] S. X. TA, K. LEE, I. PARK et R. W. ZIOLKOWSKI, « Compact Crossed-Dipole Antennas Loaded With Near-Field Resonant Parasitic Elements », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 482-488, 2017.
- [186] B.-H. SUN, S.-G. ZHOU, Y.-F. WEI et Q.-Z. LIU, « Modified two-element yagi-uda antenna with tunable beams », *Progress In Electromagnetics Research*, p. 175-187, 2010.
- [187] V. IYER, S. KULKARNI, G. ZUCHELLI et S. N. MAKAROV, « Increasing the impedance bandwidth of dipole and monopole antennas with parasitic elements », in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, Switzerland : IEEE, 2016, p. 1-4.
- [188] R. WU et Q.-X. CHU, « Resonator-Loaded Broadband Antenna for LTE700 / GSM850 / GSM900 Base Stations », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, p. 501-504, 2017.
- [189] J.-F. LIN et Q.-X. CHU, « Extending Bandwidth of Antennas With Coupling Theory for Characteristic Modes », *IEEE Access*, p. 22 262-22 271, 2017.
- [190] R. GARBACZ et R. TURPIN, « A generalized expansion for radiated and scattered fields », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 348-358, 1971.
- [191] R. HARRINGTON et J. MAUTZ, « Theory of characteristic modes for conducting bodies », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 622-628, 1971.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [192] Y. LUO, Z. N. CHEN et K. MA, « Enhanced Bandwidth and Directivity of a Dual-Mode Compressed High-Order Mode Stub-Loaded Dipole Using Characteristic Mode Analysis », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 1922-1925, 2019.
- [193] Q. ZHANG, R. MA, W. SU et Y. GAO, « Design of a Multimode UWB Antenna Using Characteristic Mode Analysis », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 3712-3717, 2018.
- [194] D. WEN, Y. HAO, H. WANG et H. ZHOU, « Design of a Wideband Antenna With Stable Omnidirectional Radiation Pattern Using the Theory of Characteristic Modes », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 2671-2676, 2017.
- [195] H. A. HERMANN, *Waves and Fields in Optoelectronics*. Prentice-Hall, 1984.
- [196] C. BUTLER, « The equivalent radius of a narrow conducting strip », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 755-758, 1982.
- [197] E. BELOHOUBEK et E. DENLINGER, « Loss Considerations for Microstrip Resonators (Short Papers) », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, p. 522-526, 1975.
- [198] I. AGILENT TECHNOLOGIES, « Basics of Measuring the Dielectric Properties of Materials : Application Note », Agilent, rapp. tech., 2006.
- [199] S. BARON, « Soft polymer for electrically tunable patch antenna in X band : design and characterizations », Thèse, Université de Nantes, 2015.
- [200] Z. MA et al., « RF measurement technique for characterizing thin dielectric films », *IEEE Transactions on Electron Devices*, p. 1811-1816, 1998.
- [201] V. VARADAN, R. HOLLINGER, D. GHODGAONKAR et V. VARADAN, « Free-space, broadband measurements of high-temperature, complex dielectric properties at microwave frequencies », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, p. 842-846, 1991.
- [202] K. H. BREEDEN, « Error Analysis for Waveguide-Bridge Dielectric-Constant Measurements at Millimeter Wavelengths », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, p. 203-208, 1969.

- [203] D. GHODGAONKAR, V. VARADAN et V. VARADAN, « A free-space method for measurement of dielectric constants and loss tangents at microwave frequencies », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, p. 789-793, 1989.
- [204] E. SALAHUN, P. QUEFFELEC, M. L. FLOCH et P. GELIN, « A broadband permeameter for "in situ" measurements of rectangular samples », *IEEE Transactions on Magnetics*, p. 2743-2745, 2001.
- [205] M. MANTASH, A.-C. TAROT, S. COLLARDEY et K. MAHDJOUBI, « Investigation of Flexible Textile Antennas and AMC Reflectors », *International Journal of Antennas and Propagation*, p. 1-10, 2012.
- [206] M. T. JILANI, W. P. WEN, M. Z. U. REHMAN, A. M. KHAN et L. Y. CHEONG, « Microwave sensor for non-destructive dielectric characterization of biological systems », *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, p. 353-363, 2016.
- [207] S. N. JHA et al., « Measurement techniques and application of electrical properties for nondestructive quality evaluation of foods—a review », *Journal of Food Science and Technology*, p. 387-411, 2011.



---

**Titre :** Développement de solutions rayonnantes compactes pour les capteurs polymères industriels

**Mot clés :** Plastronique, Antennes compactes, Structuration Laser Directe, Internet des Objets

**Résumé :** L'émergence des réseaux IoT ces dernières années s'accompagne d'une multiplication des capteurs communicants de petite taille. Si la réduction de l'encombrement des cartes électroniques est rendue possible par une intégration toujours plus importante des fonctions circuits, il n'en est pas de même pour les fonctions antennaires. Dans le cadre de cette thèse, on explore les possibilités offertes par la plastronique pour la réalisation d'antennes compactes 3D pour des capteurs IoT. La plastronique consiste à reporter un développement électronique sur une pièce plastique. Lorsque cette dernière est réalisée par

injection (donc moulée), on parle alors de Dispositif Interconnecté Moulé (DIM). Parmi les technologies de réalisation de DIM existantes, la Structuration Laser Directe permet le report de pistes métalliques sur différents types de matériaux thermoplastiques. Ces travaux s'articulent autour de la conception d'antennes compactes sur substrat cylindrique pour des communications à 868 MHz, 2,45 GHz, Ultra Large Bande. L'apport de la plastronique pour des solutions d'alimentation d'antennes sans contact est aussi évalué. Les résultats obtenus confirment le potentiel de la technologie LDS pour la réalisation de ce type d'antennes.

---

**Title:** Plastronic development of low profile radiating solutions for industrial sensors

**Keywords:** Plastronic, Compact antennas, Laser Direct Structuring, Internet of Things

**Abstract:** The emergence of IoT networks in recent years has been accompanied by an increase in the number of small communicating sensors. If the reduction of the electronic board size is enabled by an ever greater integration of circuit functions, the same cannot be said for antenna functions. In the framework of this thesis, we explore the possibilities offered by plastronics for the realization of compact 3D antennas for IoT sensors. Plastronics consists in transferring an electronic development on a plastic part. When the latter is produced by injection (i.e. moulded), it is referred

to as Moulded Interconnected Device (DIM). Among the existing technologies for producing DIMs, Direct Laser Structuring allows the transfer of metal tracks onto different types of thermoplastic materials. This work is based on the design of compact antennas on cylindrical substrates for on a cylindrical substrate for communications at 868 MHz, 2.45 GHz and Ultra Wide Band. The contribution of plastronics to contactless antenna feed solutions is also evaluated. The results obtained confirm the potential of LDS technology for the realization of this type of antenna.