



HAL
open science

Conception et réalisation de rectenna en impression additive dédiée à l'optimisation énergétique d'objets connectés

Tristan Fougeroux

► **To cite this version:**

Tristan Fougeroux. Conception et réalisation de rectenna en impression additive dédiée à l'optimisation énergétique d'objets connectés. Electronique. Université de la Réunion, 2024. Français. NNT : 2024LARE0005 . tel-04725201

HAL Id: tel-04725201

<https://theses.hal.science/tel-04725201v1>

Submitted on 8 Oct 2024

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

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

Conception et réalisation de rectenna en impression additive dédiée à l'optimisation énergétique d'objets connectés

**Thèse de doctorat pour obtenir le grade de docteur
de l'Université de La Réunion**

École doctorale n° 542, Sciences, Technologies et Santé (EDSTS)

Spécialité de doctorat : Électronique

Unité de recherche : EA4079 ENERGY-Lab

Thèse présentée et soutenue à Saint-Denis, le 24 mai 2024, par

TRISTAN FOUGEROUX

Composition du Jury

Pr. Valerie VIGNERAS	Université de Bordeaux - IMS	Présidente du jury
Pr. Bruno ALLARD	Ecole Centrale Lyon - AMPERE	Rapporteur
Pr. Laurent CIRIO	Université Gustave Eiffel - ESYCOM	Rapporteur
Dr. HDR Shah Nawaz BUROKUR	Université Paris Nanterre - LEME	Examineur
Pr. Brigitte GRONDIN PEREZ	Université de La Réunion - ENERGY-Lab	Examinatrice

Direction de la thèse

Dr. HDR Nour Mohammad MURAD	Université de La Réunion - PIMENT	Directeur de thèse
Pr. Jean-Lou DUBARD	Université Côte d'Azur - LEAT	Co-directeur de thèse
Dr. Alexandre DOUYERE	Université de La Réunion - ENERGY-Lab	Encadrant de thèse

“Le premier ennemi de la connaissance n’est pas l’ignorance, c’est l’illusion de la connaissance.”
Stephen Hawking

Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein de l'unité de recherche ENERGY-Lab de l'université de La Réunion, en collaboration avec le LEAT de l'université Côte d'Azur. Cette thèse a été co-financée par la Région Réunion et l'Europe.

Je souhaite en premier lieu remercier les membres du jury qui ont accepté d'évaluer mon travail. Un immense merci au Pr. Bruno ALLARD et au Pr. Laurent CIRIO d'avoir accepté d'être rapporteurs et de m'avoir apporté des éléments de réflexion d'une grande pertinence. Je suis également reconnaissant envers la Pr. Valérie VIGNERAS, le Dr. HDR Shah Nawaz BUROKUR et la Pr. Brigitte GRONDIN PEREZ d'avoir examiné ma thèse et pour leurs précieux conseils.

Cette thèse n'aurait pu voir le jour sans les différents directeurs du laboratoire ENERGY-Lab qui ont su maintenir un environnement propice au travail et à mon épanouissement professionnel. Merci donc au Pr. Jean Pierre CHABRIAT, au Pr. Miloud BESSAFI et au Pr. Michel BENNE pour leur soutien indéfectible.

Un doctorant ne peut mener à bien sa thèse sans un encadrement de qualité. Je tiens à exprimer ma plus profonde gratitude à mon directeur de thèse, le Dr. HDR Nour Mohammad MURAD, pour ses conseils éclairés et son soutien indéfectible tout au long de ce parcours. Merci de m'avoir permis de grandir personnellement et scientifiquement durant cette aventure.

Je souhaite également remercier chaleureusement mon co-directeur de thèse, le Pr. Jean-Lou DUBARD, pour sa contribution essentielle à mon développement scientifique. Sa vision, son expertise et son engagement ont été déterminants pour la qualité de mes recherches et mon évolution académique. Merci d'avoir pris le temps de m'accompagner et d'enrichir ma culture scientifique.

Un remerciement tout particulier à mon encadrant de thèse, le Dr. Alexandre DOUYERE. Sans ton encouragement et ton soutien constant, je n'aurais jamais entrepris ce passionnant voyage qu'est la thèse. Découvrir l'électromagnétisme à la fin de ma licence a été un tournant décisif, et depuis, je m'y suis pleinement investi. Aujourd'hui, je peux affirmer sans hésitation que je ne regrette rien, car cette thèse a été l'une des expériences les plus enrichissantes de ma vie. Elle m'a permis de grandir

intellectuellement, d'apprendre à repousser mes limites et à remettre en question les connaissances établies. Merci infiniment pour ta patience, ton expertise et ta bienveillance tout au long de cette aventure. J'ai eu le privilège de t'avoir comme encadrant de thèse, et cette aventure restera gravée dans ma mémoire.

Un laboratoire, ce n'est pas seulement des machines, c'est avant tout des personnes. J'ai eu la chance de rencontrer des collègues en or. Je souhaite remercier le Dr. Frédéric Alicalapa pour sa passion et son dévouement en tant que professeur. Merci d'avoir toujours cherché à transmettre le meilleur aux étudiants. Les discussions sur la terrasse du laboratoire ou autour d'un verre ont été pour moi des moments clés de réflexion, tant sur le monde que sur moi-même.

Je remercie également le Dr. Pierre Olivier Lucas de Pesluan pour son accompagnement précieux tout au long de cette aventure.

Merci à Kelly GRONDIN D'ANNA, notre gestionnaire de laboratoire, pour son travail acharné et son soutien administratif inestimable. Tu es l'une des personnes les plus importantes du laboratoire. Au-delà du travail, merci pour les discussions, les fous rires, la bonne humeur et ta bienveillance.

Le laboratoire ne serait rien sans notre super technicien, Ludovic ODDOZ. Merci pour tout, Ludo. D'abord, j'ai été ton étudiant, puis nous sommes devenus amis. Sans toi, cette thèse n'aurait pas été aussi enrichissante, et la vie aussi colorée. Ne change rien, Ludo, tu es l'une des plus belles personnes que je connaisse.

Je souhaite également remercier mes collègues doctorantes de bureau : Julie SIBILLE, Olivia GRALLIET et Agnès FRANÇOIS. Malgré les difficultés rencontrées, on s'est bien amusés ! Julie, merci pour ton soutien, ta franchise, et tous ces moments de réflexion ! Olivia, merci pour ton engagement dans la low tech, c'est l'avenir, et je ne l'aurais jamais su sans toi ! C'était un plaisir de fonder Objectif 1.5 avec toi et de chanter au karaoké ! Agnès, tu es arrivée vers la fin de ma thèse, mais on a quand même bien rigolé ! Je le dis : aller courir après le travail, c'est vraiment essentiel pour être bien dans sa thèse, et c'est encore mieux en ta compagnie. Je préfère quand même les escape games, haha.

Un grand merci à Meziane pour sa camaraderie et son soutien durant ces années.

Merci à Étienne, tous nos échanges m'ont permis d'explorer l'une des pistes les plus prometteuses de ma thèse. Je te remercie pour tout cela.

Tiffen, ton sourire et ta bonne humeur illuminaient mes journées au laboratoire. Maintenant que tu es entrée dans l'aventure de la thèse, garde ce sourire et cette joie de vivre !

Fabrice, merci pour toutes les discussions enrichissantes, ton soutien et toutes les protestations.

Denis, merci pour tes conseils avisés et pour la colle conductrice qui a sauvé plus d'un projet.

Je souhaite également exprimer ma gratitude envers mes amis :

Merci à Jérôme Moutama et Richard pour tous les moments extra-thèse. Dans les phases compliquées, vous étiez là.

Mélissa, merci pour ton soutien, ton aide, et tous les fous rires !

Chailas, merci pour ta bonne humeur, ta bonne énergie, et ton soutien.

Merci Elisa pour tout le soutien et les bonnes vibes.

Maria, merci pour ta patience et pour avoir répondu à tous mes appels de détresse causés par ADUM!

Chloé, merci pour toutes ces discussions, pour ton énergie, et pour ton soutien.

Samantha, merci pour le soutien que tu m'as accordé, ce fut un plaisir de partager l'aventure de MT180 à Paris avec toi. On s'est bien amusés !

Merci à Mani, Philippe, Gaël, et à toutes les personnes du Futsal pour ces moments conviviaux et sportifs !

Merci à Christelle et Silvère pour leur passion pour la médiation scientifique. Merci d'avoir organisé tous ces événements scientifiques qui m'ont permis de m'enrichir et de communiquer ma recherche au grand public.

Ashley, merci pour tout le soutien que tu m'as apporté.

Je tiens enfin à remercier ma famille qui m'a soutenu sans relâche. Maman et papa, merci pour tout. Ma soeur, Aurore, merci pour tes coachings à la salle de sport et tes encouragements.

Résumé

Les techniques de transfert et de récupération d'énergie par radiofréquence sont récemment devenues des méthodes alternatives pour alimenter les réseaux sans fil de prochaine génération. L'évolution mondiale vers la densification des points d'accès sans fil (AP) a fait allusion à la possibilité de collecter l'énergie RF ambiante inutilisée. Ces sources d'énergie inexploitées se développent de plus en plus en raison de la croissance rapide de l'activité des communications sans fil. La plupart de ces émissions sont omnidirectionnelles et permanentes dans le temps. La disponibilité de cette énergie rayonnante peut devenir intéressante pour certaines applications de faible consommation. La récupération de cette énergie peut représenter une alternative énergétique capable de remplacer, totalement ou en partie, la batterie de certains micro systèmes notamment dans le domaine des capteurs auto alimentés (WSN : Wireless Sensor Network) : c'est le concept de batterie virtuelle. Cette thèse se porte sur l'étude et l'optimisation d'un système de récupération d'énergie électromagnétique appelé « Rectenna » (RECTifying-anTENNA). L'objectif est de concevoir, optimiser, réaliser et caractériser expérimentalement des circuits rectenna innovants, compacts et performants grâce à la réalisation par impression 3D à base de filament conducteur. Cette technique permet une plus grande souplesse de conception avec la réalisation de forme géométrique complexe, permettant la modification de la propagation de l'onde dans un matériau, afin d'accroître les performances du circuit. Ce circuit doit permettre la collecte de l'énergie RF ambiante inutilisée, en particulier dans la bande industrielle, scientifique et médicale, afin d'alimenter à distance des appareils électroniques utiles, appelés plus communément l'Internet des objets à faible énergie (LEIoT).

Mots clés : Antenne, Rectenna, Impression 3D, Récupération d'énergie, TESH

Abstract

Wireless power transfer and harvesting energy techniques have recently become alternative methods of powering next-generation wireless networks. The global trend toward the densification of wireless access points has alluded to the possibility of collecting unused ambient RF energy. These untapped energy sources are increasingly being developed due to the rapid growth of wireless communications activity. Most of these emissions are omnidirectional and permanent over time. The availability of this radiant energy may become attractive for specific low-power applications. The harvesting of this energy may represent an energy alternative capable of replacing, totally or partially, the battery of specific microsystems, particularly in the field of self-powered sensors (WSN : Wireless Sensor Network) : this is the virtual battery concept. This thesis studies and optimizes an electromagnetic energy harvesting system called "Rectenna" (RECTifying-anTENNA). The objective is to design, optimize, produce and experimentally characterize innovative and compact high-performance rectenna circuits using a new 3D printing technique based on a conductive filament. This technique allows greater design flexibility with the realization of complex geometrical forms, allowing the modification of wave propagation in a material to increase the circuit's performance. This circuit should allow the collection of unused ambient RF energy, particularly in the industrial, scientific and medical band, to remotely power helpful electronic devices, more commonly known as the Low Energy Internet of Things (LEIoT).

Keywords : Antenna, Rectenna, 3D printing, Harvesting energy, Wireless Power Transfer

- 3D** 3 Dimensions. 1–3, 24–30, 32, 34–37, 39, 40, 47, 52, 67, 70, 84, 86, 87, 92–94, 96, 99, 100, 106, 108, 116, 120, 128, 136, 137, 140, 141
- 3G** Troisième génération. 9, 12
- 5G** Cinquième génération. 9
- ABS** Acrylonitrile Butadiène Styène. 40
- ADEME** Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Énergie. 1
- ADS** Advanced Design System. 27, 58, 73, XI
- AIE** Agence Internationale de l'Énergie. 1
- Arcep** Autorité de régulation des communications électroniques. 1
- CAO** Conception Assistée par Ordinateur. 27, 28
- CNC** Commande Numérique par ordinateur. 23, 94
- DC** Direct Current. 14, 19, 50, 56, 57, 60, 72, 79, 83, 104, 116, 117, 120, 123, 136, 137
- DFF** Dépôt de Fil Fondu. 3, 24, 26–30, 32, 34–37, 39, 40, 52, 70, 84, 87, 92, 93, 106, 116, 128, 136, 137, 141
- DLP** Digital Light Processing. 24, 25
- DMLS** Direct Metal Laser Sintering. 24, 25
- DUT** Device Under Test. 55

FM Frequency Modulation. 12

GSM Global System Mobile communication. 9, 12

IoT Internet of Things. 1, 3, 5, 6, 14, 36, 37, 66, 137

ISM Industriel Scientifique et Medical. 9

LCD Liquid Crystal Display. 24, 25

LTE Long Term Evolution. 9, 12

PLA PolyLactic Acid. 29, 30, 35, 39–42, 45, 47, 48, 51, 53, 67, 70, 76, 80, 83, 84, 110, 112, 114, 115, 136, 138, 139, 141

RF RadioFréquence. 1, 2, 8, 10–14, 16–19, 22–24, 26–28, 36, 37, 40–42, 45, 50, 60, 72, 73, 83, 104, 105, 109, 110, 116, 120, 123, 134, 136–138, XVI

RFID Radio Frequency IDentification. 6

S Matrice de répartition des ondes de tension incidente et réfléchies. 16, 60, 61, 110

SDD Symbolically Defined Device. 58

SLA Stéréolithographie. 2, 24

SLM Fusion Sélective par Laser sur Métal. 2, 24, 25

SLS Frittage Sélectif par Laser. 2, 24, 25

SMA SubMiniature version A. 42, 67, 116, 120, 122

SOLT Short-Open-Load-Through. 53

SPICE Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis. 56, 60, 80

TESF Transmission d’Energie Sans Fil. 13, 14

TLM Transmission Line Matrix. 27, 77, 79, 80, 82, 83, 123, 126

TRL Thru-Reflect-Line. 53, 55, 56, 60, 119, 136

UV Ultra Violet. 2

VNA Analyseur Réseau Vectoriel. 122

Nomenclature

δ	Épaisseur de peau [m]
ϵ_r	Permittivité relative
ϵ_{eff}	Permittivité effective
η	Rendement [%]
λ	Longueur d'onde [m]
σ	Conductivité électrique [S/m]
c	Vitesse de la lumière dans le vide [Km/h]
C_{j0}	Capacité de jonction [F]
d	Champs lointain [m]
E	Énergie [J]
E_{qm}	Erreur quadratique moyenne [%]
f_0	Fréquence de résonance [Hz]
G_r	Gain de l'antenne de réception [dBi]
G_t	Gain de l'antenne de d'émission [dBi]
P_r	Puissance reçu de l'antenne [dBm]
P_t	Puissance transmise à l'antenne d'émission [dBm]
Q	Facteur de qualité

R_s	Résistance série [Ω]
S	Surface [m^2]
t	Temps de propagation [s]
$\tan\delta$	Les pertes par propagation
Z_0	Impédance caractéristique [Ω]

Table des matières

Remerciements	II
Résumé	VI
Abstract	VII
Liste des figures	XVI
Liste des tableauxXXII
Introduction générale	1
1 L'impression 3D et la rectenna au service de l'IoT	4
1.1 Introduction	5
1.2 Essor de l'internet des objets	6
1.2.1 Consommation des noeuds capteurs	7
1.2.2 Fréquences de communication	8
1.2.3 La récupération d'énergie	9
1.3 Exploitation de l'énergie Micro-onde ambiante	12
1.3.1 Les densités de puissance disponibles	12
1.3.2 La TESF point à point et la récupération d'énergie	13
1.3.3 L'élément de collecte : La Rectenna	14
1.3.3.1 L'antenne	15
1.3.3.2 Le circuit de redressement	19
1.3.3.3 Les conceptions récentes de rectenna	21
1.4 Les techniques de fabrication de circuit RF	22
1.4.1 La fabrication soustractive	23
1.4.2 La fabrication additive	24
1.5 État de l'art des circuits RF en impression 3D	28
1.5.1 Les antennes en impression 3D	28
1.5.2 Les rectennas en impression 3D	34
1.6 Problématique et cahier des charges	36

2	Méthodologie de conception d'une rectenna en impression 3D	38
2.1	Introduction	39
2.2	Choix des matériaux	40
2.2.1	Matériaux diélectriques imprimables	40
2.2.2	Matériaux conducteurs imprimables	40
2.2.3	Colles conductrices	41
2.3	Caractérisation des matériaux	42
2.3.1	Caractérisation du diélectrique	42
2.3.2	Caractérisation du matériau conducteur	50
2.4	Conception de la rectenna	52
2.4.1	Caractérisation de l'élément actif	53
2.4.1.1	Calibration TRL	53
2.4.1.2	Modélisation DC de la diode	56
2.4.1.3	Modélisation RF de la diode	60
2.4.2	Rectenna en topologie série	66
2.4.2.1	Conception d'une antenne patch en Electrifi	66
2.4.2.2	Conception du filtre DC	72
2.4.2.3	Conception du circuit d'adaptation	72
2.4.3	Rectenna en topologie parallèle	76
2.4.3.1	Étude d'une antenne H	76
2.4.3.2	Circuit de redressement en topologie parallèle	79
2.4.4	Analyse comparative	83
2.5	Conclusion	83
3	Amélioration des performances des rectennas en impression 3D	85
3.1	Introduction	86
3.2	Méthode d'adaptation par cavité d'air	87
3.2.1	Impact de la cavité d'air sur une ligne de transmission	87
3.2.2	Adaptation d'une antenne patch par cavité d'air	89
3.2.3	Comparaison des méthodes d'adaptation	92
3.3	Addition de formes 3D	93
3.3.1	Antenne patch avec pyramide et cadre	93
3.3.2	Étude paramétrique des formes 3D	94
3.3.3	Antenne PLA et cuivre	99
3.3.4	Analyse comparative	103
3.4	Réseau planaire de rectennas H	104
3.5	Conclusion	106
4	Expérimentations et discussions	107

4.1	Introduction	108
4.2	Banc de mesure du gain réalisé des antennes et de caractérisation des rectennas	109
4.3	Cas de la rectenna série	110
4.3.1	Réalisation des antennes patch	110
4.3.1.1	L'antenne patch non adaptée	110
4.3.1.2	L'antenne patch adaptée par cavité d'air	112
4.3.1.3	L'antenne patch adaptée par cavité d'air + cadre	112
4.3.2	Réalisation alternative avec du PLA et de l'adhésif en cuivre	114
4.3.2.1	L'antenne patch adaptée par ligne quart d'onde	114
4.3.2.2	L'antenne patch adaptée par ligne quart d'onde + cadre	115
4.3.3	Le circuit de redressement série	116
4.3.4	Rectenna planaire	120
4.3.5	La rectenna 3D	120
4.4	Cas des rectennas parallèles	122
4.4.1	Réalisation et mesure de l'antenne H	122
4.4.2	Réalisation et mesure de la rectenna H	123
4.4.3	Réalisation du réseau de rectenna H planaire	128
4.5	Test de la rectenna en application réelle	129
4.5.1	Circuit pompe de charge	129
4.5.2	Mise en application et étude du circuit pompe de charge avec la rectenna	130
4.6	Conclusion	135
	Conclusion générale et perspectives	136
	Bibliographie	142
A	Étude de l'impact de l'épaisseur du filament Electrifi sur les performances d'une antenne patch	X
B	Processus de fabrication de circuit RF en impression 3D par DFF avec du PLA et de l'Electrifi	XIII
C	Processus de fabrication de circuit RF en impression 3D par DFF avec du PLA et du cuivre	XVII
	Liste des communications scientifiques	XIX
	Prix et distinctions	XXI
	Évènements de vulgarisation scientifique	XXII

Liste des figures

1	Cartographie des travaux réalisés sur la fabrication de circuit RF en impression 3D. . .	2
1.1	Domaines applicatifs de l’IoT.	6
1.2	Réseau de capteurs communicants.	7
1.3	Architecture interne d’un capteur sans fil.	8
1.4	Spectre électromagnétique.	8
1.5	Type d’énergie ambiante potentiellement utilisable pour la récupération d’énergie. . .	10
1.6	Répartitions de la densité de puissance disponible des principales sources d’énergie ambiante.	11
1.7	Densité de puissance RadioFréquence (RF) ambiante moyenne dans le centre-ville de Montréal sur une bande de fréquence de 400 MHz à 2,7 GHz.	12
1.8	Pic de puissance RF ambiante en fonction de la fréquence dans un environnement semi-urbain.	13
1.9	Schéma d’une rectenna.	15
1.10	Organigramme des différents types d’antennes.	15
1.11	Schéma de puissance.	15
1.12	(a) Coefficient de réflexion d’une antenne, (b) diagramme de rayonnement d’une antenne.	16
1.13	Les différents types de polarisation d’antenne.	18
1.14	Topologies de rectenna : a) diode série, b) diode parallèle.	19
1.15	Exemples de topologies de redressement multi-diodes.	20
1.16	Simulation de l’efficacité de plusieurs topologies de redresseur pour 3 diodes différentes en fonction de la puissance d’entrée.	21
1.17	Graphique illustrant la rentabilité de la fabrication additive et soustractive en fonction (a) du nombre d’item et (b) de la complexité de l’objet.	23
1.18	Photo (a) d’une CNC et (b) d’une graveuse chimique.	24
1.19	Principales technologies des imprimantes 3D résine.	25
1.20	La fusion sur lit de poudre.	25
1.21	Le dépôt de fil fondu.	26
1.22	Processus de fabrication d’antenne en impression 3D.	28
1.23	Photo de l’antenne dipôle.	29

1.24	Photo de l'antenne dipôle.	29
1.25	Photo de patch réalisée en PLA et filament conducteur BlackMagic3D.	30
1.26	Photo de (a) l'antenne patch de F. Pizzaro et al., (b) l'antenne patch en PLA et Electrifi de R. Collela et al., (c) l'antenne patch en PLA et cuivre de R. Collela et al..	30
1.27	Antenne patch curvée en PLA et cuivre.	31
1.28	Antenne patch curvée en PLA et aluminium.	31
1.29	Antenne patch flexible.	32
1.30	Rectenna fractale 3D.	34
1.31	Rectenna en filament conducteur Electrifi.	34
1.32	Rectenna flexible.	35
1.33	(a) L'antenne patch et (b) le redresseur associé (en PLA et cuivre).	35
2.1	Dispositif de test de la résistance de contact.	41
2.2	Schéma du dispositif de mesure en espace libre.	43
2.3	Schéma du dispositif de mesure en cavité résonnante.	44
2.4	Schéma du dispositif de mesure en guide d'onde.	45
2.5	Schéma du résonateur T-line.	48
2.6	Coefficient de transmission $ S_{21} $ simulé et mesuré du T-résonateur.	49
2.7	Schéma de mesure de la conductivité électrique du filament Electrifi imprimé.	51
2.8	Épaisseur de peau pour différentes conductivité électrique en fonction de la fréquence.	52
2.9	Photo de la plaquette de calibration : THRU.	54
2.10	Photo de la plaquette de calibration : REFLECT.	54
2.11	Photo de la plaquette de calibration : LINE.	55
2.12	Photo du DUT.	55
2.13	Mesures des paramètres S_{11} et S_{21} (a) en amplitude (dB), (b) en phase (°).	56
2.14	Modèle DC de la diode.	57
2.15	Erreur quadratique moyenne en fonction des polynôme de degré n.	58
2.16	Symbole SDD (ADS) et boîte d'équation.	59
2.17	Caractéristique tension/courant de la diode en (a) polarisation inverse, (b) polarisation directe.	60
2.18	Photo de la réalisation du gap (a) sans colle, (b) avec colle.	61
2.19	Mesure des paramètres S du gap avec et sans colle conductrice.	62
2.20	Schematic (a) des paramètres S mesurés, (b) du modèle circuit du gap.	62
2.21	Paramètres S de la mesure et de la modélisation du gap en fonction de la fréquence.	63
2.22	Schéma du modèle circuit de diode SMS7630.	63
2.23	Confrontation des mesures et des résultats de simulation du modèle (S_{11} et S_{21} de 1 à 5 GHz) de diode pour différentes puissances et différentes tensions de polarisation.	65
2.24	Schéma d'une ligne de transmission microruban.	67

2.25	Divers types d'élément rayonnant pour une antenne patch.	67
2.26	Dimensions de l'antenne patch sans méthode d'adaptation.	69
2.27	(a) Simulation du coefficient de réflexion, (b) Simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne patch non adaptée.	69
2.28	Dimensions de l'antenne patch en PLA et cuivre adaptée par ligne quart d'onde. . . .	71
2.29	Comparaison en simulation du (a) coefficient de réflexion et (b) du gain réalisé entre l'antenne patch en Electrifi et de l'antenne patch en cuivre tout deux adaptées par ligne quart d'onde.	71
2.30	(a) Schéma du filtre DC, (b) Simulation du coefficient de transmission du filtre DC. .	72
2.31	Schéma de la rectenna en topologie série sur schematic d'ADS.	73
2.32	Schéma du redresseur avec les dimensions en mm.	73
2.33	Résultats de simulation du rendement, de la tension, du courant et de la puissance de sortie du circuit de redressement en fonction de la charge pour une puissance d'entrée de 0 dBm.	74
2.34	Simulation du rendement du circuit de redressement en fonction de sa puissance d'entrée.	74
2.35	Simulation du rendement du circuit de redressement en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 0 dBm et une charge de 500Ω	75
2.36	Photo du réseau de rectenna H de l'étude de grand bassin.	76
2.37	Dimensions de l'antenne H.	77
2.38	Résultat de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne H avec TLM et EMPro. .	77
2.39	Diagramme de rayonnement (a) simulé en 2D avec EMPro (b) simulé en 3D EMPro. .	78
2.40	Gain réalisé (max) de l'antenne H en fonction de la fréquence.	78
2.41	Dimensions de la rectenna H.	79
2.42	Simulation TLM de la tension DC en sortie de la rectenna H en fonction de la charge. .	80
2.43	Simulation TLM du courant DC en sortie de la rectenna H en fonction de la charge. .	81
2.44	Simulation TLM de la puissance DC en sortie de la rectenna H en fonction de la charge. .	81
2.45	Simulation TLM du rendement de la rectenna H en fonction de la charge.	82
2.46	Simulation TLM du rendement du redresseur de la rectenna H en fonction de la charge. .	82
3.1	Schéma de la ligne de transmission avec cavité d'air (a) Vue isométrique (b) Plan XY (c) Plan ZY.	88
3.2	Étude paramétrique sur la largeur (a), la longueur (b) et l'épaisseur (c) en simulation de l'impact de la cavité d'air dans le substrat sur une ligne 50Ω en transmission de 20 mm.	88
3.3	Mesure en transmission d'une ligne 50Ω avec et sans cavité d'air.	89
3.4	Étude paramétrique de l'impact de la longueur de la cavité sur l'adaptation de l'antenne patch rectangulaire à la fréquence 2,45 GHz.	90

3.5	Schéma de l'antenne patch adaptée par cavité d'air.	91
3.6	Simulation du coefficient de réflexion de l'antenne patch et de l'antenne patch adaptée par cavité d'air.	92
3.7	Schéma de (a) l'antenne patch + pyramide en Electrifi et (b) de l'antenne patch + cadre en Electrifi.	95
3.8	Étude paramétrique : gain et directivité pour la fréquence de résonance simulée en fonction de la hauteur des formes 3D pour l'antenne Electrifi.	95
3.9	(a) Fréquence de résonance et (b) $ S_{11} $ en fonction de la hauteur des deux types d'antennes 3D.	96
3.10	Simulation de l'amplitude instantanée du champ électrique rayonné pour (a) le patch 2D, (b) le patch pyramidale 3D et (c) le patch en cadre 3D dans le plan XZ.	98
3.11	Courant de surface des différentes antennes Electrifi.	98
3.12	Coefficient de réflexion des différentes antennes patch.	99
3.13	Schéma de (a) l'antenne patch + pyramide en cuivre et (b) de l'antenne patch + cadre en cuivre.	100
3.14	Étude paramétrique : gain simulé et directivité en fonction de la hauteur des formes 3D pour l'antenne en PLA et cuivre.	101
3.15	(a) Fréquence de résonance et (b) $ S_{11} $ en fonction de la hauteur des deux types d'antennes 3D en PLA et cuivre.	101
3.16	Coefficient de réflexion simulé de l'antenne patch adaptée par ligne quart d'onde + cadre en PLA et cuivre.	102
3.17	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé dBi) des antennes patch en PLA/Electrifi et PLA/Cuivre avec et sans le cadre.	102
3.18	Topologie de rectenna : (a) Réseau d'antenne combiné à un circuit de redressement, (b) Réseau de rectenna, (c) Réseau hybride.	104
3.19	Banc de mesure du couplage optimal entre deux rectennas	105
3.20	Tension de sortie en fonction de la distance entre 2 rectennas H mise en série (charge de 350Ω).	105
4.1	Banc de mesure du gain des antennes.	109
4.2	Photo de l'antenne patch réalisée : (a) recto, (b) verso.	111
4.3	Simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne patch Electrifi sans méthode d'adaptation.	111
4.4	Simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne patch adaptée par cavité d'air.	112
4.5	Photo de l'antenne patch adaptée par cavité d'air + cadre (Electrifi).	113
4.6	Simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne patch adaptée par cavité d'air + cadre.	113

4.7	Photo de l'antenne patch rectangulaire adaptée par ligne quart d'onde fabriquée en PLA et cuivre.	114
4.8	Simulation et mesure du coefficient de l'antenne patch adaptée par ligne quart d'onde fabriquée en PLA et cuivre.	114
4.9	Photo de l'antenne patch adaptée par ligne quart d'onde + cadre fabriquée en PLA et cuivre.	115
4.10	Simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne patch adaptée par ligne quart d'onde + cadre, fabriquée en PLA et cuivre.	115
4.11	Simulation et mesure du coefficient de réflexion et de transmission du filtre DC. . . .	116
4.12	Configuration de la mesure du redresseur en topologie série.	117
4.13	Résultats de mesure et de simulation de la tension en sortie du circuit de redressement en fonction de la charge pour une puissance d'entrée de 0 dBm.	117
4.14	Résultats de mesure et de simulation du courant en sortie du circuit de redressement en fonction de la charge pour une puissance d'entrée de 0 dBm.	118
4.15	Résultats de mesure et de simulation du rendement du circuit de redressement en fonction de la charge pour une puissance d'entrée de 0 dBm.	118
4.16	Rendement mesuré et simulé du circuit de redressement en fonction de la puissance d'entrée pour une puissance d'entrée de 0 dBm.	119
4.17	Simulation et mesure du coefficient de réflexion du circuit de redressement en fonction de la fréquence.	119
4.18	Photo de la rectenna planaire.	120
4.19	Photo de la rectenna 3D.	121
4.20	Photo de l'antenne H réalisée.	122
4.21	Simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne H.	123
4.22	Tension DC mesurée et simulée en sortie de la rectenna H en fonction de la charge. . .	124
4.23	Courant mesurée et simulée en sortie de la rectenna H en fonction de la charge. . . .	124
4.24	Puissance mesurée et simulée en sortie de la rectenna H en fonction de la charge. . .	125
4.25	Rendement mesurée et simulée de la rectenna H en fonction de la charge.	125
4.26	Rendement mesuré et simulé du circuit de redressement en fonction de la puissance d'entrée.	127
4.27	Photo du réseau de 2 rectennas H planaire.	128
4.28	Comparaison des tensions DC en sortie de la rectenna H (unitaire) et en sortie du réseau de 2 rectennas H en fonction de la charge.	129
4.29	Schéma théorique d'un circuit pompe de charge.	130
4.30	Photo de la platine d'essai du circuit S-8823A.	131
4.31	Énergie disponible dans un condensateur pour une tension de charge à 2,4 V en fonction de sa capacité.	131
4.32	Banc de mesure du chargement de la capacité avec le circuit redresseur.	132

4.33	Tension de charge et de décharge du condensateur ainsi que son courant associé pour une résistance de 10 k Ω en entrée du circuit redresseur.	132
4.34	Énergie disponible dans un condensateur en fonction de sa capacité pour une tension de charge de 2,4 V, ainsi que son temps de charge (avec le circuit de redressement en topologie série) associé.	133
4.35	Énergie disponible dans un condensateur en fonction de sa capacité pour une tension de charge de 0,5 V, ainsi que son temps de charge (avec le circuit de redressement en topologie série) associé.	134
4.36	Schéma du banc de test pour l'électrodéposition et résultats préliminaires.	138
4.37	Expérimentation pour étudier l'évolution des caractéristiques des filaments en conditions climatiques contrôlées.	139
4.38	Modélisation EMPro d'un exemple de réseau de rectenna H 3D.	140
4.39	Photo d'une métasurface réalisée en filament Electrifi.	140
A.1	Coefficient de réflexion et de transmission de la ligne microruban à 2,45 GHz en fonction de l'épaisseur de la ligne en filament Electrifi.	XI
A.2	Impédance de la ligne de transmission microruban à 2,45 GHz en fonction de l'épaisseur de la ligne en filament Electrifi.	XII
B.1	Photo de la Biqu SE+ avec le kit Idex.	XIV
B.2	Photo de la makerbot Replicator x2.	XV
B.3	Photo de l'Elegoo Neptune 3.	XV
B.4	Processus de fabrication de circuit RF microruban en impression 3D DFF avec une imprimante classique.	XVI
C.1	Étapes de fabrication de l'antenne patch avec du PLA et du ruban adhésif en cuivre.	XVIII
C.2	Photos de l'évènement "Pint of science" 2023.	XXII
C.3	Photos des interventions d'Objectif 1.5.	XXIII
C.4	Photo de la nuit européenne des chercheurs 2022.	XXIII
C.5	Photo de Mt180 2022.	XXIV
C.6	Photo de la fête de la science 2021/2022.	XXV

Liste des tableaux

1.1	Technologies de communication sans fil.	9
1.2	État de l'art de rectenna récente.	22
1.3	Les matières imprimables par les différentes technologies d'impression 3D.	27
1.4	État de l'art des antennes réalisées en impression 3D.	33
1.5	Analyse comparative.	36
2.1	Propriétés de matériaux diélectriques imprimables.	40
2.2	Propriétés de matériaux conducteurs imprimables.	41
2.3	Comparaison des méthodes de connexion.	42
2.4	Avantages et inconvénients des méthodes de mesure de permittivité relative par radio- fréquence.	46
2.5	Paramètres d'impression.	48
2.6	Tableaux de comparaison des mesures de permittivité relative et pertes $\tan \delta$ du PLA.	50
2.7	Valeurs des différentes constantes d'ajustement.	59
2.8	Valeurs des composants pour le modèle circuit optimisé du gap avec colle.	62
2.9	Valeurs optimisées des parasites du boîtier de la diode.	64
2.10	Erreur quadratique moyenne entre les impédances de la diode SMS7630 mesurées et simulées pour différents points de fonctionnement.	66
2.11	Résultats en simulation des performances des antennes patch.	70
3.1	Caractéristiques simulées des antennes en fonction de la technique d'adaptation à la fréquence 2,45 GHz.	92
3.2	Comparaison des performances en simulation des antennes patch.	103
4.1	Récapitulatif des performances des rectennas.	127

◇ Introduction générale

Dans un contexte où la question de l'énergie occupe une place centrale dans les débats de notre société, les économies d'énergie sont devenues un des objectifs majeurs de la recherche scientifique. Les objets connectés se positionnent comme des outils essentiels pour optimiser nos systèmes énergétiques et réguler notre consommation [1, 2]. En utilisant des capteurs de température, d'humidité ou de courant, ces objets peuvent collecter des données physiques et piloter efficacement des appareils électriques tels que la climatisation ou le chauffage. Une étude estime le nombre d'objets connectés dans le monde à 30,9 milliards pour l'année 2025 [3], ce chiffre doit atteindre 46 milliards d'ici 2030 selon une étude de l'Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie (ADEME) et l'Autorité de régulation des communications électroniques (Arcep) [4]. Selon un rapport de l'Agence Internationale de l'Énergie (AIE) [5], la consommation mondiale annuelle des objets connectés est estimée à plus de 1100 TWh d'ici 2025. Cela équivaut à une consommation d'énergie annuelle supérieure à celle du Canada et de l'Allemagne combinées. Il est essentiel de considérer également l'impact énergétique de cette prolifération. Il devient impératif de mesurer l'efficacité et l'applicabilité de ces objets tout en redoublant d'efforts pour réduire leur consommation énergétique tout en maîtrisant l'aspect analyse du cycle de vie (ACV).

Le développement de l'Internet of Things (IoT) et l'essor des objets connectés entraînent une augmentation parallèle des communications sans fil (telles que LoRa, GSM, 4G, 5G, WiFi, Bluetooth, etc.). Ces communications sans fil utilisent des ondes électromagnétiques modulées pour transmettre l'information. Outre leur rôle de transmission d'informations, ces ondes transportent également de l'énergie. Cependant, une part significative de cette énergie électromagnétique reste inexploitée, se dissipant dans l'environnement. Parallèlement, les microcontrôleurs et les capteurs deviennent de plus en plus économes en énergie [6]. Dans ce contexte, la récupération de cette énergie résiduelle devient une perspective prometteuse pour alimenter, partiellement ou totalement, les capteurs. Pour ce faire, il est nécessaire d'utiliser un convertisseur RF/DC appelé rectenna, qui est issu de la contraction des termes "Rectifier" et "Antenna" (antenne redresseuse).

Traditionnellement, les circuits RF sont réalisés selon des méthodes de fabrication soustractive telles que la gravure chimique et mécanique. Bien que largement utilisée dans la production d'antennes patch, la gravure chimique présente des limites, notamment l'utilisation de produits chimiques corrosifs et potentiellement dangereux, ainsi qu'un processus complexe pour obtenir des structures précises. De plus, elle peut être limitée dans la production de formes en 3 Dimensions (3D), ce qui complique la conception d'antennes en trois dimensions. En revanche, la gravure mécanique offre une flexibilité accrue, mais entraîne souvent des coûts plus élevés et nécessite un équipement spécialisé. En outre, la fabrication de structures complexes peut prendre du temps pour être réalisée avec précision.

De nos jours, les techniques de fabrication additive comme l'impression 3D, suscitent un intérêt

croissant depuis leur émergence [7]. Leur utilisation est aujourd’hui répandue dans divers domaines tels que l’industrie, l’automobile ou l’aéronautique, en raison de leur capacité à produire rapidement des structures complexes à moindre coût et avec peu de gaspillage de matériau [8]. Ces techniques suscitent l’intérêt de nombreux chercheurs dans le domaine des RF en raison du degré de liberté de conception qu’elles offrent, comme le montre la figure 1. Cette figure représente une cartographie [9] des travaux réalisés sur la fabrication d’antennes et de circuits RF utilisant l’impression 3D de 2016 à 2024.

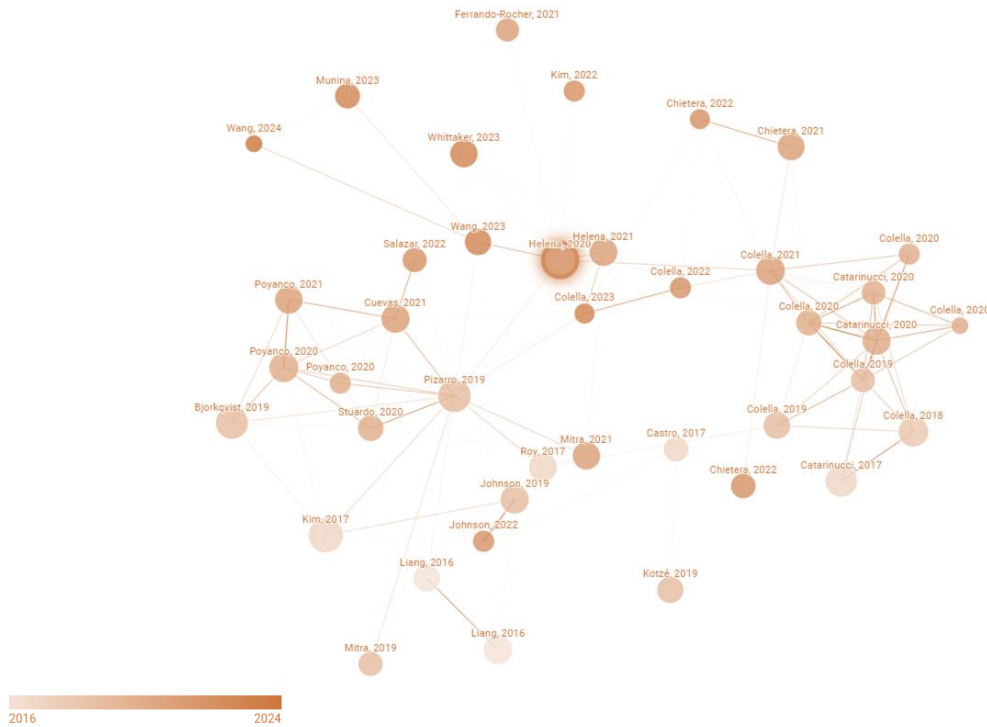


FIGURE 1 : Cartographie des travaux réalisés sur la fabrication de circuit RF en impression 3D.

Il existe plusieurs technologies d’impression 3D, chacune ayant des processus de fabrication spécifiques [10, 11]. La Fusion Sélective par Laser sur Métal (SLM) est une technique largement utilisée pour l’impression de pièces métalliques dans des secteurs tels que l’aérospatiale et la médecine. Elle repose sur l’utilisation d’un laser de haute puissance pour fondre et solidifier des poudres métalliques couche par couche, formant ainsi la pièce finale. Le Frittage Sélectif par Laser (SLS) est une méthode couramment utilisée pour l’impression de pièces en plastique, en céramique et en métal. Elle implique l’utilisation d’un laser pour fusionner des particules de matériau ensemble, couche après couche, afin de créer l’objet désiré. La Stéréolithographie (SLA) est une autre technique populaire pour l’impression de pièces à partir de résines photopolymères. Un laser Ultra Violet (UV) est utilisé pour durcir sélectivement une résine liquide, couche par couche, formant ainsi l’objet tridimensionnel. L’impression 3D par Jet d’Encre (PolyJet) est similaire à l’impression jet d’encre traditionnelle, mais utilise des matériaux photopolymères. Des têtes d’impression déposent de minces couches de matériau liquide, qui sont ensuite durcies par exposition aux UV. Le Bioprinting est une technique

utilisée pour l'impression de tissus biologiques et d'organes en utilisant des bio-encre contenant des cellules vivantes. Cependant, la technologie d'impression 3D la plus répandue dans le monde et la moins coûteuse est l'impression 3D par Dépôt de Fil Fondu (DFF). Cette technologie de fabrication consiste en l'extrusion d'un filament à l'intérieur d'une buse chauffée à une certaine température. Le filament fondu est ensuite déposé sur un plateau couche par couche, et les déplacements de la buse et du plateau dans les trois dimensions de l'espace permettent la formation de l'objet souhaité. Dans le cadre de cette thèse, nous étudierons cette technologie appliquée à la fabrication de rectenna.

L'intégration de l'impression 3D par DFF pour la fabrication de rectennas nécessite une analyse approfondie afin d'adapter les méthodologies de conception existantes. En effet, l'utilisation de bobines de filaments dans le processus d'impression 3D DFF est peu commune dans la fabrication de rectennas. De nombreuses contraintes sont également présentes et nécessitent d'être surmontées, même si l'impression 3D offre l'avantage notable de permettre la réalisation de formes géométriques plus complexes.

Une étude approfondie sera menée pour comprendre les spécificités de l'impression 3D par DFF et son impact sur la conception des rectennas. Les caractéristiques des matériaux utilisés par ce procédé d'impression, telles que la résistance thermique et mécanique du matériau, la précision dimensionnelle d'impression et la conductivité électrique des filaments imprimables, doivent être prises en compte dans le processus de conception. De plus, l'adaptation des méthodologies de conception existantes pour intégrer les avantages et les contraintes de l'impression 3D par DFF est essentielle pour garantir la performance et la fiabilité des rectennas fabriqués.

Dans ce manuscrit, des réponses aux problématiques évoquées sont apportées et présentées à travers quatre chapitres distincts.

Dans le premier chapitre, un historique des recherches récentes dans le domaine de l'IoT ainsi que des rectennas réalisées en fabrication soustractive et additive est présenté. Ce chapitre définit précisément les problématiques liées à l'utilisation de l'impression additive pour la fabrication de rectennas et établit le cahier des charges de ces travaux de recherche.

Le deuxième chapitre se concentre sur la conception des rectennas en utilisant l'impression 3D par DFF. Cela implique une caractérisation des matériaux imprimables qui seront utilisés pour la fabrication des rectennas, ainsi qu'une modélisation de la diode en tenant compte de son environnement.

Le troisième chapitre explore les possibilités offertes par l'impression 3D par DFF pour améliorer les performances des rectennas. Il examine les différentes stratégies et techniques qui peuvent être mises en œuvre pour optimiser la conception et la fabrication des rectennas.

Enfin, le dernier chapitre présente les résultats expérimentaux obtenus et leur analyse détaillée. Il offre un aperçu des performances des rectennas fabriquées par impression 3D par DFF et évalue leur conformité par rapport aux spécifications initiales établies dans le cahier des charges.

Il convient de noter que l'analyse du cycle de vie des systèmes n'est pas l'objectif de cette thèse, mais il serait intéressant de mener des études pour évaluer la rentabilité énergétique de ces systèmes.

CHAPITRE 1

L'impression 3D et la rectenna au service de l'IoT

1.1 Introduction

Ce chapitre propose une mise en contexte de l'utilisation de l'IoT, en mettant l'accent sur les réseaux de capteurs sans fil et la problématique de leur alimentation. Il présente les méthodes de récupération d'énergie et se focalise sur la récupération d'énergie électromagnétique, ainsi que sur l'utilisation des méthodes de fabrication additive pour la réalisation de la rectenna. Nous débuterons par une exploration du concept d'IoT, en examinant son utilité pour générer des économies d'énergie dans différents secteurs (bâtiments, agriculture, industrie, ...), notamment avec les réseaux de capteurs sans fil. Nous aborderons également leurs limites ainsi que les défis liés à l'addition de la consommation énergétique de l'IoT à la consommation mondiale de base. Ensuite, nous présenterons la rectenna, en couvrant la transmission d'énergie sans fil point à point et la récupération d'énergie électromagnétique, en examinant les cas d'utilisation, leurs avantages et les contraintes influençant la conception d'un tel système. Enfin, un état de l'art actuel des antennes et des rectennas fabriquées en impression additive sera présenté, mettant en avant les différentes topologies testées, ainsi que les performances de ces dispositifs. L'issue du chapitre permettra de poser les problématiques et le cahier des charges de ces travaux de recherche.

1.2 Essor de l'internet des objets

En 1999, Kevin Ashton fut la première personne à utiliser le terme "Internet of Things" pour décrire les microprocesseurs d'identification par radiofréquence (Radio Frequency Identification (RFID)) [12]. Depuis, l'IoT peut être considéré comme l'une des avancées technologiques les plus révolutionnaires du 21^e siècle. L'IoT se réfère à un vaste écosystème comprenant des applications fondamentales telles que la RFID, les objets intelligents ou connectés, et les réseaux de capteurs sans fil. Ces objets sont capables de communiquer entre eux ou de se connecter à Internet, ce qui permet la collecte, le partage et l'analyse de différents types de données mesurées [13]. Cette transformation numérique a modifié notre manière d'interagir avec le monde qui nous entoure, ouvrant ainsi de nouvelles perspectives dans de nombreux domaines, notamment dans le domaine médical [14, 15, 16], l'agriculture [17, 18, 19], la gestion de l'énergie [20, 21, 22], et le développement des villes intelligentes [23, 24, 25]. La figure 1.1 illustre un diagramme mettant en avant diverses applications potentielles de l'IoT, bien que la liste ne soit pas exhaustive.

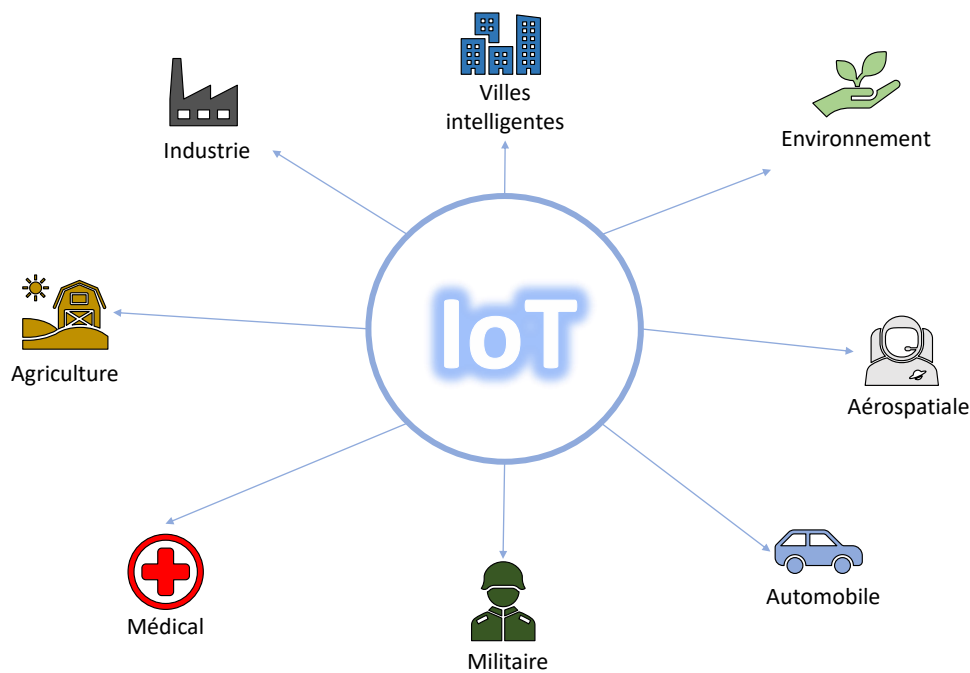


FIGURE 1.1 : Domaines applicatifs de l'IoT.

L'une des implémentations les plus développées dans l'IoT est les réseaux de capteurs sans fil. Un réseau de capteurs sans fil est formé par un ensemble de nœuds capteurs déployés dans un contexte applicatif déterminé pour mesurer une grandeur physique [26]. Ces nœuds capteurs permettent de mesurer des données dans différents environnements et de véhiculer l'information jusqu'à la station base (figure 1.2).

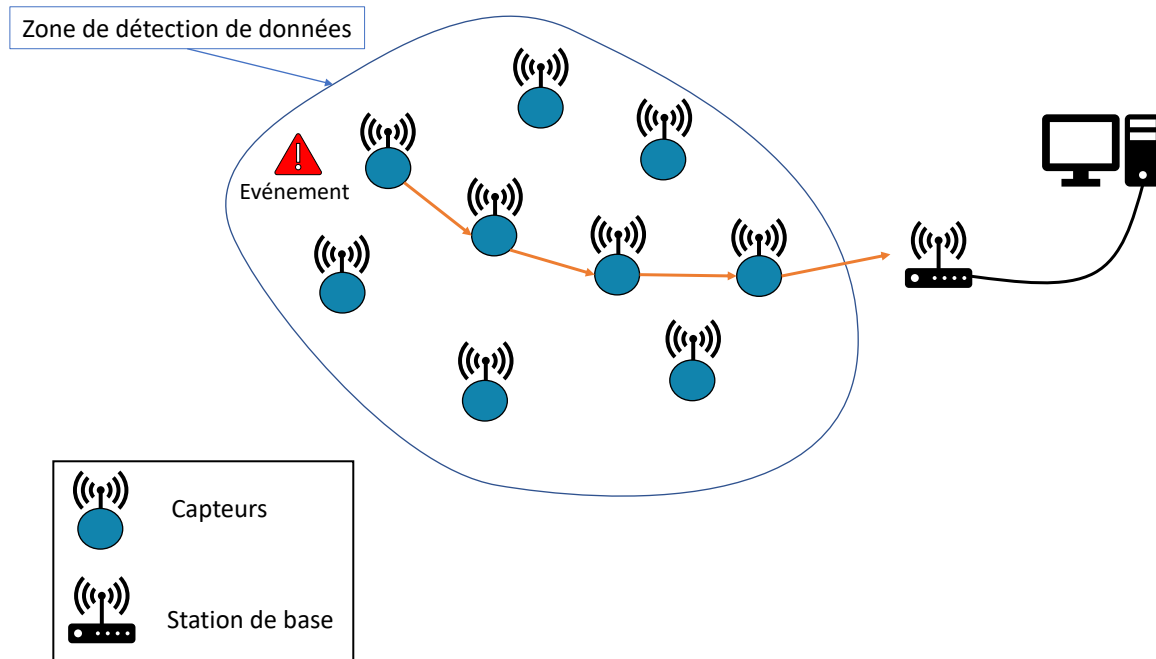


FIGURE 1.2 : Réseau de capteurs communicants.

La conception des noeuds capteurs varie en fonction de l'environnement d'utilisation des réseaux de capteurs. Il est donc essentiel de comprendre les spécificités des noeuds capteurs, y compris leurs caractéristiques et leur consommation énergétique.

1.2.1 Consommation des noeuds capteurs

Dans les réseaux de capteurs sans fil, un nœud capteur est constitué de plusieurs éléments, visibles sur la figure 1.3 [27]. Le capteur est le dispositif qui permet de mesurer une grandeur physique telle que la température, l'humidité ou encore la pression atmosphérique. En 2024, nous estimons la puissance moyenne d'un capteur de l'ordre du μW . La tension analogique en sortie du capteur est convertie à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique qui consomme une puissance moyenne de l'ordre du μW . L'information numérisée est ensuite traitée par le microcontrôleur, possédant une consommation moyenne de l'ordre du mW . Ensuite, l'émetteur envoie l'information par l'intermédiaire d'une antenne. L'émetteur possède une consommation moyenne de l'ordre de la dizaine de mW , c'est l'étage qui consomme le plus d'énergie. Cependant, l'envoi de données ne se fait pas de manière continue et la consommation est en lien direct avec la puissance d'émission. L'ensemble de ces composants et la fréquence de transmission des données jouent un rôle essentiel dans la détermination de la consommation énergétique globale de l'objet connecté.

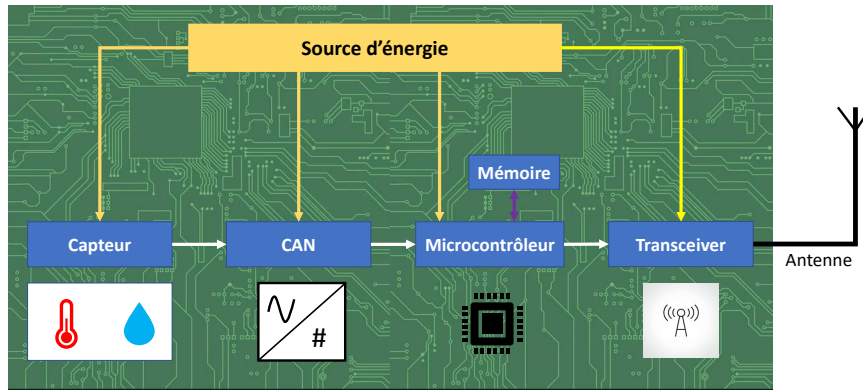


FIGURE 1.3 : Architecture interne d'un capteur sans fil.

1.2.2 Fréquences de communication

Pour transmettre des informations sans fil, les ondes électromagnétiques sont utilisées dans différentes bandes de fréquence. Contrairement aux ondes mécaniques comme le son, les ondes électromagnétiques n'ont pas besoin de support physique pour se propager. Elles se caractérisent par leur longueur d'onde notée λ , décrite par l'équation (1.1) dans le vide.

$$\lambda = \frac{c}{f} \tag{1.1}$$

Avec c la vitesse de la lumière et f la fréquence de l'onde. La figure 1.4 [28] montre le spectre électromagnétique. Les ondes RF que nous étudierons, se situe entre 100 kHz et 300 GHz.

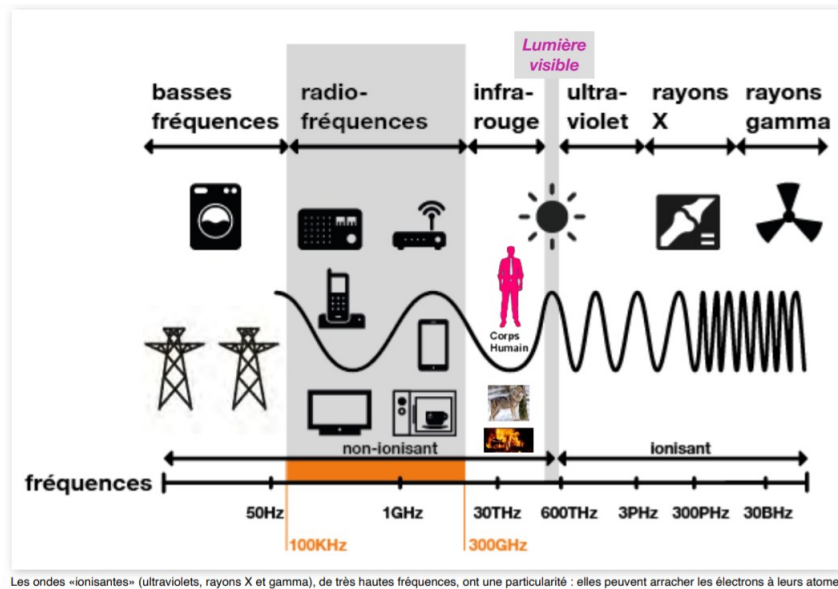


FIGURE 1.4 : Spectre électromagnétique [28].

Le choix de la technologie de communication sans fil dépend de plusieurs facteurs, tels que la bande de fréquence, la portée et la puissance d'émission. Le tableau 1.1 présente un aperçu des di-

TABLE 1.1 : Technologies de communication sans fil [29].

Technologie de communication sans Fil	Plage de fréquences	Portée Typique	Puissance de transmission
Infrarouge	300	courte	faible
Bluetooth	2,4-2,4835 GHz	10 m	2,5 mW-100 mW
WiFi	2,4 - 2,5 GHz; 5 GHz	30 - 100 m	50 - 1000 mW
Zigbee	868 MHz, 915 MHz, 433 MHz	10 - 75 m	3 - 100 mW
LoRa	868 MHz, 915 MHz, 433 MHz	10 km	5 - 500 mW
Cellulaire (Troisième génération (3G), Long Term Evolution (LTE), Cinquième génération (5G))	700 MHz - 6 GHz	Plusieurs Km	100 mW - 1 W
Cellulaire (Global System Mobile communication (GSM))	900 MHz - 1800 MHz	Plusieurs Km	1-2 W
NFC	13,56 MHz	10 cm	< 1 mW
RFID	Basses, hautes et ultra hautes fréquences	1 cm à 100 m	< 1 mW - 4 W

verses technologies sans fil couramment utilisées dans les télécommunications, avec leurs plages de fréquences associées, leur portée typique et leur puissance d'émission maximale autorisée.

Le choix de la bande de fréquence est d'une grande importance lors de la conception de systèmes de communication sans fil. Chaque bande de fréquence présente des avantages et des inconvénients spécifiques. Par exemple, les fréquences plus élevées (comme celles utilisées par la 5G) offrent des débits de données plus élevés, mais ont une portée plus courte et une propagation perturbée en présence de divers obstacles. En revanche, les fréquences plus basses, telles que celles utilisées par LoRa ou Sigfox, offrent une plus grande portée au détriment de débits de transmission plus modestes.

De plus, les réglementations varient d'une bande de fréquence à l'autre, avec des limites de puissance d'émission strictes pour certaines fréquences. Ainsi, le choix de la fréquence dépend du compromis entre la portée, la vitesse de transmission, la pénétration des obstacles et la conformité aux réglementations en vigueur. Par exemple, pour les communications à courte portée à l'intérieur de bâtiments, les bandes Industriel Scientifique et Medical (ISM) autour de 2,4 GHz sont couramment utilisées pour le WiFi et le Bluetooth en raison de leur bonne combinaison de portée et de débit. En revanche, pour des applications nécessitant une couverture longue portée, comme la surveillance à distance, des fréquences sub-GHz sont le plus souvent choisies, telles que celles utilisées par LoRa et Sigfox, qui offrent une meilleure pénétration des obstacles et une portée étendue.

1.2.3 La récupération d'énergie

Bien que les réseaux de capteurs sans fil et les objets connectés proposent des solutions aux problèmes actuels de notre société, l'augmentation exponentielle de leur nombre entraîne d'importants enjeux énergétiques pour assurer leur fonctionnement autonome.

Pour fonctionner en autonomie, des batteries ou des piles sont généralement utilisées comme source d'énergie. Cependant, elles présentent des inconvénients notables tels que leur durée de vie limitée, leur besoin de remplacement ou de recharge [30], ainsi que leurs implications environnementales. Pour contourner ces problèmes, une solution consiste à collecter de l'énergie ambiante pour la convertir en électricité et l'utiliser pour alimenter partiellement ou totalement les dispositifs. C'est ce

qu'on appelle la récupération d'énergie.

La récupération d'énergie est le processus de collecte, de conversion et d'utilisation de l'énergie provenant de sources ambiantes (lumière, chaleur, son, ondes radio,...), pour alimenter des dispositifs électroniques des systèmes autonomes, ou pour stocker cette énergie en vue d'une utilisation ultérieure [31]. Elle vise à maximiser l'efficacité énergétique en tirant parti des ressources disponibles, tout en réduisant la dépendance aux sources d'énergie conventionnelles telles que les piles ou les prises électriques.

Plusieurs sources d'énergie ambiante peuvent être exploitées pour alimenter les capteurs connectés (figure 1.5). Parmi les plus courantes, nous retrouvons :

- **L'énergie solaire** : Les panneaux solaires captent l'énergie du soleil, offrant une source inépuisable d'énergie dans de nombreuses applications en extérieur.
- **L'énergie RF** : Les ondes radio émises par les dispositifs sans fil peuvent être captées et converties en électricité.
- **L'énergie vibratoire** : Les mouvements mécaniques, tels que les vibrations, génèrent de l'énergie qui peut être convertie en électricité à l'aide de dispositifs piézoélectriques.
- **L'énergie cinétique** : L'énergie cinétique d'un objet en mouvement peut être transformée en énergie électrique à l'aide de générateurs électrodynamiques.
- **L'énergie thermique** : Les différences de température entre un dispositif et son environnement peuvent être utilisées pour produire de l'énergie grâce à des générateurs thermoélectriques.

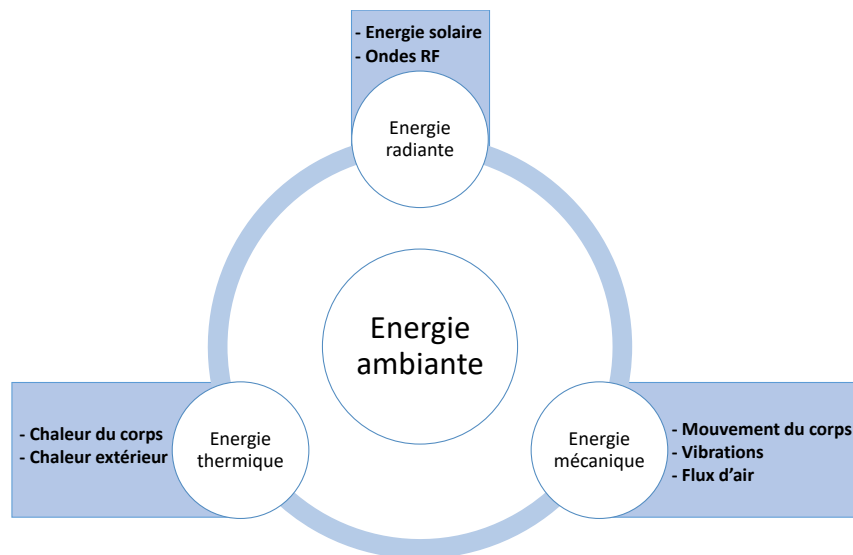


FIGURE 1.5 : Type d'énergie ambiante potentiellement utilisable pour la récupération d'énergie.

La figure 1.6 tiré des travaux [32], illustre une représentation de la disponibilité des densités de puissance récupérable pour les différents types d'énergie. Bien que les ondes électromagnétiques

ambiantes ne présentent pas les densités de puissance les plus élevées, elles restent en partie non négligeables. De plus, la croissance exponentielle des sources RF et sans fil, notamment les réseaux cellulaires, les signaux WiFi et la télévision numérique, fait de l'énergie RF une excellente source d'énergie ambiante. L'un des avantages de la récupération d'énergie RF est sa disponibilité continue en intérieur comme en extérieur. La pénétration des signaux RF à travers des obstacles tels que des murs opaques ou des espaces clos en fait un bon candidat pour les applications intérieures [32]. De plus, la petite taille physique et le poids léger des systèmes de récupération d'énergie RF permettent des applications portables [33, 34, 35]. D'autres technologies de récupération d'énergie ambiante, y compris les cellules solaires, peuvent être associées à diverses antennes pour permettre des solutions hybrides de récupération d'énergie [36, 37, 38, 39].

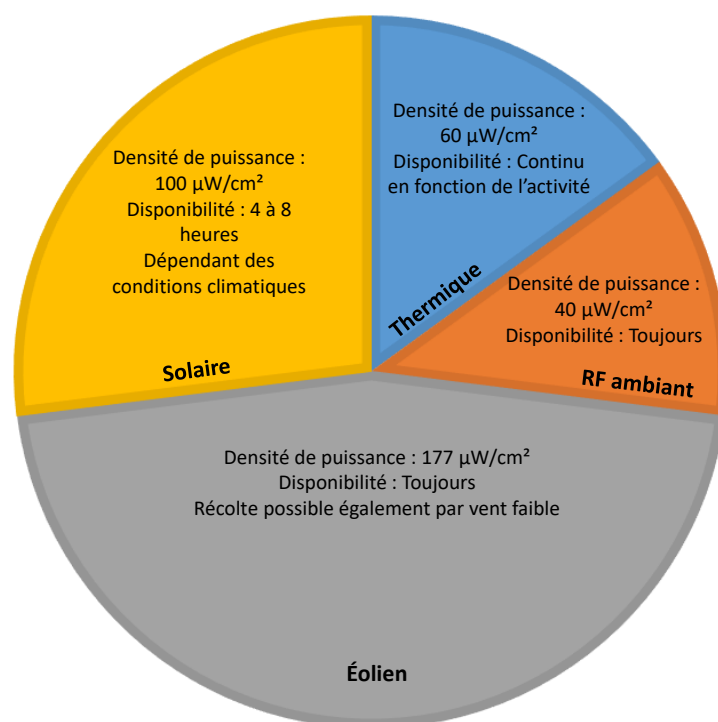


FIGURE 1.6 : Répartitions de la densité de puissance disponible des principales sources d'énergie ambiante [32].

Dans cette thèse, nous nous concentrerons particulièrement sur la récupération d'énergie à partir des ondes RF. Ces ondes sont omniprésentes à la fois dans les environnements intérieurs et extérieurs, et leur utilisation pour alimenter des capteurs présente un potentiel significatif. Nous explorerons les techniques de récupération d'énergie RF et les opportunités qu'elles offrent pour améliorer l'autonomie des réseaux de capteurs connectés.

1.3 Exploitation de l'énergie Micro-onde ambiante

1.3.1 Les densités de puissance disponibles

La disponibilité de l'énergie RF est proportionnelle au nombre de points d'accès sans fil et à l'utilisation de toutes les télécommunications utilisant les ondes électromagnétiques. De nombreux travaux ont été menés afin de mesurer les densités de puissance de l'énergie RF dans les villes et dans certains bâtiments. X. Gu et al. dans leurs travaux [40] ont notamment construit un dispositif pour mesurer l'énergie RF disponible dans un quartier de Montréal dans la gamme de fréquence de 400 MHz à 2,7 GHz. La figure 1.7 illustre leurs résultats de mesure et montre qu'en extérieur, la bande GSM/LTE est très utilisée.

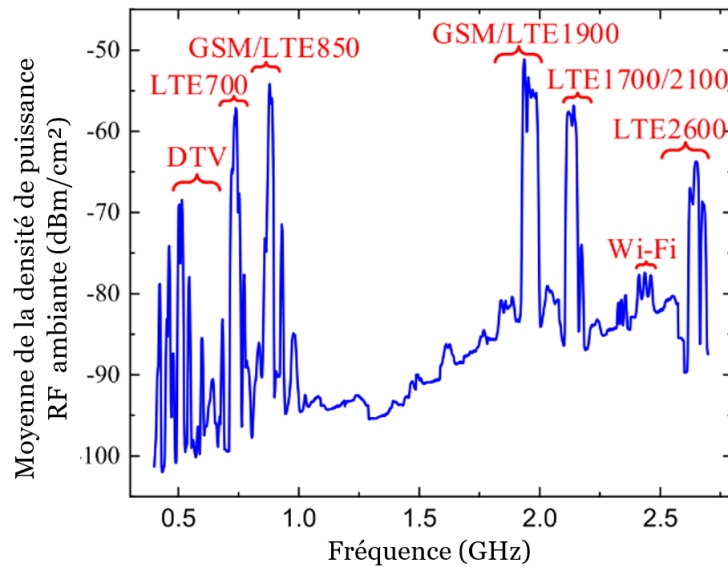


FIGURE 1.7 : Densité de puissance RF ambiante moyenne dans le centre-ville de Montréal sur une bande de fréquence de 400 MHz à 2,7 GHz [40].

Des travaux sur les mesures de puissance RF dans les bâtiments ont également été menés par Khalid et al. dans leur étude [41]. Les mesures de puissance ont été effectuées entre la bande Frequency Modulation (FM) et 3 GHz à l'intérieur de leur laboratoire, puis à l'extérieur à des points stratégiques. La figure 1.8 montre les résultats de mesure obtenus. Nous pouvons observer l'impact des murs sur la puissance ambiante de la bande GSM et 3G, avec une atténuation d'environ 20 dB. Cependant, pour la bande WiFi, les puissances restent relativement stables que ce soit en intérieur ou en extérieur.

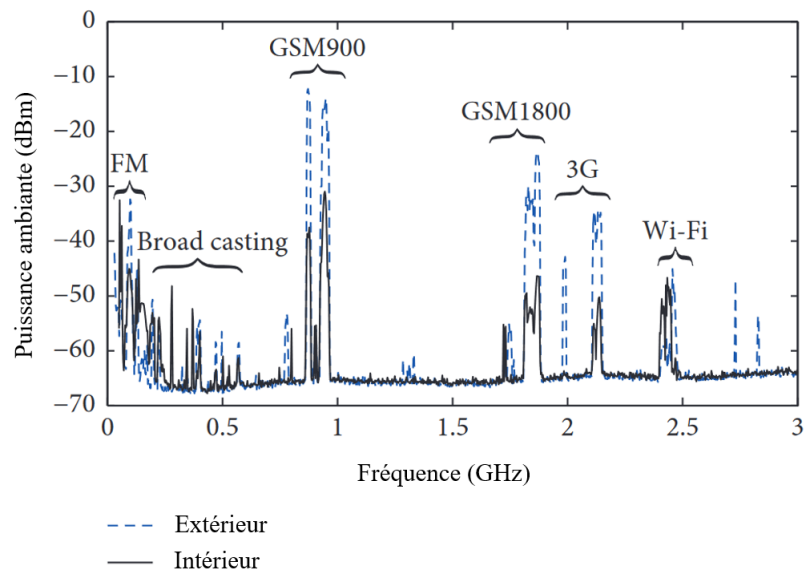


FIGURE 1.8 : Pic de puissance RF ambiante en fonction de la fréquence dans un environnement semi-urbain [41].

Dans le cadre de cette thèse, nous avons choisi de travailler dans la bande WiFi, située entre 2,4 et 2,5 GHz. Cette bande de fréquence est devenue un sujet d'intérêt majeur dans le domaine de la récupération d'énergie sans fil [42]. Notre choix repose sur plusieurs facteurs significatifs.

Tout d'abord, la large disponibilité des signaux WiFi dans les bâtiments offre une opportunité de capturer de l'énergie de manière omniprésente, sans avoir besoin de déployer des infrastructures supplémentaires. De plus, la bande WiFi est réglementée et standardisée, ce qui signifie que les dispositifs de récupération d'énergie conçus pour cette bande peuvent être facilement intégrés dans les réseaux existants sans interférer avec les communications WiFi. Enfin, la bande WiFi présente des caractéristiques de propagation relativement stables, ce qui facilite la conception et l'optimisation des dispositifs de récupération d'énergie pour cette gamme de fréquences.

1.3.2 La TESH point à point et la récupération d'énergie

Outre la récupération d'énergie RF, la Transmission d'Énergie Sans Fil (TESF) se positionne comme une alternative intéressante. En effet, celle-ci, également connue sous le nom de transfert d'énergie à distance ou de transfert d'énergie sans fil, est une technologie émergente qui permet de transférer de l'électricité d'une source à un récepteur sans l'utilisation de câbles ou de fils conducteurs. Cette méthode repose généralement sur des techniques telles que l'induction électromagnétique ou les micro-ondes pour transmettre l'énergie à travers l'espace jusqu'au dispositif récepteur.

L'un des principaux avantages de la transmission d'énergie sans fil est sa capacité à fournir de l'électricité à des appareils ou des systèmes qui sont difficiles d'accès ou situés dans des endroits éloignés. Par exemple, elle peut être utilisée pour alimenter des capteurs sans fil, des appareils médicaux implantables, des drones en mouvement [43, 44, 45].

Il existe plusieurs méthodes pour la TESH. L'induction électromagnétique est l'une des plus courantes, où l'énergie est transférée par couplage inductif entre deux bobines placées à proximité l'une de l'autre (en champs proche). Les micro-ondes sont également utilisées, où l'énergie est transmise par rayonnement électromagnétique en champs lointain.

Dans le cas d'un réseau de capteurs sans fil, on a une station de base appelée gateway qui va uniquement recevoir les données remontées par les nœuds capteurs (figure 1.2). Cette station peut alors émettre continuellement des ondes électromagnétiques dans le but d'alimenter les nœuds capteurs. Les nœuds capteurs sont alors équipés d'un convertisseur RF/DC qui capte ces ondes et les convertit en électricité utilisable pour alimenter leurs opérations. L'avantage de cette technique est la disponibilité d'une plus grande densité de puissance ambiante. Cependant, la consommation d'énergie de l'émetteur augmente considérablement.

Il existe également la récupération d'énergie point à point. Cette technique se situe entre les deux précédentes. Dans ce cas, la station de base émet des informations par le biais d'ondes RF aux nœuds capteurs qui sont eux-mêmes équipés d'un système capable de recevoir les informations ainsi que la puissance RF. Cette technique représente un bon compromis entre la consommation d'énergie de la station de base et la densité de puissance RF disponible.

Plus récemment, la communication à rétro diffusion est une technique innovante utilisable dans le domaine de l'IoT [46]. Cette technique repose sur la modulation de signaux RF à très faible puissance pour transmettre de l'information. Contrairement aux méthodes traditionnelles de transmission sans fil qui nécessitent une source d'énergie active pour l'émission de signaux, la communication par rétrodiffusion exploite des signaux existants pour transmettre des données.

1.3.3 L'élément de collecte : La Rectenna

L'élément permettant de convertir les ondes électromagnétiques en courant Direct Current (DC) est appelé rectenna, de l'anglais "rectifying antenna", ce qui signifie littéralement en français "antenne redresseuse". En règle générale, une rectenna est composée des éléments suivants (voir figure 1.9) :

- une antenne qui capte le signal RF et le convertit en une grandeur électrique,
- un circuit d'adaptation d'impédance qui maximise le transfert de puissance entre l'antenne et le redresseur tout en bloquant les harmoniques qui pourraient retourner vers l'antenne réceptrice,
- un redresseur comprenant une ou plusieurs diodes,
- un filtre DC pour éliminer les harmoniques résiduelles susceptibles de provoquer des oscillations indésirables dans le régime établi,
- une charge représentant l'application ou l'objet à alimenter.

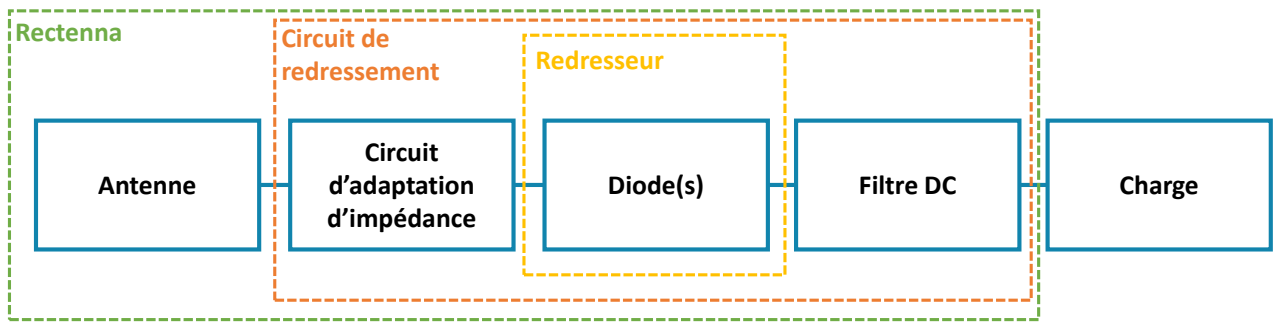


FIGURE 1.9 : Schéma d'une rectenna.

1.3.3.1 L'antenne

L'antenne est l'un des éléments clés de la rectenna. En émission, son rôle est de convertir un signal électrique sinusoïdal en onde électromagnétique. En réception, elle va convertir les ondes électromagnétiques en signal électrique. Différents types d'antennes sont illustrés sur la figure 1.10.

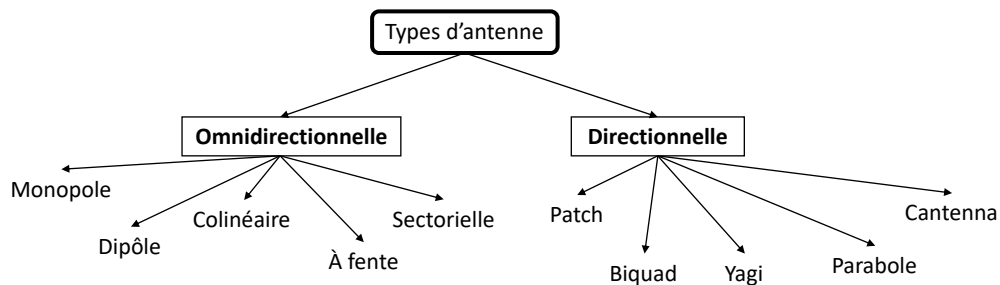


FIGURE 1.10 : Organigramme des différents types d'antennes [47].

Les antennes peuvent être caractérisées de plusieurs manières en fonction de divers paramètres et critères. L'adaptation d'impédance est un premier aspect crucial qui détermine le bon fonctionnement de l'antenne. Elle garantit un transfert efficace de l'énergie entre l'antenne et le système électronique auquel elle est connectée. Une mauvaise adaptation d'impédance peut entraîner une réflexion d'énergie et une perte de performance de l'antenne.

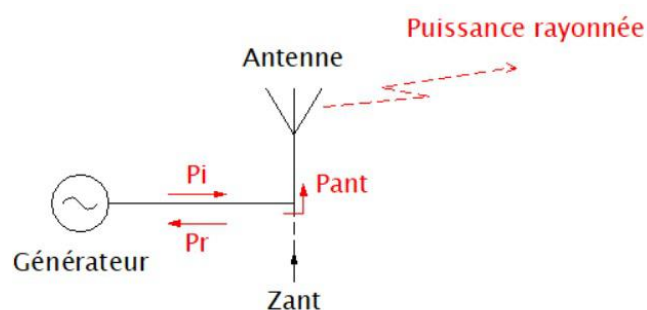


FIGURE 1.11 : Schéma de puissance [48].

Sur la figure 1.11, nous pouvons observer une antenne connectée à un générateur. P_i est la puissance émise par le générateur et P_r est la puissance réfléchiée par l'antenne. Cette réflexion de puissance est causée par la désadaptation de l'antenne, ce qui constitue une perte. Dans le cas idéal, P_r doit être nulle, ce qui signifie que l'antenne est parfaitement adaptée à la ligne de transmission. P_{ant} est la puissance injectée dans l'antenne, soit $P_{ant} = P_i - P_r$. Cependant, P_{ant} n'est pas la puissance rayonnée par l'antenne, car il peut y avoir des pertes au niveau de l'antenne elle-même. Il faut prendre en compte le rendement de l'antenne pour obtenir la puissance rayonnée. L'efficacité de l'antenne est donnée par la relation 1.2. Comme l'antenne est un convertisseur imparfait, son rendement est donc inférieur à 100 %.

$$\eta = \frac{P_{rayonné}}{P_{ant}} \tag{1.2}$$

Par convention, les adaptations d'impédance se font à 50Ω , bien que des études montrent qu'il peut exister des impédances plus adaptées pour certains types d'applications [49]. Il y a plusieurs outils qui permettent de caractériser l'adaptation d'une antenne (VWSR, Smith) mais l'outil le plus largement utilisé est les paramètres Matrice de répartition des ondes de tension incidente et réfléchies (S). Parmi les paramètres S, le paramètre S_{11} possède une importance particulière dans l'analyse des antennes. Il est défini comme le coefficient de réflexion d'une antenne, c'est-à-dire la quantité d'énergie RF réfléchiée par l'antenne par rapport à l'énergie RF incidente. Le paramètre S_{11} , illustré sur la figure 1.12.(a) est exprimé en décibels (dB) et représente la perte de puissance causée par la réflexion. Une valeur de S_{11} qui tend vers $-\infty$ (dB) indique une adaptation d'impédance idéale entre l'antenne et le système RF, ce qui signifie que peu d'énergie est réfléchiée et que la majeure partie de l'énergie est transmise à l'antenne. En revanche, une valeur élevée de S_{11} indique une mauvaise adaptation d'impédance, ce qui se traduit par une réflexion importante de l'énergie et une perte de puissance. Le paramètre S_{11} est également utilisé pour définir la bande passante d'une antenne (valeurs de S_{11} supérieures ou égales à -10 dB), c'est-à-dire la plage de fréquences sur laquelle l'antenne fonctionne efficacement (figure 1.12.(a)).

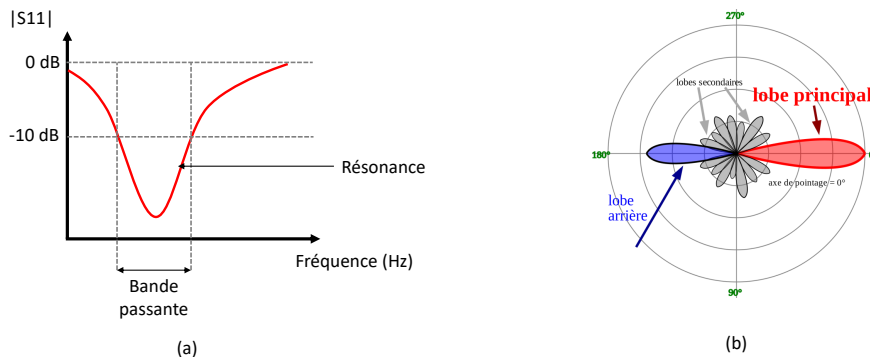


FIGURE 1.12 : (a) Coefficient de réflexion d'une antenne, (b) diagramme de rayonnement d'une antenne [50].

Le diagramme de rayonnement d'une antenne, illustré sur la figure 1.12.(b), est une représentation graphique qui illustre la répartition de l'énergie rayonnée ou reçue par l'antenne dans l'espace en fonction de la direction. Ce diagramme permet d'analyser et de visualiser les caractéristiques directionnelles de l'antenne, c'est-à-dire comment elle émet ou capte les signaux RF dans différentes directions. Sur le diagramme de rayonnement, nous pouvons observer :

- **La directivité** : Le diagramme de rayonnement permet d'évaluer la directivité de l'antenne, c'est-à-dire sa capacité à concentrer ou à diriger l'énergie rayonnée dans une direction spécifique. Une directivité élevée signifie que l'antenne émet ou capte principalement dans une direction donnée, tandis qu'une directivité faible indique une répartition plus uniforme de l'énergie dans toutes les directions.
- **Le gain** : Le gain de l'antenne est également représenté dans le diagramme de rayonnement. Le gain est une mesure de l'efficacité de l'antenne à concentrer l'énergie dans une direction spécifique par rapport à une antenne isotrope idéale. Le diagramme de rayonnement met en évidence les zones où le gain de l'antenne est le plus élevé, ce qui correspond généralement à la direction principale de rayonnement.
- **La largeur du faisceau** : Le diagramme de rayonnement permet de visualiser la largeur du faisceau de l'antenne, soit l'étendue angulaire dans laquelle l'antenne émet ou capte efficacement les signaux RF. Une largeur de faisceau étroite indique une focalisation élevée de l'énergie dans une direction spécifique, tandis qu'une largeur de faisceau large indique une répartition plus étendue de l'énergie dans plusieurs directions.
- **Lobes secondaires et lobes arrière** : En examinant le diagramme de rayonnement, on peut identifier la présence éventuelle de lobes secondaires ou de lobes arrière. Les lobes secondaires sont des directions dans lesquelles l'antenne émet ou capte de l'énergie de manière significative en dehors de sa direction principale, tandis que les lobes arrière représentent les directions dans lesquelles l'antenne rayonne ou reçoit de l'énergie dans la direction opposée à sa direction principale.

La polarisation des antennes est un aspect important de leur conception et de leur fonctionnement dans les systèmes de communication sans fil. La polarisation d'une antenne se réfère à l'orientation du champ électrique de l'onde électromagnétique émise ou reçue par l'antenne (voir figure 1.13 [51]). Cette orientation peut être linéaire ou circulaire, et elle influence la manière dont l'antenne interagit avec les signaux RF.

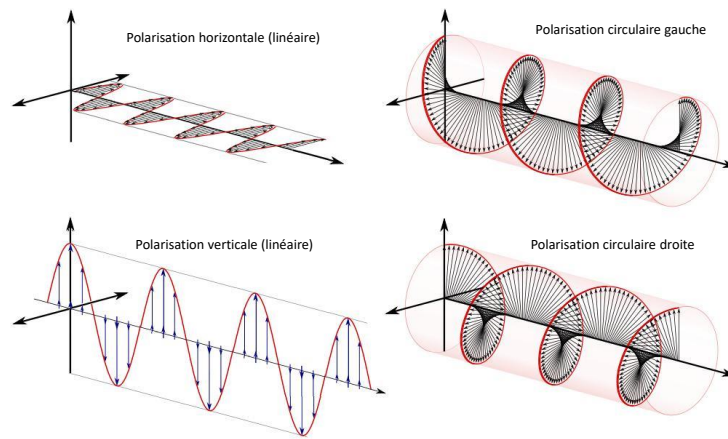


FIGURE 1.13 : Les différents types de polarisation d'antenne [51].

Une antenne est dite polarisée linéairement lorsque le champ électrique de l'onde RF oscille dans une seule direction, parallèle à un plan spécifique. Il existe deux types principaux de polarisation linéaire : la polarisation verticale et la polarisation horizontale. La polarisation verticale se produit lorsque le champ électrique est orienté verticalement par rapport au sol. La polarisation horizontale se produit lorsque le champ électrique est orienté horizontalement par rapport au sol.

Une antenne est dite polarisée circulairement lorsque le champ électrique de l'onde RF tourne dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation. Il existe deux types principaux de polarisation circulaire : la polarisation circulaire droite et la polarisation circulaire gauche. Dans la polarisation circulaire droite, le champ électrique tourne dans le sens des aiguilles d'une montre lorsqu'on regarde dans la direction de propagation. Dans la polarisation circulaire gauche, le champ électrique tourne dans le sens contraire des aiguilles d'une montre. La polarisation circulaire est utilisée dans diverses applications, notamment les satellites de communication et dans les applications de navigation et de télédétection.

La polarisation des antennes est un critère important dans la communication sans fil, car la compatibilité de polarisation entre l'émetteur et le récepteur affecte la qualité de la transmission. Lorsque les antennes émettrices et réceptrices sont polarisées de la même manière, elles maximisent l'efficacité de la transmission et minimisent les pertes de signal. En revanche, lorsque les polarisations sont perpendiculaires l'une à l'autre, cela entraîne une atténuation du signal et une dégradation de la qualité de la communication.

Les sources RF de type borne WiFi utilisent des antennes à polarisation linéaire, et leur position est souvent fixe. Pour maximiser le transfert d'énergie, l'antenne de réception doit donc également être de polarisation linéaire. L'utilisation d'une antenne de réception en polarisation circulaire entraînerait une perte de signal due à l'inadéquation de polarisation, souvent estimée à environ 3 dB [52]. Par conséquent, une polarisation linéaire sera adoptée pour les antennes étudiées.

1.3.3.2 Le circuit de redressement

Les circuits de redressement se caractérisent par leur capacité à convertir efficacement les signaux RF en DC avec une dissipation de puissance minimale [53]. Ils peuvent être classés en différentes topologies en fonction du nombre de diodes qu'ils utilisent et de la manière dont ces diodes sont connectées. Les deux principales catégories de circuits de redressement sont les circuits à une diode (mono-diode) et les circuits à plusieurs diodes (multi-diodes).

Les circuits redresseurs à une diode sont les structures les plus élémentaires utilisées pour convertir l'énergie RF en courant continu. Lorsque l'onde RF atteint la diode, celle-ci bloque l'alternance négative du signal RF. La tension alternative est ainsi redressée pour produire une tension continue. Cependant, ce dispositif ne redresse qu'une alternance de la tension alternative. Deux topologies existent pour les redresseurs à une diode :

- La topologie série,
- La topologie parallèle.

Ces structures sont présentées dans la figure 1.14. Elles offrent l'avantage théorique de minimiser les pertes dans les diodes, qui sont proportionnelles à la résistance de jonction [54]. Ces topologies sont très utilisées dans les applications à faible puissance et est donc adapté à la récupération d'énergie RF.

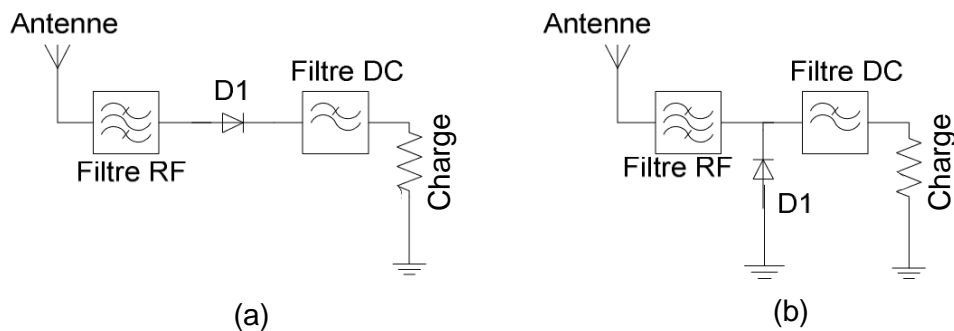


FIGURE 1.14 : Topologies de rectenna : a) diode série, b) diode parallèle [55].

D'autre part, les redresseurs multi-diodes sont des structures comportant plusieurs diodes. Contrairement au redresseur mono diode, les redresseurs multi-diodes permettent de redresser les deux alternances du signal d'entrée. Il existe une multitude de configurations de redresseur multi-diodes [55, 56]. La figure 1.15 [56] illustre les plus répandues.

Le doubleur de tension (figure 1.15(a)) utilise deux diodes et deux condensateurs pour doubler la tension d'entrée. Il offre une efficacité de conversion élevée et une tension de sortie régulée. Cependant, il nécessite une tension d'entrée suffisamment élevée pour fonctionner correctement. Le circuit de Dickson (figure 1.15(b)), également connu sous le nom de pompe de charge, utilise plusieurs diodes et condensateurs pour augmenter la tension d'entrée. Il offre une efficacité élevée et une faible

chute de tension. Cependant, il peut être sensible aux variations de charge et nécessite un contrôle précis des commutations. Le circuit de Greinacher (figure 1.15(c)) utilise des diodes et des condensateurs pour doubler la tension d'entrée de manière asymétrique. Il offre une tension de sortie élevée avec une efficacité élevée. Cependant, il peut être plus complexe à concevoir et à mettre en œuvre que d'autres topologies.

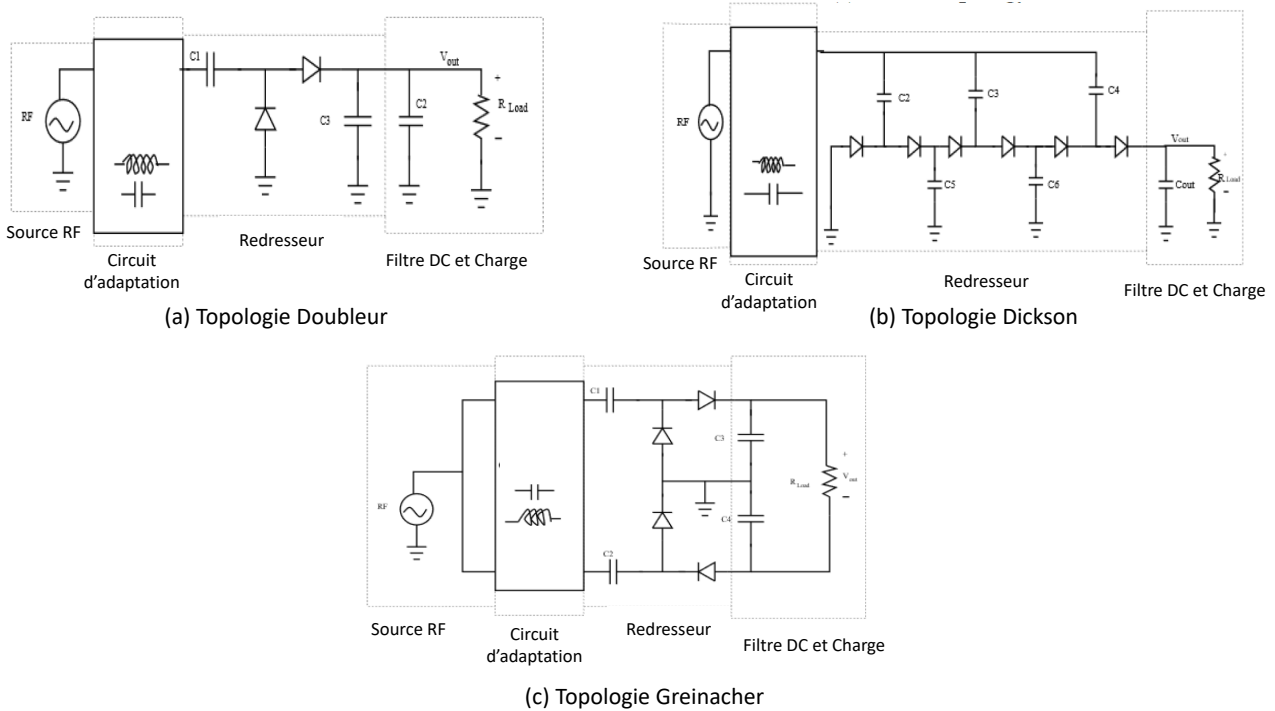


FIGURE 1.15 : Exemples de topologies de redressement multi-diodes [56].

La figure 1.16 présente la simulation idéale de l'efficacité de plusieurs topologies de redresseur pour les diodes HSMS2850, HSMS2860 et SMS7630 en fonction de la puissance d'entrée pour une charge optimale. Ces résultats de simulation permettent de constater que pour des puissances d'entrées inférieures à 0 dBm, la diode SMS7630 est plus performante que les deux autres, qui sont propices à des puissances supérieures à 0 dBm. De plus, il est également observé que les topologies série et parallèle sont plus adaptées pour des faibles puissances. La topologie du doubleur de tension convient mieux aux puissances supérieures à 0 dBm. Cela peut s'expliquer par l'augmentation du nombre de diodes, ce qui génère plus de chute de tension. Ainsi, il faut une puissance d'entrée minimale pour que les topologies multidiodes soient plus efficaces.

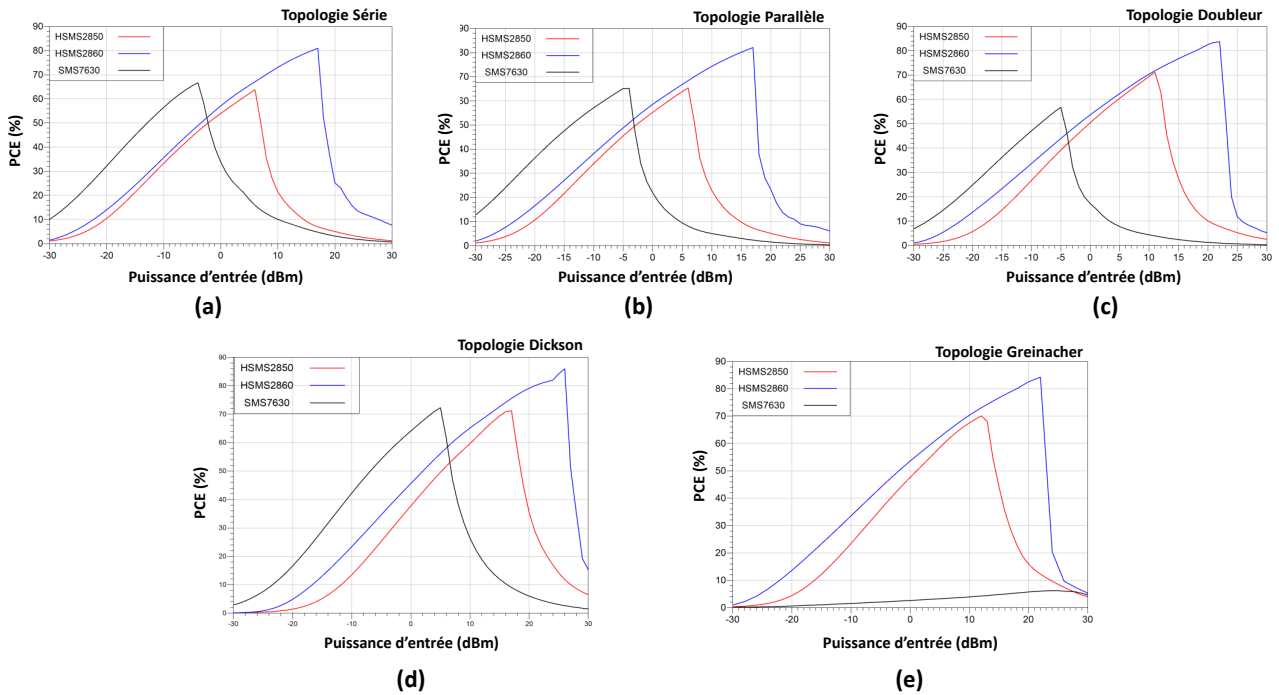


FIGURE 1.16 : Simulation de l'efficacité de plusieurs topologies de redresseur pour 3 diodes différentes en fonction de la puissance d'entrée [56].

Dans la suite des travaux, la diode Schottky de référence SMS7630 est retenue. Le choix de la diode SMS7630 repose sur plusieurs avantages significatifs. Tout d'abord, cette diode Schottky présente une faible tension de seuil, ce qui la rend adaptée aux signaux RF à faible amplitude, typiques des applications de récupération d'énergie à partir de signaux RF ambiants. Son utilisation est optimale pour des puissances d'entrées avoisinant les 0 dBm [53]. Ensuite, sa vitesse de commutation lui confère une efficacité élevée dans des circuits de redressement travaillant à des fréquences élevées (dans notre cas 2,45 GHz). Ces caractéristiques combinées en font une diode bien adaptée aux exigences des systèmes de récupération d'énergie RF, justifiant ainsi son choix dans le cadre de ces travaux de recherche.

1.3.3.3 Les conceptions récentes de rectenna

Le tableau 1.2 présente un état de l'art des rectennas pour différentes topologies de redressement, de diodes et de substrats. L'analyse de ce tableau nous permet d'observer l'évolution des fréquences utilisées ainsi que l'efficacité en fonction de la puissance d'entrée pour diverses topologies et substrats au fil des années. Il ressort de cette analyse que la fréquence de 2,45 GHz et la diode SMS7630 sont toujours privilégiées pour les faibles puissances d'entrée. Le rendement des rectennas à 2,45 GHz pour une puissance d'entrée avoisinant les 0 dBm est de l'ordre de 60 %.

Le rendement d'une rectenna affiché dans le tableau 1.2 est défini par l'équation 1.3 :

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{re\grave{c}ue}} \quad (1.3)$$

Avec P_{DC} la puissance DC en sortie de la rectenna et $P_{re\grave{c}ue}$ la puissance RF reçue par l'antenne de la rectenna.

TABLE 1.2 : État de l'art de rectenna récente [56].

Référence	Année	Fréquence [GHz]	Efficacité / Puissance d'entrée	Topologies	Diodes	Substrat	Charge [Kohms]
[57]	2023	1,8/2,14/2,45	60% / -2 dBm 50% / -10 dBm	Série	SMS7630	FR4	1,5
[58]	2022	2,45	49,08% / 3 dBm	Doubleur	SMS7630	FR4	2,7
[59]	2021	10	34% / 7 dBm	Parallèle	SMS7630	RO4003C	0,650
[59]	2021	10	43% / 6 dBm	Doubleur	SMS7630	RO4003C	0,650
[60]	2020	2,2	50% / 0 dBm	Série	SMS7621	RO5880	0,2
[61]	2020	0,9/1,8/2,45	52% , 50%, 46,5% / 0 dBm	Série	HSMS2852	FR4	3,8
[62]	2020	2,4	69,3% / 5,5 dBm	Doubleur	SMS7630	RO4003C	2
[63]	2020	2,4/5,2	63,38%, 65,4% dBm / 13 dBm	Série	HSMS2860	FR4	0,15
[64]	2020	5,8	81% / 15 dBm	Parallèle	HSMS286F	RO4350B	0,45
[65]	2019	5,8	66% / 20 dBm	Parallèle	SSMS2860	F4B	0,12
[66]	2019	1,4	74,8% / 10 dBm	Doubleur	SMS7630	FR4	1
[67]	2019	2,4/5,8	63%, 54,8% / 12,3 dBm	Série	HSMS2860	FR4	0,6
[68]	2019	0,9/1,8	57,5%, 52,6% / -5 dBm	Série	HSMS2850	RO5880	7
[69]	2019	0,920	24% / -4 dBm	Dickson	SMS7630	FR4	0,050
[70]	2018	2,45	17% / 0dBm	Greinacher	HSMS2850	Textile	10
[71]	2018	1,1/1,35	63% / 10 dBm	Doubleur	SMS7630	FR4	2
[72]	2018	2,45	68% / 5 dBm	Cockcroft-Walton	HSMS2850	FR4	5
[73]	2018	2,5	69% / 3,5 dBm	Doubleur	HSMS2860	RO3003	1
[74]	2018	2,45	27% / 10 dBm	Parallèle	HSMS2860	RO350B	0,68
[75]	2018	0,9/1,8	20,2%, 22,59% / -11,8 dBm	Greinacher	-	CMOS	70
[76]	2017	0,93	12,6% / -15,4 dBm	Dickson	-	CMOS	500
[77]	2017	2,45/5,8	57,1%, 39,2% / 0 dBm	Doubleur	SMS7630	RO5880	5
[78]	2017	2,45	57% / 0 dBm	Parallèle	SMS7630	RO3203	2,47
[79]	2017	2,45	37% / 0 dBm	Doubleur	SMS7630	FR4	2,4

1.4 Les techniques de fabrication de circuit RF

La fabrication de circuits RF est une étape importante dans le développement de systèmes de communication sans fil, de dispositifs électroniques et de nombreuses autres applications RF. Les circuits RF sont conçus pour fonctionner à des fréquences plus ou moins élevées, ce qui exige une certaine précision dans leur fabrication pour garantir des performances optimales. Deux grandes catégories de méthodes de fabrication sont couramment employées pour créer des circuits RF : la fabrication soustractive et la fabrication additive.

La sélection entre la fabrication soustractive et additive dépendra des exigences du projet. La fabrication soustractive est souvent privilégiée pour les applications nécessitant une grande précision, tandis que la fabrication additive est plus adaptée aux conceptions complexes et aux prototypages rapides. Le coût est un paramètre important dans le choix de la méthode de fabrication. La figure 1.17 nous montre l'intérêt économique d'utiliser la fabrication additive ou soustractive en fonction du nombre d'items à réaliser ou de la complexité de l'objet. Pour un prototypage rapide avec un faible besoin de production, la fabrication additive sera moins coûteuse que son antagoniste. De plus, plus un item est complexe à réaliser, plus il sera difficile et coûteux de le fabriquer avec les méthodes soustractives, alors que le coût est stabilisé pour la fabrication additive.

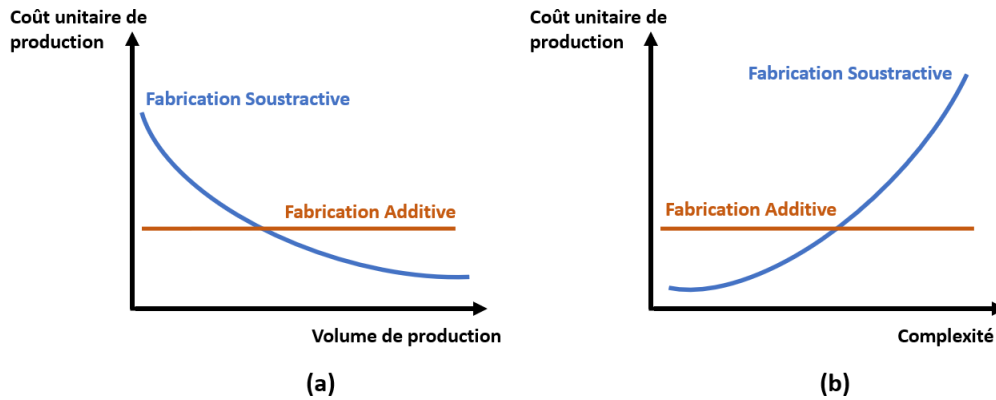


FIGURE 1.17 : Graphique illustrant la rentabilité de la fabrication additive et soustractive en fonction (a) du nombre d'item et (b) de la complexité de l'objet [80].

Dans les sous-sections suivantes, nous explorerons plus en détail les avantages, les inconvénients et les applications spécifiques de ces deux approches.

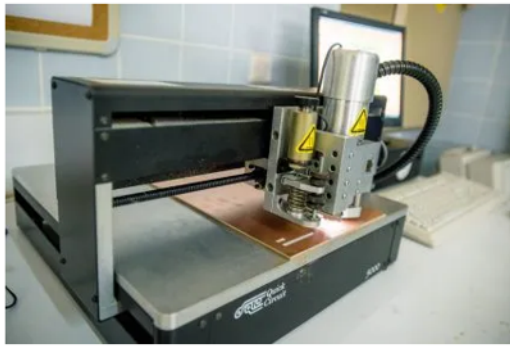
1.4.1 La fabrication soustractive

La fabrication soustractive regroupe l'ensemble des procédés d'usinage qui consistent à façonner des blocs, des barres ou des tiges solides en différents matériaux en retirant de la matière, généralement par le biais de techniques telles que la découpe, l'alésage, le forage et le ponçage. Ces méthodes sont mises en œuvre soit manuellement, soit plus fréquemment en utilisant des systèmes de Commande Numérique par ordinateur (CNC).

Il existe différents types de procédés de fabrication soustractive :

- Usinage CNC (tournage, perçage, fraisage, alésage)
- Gravure (chimique, mécanique)
- Électroérosion par enfonçage
- Découpe laser
- Découpe par jet d'eau
- Découpe au plasma

Dans le domaine de la RF, les méthodes les plus utilisées pour la fabrication d'antennes sont la gravure chimique et la gravure mécanique. La gravure chimique consiste à utiliser des réactifs chimiques pour éliminer les zones cuivrées non protégées d'un substrat, laissant derrière elles les motifs souhaités formant les circuits ou les antennes plaquées. La gravure mécanique consiste à enlever de la matière à un substrat ou un bloc de matériau en utilisant une fraise de haute précision. Le laboratoire Energy Lab possède une CNC (figure 1.18(a)) et une graveuse chimique (figure 1.18(b)).



(a)



(b)

FIGURE 1.18 : Photo (a) d'une CNC et (b) d'une graveuse chimique.

Ces méthodes de fabrication permettent de réaliser des circuits RF avec une bonne précision (de l'ordre de la dizaine de μm) et une très bonne finition de surface. Cependant, des inconvénients subsistent, en effet la fabrication soustractive génère des déchets, car de la matière est enlevée pour créer la pièce. Cela peut être problématique pour des matériaux coûteux ou difficiles à obtenir.

Certaines méthodes soustractives, comme l'usinage, peuvent être relativement lentes, en particulier pour des pièces complexes. Les outils de coupe utilisés dans la fabrication soustractive s'usent avec le temps et doivent être remplacés ou affûtés régulièrement, ce qui augmente les coûts.

La fabrication soustractive a des limites sur les formes qu'elle peut créer, et certaines géométries complexes peuvent être difficiles ou coûteuses à produire. Certaines méthodes soustractives, telles que la découpe au laser, consomment de l'énergie de manière significative. Enfin, la fabrication soustractive exige des compétences techniques pour fonctionner correctement, ce qui peut rendre le processus plus coûteux en main-d'œuvre qualifiée.

1.4.2 La fabrication additive

La fabrication additive est un procédé de création d'objet en trois dimensions reposant sur la superposition de couches de matériaux. L'impression 3D a vu le jour dans les années 1980. Il existe plusieurs types de technologies, chacune ayant ses spécificités [81, 82]. Les trois principales catégories d'impression 3D sont :

- La Photopolymérisation (SLA, Digital Light Processing (DLP), Liquid Crystal Display (LCD));
- La Fusion de poudre (SLS, SLM, Direct Metal Laser Sintering (DMLS));
- Et le Dépôt de fil fondu (DFP).

Dans la catégorie de la photopolymérisation, on utilise de la résine liquide pour réaliser des objets. Les imprimantes 3D à résine, utilisant les technologies SLA ou DLP, sont basées sur le processus de

photopolymérisation. Une résine photosensible contenue dans un réservoir de l'imprimante 3D est polymérisée par une source de lumière (laser ou projecteur). La stéréolithographie au laser utilise un laser pour solidifier la résine point par point, tandis que la stéréolithographie à projection de lumière (DLP, LCD, ...) est capable de solidifier des couches entières en une seule fois. Cela a un impact direct sur la vitesse de production. La figure 1.19 résume le fonctionnement des technologies évoquées ci-dessus.

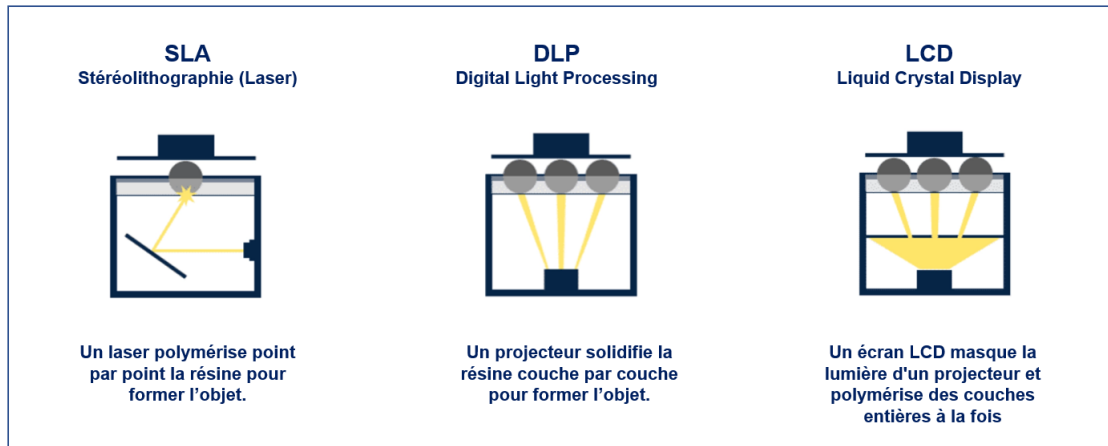


FIGURE 1.19 : Principales technologies des imprimantes 3D résine [83].

La fusion sur lit de poudre est la technologie dominante du marché de l'impression 3D métal en 2019. Elle est connue sous les acronymes anglais DMLS, SLS et SLM. Pendant l'impression, une source d'énergie (un laser) fait fondre une poudre atomisée afin de créer les différentes couches des objets imprimés. Le processus de fabrication est lent et le design de l'objet doit être précis et bien conçu. Cependant, les objets ainsi fabriqués sont robustes. La figure 1.20 illustre la fabrication par fusion sur un lit de poudre.

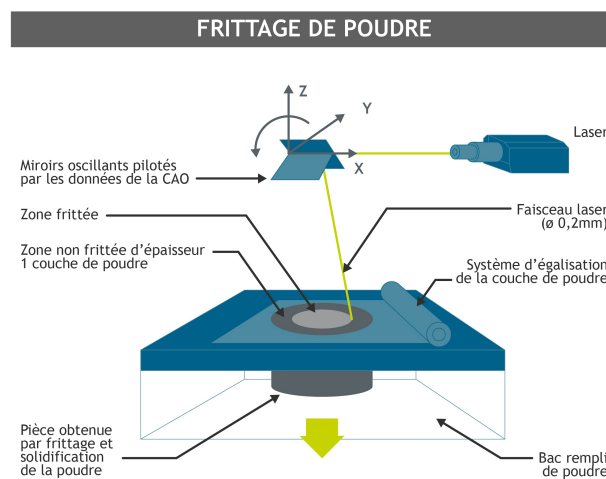


FIGURE 1.20 : La fusion sur lit de poudre [84].

L'impression 3D par dépôt de filament fondu est l'une des technologies les plus répandues et accessibles au grand public. Son fonctionnement est relativement simple : un filament est poussé par un extrudeur dans une buse chauffée, généralement maintenue entre 170°C et 400°C. Le filament fond sous l'effet de la chaleur et est déposé sur un plateau, souvent chauffé lui aussi pour éviter les déformations liées aux chocs thermiques. À l'aide de moteurs pas à pas, la buse d'extrusion et le plateau peuvent se déplacer dans les trois dimensions de l'espace, permettant ainsi de former l'objet couche par couche. Une fois la première couche terminée, la buse se soulève légèrement pour produire la couche suivante, et ainsi de suite jusqu'à ce que l'objet soit entièrement imprimé. L'épaisseur de chaque couche peut varier en fonction du matériau utilisé et des réglages de l'imprimante. La figure 1.21 schématise le fonctionnement de l'imprimante 3D par dépôt de filament fondu.

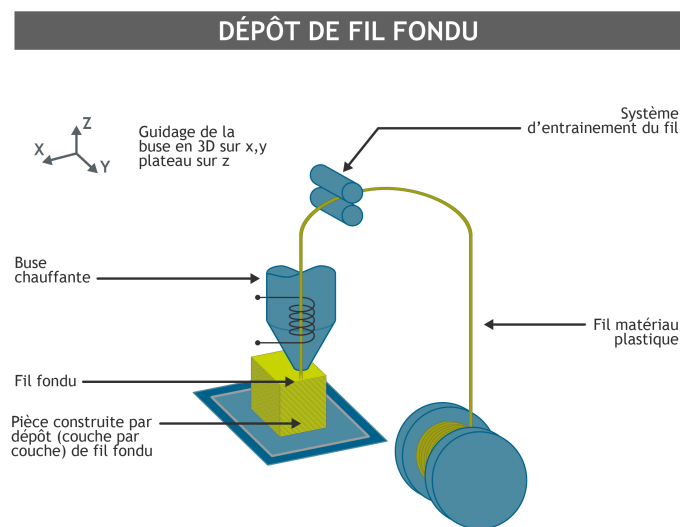


FIGURE 1.21 : Le dépôt de fil fondu [84].

La fabrication de circuits RF nécessite également la capacité d'imprimer plusieurs types de matériaux. Le tableau 1.3 présente les matériaux imprimables par les différents types de technologie d'impression 3D. L'impression 3D par (DFF) est capable d'imprimer uniquement du plastique et de la cire car la température de la buse ne peut excéder les 400 °C en moyenne. Cependant, pour fabriquer des rectennas et d'autres dispositifs RF, il est nécessaire de pouvoir imprimer des matériaux conducteurs. Heureusement, il existe des filaments conducteurs composés de polymères et de particules de matériaux conducteurs tels que le carbone, le graphène ou le cuivre. Ces filaments permettent de se soustraire à la contrainte de température et offrent la possibilité d'imprimer des composants RF avec des propriétés conductrices nécessaires à leur fonctionnement.

TABLE 1.3 : Les matières imprimables par les différentes technologies d'impression 3D [85].

Technologies d'impression 3D				
	<i>Polymérisation</i>	<i>Jet</i>	<i>Fusion</i>	<i>Deposition</i>
<i>Matériaux</i>				
<i>Céramique</i>		Projection de liant (Pj, BJ)	Fusion sur lit de poudre (SLS, SLM, EBM, ...)	
<i>Métaux</i>				
<i>Plastiques</i>	Photopolymérisation (SLA, DLP, ...)			Extrusion (DFF)
<i>Cire</i>				
<i>Sable</i>				
<i>Papier</i>			Stratification de feuille	
<i>Céllules</i>			3D Bioprinting	

Dans cette thèse, le choix de l'impression 3D de technologie DFF est retenu pour les raisons suivantes :

- **Flexibilité de conception** : L'impression 3D DFF offre une grande liberté de conception, permettant ainsi la création de formes complexes et de structures optimisées pour les circuits RF et les antennes. Cela ouvre la voie à l'exploration de designs comportant des formes complexes qui pourraient être difficiles voire impossibles à réaliser avec d'autres méthodes de fabrication.
- **Rapidité et économie** : L'impression 3D DFF permet des délais de production rapides et des coûts de fabrication relativement bas, en particulier pour les prototypes et les petites séries. Cette rapidité contribue à réduire les délais de développement et les coûts associés à la fabrication de circuits RF et d'antennes.
- **Matériaux** : Les filaments conducteurs et les matériaux spéciaux disponibles pour l'impression 3D DFF peuvent s'adapter à la fabrication de circuits RF et d'antennes, offrant des performances électriques et mécaniques appropriées pour ces applications.

La conception et la réalisation de circuits RF en impression 3D se décompose en plusieurs étapes.

- La première étape est de concevoir le circuit en tenant compte du cahier des charges (fréquence de fonctionnement, matériaux, etc.). Cette conception se fait à l'aide de logiciels électromagnétiques. Dans le cas de cette thèse, le logiciel utilisé est EMPro, Advanced Design System (ADS) de la suite Keysight et un code électromagnétique du laboratoire LEAT-Université Côte d'Azur basé sur la méthode Transmission Line Matrix (TLM). EMPro a l'avantage de permettre la conception des circuits directement en 3D, et la structure de l'antenne peut directement être exportée au format .stp (extension compatible avec la majorité des logiciels de Conception Assistée

par Ordinateur (CAO). La méthode des éléments finis (FEM) sera utilisée lors des simulations avec EMPro qui simule les éléments en 3D. Il est également possible d'utiliser la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD), qui est une méthode temporelle nécessitant plus de ressources de calcul.

- Une fois que le circuit est conçu et que la structure 3D est exportée au format .stp, il est nécessaire de la convertir au format .stl pour pouvoir l'utiliser dans le slicer. Pour ce faire, le logiciel de CAO FreeCAD est utilisé.
- Le slicer est le logiciel qui permet de convertir la forme 3D en instructions pour l'imprimante. Le fichier généré se décompose en lignes d'instructions notamment pour le déplacement de la buse de l'imprimante 3D ou les paramètres d'impression tels que la température de la buse ou sa vitesse de déplacement.
- Après la création du Gcode, il ne reste plus qu'à injecter le fichier dans l'imprimante 3D et l'antenne est directement réalisée.

La figure 1.22 résume les différentes étapes de la conception à la réalisation de l'antenne.

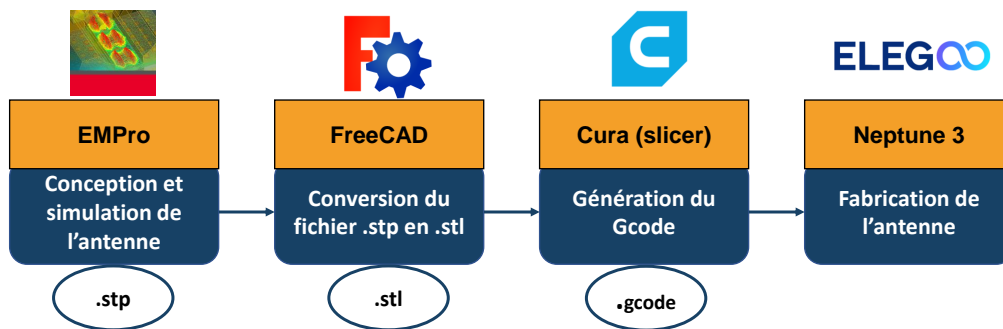


FIGURE 1.22 : Processus de fabrication d'antenne en impression 3D.

1.5 État de l'art des circuits RF en impression 3D

1.5.1 Les antennes en impression 3D

L'utilisation de l'impression 3D dans le domaine de la RF et notamment dans la fabrication d'antennes est de plus en plus conséquente [82, 81]. En 2013, Ahmadloo et al. dans [86], ont présenté une antenne dipôle rayonnante à la fréquence de 1 GHz. Le substrat de l'antenne est fabriqué en impression 3D DFF et de l'encre conductrice est ajoutée pour former l'élément rayonnant. L'antenne (figure 1.23) a comme particularité d'avoir un substrat en forme de "V". L'utilisation de l'impression 3D a permis de réaliser cette forme plus facilement.

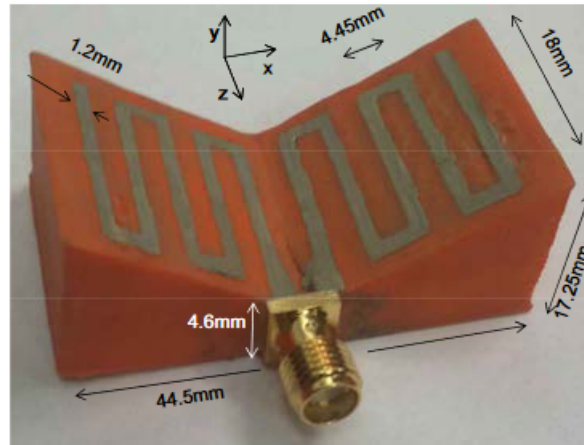


FIGURE 1.23 : Photo de l'antenne dipôle [86].

En 2015, Kimionis et al. ont réalisé un réseau d'antennes patch en forme de cube dans leurs travaux [87] (figure 1.24). La technique d'origami a été utilisée pour cette conception. Dans un premier temps, le substrat est imprimé à plat, puis il est plié pour former le cube. Les antennes sont de type patch et rayonnent à la fréquence de 2,3 GHz. Le Polyjet est utilisé pour fabriquer le substrat en VeroWhite et de l'encre conductrice est utilisée pour les éléments métalliques.

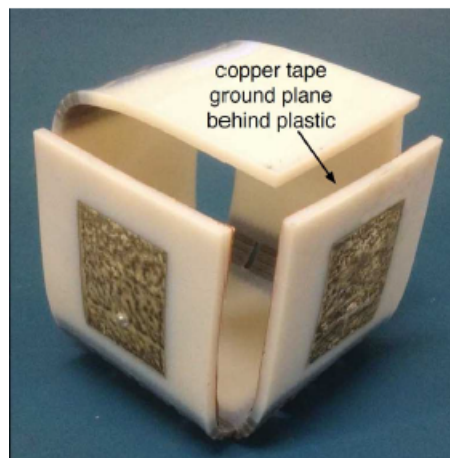


FIGURE 1.24 : Photo de l'antenne dipôle [87].

En 2018, Hasni et al. ont réalisé une antenne patch en utilisant l'impression 3D par dépôt de filament fondu (DFF) en PolyLactic Acid (PLA) et filament conducteur (figure 1.25). L'antenne est conçue pour rayonner à une fréquence de 5,8 GHz. Cependant, son gain est mesuré à -1,6 dBi. Ce gain négatif peut être expliqué par la très faible conductivité électrique du filament BlackMagic3D utilisé.

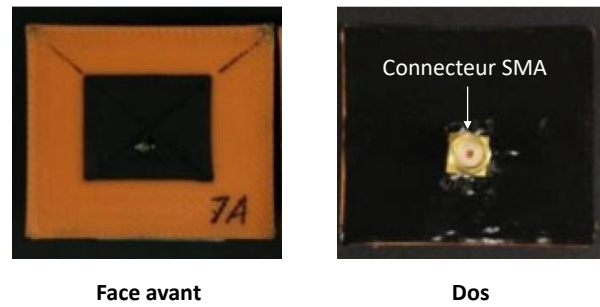


FIGURE 1.25 : Photo de patch réalisée en PLA et filament conducteur BlackMagic3D [88].

En 2019, plusieurs travaux sur les antennes patch en impression 3D par dépôt de filament fondu (DFF) ont été réalisés. F. Pizzaro et al. ont proposé une étude paramétrique sur l'impact des motifs d'impression (ligne, zigzag, etc.) et du remplissage du filament conducteur Electrifi sur les performances de l'antenne patch (figure 1.26(a) [89]). Leur prototype réalisé en PLA avec filament conducteur Electrifi et plan de masse en cuivre rayonne à 2,5 GHz et possède un gain réalisé d'environ 1 dBi.

R. Collela et al. ont présenté dans [90] une comparaison entre deux antennes patch réalisées en impression 3D par DFF, l'une avec la métallisation du patch en filament conducteur Electrifi et l'autre en utilisant du ruban adhésif de cuivre (figure 1.26(b), (c) [90]). Cette comparaison montre que l'antenne réalisée avec le filament conducteur présente des pertes par métallisation. Au niveau du gain, il y a une différence de 5,2 dBi en moins pour l'antenne en filament conducteur Electrifi.

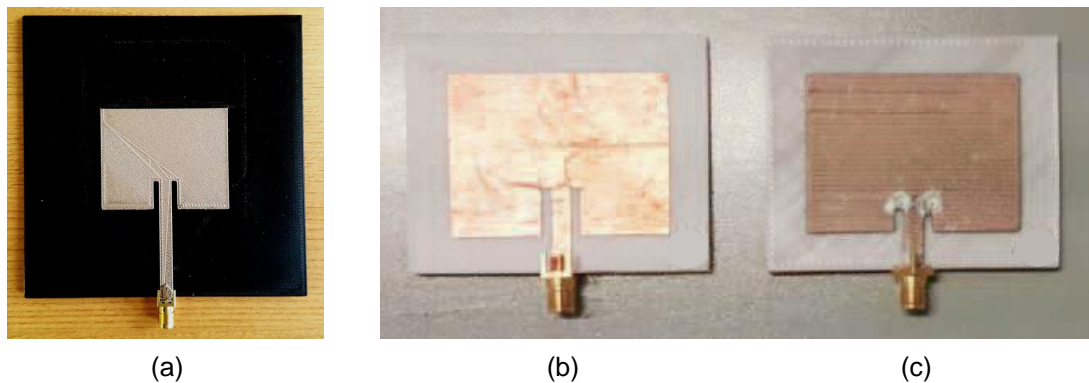


FIGURE 1.26 : Photo de (a) l'antenne patch de F. Pizzaro et al. [89], (b) l'antenne patch en PLA et Electrifi de R. Collela et al. [90], (c) l'antenne patch en PLA et cuivre de R. Collela et al. [90].

En 2020, G. Muntoni et al. [91] ont introduit une antenne patch courbée (figure 1.27) réalisée en PLA et cuivre pour améliorer la largeur de bande et réduire la taille de l'antenne. Le substrat est incurvé sous l'élément rayonnant rectangulaire. En 2023, ils ont amélioré cette conception en introduisant une antenne patch courbée avec des patch parasites fabriqués à partir de PLA et d'aluminium dans le but d'améliorer encore la largeur de bande et le gain de l'antenne [92] (figure 1.28).

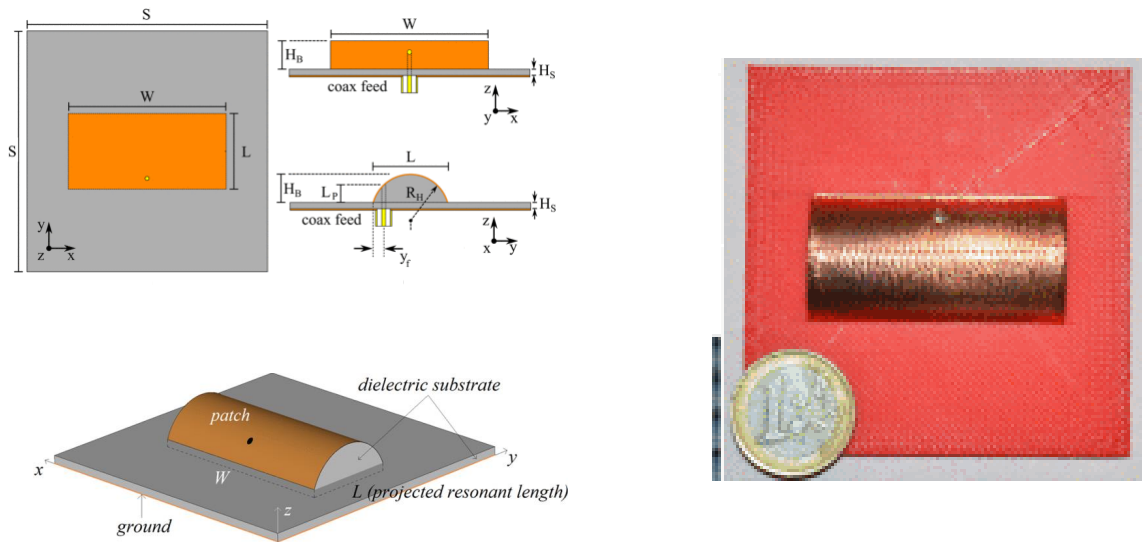


FIGURE 1.27 : Antenne patch curvée en PLA et cuivre [91].

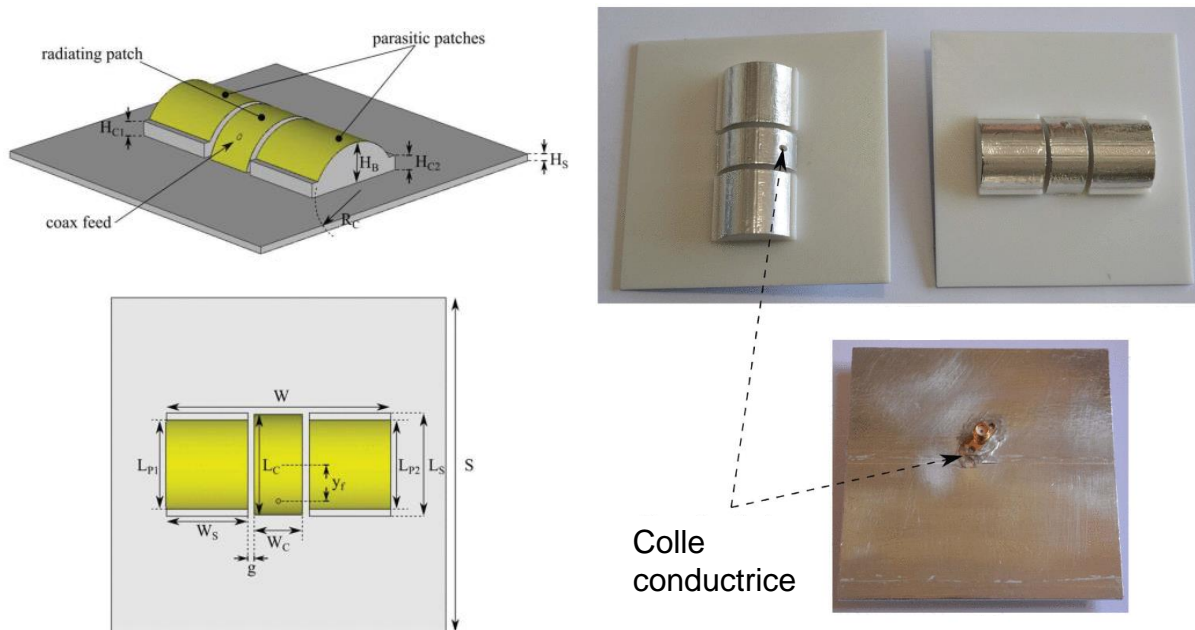


FIGURE 1.28 : Antenne patch curvée en PLA et aluminium [92].

En 2021, D. Mitra et al. [93] ont démontré un patch microstrip flexible entièrement imprimé en utilisant un substrat Ninjaflex et un filament Electrifi (figure 1.29). L'antenne a été conçue pour fonctionner dans la bande des 2,4 GHz et avait un gain maximal de -2,78 dBi.

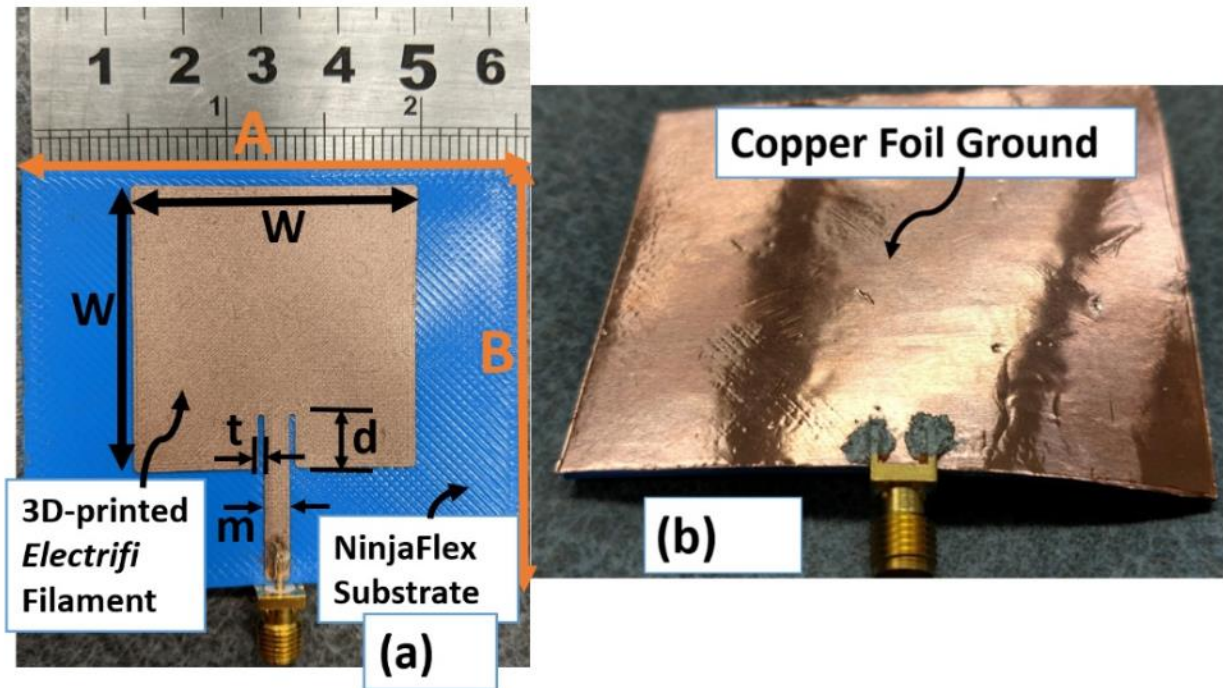



















FIGURE 1.29 : Antenne patch flexible [93].

Tous ces travaux ont permis de mettre en évidence les possibilités de fabrication d'antenne liée à l'utilisation de l'impression 3D par DFF, mais aussi leurs contraintes. Le tableau 1.4 résume l'état de l'art des antennes réalisées en impression 3D ainsi que leurs caractéristiques.

TABLE 1.4 : État de l'art des antennes réalisées en impression 3D.

Année	Réf.	Substrat	Conducteur	Frequence [GHz]	Gain Max [dBi]	Type d'antenne	Tech. d'impression	Photo
2013	[86]	PLA	Encre conductrice	1	0	Dipole	DFF et Ink-jet	
2015	[87]	VeroWhite	Encre d'argent et cuivre	2,3	4	Patch	Polyjet et inkjet	
2017	[94]	PLA	Electrifi	2,4	-	Patch	DFF	
2017	[95]	-	Titane	4,2 et 8,4	4,45	Fractal	DMLS	
2018	[96]	WaterShed XC 11122	Cuivre	2,75; 3,2	6,7; 7,3	Patch	SLA	
2018	[88]	PLA	BlackMagic 3D	5,8	-1,6	Patch	DFF	
2019	[89]	PLA	Electrifi	2,5	1	Patch	DFF	
2019	[90]	PLA	Electrifi	2,35	0,3	Patch	DFF	
2019	[90]	PLA	Cuivre	2,45	5,5	Patch	DFF	
2019	[97]	RGD720	Cuivre	5	13,9	Hélicoïdale	PolyJet + Electrodeposition	
2020	[91]	PLA	Cuivre	2,45	6,3	Patch	DFF	
2020	[98]	PLA	Cuivre	28	11,23	Cornet	DFF	
2021	[99]	PLA	Electrifi	2,45	2,35	Dipole	DFF	
2021	[93]	Ninjabflex	Electrifi	2,4	-2,78	Patch	DFF	
2021	[100]	TMM4	Electrifi	2,54	4,23	Patch	DFF	
2022	[101]	PLA	Cuivre	1,86 - 5,5	9,4	Helical antenna	DFF	
2023	[92]	PLA	Aluminium	2,45	7,5	Patch	DFF	

1.5.2 Les rectennas en impression 3D

Malgré le nombre de travaux réalisés sur les antennes en impression 3D, les travaux sur les rectennas sont limités. En 2018, Babybekov et al. dans [102], ont réalisé un réseau d'antenne fractale couplé à un redresseur (figure 1.30). L'impression 3D par DFF a été utilisée pour imprimer le diélectrique et la sérigraphie pour la partie conductrice électrique. La rectenna fonctionne sur trois fréquences différentes : 900 MHz, 1,8 GHz et 2,1 GHz, et affiche respectivement une efficacité de 29 %, 33 % et 18 % pour une puissance d'entrée de -10 dBm. Cette rectenna a comme particularité de pouvoir collecter des puissances venant de différentes fréquences en fonction de la face du cube.

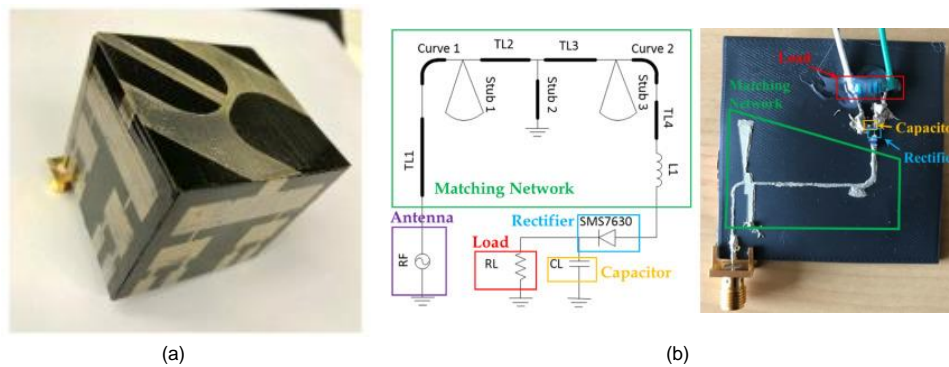


FIGURE 1.30 : Rectenna fractale 3D [102].

En 2021, Viskadourakis et al. dans [103] ont conçu et fabriqué la première rectenna en impression DFF avec le filament conducteur Electrifi (figure 1.31). La rectenna est constituée d'une antenne dipôle et d'un redresseur en topologie parallèle et affiche une efficacité de 7 % pour une puissance d'entrée de 14,61 dBm à une fréquence de 2,4 GHz.

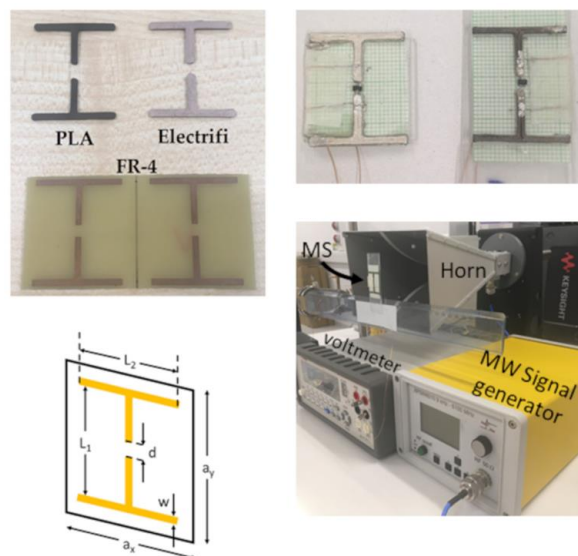


FIGURE 1.31 : Rectenna en filament conducteur Electrifi [103].

En 2023, D. D. Patil et al. dans [104] ont conçu une rectenna avec un substrat flexible réalisé en impression 3D DFF (figure 1.32). Pour la partie conducteur électrique, un spray conducteur a été utilisé. La rectenna est multi-bande et opère aux fréquences de 2,4 et 5,2 GHz pour une efficacité respective de 67,29 % et 42,16 % pour une puissance d'entrée de 0 dBm.

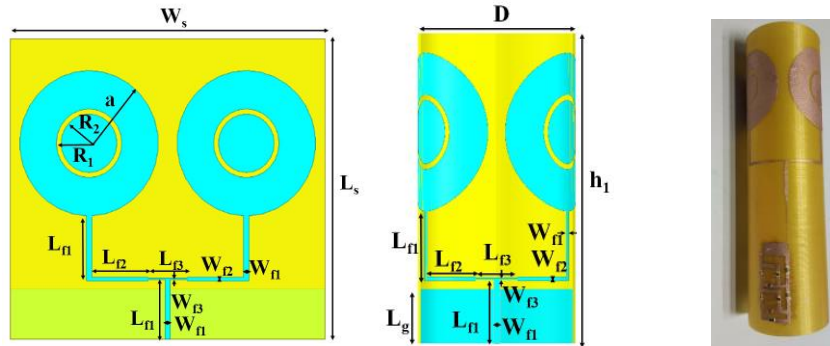


FIGURE 1.32 : Rectenna flexible [104].

En 2023, Linh et al. dans [105] présentent une rectenna combinant le DFF à la stéréolithographie. La rectenna fonctionne à 2,45 GHz et affiche une efficacité de 13 % pour une puissance d'entrée de -24 dBm.

Enfin, en 2023, Linge et al. dans [106] proposent une rectenna en PLA et cuivre (figure 1.33). La rectenna fonctionne à la fréquence de 2,45 GHz et affiche une efficacité maximale de 28,75 % pour une puissance d'entrée de -10 dBm.

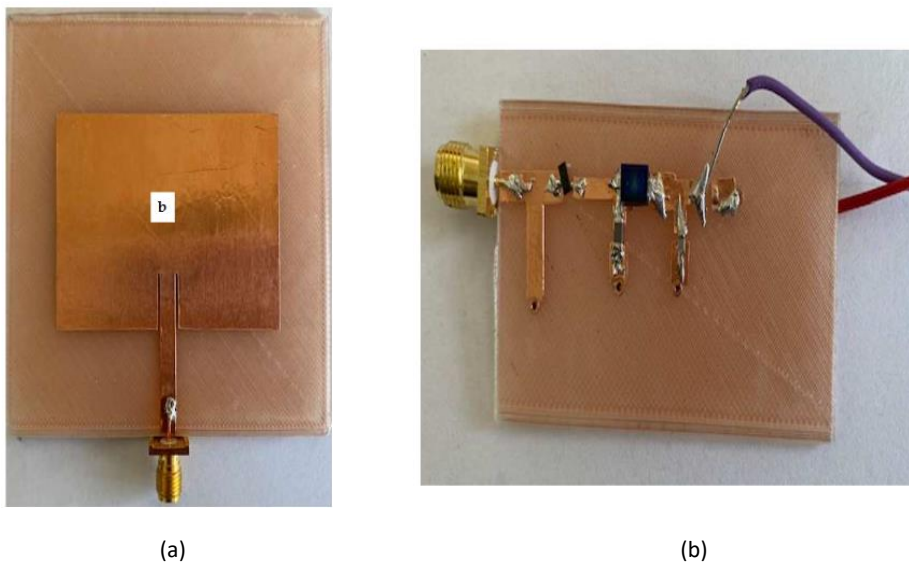


FIGURE 1.33 : (a) L'antenne patch et (b) le redresseur associé (en PLA et cuivre) [106].

Le tableau 1.5 présente un comparatif des 5 rectennas réalisées utilisant en partie ou entièrement l'impression 3D comme méthode de réalisation.

TABLE 1.5 : Analyse comparative.

Année	Réf.	Fréquence [GHz]	Puissance [dBm]	Efficacité [%]	Technique de réalisation-Matériaux
2018	[102]	0,9; 1,8; 2,1	- 10	29; 33; 18	DFF et sérigraphie
2021	[103]	2,4	14,61	7	DFF-Electrifi
2023	[104]	2,4; 5,2	0	67,29; 42,16	DFF- spray conducteur
2023	[105]	2,45	-24	13	DFF - stéréolithographie
2023	[106]	2,45	-10	28,75	DFF - cuivre

Cet état de l'art nous permet de constater que l'impression 3D par DFF a été largement étudiée pour la fabrication d'antennes. On note des conceptions qui combinent l'utilisation de l'impression additive notamment pour la fabrication du substrat et d'autres méthodes de fabrication pour la partie métallisation. Pour fabriquer en grande partie des antennes ou rectennas avec l'impression 3D par DFF, il faut utiliser des filaments conducteurs électriques. Il est observé que les antennes réalisées avec des filaments conducteurs présentent des performances moins élevées que celles fabriquées en cuivre.

Quant aux rectennas fabriquées en impression 3D par DFF, elles restent peu nombreuses, et seule une rectenna utilisant un filament conducteur a été identifiée. De plus, son rendement est très bas. Par conséquent, ce domaine de recherche nécessite une exploration plus approfondie et précise.

1.6 Problématique et cahier des charges

L'avènement de l'IoT a ouvert de nouvelles perspectives dans de nombreux domaines. Avec de nombreux appareils connectés et des réseaux de capteurs sans fil qui échangent des données en temps réel, l'IoT révolutionne la façon dont nous interagissons avec notre environnement. Cependant, pour que l'IoT atteigne son plein potentiel, il est essentiel de relever certains défis, notamment en ce qui concerne l'alimentation des appareils connectés.

Les méthodes traditionnelles d'alimentation, telles que les batteries, présentent des limitations en termes de durée de vie, de maintenance et d'impact environnemental. Dans ce contexte, il a été démontré que les rectennas émergent comme une solution prometteuse pour la récupération d'énergie RF ambiante et l'alimentation des dispositifs IoT.

Cependant, malgré leur potentiel, les méthodes traditionnelles de fabrication de rectennas présentent des contraintes importantes. Les processus de fabrication soustractive, tels que la gravure chimique, sont limités en termes de flexibilité et de complexité de conception. De plus, ils nécessitent l'utilisation de matériaux corrosifs et peuvent être coûteux et chronophages. Ces contraintes ont entravé le développement de rectennas en 3D personnalisables pour les applications IoT.

L'intégration de l'impression 3D par DFF offre une solution innovante pour surmonter ces limitations. Cependant, elle présente également des défis dans le contexte de la fabrication de rectennas.

Les problèmes spécifiques incluent la caractérisation des matériaux imprimables, la modélisation des structures 3D et l'optimisation des performances des rectennas fabriquées par impression 3D.

Dans ce contexte, l'objectif principal de cette thèse est de présenter la réalisation de rectennas en utilisant l'impression 3D par DFF dans l'objectif de rendre possible l'alimentation partielle ou totale des dispositifs IoT.

Les objectifs spécifiques incluent :

- La caractérisation des matériaux imprimables et la conception de rectennas en topologie série et parallèle pour évaluer leurs performances (chapitre 2).
- La conception et la modélisation de rectennas optimisées en utilisant les capacités de l'imprimante 3D pour améliorer les performances de ces dispositifs (chapitre 3).
- L'évaluation expérimentale de leurs performances énergétiques (chapitre 4).

A partir des éléments présentés dans ce chapitre, un cahier des charges a été déterminé. En résumé, l'optimisation des circuits RF se fera dans la bande passante du WiFi (entre 2,4 et 2,5 GHz). Pour la partie du circuit redresseur, la diode Schottky SMS7630 a été choisie. De plus, nous optimiserons les circuits redresseurs autour d'une puissance d'entrée de 0 dBm, car c'est là où la diode offre son meilleur rendement. Les autres éléments du cahier des charges seront définis au cours des chapitres suivants.

CHAPITRE 2

Méthodologie de conception d'une rectenna en impression 3D

2.1 Introduction

La méthodologie de conception de rectennas a été abordée dans de nombreuses études au fil des années. Cependant, la conception de rectennas en impression additive requiert l'utilisation de nouveaux matériaux tels que le PLA et les filaments conducteurs électriques. Cette thèse se concentre sur la conception et la réalisation de rectennas en utilisant l'impression 3D par DFF avec des filaments diélectriques et des filaments conducteurs électriques.

L'objectif de ce chapitre est de définir les matériaux qui seront utilisés pour la réalisation des rectennas. Ces matériaux sont ensuite caractérisés afin d'optimiser leur modélisation en simulation. Ensuite, nous nous focalisons sur la conception des rectennas, en incluant la modélisation de la diode dans son environnement. Pour le circuit de redressement, l'étude de deux topologies est proposée : la topologie série et la topologie parallèle. Cette conception permettra de montrer la faisabilité de tel système et d'en évaluer les performances. Enfin, une analyse est faite afin de déterminer les avantages et les problématiques inhérents à l'utilisation des filaments imprimables sélectionnés.

2.2 Choix des matériaux

2.2.1 Matériaux diélectriques imprimables

Un matériau diélectrique est une substance qui ne conduit pas facilement l'électricité et peut être qualifié d'isolant électrique. Dans la conception d'une antenne, les matériaux diélectriques sont utilisés comme substrat pour les circuits RF et les antennes. En impression 3D par DFF, il existe une grande variété de matériaux diélectriques imprimables [107]. Chaque matériau possède ses propres caractéristiques d'impression et des propriétés distinctes. Le tableau 2.1 répertorie les filaments les plus couramment utilisés et leurs propriétés.

TABLE 2.1 : Propriétés de matériaux diélectriques imprimables [107].

	ABS	PLA	Nylon	TPU
Résistance mécanique	40 MPa	65 MPa	85 MPa	43 MPa
Rigidité	5/10	7,5/10	5/10	1/10
Durabilité	8/10	4/10	10/10	9/10
Température de déformation	98°C	52°C	80-95 °C	60-74°C
Prix /kg	10 - 40 \$	10 - 40 \$	25 - 65 \$	30 - 70 \$
Imprimabilité	8/10	9/10	6/10	6/10
Température d'impression	220 - 250°C	190 - 220°C	220 - 270°C	225 - 245°C
Avantage	Robustesse et durabilité	Facilité d'impression	Résistant aux produits chimiques	Flexibilité
Inconvénients	Besoin d'une enceinte close	Sensible à la chaleur et humidité	Difficile à imprimer	Difficile à imprimer

Le PLA a été choisi comme matériau principal pour ces travaux de thèse. Ce matériau est largement utilisé en impression 3D DFF en raison de sa facilité d'impression et son faible coût. En effet, le PLA est biodégradable sous certaines conditions (humidité, température, ...) et non toxique, ce qui le rend sûr à manipuler. Cependant, il présente également quelques inconvénients à prendre en compte. Tout d'abord, sa faible température de déformation peut entraîner une déformation du matériau lorsqu'il est exposé à la chaleur, comme celle du soleil. De plus, le PLA est sensible à l'humidité, ce qui peut altérer ses propriétés mécaniques et électromagnétiques. Par conséquent, l'utilisation finale des rectennas fabriquées en PLA doit être soigneusement réfléchi en tenant compte des conditions environnementales et d'utilisation à long terme.

2.2.2 Matériaux conducteurs imprimables

La principale limitation de l'impression 3D par DFF réside dans sa température d'extrusion, généralement limitée à environ 400°C. Par conséquent, il est impossible d'imprimer directement des métaux avec cette technologie. Cependant, pour la fabrication d'antennes et de circuits RF, il est essentiel d'utiliser des matériaux conducteurs. Heureusement, il existe des filaments conducteurs composés de particules conductrices telles que le cuivre, le carbone ou le graphène, mélangées à un polymère comme le PLA ou l'Acrylonitrile Butadiène Styrène (ABS). Cette combinaison de matériau permet à la fois d'obtenir un filament imprimable et possédant une certaine conductivité électrique. Plusieurs filaments conducteurs sont disponibles sur le marché, chacun ayant ses propres propriétés et coûts. Le tableau 2.2 présente les filaments conducteurs disponibles ainsi que leurs caractéristiques.

TABLE 2.2 : Propriétés de matériaux conducteurs imprimables.

	Proto Pasta	Add : north	BlackMagic3D	Electrifi
Prix pour 1 kg (euros)	145	944	2408	2150
Composition	PLA & Carbone	Polymère & Graphène	PLA & Graphène	Polyester biodégradable & Cuivre
Température d'extrusion (°C)	210	295	220	145
Conductivité électrique (S/m)	6	50	112	16667

Pour garantir l'efficacité des systèmes fabriqués avec des matériaux imprimables, le filament Electrifi a été sélectionné pour la suite des travaux. Il s'agit du filament le plus conducteur disponible sur le marché, avec une résistivité électrique de $60 \mu\Omega \cdot \text{cm}^{-1}$. Cependant, ce filament présente quelques inconvénients : son coût est relativement élevé et sa température de déformation est très basse (50°C). Ces contraintes doivent être prises en compte lors de son utilisation, notamment dans des environnements spécifiques.

En somme, le choix des matériaux pour la fabrication de la rectenna s'est porté sur le PLA pour la composante diélectrique, tandis que le filament Electrifi a été retenu pour la partie conductrice.

2.2.3 Colles conductrices

Le filament Electrifi, utilisé pour les parties conductrices des circuits RF, ne permet pas d'effectuer des soudures classiques à l'étain. Plusieurs solutions sont alors envisageables et ont été testées par le fabricant du filament [108]. Ces solutions consistent à utiliser de la colle conductrice, un serrage mécanique (par exemple, à l'aide d'une vis), ou à faire fondre le filament Electrifi lui-même pour créer une connexion. Pour tester ces différentes méthodes, trois lignes d'Electrifi sont imprimées, et les trois moyens de connexion sont appliqués (voir figure 2.1). Par la suite, la résistance des lignes est mesurée à l'aide d'un ohmmètre afin de déterminer celle présentant la résistance électrique la plus faible.

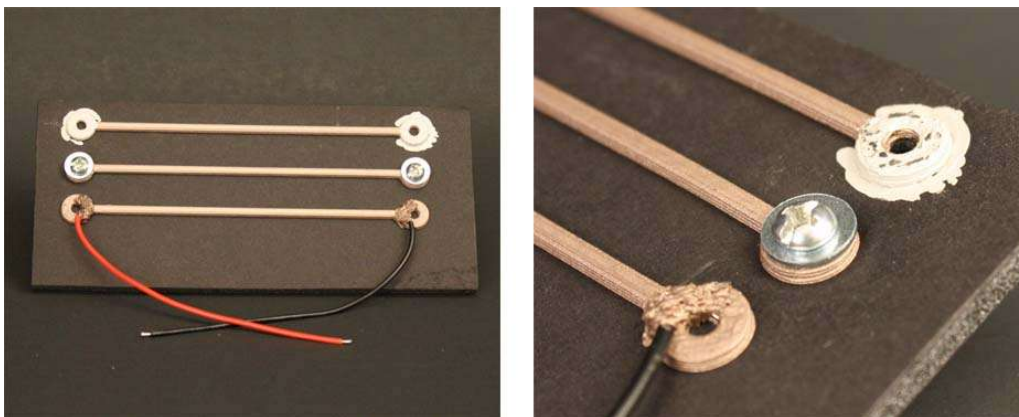


FIGURE 2.1 : Dispositif de test de la résistance de contact [108].

TABLE 2.3 : Comparaison des méthodes de connexion.

Méthode de connexion	Résistance (Ω)	Résistivité ($\Omega.cm^{-1}$)
Colle conductrice	2,8	0,011
Vis	3,5	0,014
Filament Electrifi (fondu)	9,2	0,027

Les résultats sont affichés dans le tableau 2.3 [108]. Nous avons choisi d'adopter la solution de la colle conductrice car elle est la plus pratique à mettre en œuvre et la plus efficace. Les colles conductrices sont des matériaux spécialement conçus pour établir des connexions électriques tout en offrant les avantages supplémentaires de la flexibilité et de l'adaptabilité à divers supports. Elles sont composées de particules conductrices dispersées dans une matrice polymère, créant ainsi un chemin électrique continu.

Il existe différents types de colles conductrices, mais la plupart consistent en un mélange de colle époxy et de particules d'argent. La colle que nous avons sélectionnée est la "Mg Chemicals 8331D" [109]. L'avantage principal de cette colle réside dans sa capacité à sécher à température ambiante. En effet, contrairement à d'autres colles, il n'est pas nécessaire de la chauffer pour la faire durcir. Elle possède une résistivité électrique de $5,3 \times 10^{-4} \Omega \cdot cm^{-1}$. Cette colle sera donc utilisée pour toutes les soudures (connecteur SubMiniature version A (SMA), diode, câbles).

2.3 Caractérisation des matériaux

2.3.1 Caractérisation du diélectrique

La caractérisation des matériaux diélectriques est essentielle pour la conception des antennes et des circuits RF. Lors de l'utilisation des logiciels de conception RF, la permittivité relative ϵ_r et les pertes diélectriques ($\tan \delta$) sont les principaux paramètres nécessaires à la simulation. Comme il existe une multitude de PLA sur le marché, avec des compositions pouvant légèrement varier en fonction des marques et des couleurs, il est plus prudent de mesurer les caractéristiques du PLA à chaque nouvelle bobine. De plus, des travaux récents ont démontré que les paramètres d'impression (température, vitesse, motif d'impression) peuvent influencer la permittivité relative et les pertes du substrat [110]. Plusieurs méthodes de mesure de ces paramètres sont disponibles dans la littérature [111, 112, 113].

- **La méthode de mesure en espace libre** établie dans la gamme des ondes millimétriques consiste à placer un échantillon de mesure (d'une configuration plane) entre deux antennes, une positionnée en émission et l'autre en réception (figure 2.2).

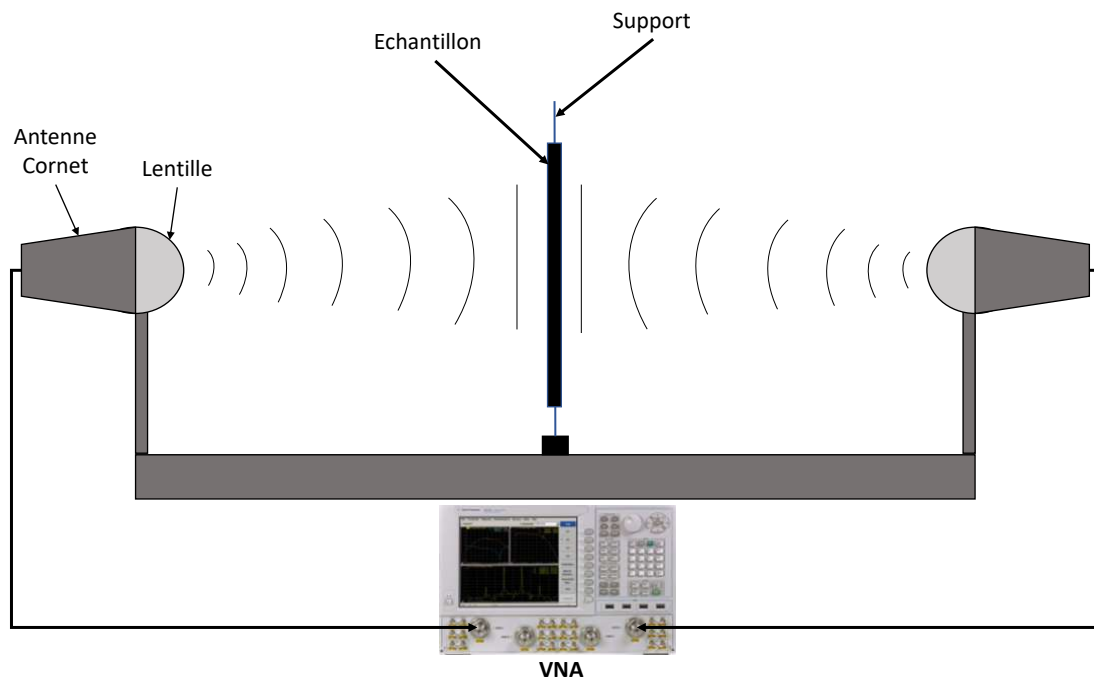


FIGURE 2.2 : Schéma du dispositif de mesure en espace libre.

Des antennes cornets couplées à des lentilles sont largement utilisées dans cette méthode de mesure afin de focaliser au mieux le faisceau sur l'échantillon de mesure. Le déphasage du signal est mesuré, puis converti en propriétés diélectriques du matériau. Cette technique convient aux matériaux larges, plats et solides. La géométrie, l'emplacement de l'échantillon, et le support utilisé pour le maintien de l'échantillon sont des éléments importants qui impactent la précision des mesures. Pour une précision accrue, les dimensions de l'échantillon testé dans la direction perpendiculaire à l'onde incidente doivent dépasser la longueur d'onde électromagnétique, minimisant ainsi les effets de diffraction des bords de l'échantillon. Le calcul des coefficients de transmission et de réflexion est généralement effectué en considérant que l'onde électromagnétique est plane, ce qui est une approximation plus précise à des fréquences élevées. Ces mesures peuvent être effectuées sur une vaste gamme de fréquences, notamment dans les domaines des ondes millimétriques. Toutefois, elles présentent une précision moyenne en raison des possibles erreurs induites par la diffraction au niveau des antennes et par les arêtes de l'échantillon de mesure.

- **La méthode en cavité résonnante** est conçue pour permettre l'établissement du mode fondamental de propagation des ondes électromagnétiques. Les cavités entrent en résonance à une fréquence donnée avec un facteur de qualité Q élevé (rapport entre l'énergie emmagasinée dans la cavité et l'énergie perdue). Ce sont des cellules de mesure spéciales (figure 2.3) qui sont particulièrement précises pour la mesure des propriétés diélectriques de matériaux à très faibles pertes diélectriques.

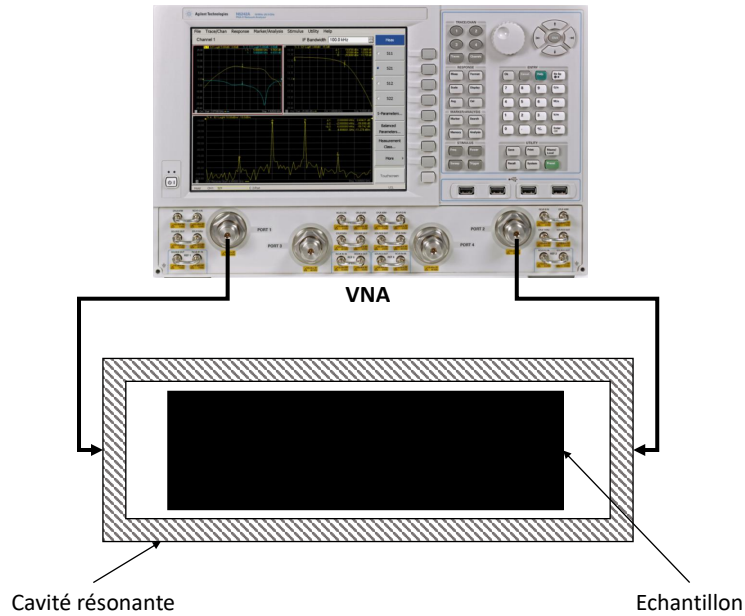


FIGURE 2.3 : Schéma du dispositif de mesure en cavité résonnante.

Le principe de mesure est basé sur l'utilisation du coefficient de réflexion pour la détermination du déplacement de la fréquence de résonance et des variations des caractéristiques d'absorption de la cavité résonnante, notamment le facteur de qualité, suite à l'introduction de l'échantillon de mesure. Ce déplacement de fréquence ainsi que cette atténuation permettent d'accéder à la permittivité de l'échantillon.

- **Les méthodes en ligne de transmission** impliquent l'insertion d'un échantillon dans un guide d'onde creux (rectangulaire ou circulaire) ou dans une cellule coaxiale, occupant entièrement sa section transversale, avant d'être exposé à des ondes électromagnétiques à une fréquence spécifique (figure 2.4). Le coefficient de réflexion et de transmission sont ensuite utilisés pour le calcul des propriétés diélectriques de l'échantillon. Les dimensions de la cellule et de l'échantillon sont des paramètres essentiels pour les calculs. Généralement, un analyseur réseau vectoriel est employé pour mesurer automatiquement l'impédance en fonction de la fréquence des ondes électromagnétiques.

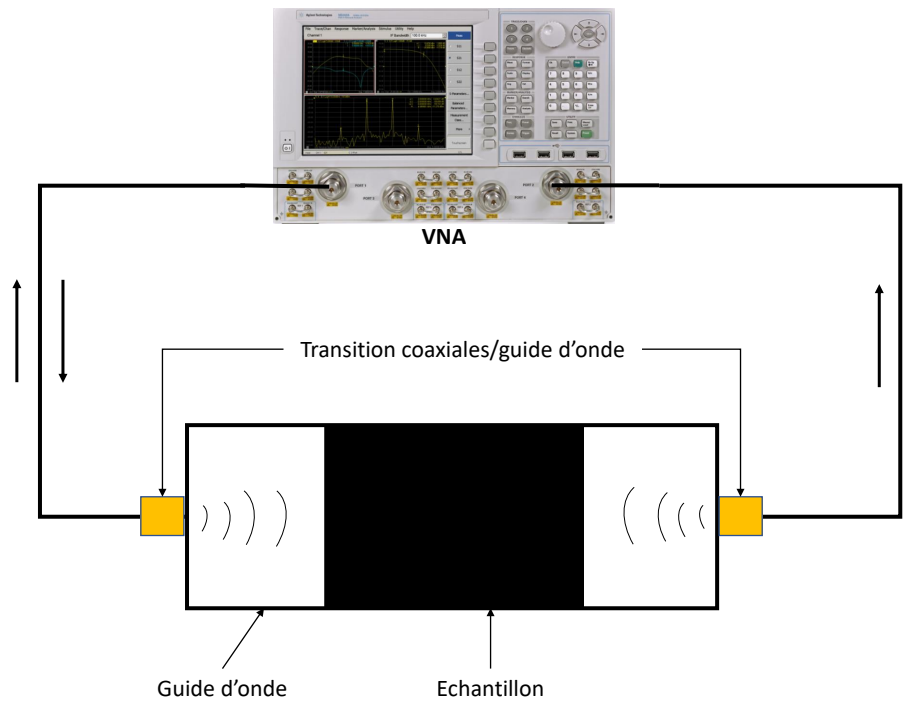


FIGURE 2.4 : Schéma du dispositif de mesure en guide d'onde.

Cette méthode se révèle particulièrement performante pour les fréquences micro-ondes et les matériaux présentant des pertes élevées ou moyennes [113].

- **La méthode du T résonateur en ligne microruban**, développée dans les travaux de Y. Chou et al. [114] et utilisée pour la mesure de la permittivité relative du PLA dans les travaux de F. Pizzaro et al. [89], est une technique consistant à mesurer les propriétés électriques d'un matériau à l'aide d'un résonateur en forme de T. L'avantage de cette méthode est qu'elle permet de mesurer la permittivité relative d'un substrat de manière précise, surtout dans le contexte des dispositifs micro-ruban. Elle est souvent utilisée dans la conception et la caractérisation des circuits RF et des antennes en technologie micro-ruban.

Le tableau 2.4 résume les avantages et inconvénients de chaque méthode.

TABLE 2.4 : Avantages et inconvénients des méthodes de mesure de permittivité relative par radiofréquence.

Méthode	Avantages	Inconvénients
Méthode en cavité résonnante	<ul style="list-style-type: none"> • Précision élevée pour les matériaux à faibles pertes diélectriques. • Utilisation d'une cavité résonnante à facteur de qualité élevé. 	<ul style="list-style-type: none"> • Nécessite une configuration expérimentale complexe. • Limité aux matériaux plats et solides.
Méthode en ligne de transmission	<ul style="list-style-type: none"> • Utilisation d'un analyseur de réseau pour des mesures automatiques. • Adapté aux matériaux à perte élevée ou moyenne. 	<ul style="list-style-type: none"> • Nécessite des dimensions précises de la cellule de mesure. • Limité aux fréquences micro-ondes.
Méthode en espace libre	<ul style="list-style-type: none"> • Mesures sur une large gamme de fréquences. • Possibilité de mesures à température variable. 	<ul style="list-style-type: none"> • Précision moyenne due aux erreurs de diffraction. • Limité aux matériaux larges et plats.
Méthode du T résonateur	<ul style="list-style-type: none"> • Mesures précises en technologie microruban. • Nécessite peu de matériel. 	<ul style="list-style-type: none"> • Limité à des fréquences précises.

Dans le cadre de cette thèse, la méthode du T-résonateur a été retenue. Cette technique permet de mesurer la constante diélectrique et les pertes $\tan \delta$ d'un substrat imprimé planaire en exploitant la théorie du résonateur en T [115]. Il s'agit d'un circuit micro-ondes à deux ports composé d'une ligne de transmission en technologie microruban couplée à un stub ouvert qui résonne à des multiples entier impairs de la fréquence fondamentale du stub quart d'onde. La permittivité relative ϵ_r et les pertes $\tan \delta$ peuvent être déterminées une fois que le paramètre de transmission $|S_{21}|$ est connu à l'aide de

calculs mathématiques.

Cette technique est relativement simple à mettre en œuvre et peut être réalisée avec des équipements de laboratoire standard, ce qui en fait une méthode pratique pour caractériser les matériaux diélectriques utilisés dans les circuits microstrip. Cependant, des inconvénients peuvent être relevés. La technique du T-résonateur n'est pas applicable sur une large plage de fréquences, ce qui implique la non possibilité de caractériser les matériaux diélectriques sur une gamme étendue de fréquences. Il est uniquement possible de déterminer ϵ_r et $\tan\delta$ aux fréquences de résonance visibles sur le coefficient de transmission.

Étant donné que notre utilisation est majoritairement axée sur des antennes et des circuits micro-ruban dans la bande Wi-Fi, cette méthode est donc appropriée. Pour maintenir une cohérence avec les futures réalisations, la structure sera composée d'un substrat en PLA, d'un plan de masse en cuivre et d'un conducteur en filament Electrifi (figure 2.5). Notons que le plan de masse en ruban adhésif de cuivre est utilisé pour des raisons économique et d'efficacité. De plus, étant donné que les plans de masse ne comporteront aucune structure complexe, il n'est pas nécessaire d'utiliser l'imprimante 3D pour le réaliser en filament Electrifi.

Il est important de prendre en compte la sensibilité aux interférences externes lors des mesures. Les variations de température, d'humidité et d'autres conditions environnementales peuvent altérer les mesures de résonance, entraînant ainsi des erreurs dans les résultats de mesure. Afin de prévenir ces interférences, les mesures sont réalisées dans des conditions identiques, dans un espace anéchoïque.

Pour la conception du T-résonateur, la première étape consiste à connaître l'épaisseur des pistes conductrices, l'épaisseur du substrat, la constante diélectrique estimée (extraite de mesures précédentes) et la fréquence de résonance fondamentale. Pour calculer la longueur L du stub, on commence par utiliser l'équation 2.1 si $(\frac{w}{h}) < 1$ et l'équation 2.3 si $(\frac{w}{h}) > 1$ [116].

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad (2.1)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(8 \frac{h}{w} + 0, 25 \frac{w}{h} \right) \quad (2.2)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (2.3)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} * \left[\frac{w}{h} + 1, 393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{w}{h} + 1, 444 \right) \right]} \quad (2.4)$$

Puis, une fois que ϵ_{eff} est connue, on utilise l'équation 2.5 pour calculer la longueur du stub. Il est à noter que la première résonance influence la densité des données sur la plage de fréquences, puisque les fréquences de résonance suivantes seront des harmoniques de celle-ci.

$$L = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.5)$$

Pour notre structure de substrat, nous reprenons la longueur du stub utilisé dans les travaux de F. Pizarro [89] car ils utilisent la même structure (PLA et Electrifi) et travaille à une fréquence proche (2,5 GHz) (figure 2.5). Les paramètres d'impression sont décrits dans le tableau 2.5 et seront utilisés dans toute la suite des travaux. Pour le PLA, les informations fournies par le constructeur ont été utilisées. En ce qui concerne le filament Electrifi, plusieurs tests d'impression ont été effectués, conformément aux travaux de Striker et al. [117].

TABLE 2.5 : Paramètres d'impression.

Paramètres d'impression	PLA	Electrifi
Température d'extrusion	210°C	160°C
Température du plateau	60°C	27°C
Vitesse d'impression	60 mm/s	15 mm/s
Hauteur de couche	0,2 mm	0,2 mm
Remplissage	100 %	100 %
Motif	Zig Zag	Zig Zag

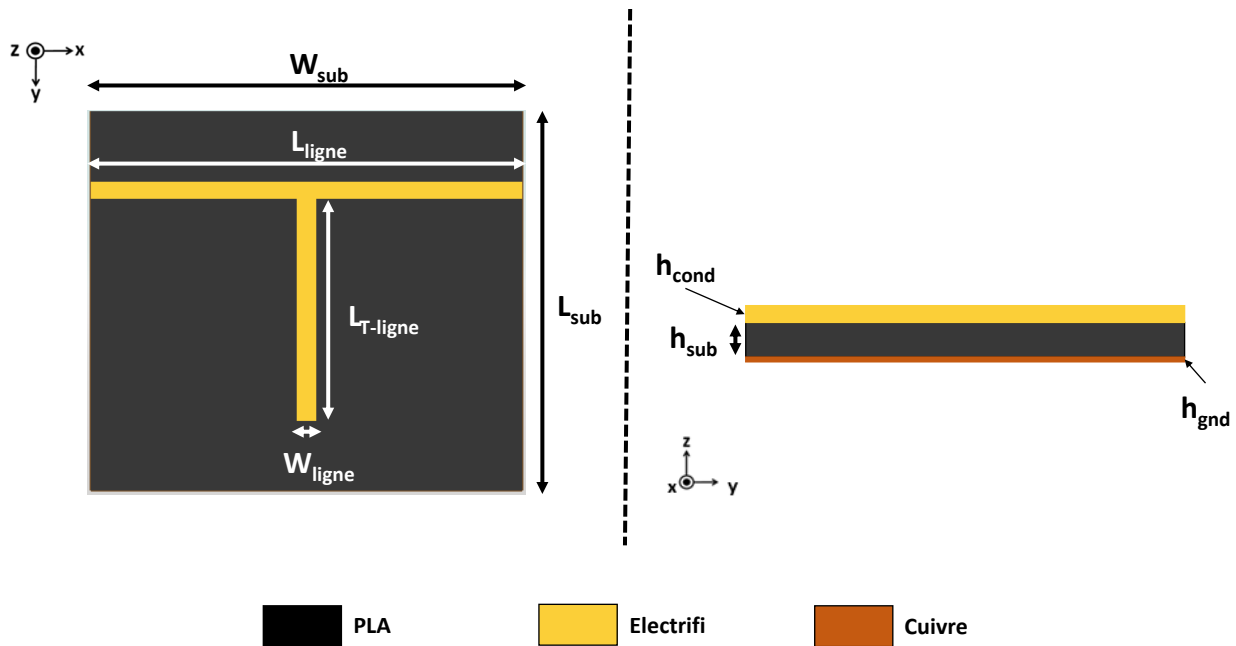


FIGURE 2.5 : Schéma du résonateur T-line.

Les dimensions du dispositif réalisé sont : $W_{sub} = L_{sub} = L_{ligne} = 100mm$, $W_{ligne} = 4,5mm$, $L_{T-ligne} = 58,5mm$, $h_{cond} = 1mm$ et $h_{sub} = 2,1mm$. Après réalisation, une mesure du coefficient de transmission $|S_{21}|$ est effectuée à l'aide du PNA-X N5241A. Le résultat de la mesure est montré à la figure 2.6. Les résonances vont permettre de déterminer précisément la permittivité relative et les

perles $\tan \delta$. Pour cela, on utilise l'équation 2.6. Il est important de noter que pour la longueur du stub $L = L + W_{ligne}/2$ [116].

$$\epsilon_{eff} = \frac{n.c}{4Lf} \quad \text{avec } n = 1, 3, 5, \dots \quad (2.6)$$

Puis, on déduit ϵ_r avec l'équation 2.7 :

$$\epsilon_r = \frac{2.\epsilon_{eff} - (1 - X)}{(1 + X)} \quad (2.7)$$

avec :

$$X = \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-0.555} \quad (2.8)$$

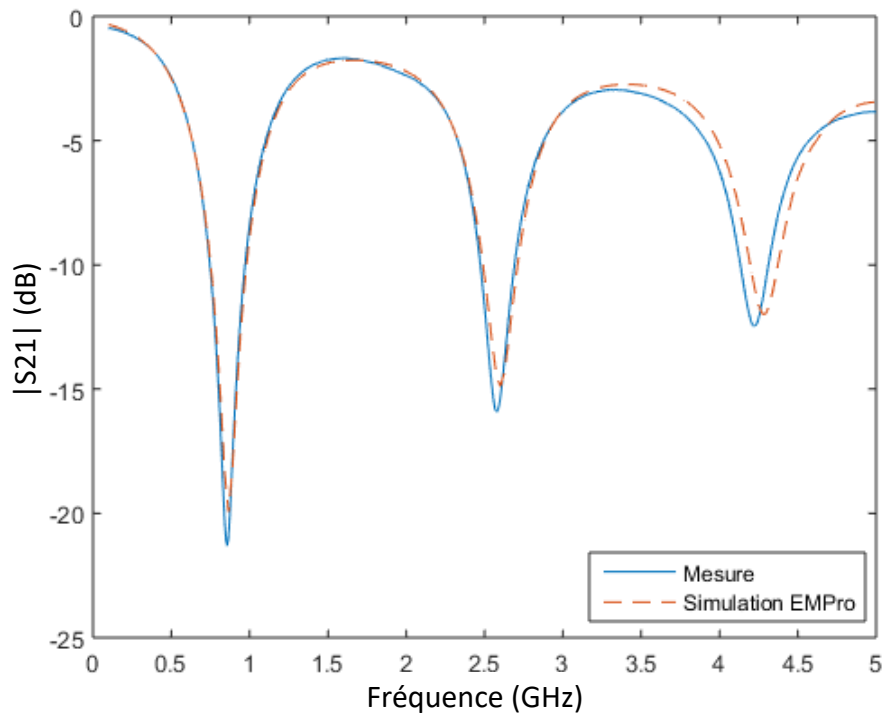


FIGURE 2.6 : Coefficient de transmission $|S_{21}|$ simulé et mesuré du T-résonateur.

Pour les pertes $\tan \delta$, on utilise l'équation 2.9 qui est le Q-factor :

$$Q = \frac{f}{B} \quad (2.9)$$

Puis, on déduit $\tan \delta$ avec l'équation 2.10 :

$$Q = \frac{1}{2\tan\delta} \quad (2.10)$$

$$\tan\delta = \frac{1}{2Q}$$

Finalement, les résultats obtenus sont comparés avec d'autres travaux dans le tableau 2.6. Les résultats sont relativement proches. Afin de tester les valeurs ϵ_r et $\tan \delta$, une simulation du coefficient de transmission du T-résonateur a été effectué et confronté à la mesure (figure 2.6). La simulation et la mesure sont en bon accord et valident les valeurs mesurées.

TABLE 2.6 : Tableaux de comparaison des mesures de permittivité relative et pertes $\tan \delta$ du PLA.

Référence	Fréquence [GHz]	Méthode de mesure	ϵ_r	$\tan \delta$
[118]	2,45	Ligne à fente pour câble coaxial	2,473	0,0395
[106]	2,2-2,8	Deux lignes	2,7-2,9	0.001-0.09
[119]	2,45	Deux lignes	2,49	10^{-2}
[120]	2,4	SPDR	2,53	0,009
[89]	2,5	T-résonateur	2,46	0,02
Ce travail	2,58	T-résonateur	$\approx 2,56$	0,024

Notons que cette mesure est valable pour les paramètres d'impressions utilisée. Pour chaque changement de paramètre d'impression ou de bobine de filament, il est prudent d'effectuer une nouvelle mesure. La variabilité observée dans ces travaux de thèse concernant la permittivité relatives et des pertes $\tan \delta$ dues aux modifications des paramètres d'impression est de $\pm 5\%$.

2.3.2 Caractérisation du matériau conducteur

La mesure de la conductivité électrique du filament est primordiale pour pouvoir simuler correctement les circuits RF. Le constructeur annonce une conductivité électrique de $16667 S/m$ pour le filament non imprimé. Cependant, lors de l'impression du filament, plusieurs paramètres (température d'impression, vitesse d'impression, hauteur de couche, ...) vont impacter la résistance électrique du matériau. Des travaux sur la conductivité du filament Electrifi en fonction des paramètres d'impression ont été menés par T. Palmic et al. dans [121]. À l'aide de ces travaux, des informations du constructeur et des tests d'impression avec l'imprimante Elegoo Neptune 3, les paramètres retenus pour l'impression du filament Electrifi sont dans le tableau 2.5.

Pour mesurer la conductivité du filament Electrifi imprimé, nous utilisons la méthode consistant à utiliser un ohmmètre pour mesurer la résistance électrique d'une ligne imprimée (aux dimensions connues) en filament Electrifi. Le filament est relativement flexible, lorsque les pointes de touche du ohmmètre sont posées sur la ligne imprimée, une résistance de contact s'additionne et fausse la mesure. Pour réduire cette résistance de contact, nous appliquons de la colle conductrice sur chaque extrémité de la ligne imprimée. La figure 2.7 montre la configuration de la mesure de la conductivité électrique du filament en DC.

La méthode de mesure à quatre pointes pour la conductivité électrique a été écartée en raison du nombre de contacts qu'elle nécessite. En effet, en raison de la résistance de contact entre la pointe de mesure et le filament imprimé, augmenter le nombre de pointes reviendrait à augmenter l'erreur de la mesure de la conductivité électrique.

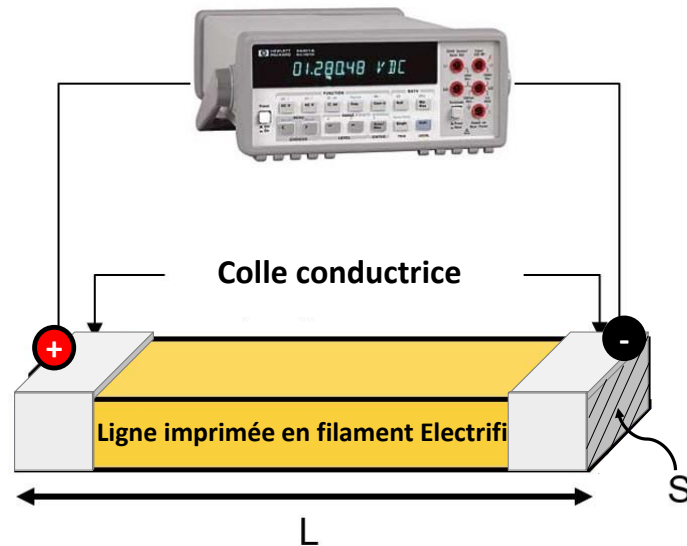


FIGURE 2.7 : Schéma de mesure de la conductivité électrique du filament Electrifi imprimé.

Pour une ligne de longueur L , de surface S et de résistance R , la conductivité se calcule avec l'équation :

$$\sigma = \frac{L}{R.S} \quad (2.11)$$

Nous avons répété le processus de mesure avec trois lignes de filament et obtenu une conductivité électrique moyenne de $\sigma \approx 2500 \text{ S/m}$ pour une épaisseur de ligne imprimée de 1 mm. Un écart de 85% est observé par rapport à la valeur annoncée par le constructeur, ce qui n'est pas négligeable. Le filament est composé de plastique et de particules de cuivre. Lorsque le filament est imprimé, la position des particules de cuivre change, et le contact entre elles devient moins important. Cela a pour conséquence de diminuer la surface et le nombre de contacts entre les particules de cuivre, réduisant ainsi la conductivité électrique. Cela explique également l'importance des paramètres d'impression et leur fort impact sur la conductivité électrique du filament imprimé. Néanmoins, cette conductivité mesurée reste supérieure à celle des autres filaments conducteurs disponibles sur le marché.

De plus, nous avons reproduit l'expérience avec quatre bobines de filament différentes. Sur ces quatre bobines, deux présentaient une conductivité électrique pour le filament imprimé d'environ $\sigma \approx 2500 \text{ S/m}$, une bobine avait une conductivité de $\sigma \approx 1000 \text{ S/m}$ et la dernière avait une conductivité de $\sigma \approx 5 \text{ S/m}$. Une variation non négligeable et indépendante des paramètres d'impression entre les lots de bobines a été observée. Comme pour le PLA, il est donc important de mesurer la conductivité de l'Electrifi pour chaque nouvelle bobine.

La conductivité du matériau va également impacter l'épaisseur de peau. Cette épaisseur se calcule avec l'équation 2.12.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\sigma \mu \pi f}} \quad (2.12)$$

Le terme δ représente l'épaisseur de peau en mètre, σ est la conductivité électrique en Siemens par mètre, μ est la perméabilité magnétique en Henry par mètre et f est la fréquence en Hertz.

Pour avoir une idée de l'impact de la conductivité électrique du matériau sur l'épaisseur de peau, nous traçons l'épaisseur de peau en fonction de différentes fréquences pour des matériaux avec différentes conductivités (voir figure 2.8).

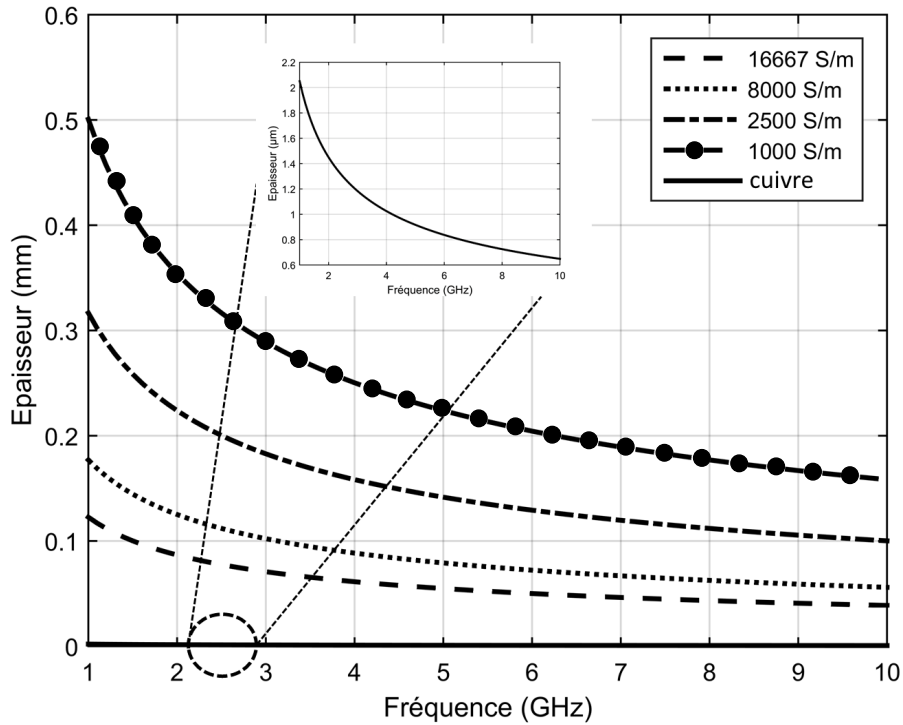


FIGURE 2.8 : Épaisseur de peau pour différentes conductivité électrique en fonction de la fréquence.

Une étude sur l'impact de l'épaisseur du filament Electrifi sur les performances d'une antenne patch est menée en annexe A afin de déterminer une épaisseur optimale.

2.4 Conception de la rectenna

Cette section explore les différentes étapes nécessaires pour concevoir et réaliser des rectennas en utilisant comme méthode de fabrication l'impression 3D par DFF. Nous aborderons les aspects théoriques de la conception, en mettant en avant les principes de fonctionnement de la rectenna, ainsi que les considérations pratiques liées à sa fabrication. En utilisant des techniques avancées telles que l'impression 3D avec des filaments conducteurs pour la fabrication de rectennas, nous chercherons à évaluer les performances de celles-ci par rapport aux structures classiques. Pour tout dire, cette section offre un aperçu détaillé du processus de conception de la rectenna ainsi qu'une évaluation de ses performances en simulation.

2.4.1 Caractérisation de l'élément actif

Dans la perspective de simuler et d'optimiser une rectenna complète sous un environnement de simulation numérique, faire le choix d'un modèle pour l'élément actif constitue une étape essentielle. La caractérisation de ce composant l'est autant. En effet, le concepteur doit pouvoir s'appuyer sur les grandeurs électriques et physiques caractéristiques du composant actif, avant d'envisager une conception plus globale du système et de réaliser son optimisation.

Dans le cadre de ces travaux, où la puissance d'entrée est fixée à 0 dBm, la diode SMS7630 a été retenue en raison de ses performances à des niveaux de puissance proches de 0 dBm, comme démontré dans des études antérieures [56, 122]. Cette diode présente des caractéristiques qui la rendent particulièrement adaptée aux exigences spécifiques de notre application, assurant ainsi un fonctionnement optimal du redresseur dans les conditions de puissance définies.

Ainsi, après avoir fait le choix d'un modèle analytique, la première étape est de mettre en place une technique de caractérisation expérimentale robuste et fiable qui passe d'abord par une calibration adéquate de l'appareil.

2.4.1.1 Calibration TRL

La méthode de calibration Thru-Reflect-Line (TRL) offre l'avantage de pouvoir calibrer un circuit ou un composant dans son environnement de fonctionnement habituel, tel qu'une plaquette de test ou une ligne microruban. En effet, ces configurations ne peuvent pas être directement connectées à l'analyseur de réseau vectoriel via des connecteurs coaxiaux standard. Ainsi, bien que le calibrage aux ports de mesure de l'analyseur de réseau puisse corriger les erreurs systématiques introduites par l'appareil, il ne permet pas de compenser les effets perturbateurs de l'environnement dans lequel le composant est implanté [123].

Par conséquent, même avec des étalons de qualité pour un calibrage Short-Open-Load-Through (SOLT), il est difficile de fixer les plans de mesure de référence aux endroits souhaités, c'est-à-dire au niveau du composant ou du circuit. De plus, en technologie microruban, la réalisation de court-circuit ou de circuit ouvert s'avère compliquée : le court-circuit tend à être inductif tandis que le circuit ouvert rayonne de l'énergie. En comparaison, le calibrage TRL requiert seulement trois étalonnages, tandis que la méthode SOLT en nécessite quatre. Contrairement à d'autres techniques de calibrage, la méthode TRL repose sur les impédances caractéristiques de simples lignes de transmission plutôt que sur des références étalonnées d'impédances discrètes [123].

Dans le but de caractériser l'impédance de la diode dans son environnement soit un substrat en PLA et les lignes conductrices en filament Electrifi, un kit de calibration TRL est fabriqué.

La plaquette de calibration Thru, illustrée dans la figure 2.9, consiste à connecter directement les deux ports de mesure du montage. Le Thru peut avoir une longueur nulle ou non. Si la longueur électrique du Thru est nulle, cela signifie que les plans de référence sont directement connectés, simplifiant ainsi le calibrage. Cependant, dans le cas où une longueur électrique non nulle est préférée,

il est nécessaire de connaître avec précision cette longueur pour ajuster les plans de référence. Le choix des dimensions du Thru dépend donc de la configuration spécifique du dispositif de test et des exigences de précision de la mesure. Nous avons opté pour une longueur de 40 mm pour le Thru, fixant ainsi le plan de référence à 20 mm du connecteur, soit un quart de la longueur d'onde avec une permittivité effective du substrat + air approximative de $\epsilon_{eff} \approx 2.1$.



FIGURE 2.9 : Photo de la plaquette de calibration : THRU.

Le Reflect, illustré dans la figure 2.10, est une autre composante clé du processus de calibrage. Pour déterminer les dimensions du Reflect, il faut considérer sa fonction principale soit : refléter le signal de mesure vers l'analyseur de réseau vectoriel pour référence. Les dimensions du Reflect doivent être choisies de manière à assurer une réflexion efficace du signal, en tenant compte des pertes minimales et de l'adaptation optimale des impédances. Idéalement, chaque port de mesure doit présenter un coefficient de réflexion $|T| = 1$, bien que dans la pratique, il suffise que ce coefficient se rapproche de 1 et soit identique aux deux ports, sans nécessité d'une précision absolue. Seule la phase du coefficient de réflexion doit être connue à plus ou moins un quart de longueur d'onde, soit $\pm 90^\circ$.

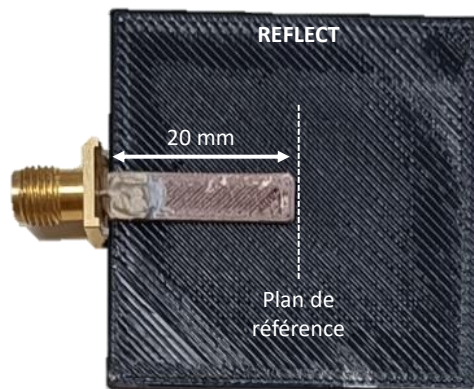


FIGURE 2.10 : Photo de la plaquette de calibration : REFLECT.

La dernière plaquette est une ligne de transmission dont les caractéristiques doivent être connues précisément. En effet, cette étape du calibrage fixe de nombreux paramètres, ce qui rend les contraintes à respecter plus sévères que dans les deux premières mesures. L'impédance caractéristique Z_0 de la

ligne sert de référence d'impédance pour toutes les mesures ultérieures. Par conséquent, elle doit être précisément connue. La phase introduite par l'insertion de la ligne doit être différente de celle introduite par le Thru, avec un écart typiquement compris entre 20° et 160° . Cet écart de phase est nécessaire pour éviter des problèmes de dégénérescence, où les erreurs de mesure peuvent devenir indistinguables, rendant le calibrage inefficace. En s'assurant que la phase diffère suffisamment de celle du Thru, on améliore la sensibilité et la précision des mesures effectuées sur la ligne de transmission. Enfin, la longueur optimale à retenir est un quart de la longueur d'onde associée à la fréquence médiane f_0 de la plage de fréquence pour laquelle on effectue le calibrage.

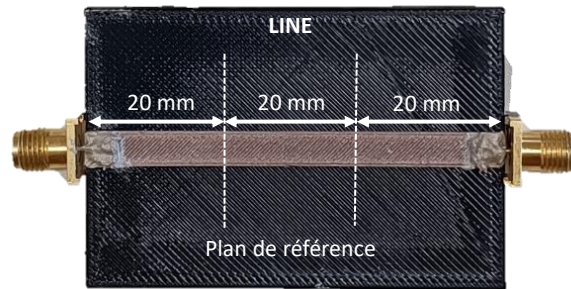


FIGURE 2.11 : Photo de la plaquette de calibration : LINE.

$$t = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \quad (2.13)$$

t = temps de propagation (s) et c = la vitesse de la lumière ($m.s^{-1}$)



FIGURE 2.12 : Photo du DUT.

Après la calibration, pour valider la reproductibilité de notre calibration TRL, trois mesures de l'amplitude et la phase $|S_{11}|$ avec le Device Under Test (DUT) (figure 2.12) sont effectuées pour un point de fonctionnement aléatoire avec une puissance de 0 dBm et une polarisation de la diode à -0,5 V. Les résultats des trois mesures sont visibles sur la figure 2.13.

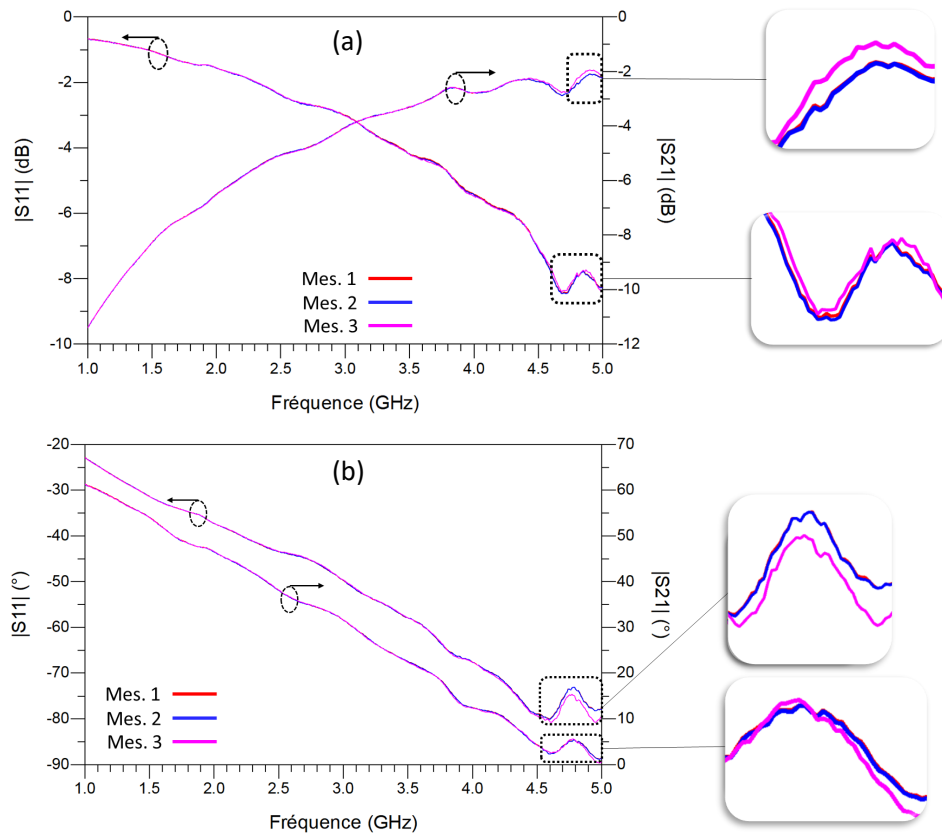


FIGURE 2.13 : Mesures des paramètres S_{11} et S_{21} (a) en amplitude (dB), (b) en phase ($^{\circ}$).

La moyenne des erreurs quadratiques entre chaque courbe de mesure est de $3,5 \times 10^{-3} \%$, ce qui confirme pleinement la reproductibilité de nos mesures utilisant la calibration TRL. Ce résultat souligne la cohérence de nos données, renforçant ainsi la fiabilité et la précision de notre méthodologie de mesure.

2.4.1.2 Modélisation DC de la diode

La caractéristique tension/courant de la diode Schottky SMS7630 est essentielle pour établir un modèle fonctionnel de la diode. Pour cela, il est nécessaire de procéder d'abord à des mesures précises de cette caractéristique. Ainsi, la diode SMS7630 est montée sur un substrat en époxy FR4 afin de faciliter les connexions avec le multimètre. Notons que cette configuration n'affecte pas les caractéristiques en DC de la diode, car son comportement en DC est intrinsèque à ses propriétés (capacité de jonction, dopage, résistance série, etc.) et n'est pas influencé par son environnement physique (substrat, soudure), à l'exception de la température ambiante [55]. La résistance des câbles utilisés est négligeable par rapport à la résistance de la diode.

La tension DC injectée dans la diode et son courant associé sont mesurés pour une plage de tension allant de -2 V à 1 V. Cette caractéristique tension/courant est utilisée pour la modélisation DC de la diode. À l'origine, le modèle générique de la diode avec les caractéristiques Simulation Program

with Integrated Circuit Emphasis (SPICE) fournies par le constructeur se rapproche des mesures, mais comporte une marge d'erreur pouvant être considérablement réduite. Nous avons testé deux dispositifs afin de valider les valeurs.

Le modèle circuit de la diode est illustré dans la figure 2.14. Dans ce modèle, l'inductance L_b et la capacité C_{j0} n'ont aucun impact sur la caractéristique de courant DC de la diode. Le générateur de courant est commandé en tension : pour la polarisation inverse, un polynôme de degré n est utilisé (équation 2.15); tandis que pour la polarisation directe, l'équation 2.21 est employée. Cependant, afin d'aligner les résultats de notre modèle avec la polarisation directe, la résistance R_s est réajustée, passant de 20Ω à 23Ω .

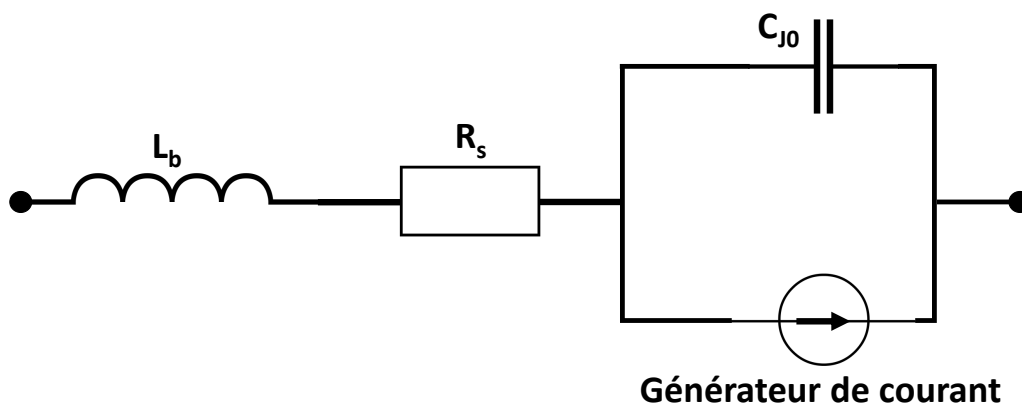


FIGURE 2.14 : Modèle DC de la diode.

Pour déterminer le degré optimal n du polynôme, nous avons utilisé l'algorithme de Levenberg-Marquardt. Cet algorithme vise à minimiser l'erreur quadratique entre le modèle et les mesures. Le polynôme doit être d'ordre impair, car en dehors de la zone d'optimisation, l'intensité du courant négatif cesserait d'augmenter. Pour ce faire, un code Scilab élaboré dans les travaux de J. Rivière [55] permet de comparer différents polynômes de degrés différents par rapport aux mesures et d'évaluer l'erreur quadratique 2.14 associée. La figure 2.15 montre que l'erreur quadratique entre la valeur mesurée et la valeur modélisée par un polynôme est la plus faible avec un polynôme de degré 11.

$$Eqm = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - f(V, \theta))^2 \quad (2.14)$$

où $f(V, \theta) = \sum_{k=1}^p \theta_k V^k = I(V)$ avec θ le vecteur de p paramètre à estimer et V la tension DC aux bornes de la diode.

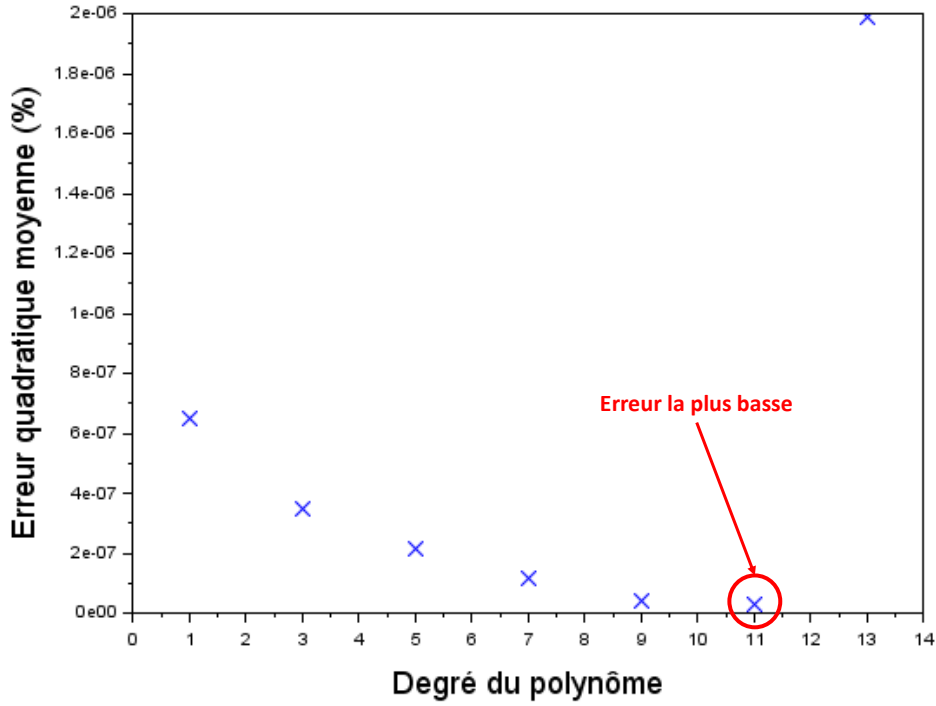


FIGURE 2.15 : Erreur quadratique moyenne en fonction des polynôme de degré n.

Ainsi, le polynôme utilisé pour modéliser la caractéristique tension/courant en polarisation inverse est :

$$\begin{aligned}
 Poly(v) = & 0,000239v + 0,0019651v^2 + 0,008912v^3 + 0,0240386v^4 + 0,0417199v^5 \\
 & + 0,0483709v^6 + 0,0378873v^7 + 0,019795v^8 + 0,0066057v^9 + 0,0012725v^{10} + 0,0001076v^{11}
 \end{aligned}
 \tag{2.15}$$

Un modèle de charge Symbolically Defined Device (SDD) a été implémenté sur ADS (figure 2.16) pour représenter le condensateur non linéaire dans les régions de polarisation directe et inverse comme dans les travaux [124, 55]. En supposant un coefficient de gradient de 0,5, l'équation 2.16 décrit la capacité de jonction dans la région de polarisation inverse.

$$C_{J0}(v) = C_0 \sqrt{\frac{V_0}{V_0 - v}} \quad v < V_0 \tag{2.16}$$

La charge peut être obtenue en intégrant l'équation 2.16 par rapport à la tension appliquée (v) et en considérant que la constante d'intégration $Q_r(V_0)$ est égale à 0, comme présenté dans l'équation 2.17.

$$Q_r(v) = -2C_0 \sqrt{V_0(V_0 - v)} \quad v < V_0 \tag{2.17}$$

L'équation 2.17 est limitée à $v < V_0$; par conséquent, un modèle de capacité en polarisation directe est nécessaire. Ce modèle peut être obtenu en extrapolant linéairement le modèle. Le modèle de

capacité obtenu est valide pour la région de polarisation directe et inverse, évitant ainsi la discontinuité à $v = V_0$. La capacité en polarisation directe est présentée dans l'équation 2.18.

$$C_f(v) = C_{J0}(\alpha V_0) + C'_{J0}(\alpha V_0)(v - \alpha V_0) \quad v \geq \alpha V_0 \quad (2.18)$$

La charge en région de polarisation directe est obtenue en intégrant la capacité en polarisation directe en considérant une constante d'intégration de $Q_f(\alpha V_0) = Q_r(\alpha V_0)$, ce qui assure la continuité entre les régions de polarisation inverse et directe. L'équation 2.19 modélise la charge en région de polarisation directe.

$$Q_f(v) = \frac{C_0}{\sqrt{1-\alpha}}((v - \alpha V_0) + \frac{(v - \alpha V_0)^2}{4V_0(1-\alpha)}) + Q_r(\alpha V_0) \quad (2.19)$$

Le modèle final de charge peut être exprimé comme dans l'équation 2.20.

$$Q(v) = \begin{cases} Q_r(v), & \text{si } v < \alpha V_0 \\ Q_f(v), & \text{si } v \geq \alpha V_0 \end{cases} \quad (2.20)$$

Les valeurs I_0 , n , C_0 , V_0 et α ont été prises dans les travaux [124] qui ont déterminé ces valeurs pour la diode Schottky SMS7630. Les valeurs sont résumées dans le tableau 2.7.

TABLE 2.7 : Valeurs des différentes constantes d'ajustement.

I_0	n	C_0	V_0	α
5,18 μA	1,262	0,0216 pF	0,863 V	0,987

Comme nous utilisons deux équations différentes pour la polarisation inverse et directe, une condition est fixée pour $I(V)$. Pour les tensions négatives, le polynôme obtenu (équation 2.15) est utilisé, et pour les tensions positives, c'est l'équation 2.21 qui prend le relais.

$$I(v) = I_o \left(e^{\frac{v}{nV_t}} - 1 \right) \quad (2.21)$$

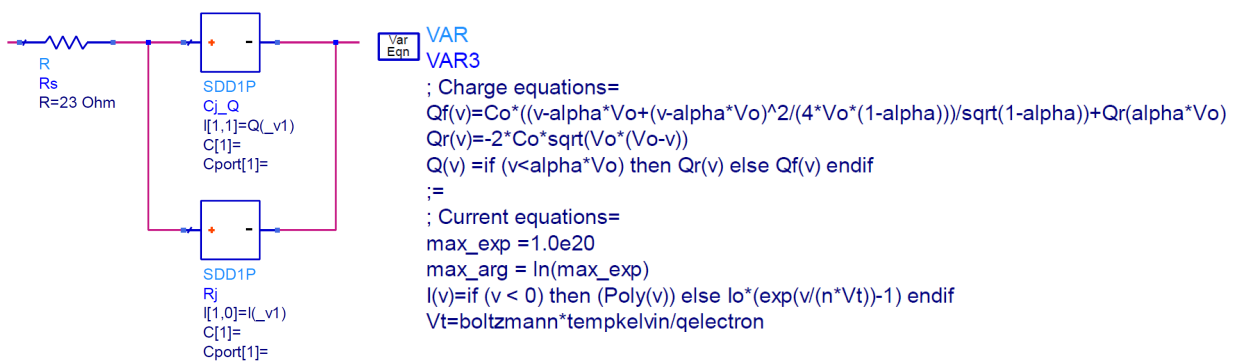


FIGURE 2.16 : Symbole SDD (ADS) et boîte d'équation.

Ainsi, les résultats du modèle de la diode en DC et la mesure sont présentés sur la figure 2.17. Le modèle générique SPICE est également comparé à la mesure et à notre modèle. Pour notre modèle en polarisation inverse, nous constatons que l'écart avec la mesure est minime. L'erreur est d'environ $2,66 \times 10^{-8} \%$. Le modèle dynamique est plus proche de la mesure que le modèle de la diode générique avec les paramètres SPICE. Ainsi, le fonctionnement de notre modèle de diode en DC peut être validé pour des tensions se situant dans l'intervalle [-2 V ; 1 V].

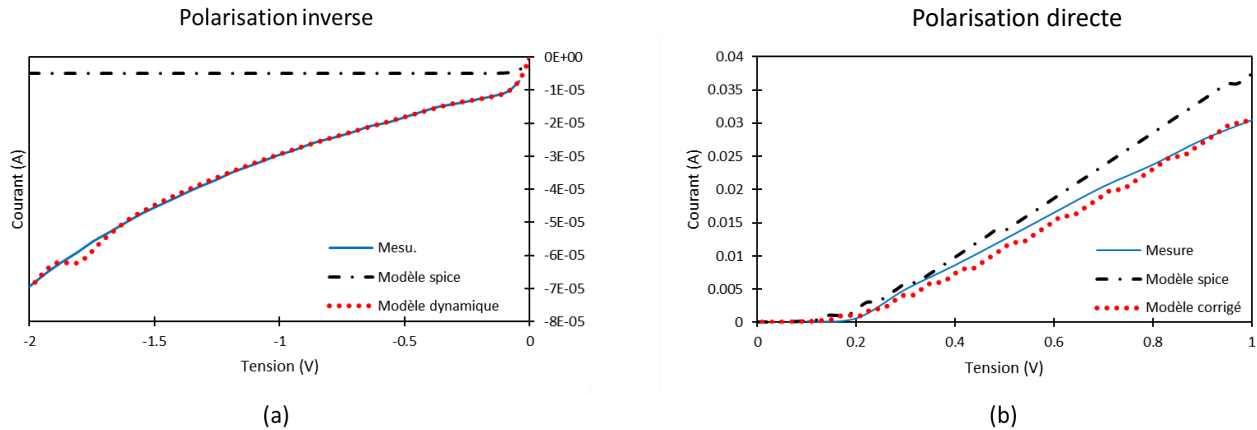


FIGURE 2.17 : Caractéristique tension/courant de la diode en (a) polarisation inverse, (b) polarisation directe.

2.4.1.3 Modélisation RF de la diode

Après avoir effectué la caractérisation DC de la diode, il est essentiel d'incorporer au modèle les composants permettant de décrire son comportement en RF. Ce comportement prend en compte les effets parasites du boîtier de la diode, représentés par des inductances et des capacités.

Nous commençons l'optimisation du modèle RF de la diode en modélisant le gap sous la diode. Pour ce faire, nous procédons à une mesure des paramètres S du gap. Nous utilisons la calibration TRL et une plaquette de mesure (figure 2.12) sans diode connectée. Les effets du gap du substrat sous la diode sont modélisés par une topologie en forme de π constituée de trois capacités : C_1 (en série), C_2 et C_3 (en parallèle). En plus de la diode elle-même, le modèle caractérise les lignes de transmission de 1 mm situées avant et après la diode par des inductances L_1 et L_2 , respectivement. Étant donné que le filament Electrifi comporte une résistance électrique plus élevée que le cuivre, les résistances R_1 et R_2 des inductances sont prises en compte. Les valeurs de ces composants passifs sont optimisées afin que les paramètres S correspondent à ceux du gap mesuré. Le schéma du modèle est présenté sur la figure 2.20(b).

La calibration TRL est utilisée pour mesurer le gap. Deux plaquettes de test comportant un gap sont réalisées (1 mm d'épaisseur pour le filament Electrifi imprimé), l'une avec un gap sans la colle conductrice et l'autre avec un gap contenant la colle conductrice [109]. En effet, la diode est connectée aux lignes à l'aide de la colle conductrice, il est donc intéressant de voir si cette colle apporte des éléments parasites supplémentaires au gap. Cette mesure nous permet d'observer l'influence de la

présence de la colle sur les paramètres S. La photo des réalisations est montrée sur la figure 2.18. Nous pouvons constater que le gap de la réalisation en PLA et Electrifi possède une hauteur conséquente (1 mm) par rapport aux hauteurs de gap sur des pistes de cuivre traditionnelles. L'épaisseur de la colle conductrice appliquée sur le filament électrifié est difficile à contrôler. Néanmoins, pour toutes les réalisations, nous avons essayé de respecter une sur-épaisseur de 0,5 mm.

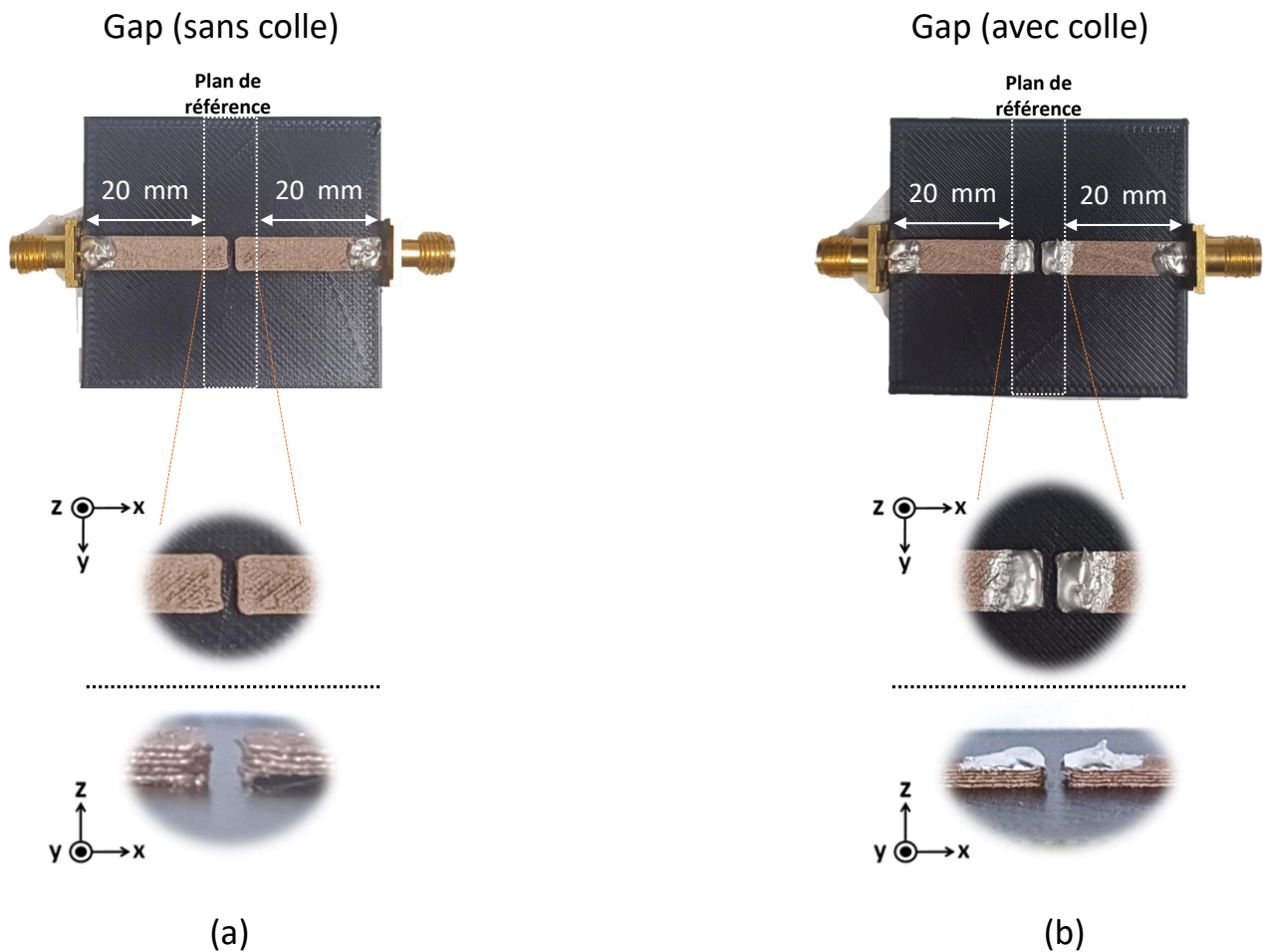


FIGURE 2.18 : Photo de la réalisation du gap (a) sans colle, (b) avec colle.

La mesure est effectuée à l'aide du PNA-X N5241A et les résultats des mesures des paramètres S (figure 2.19) révèlent un impact significatif de la présence de la colle au niveau du gap. Afin de mieux représenter l'environnement de la diode, nous utilisons les résultats des mesures du gap avec de la colle conductrice pour l'optimisation du modèle circuit. Les valeurs optimisées des composants du modèle circuit du gap avec la colle sont énumérées dans le tableau 2.8.

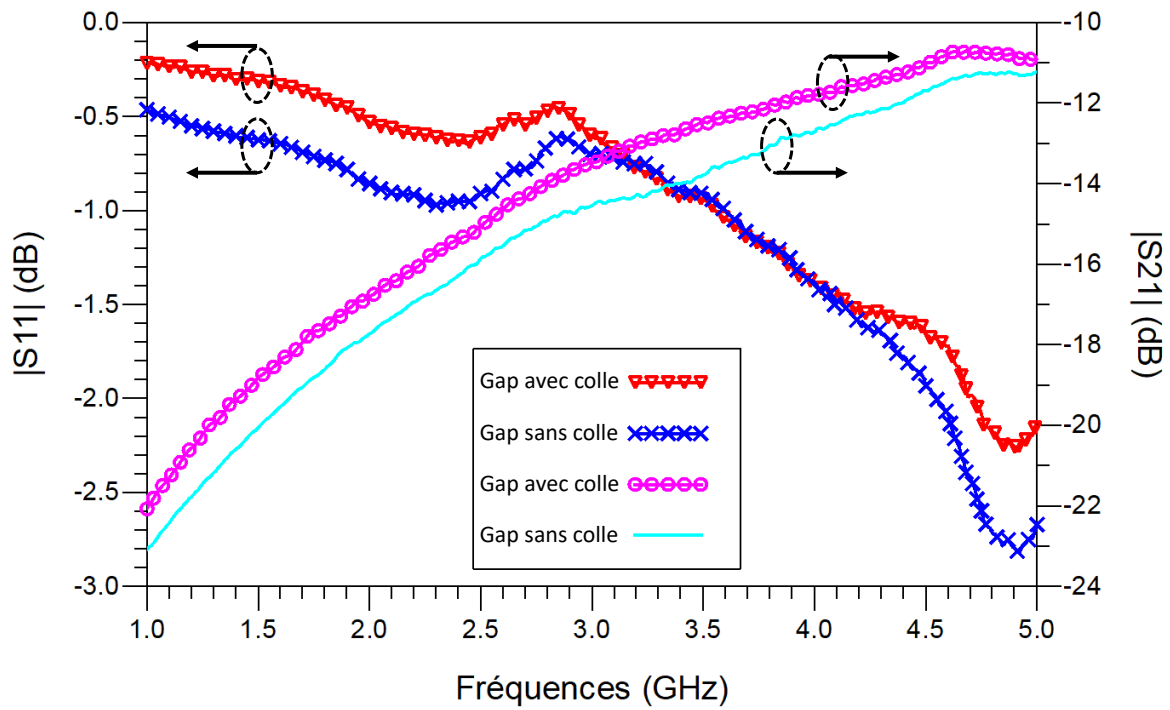


FIGURE 2.19 : Mesure des paramètres S du gap avec et sans colle conductrice.

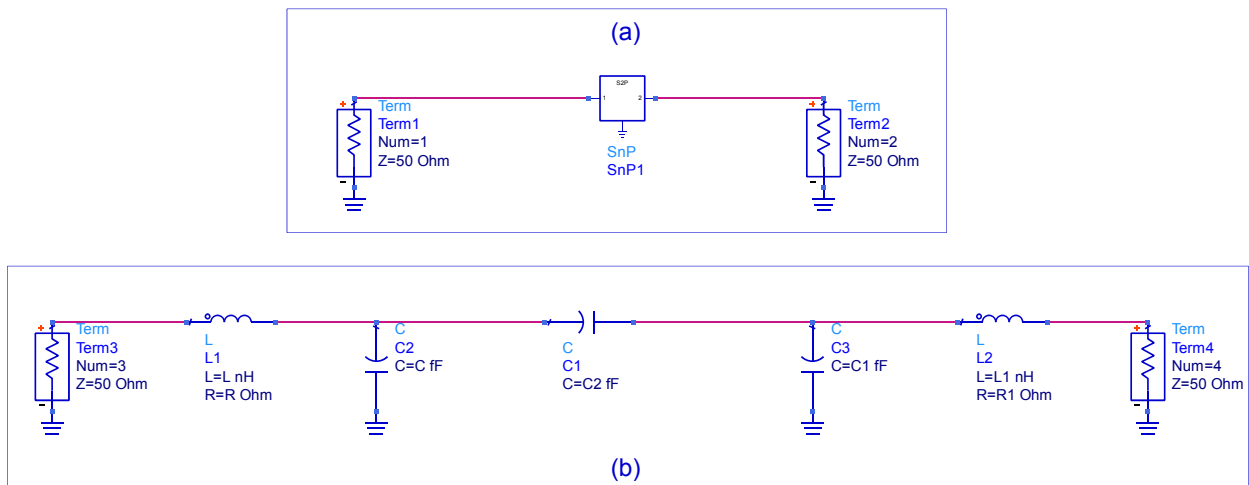


FIGURE 2.20 : Schematic (a) des paramètres S mesurés, (b) du modèle circuit du gap.

TABLE 2.8 : Valeurs des composants pour le modèle circuit optimisé du gap avec colle.

C	C1	C2	L	L1	R	R1
117,8 fF	147 fF	110,8 fF	1,25 nH	0,1 nH	23 Ω	24 Ω

Les résultats de mesure et de l'optimisation du modèle sont présentés sur la figure 2.21. Nous observons une excellente concordance entre la mesure et le modèle du circuit. Ainsi, à ce stade, le modèle peut être validé.

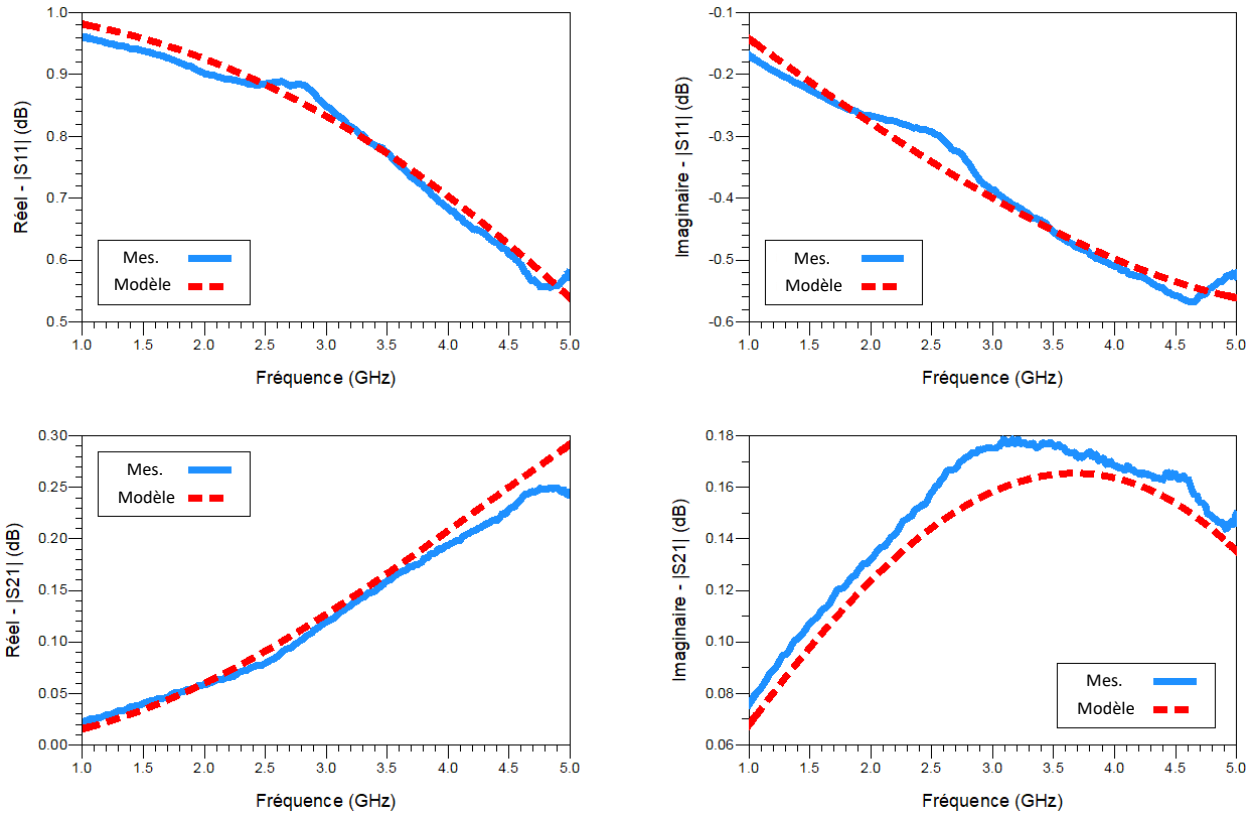


FIGURE 2.21 : Paramètres S de la mesure et de la modélisation du gap en fonction de la fréquence.

La prochaine étape consiste à optimiser les éléments parasites générés par le boîtier de la diode. La structure du circuit permettant de modéliser et de simuler la diode est détaillée dans la figure 2.22.

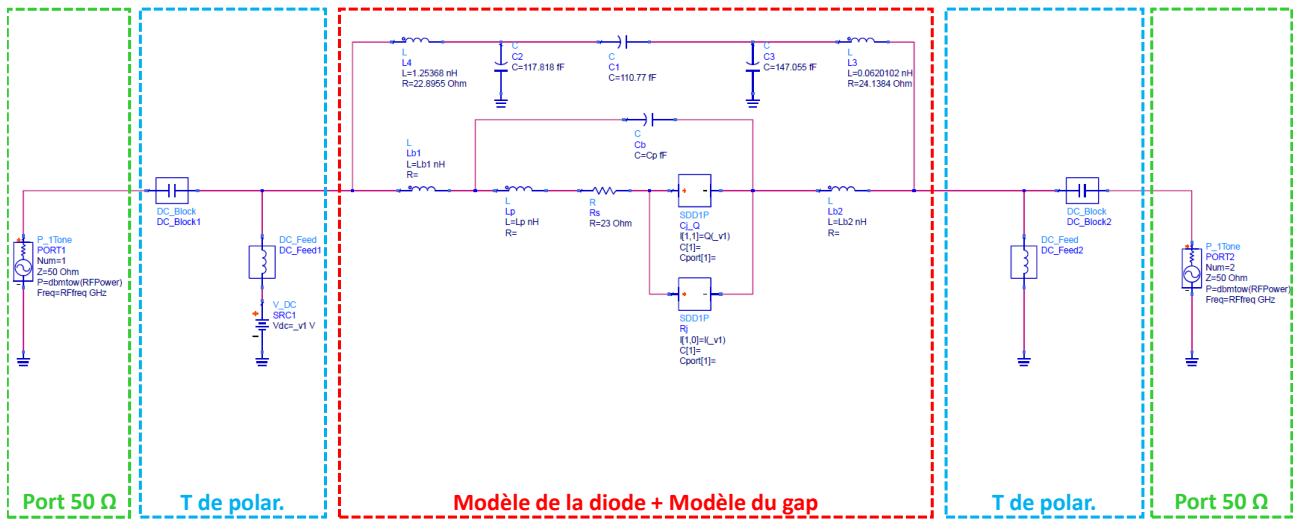


FIGURE 2.22 : Schéma du modèle circuit de diode SMS7630.

La méthode d'optimisation est utilisée pour affiner les valeurs extraites. Nous optons ici pour une méthode basée sur la technique du gradient en raison de sa rapidité et de son succès avéré dans le domaine de la conception de circuits [123]. Nous choisissons d'optimiser le modèle pour une

puissance d'entrée de 0 dBm, car c'est le point de fonctionnement en puissance que nous avons retenu. Les valeurs issues de l'optimisation sont présentées dans le tableau 2.9.

TABLE 2.9 : Valeurs optimisées des parasites du boîtier de la diode.

Composants	Valeurs
Lb1	0.16 nH
Lb2	1.9 nH
Lp	1 nH
Cp	334.4 pF

La figure 2.23 nous permet d'observer la comparaison entre les mesures de l'impédance de la diode et les résultats de simulation. Les paramètres $|S_{11}|$ et $|S_{21}|$ sont affichés pour différentes puissances d'entrée de -10 dBm à 5 dBm par pas de 5 dBm, avec différentes tensions de polarisation sur une plage de fréquences allant de 1 GHz à 5 GHz. De manière générale, nous constatons que l'écart entre la mesure et le modèle s'accroît pour des fréquences supérieures à 3,5 GHz. De plus, à des puissances d'entrée supérieures à 0 dBm, cet écart devient significativement plus important, et le modèle diverge de la mesure. Cette divergence peut être expliquée par l'apparition de parasites générés par l'augmentation de la puissance d'entrée, lesquels ne sont pas présents à des niveaux de puissance plus faibles. Ce phénomène pourrait ainsi contribuer à la disparité observée entre le modèle et la mesure à 5 dBm.

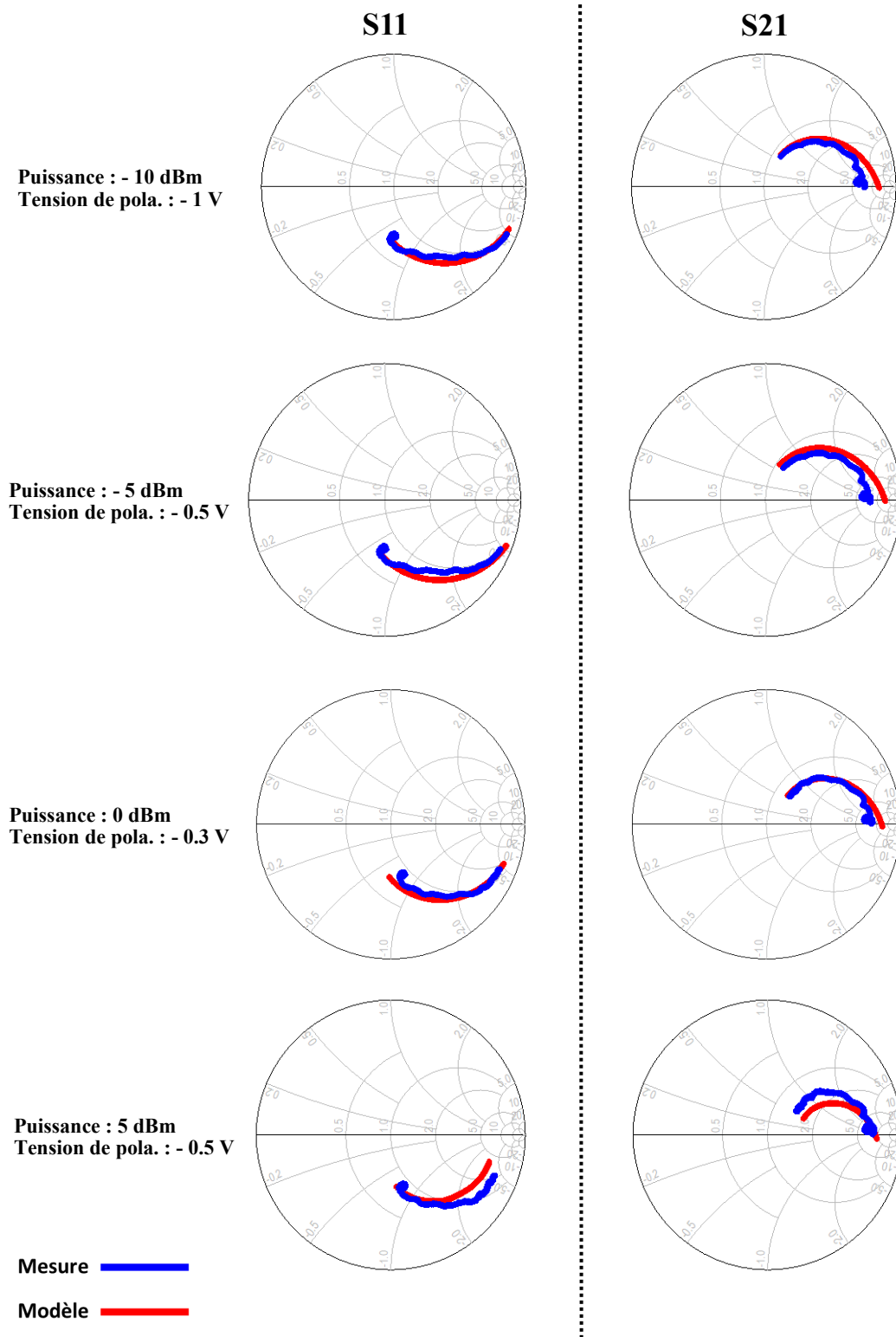


FIGURE 2.23 : Confrontation des mesures et des résultats de simulation du modèle (S_{11} et S_{21} de 1 à 5 GHz) de diode pour différentes puissances et différentes tensions de polarisation.

L'erreur quadratique est calculée pour la fréquence de 2,45 GHz pour les différentes configurations affichées sur la figure 2.23. Ces erreurs sont présentées dans le tableau 2.10.

TABLE 2.10 : Erreur quadratique moyenne entre les impédances de la diode SMS7630 mesurées et simulées pour différents points de fonctionnement.

Point de fonctionnement	Eqm (réel) [%]	Eqm (imaginaire) [%]
-10 dBm; -1 V; S11	6,80	10,24
-10 dBm; -1 V; S21	0,682	9,819
-5 dBm; -0,5 V; S11	9,78	8,3
-5 dBm; -0,5 V; S21	4,99	9
0 dBm; -0,3 V; S11	3,56	6,71
0 dBm; -0,3 V; S21	1,35	3,34
5 dBm; -0,5 V; S11	13,57	9,54
5 dBm; -0,5 V; S21	22,17	6,36

Bien que des écarts entre les valeurs simulées et mesurées soient observés, ils demeurent généralement acceptables et compatibles avec les applications prévues. À 2,45 GHz, l'erreur quadratique moyenne entre la mesure et le modèle pour des puissances inférieures à 0 dBm (inclus) s'élève en moyenne à 6,2 %, avec une erreur maximale de 9,8 % et une erreur minimale de 0,68 %.

Cependant, pour une puissance d'entrée de 5 dBm, l'erreur quadratique moyenne est significative. Il est donc important de souligner que le fonctionnement optimal de notre modèle est conditionné aux puissances inférieures à 0 dBm (inclus).

2.4.2 Rectenna en topologie série

2.4.2.1 Conception d'une antenne patch en Electrifi

Les antennes patch, également connues sous le nom d'antennes plaquées, sont parmi les antennes les plus couramment utilisées dans diverses applications de communication sans fil en raison de leur simplicité de conception, de leur faible coût et de leur compacité. Leur structure compacte les rend particulièrement adaptées pour être intégrées dans des dispositifs électroniques compacts tels que les dispositifs IoT. Les antennes patch se composent généralement d'un élément rayonnant métallique placé sur un substrat diélectrique, avec un plan de masse sur le côté opposé du substrat.

Les antennes patch peuvent être excitées de différentes manières, en fonction des besoins de l'application et des caractéristiques de l'antenne [125]. Nous retenons pour ces travaux l'alimentation de l'antenne patch par une ligne microruban, car c'est la plus simple à mettre en œuvre dans notre cas. Le schéma d'une ligne microruban est montré sur la figure 2.24. Nous savons que la propagation des ondes dans une ligne microruban s'effectue à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air. Du point de vue de la modélisation, les deux milieux sont remplacés par un milieu effectif caractérisé par une constante diélectrique exprimée par :

Si $\frac{h}{w} < 1$

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2} \right) \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2.22)$$

Ainsi, la propagation des signaux dépend principalement de la largeur de la ligne w des circuits métallisés et des propriétés du substrat, telles que sa constante diélectrique ϵ_r et son épaisseur h . Pour calculer les dimensions de la ligne microruban d'alimentation, il nous faut en premier lieu définir notre substrat. Le PLA a été choisi comme matériau diélectrique et, pour avoir une rigidité suffisante, sa hauteur h est fixée à 2 mm. Le plan de masse est formé à l'aide d'un ruban adhésif de cuivre directement placé sur la face arrière du substrat. Enfin, la ligne est en filament conducteur Electrifi avec une épaisseur fixée à 1 mm. L'étude en annexe 1 montre que plus l'épaisseur de l'Electrifi est grande, meilleures sont les performances. Cependant, nous nous limitons à 1 mm pour pouvoir intégrer le connecteur SMA et garder une certaine compacité. En utilisant l'équation précédente 2.22, on obtient une largeur de ligne d'environ 5 mm pour une impédance de 50Ω .

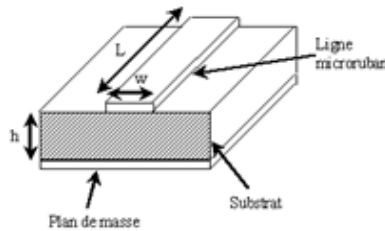


FIGURE 2.24 : Schéma d'une ligne de transmission microruban.

Maintenant que la largeur de la ligne est connue, il nous faut choisir et calculer les dimensions de l'élément rayonnant. Il existe différentes formes d'éléments rayonnants pour l'antenne patch (figure 2.25). Les deux formes les plus fréquemment utilisées sont le rectangle, souvent utilisé dans les applications à large bande, et le cercle, qui offre une polarisation circulaire.

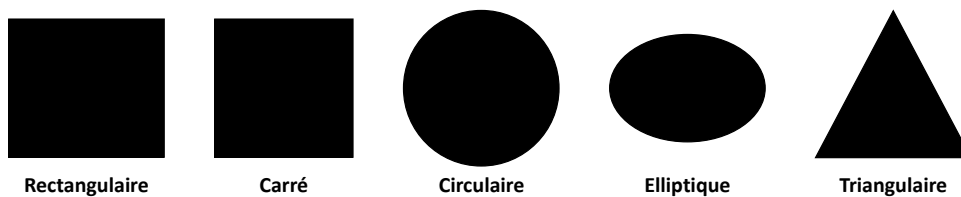


FIGURE 2.25 : Divers types d'élément rayonnant pour une antenne patch.

Dans le cas de cette étude, la forme rectangulaire est choisie pour la conception de l'antenne patch en impression 3D. Dans ce cas, nous déterminons les dimensions de l'antenne avec les équations qui suivent [126].

La fréquence de résonance f_0 de l'antenne patch rectangulaire peut être approximativement déterminée par la formule suivante :

$$f_0 = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left(\frac{1}{L_{eff}} \right) \quad (2.23)$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide, ε_{eff} est la permittivité effective du substrat, $L_{eff} = L + 2 \cdot \Delta L$.

Et :

$$\Delta L = 0,412h \left(\frac{(\varepsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{w}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{w}{h} + 0,813 \right)} \right) \quad (2.24)$$

La largeur du patch a peu d'impact sur les fréquences de résonance. En revanche, elle influence l'impédance d'entrée de l'antenne et la bande passante à ses fréquences de résonance.

Pour permettre un bon rendement de l'antenne, une largeur W pratique est :

$$W = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (2.25)$$

La longueur du patch influence les fréquences de résonance de l'antenne. Il est essentiel de prendre en compte la longueur supplémentaire, ΔL , nécessaire pour tenir compte des extensions des champs électromagnétiques.

$$L = \frac{\lambda_{diélectrique}}{2} - 2 \cdot \Delta L = \frac{c}{2f_0\sqrt{\varepsilon_r}} - 2 \cdot \Delta L \quad (2.26)$$

Les dimensions de l'antenne patch sont calculées, mais étant donné que la conductivité du filament Electrifi est moins élevée que celle du cuivre, les dimensions sont ajustées pour ramener la résonance de l'antenne à la fréquence souhaitée. Finalement, les dimensions de l'antenne patch sont visibles sur la figure 2.26 avec : $W_{substrat} = L_{substrat} = 90$ mm, $W_{patch} = 43,2$ mm, $L_{patch} = 34,7$ mm, $W_{ligne} = 5$ mm, $L_{ligne} = 20$ mm, $h_{patch} = 1$ mm et $h_{gnd} = 100$ μ m.

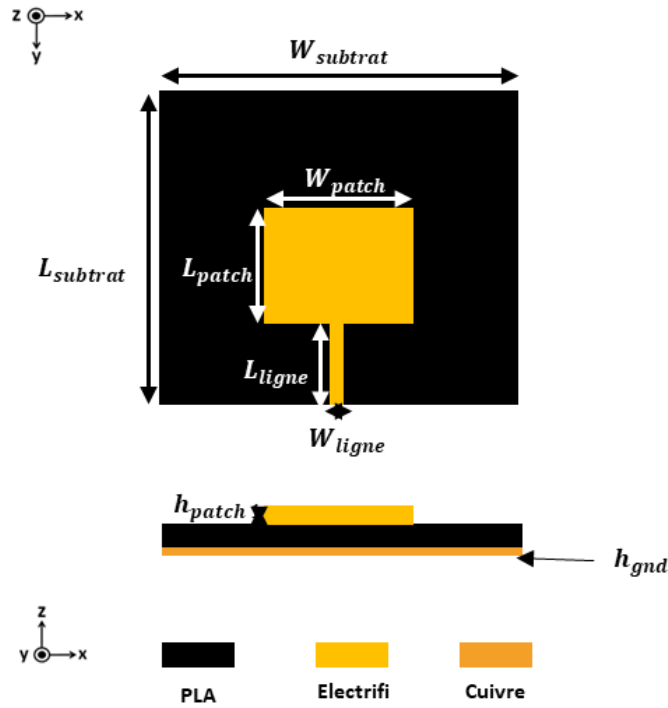


FIGURE 2.26 : Dimensions de l'antenne patch sans méthode d'adaptation.

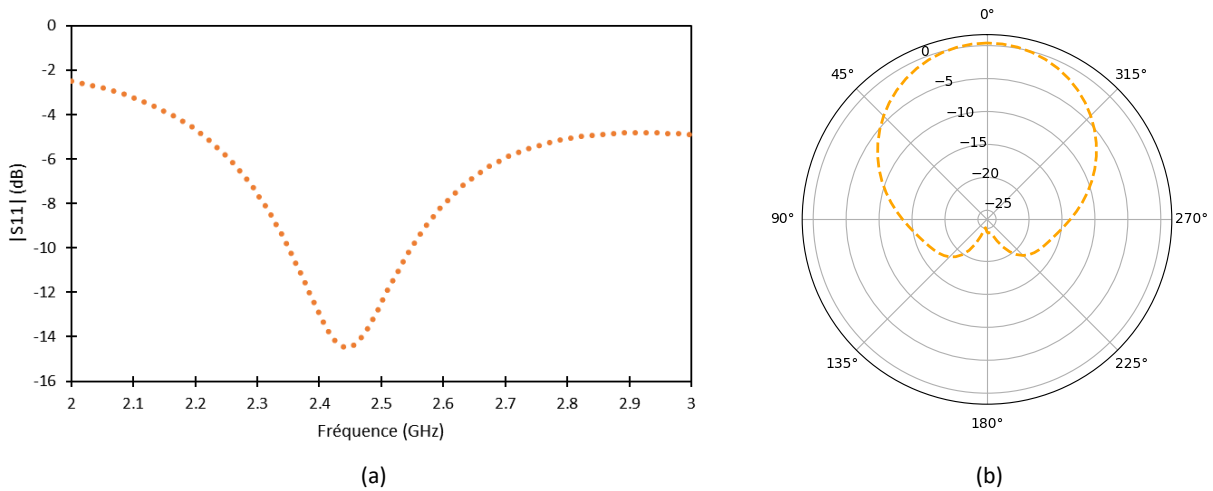


FIGURE 2.27 : (a) Simulation du coefficient de réflexion, (b) Simulation du diagramme de rayonnement de l'antenne patch non adaptée.

Les résultats de simulation du coefficient de réflexion et du gain réalisé sont présentés sur la figure 2.27. Sur la figure 2.27(a), on constate que le coefficient de réflexion atteint -14 dB à 2,45 GHz, ce qui pourrait laisser supposer que l'antenne est bien adaptée. Cependant, son impédance caractéristique est de $Z_0 = 34,8 + j5,3$, ce qui signifie que l'antenne est loin de présenter une impédance de 50Ω . Le gain réalisé maximal de l'antenne, visible sur la figure 2.27(b), est de 0,8 dBi. En raison de la conductivité moindre du filament Electrifi par rapport au cuivre, un phénomène

d'absorption se produit. Une partie de la puissance envoyée à l'antenne n'est ni réfléchiée ni rayonnée. Nous supposons que cette puissance est dissipée en raison des pertes par métallisation. La bande passante théorique de l'antenne à -10 dB est d'environ 200 MHz.

Pour adapter l'antenne, deux méthodes sont testées en simulation : l'adaptation par encoche et par ligne quart d'onde. L'adaptation des antennes patch rectangulaires par encoches est une technique couramment utilisée pour améliorer leurs performances en ajustant leur impédance d'entrée. Les encoches sont des découpes pratiquées le long des bords du patch, modifiant ainsi la distribution du courant et, par conséquent, l'impédance d'entrée de l'antenne. L'antenne patch est conçue avec les encoches à l'aide des équations de travaux antérieurs [127, 128] et les dimensions sont ajustées pour un résultat optimal sous le logiciel de simulation EMPro. Les performances de l'antenne sont exposées dans le tableau 2.11.

L'adaptation des antennes patch rectangulaires par ligne quart d'onde est une autre technique utilisée pour obtenir une correspondance d'impédance optimale entre l'antenne et la ligne de transmission. Cette méthode consiste en une section de ligne de transmission dont la longueur est égale à un quart de la longueur d'onde à la fréquence de résonance de l'antenne. Sa fonction principale est de transformer l'impédance caractéristique de la ligne de transmission en une impédance égale à celle de l'antenne, ce qui permet d'éliminer les réflexions d'énergie à l'interface entre l'antenne et la ligne de transmission. L'antenne est conçue avec le logiciel de simulation EMPro.

Les résultats de simulation de l'antenne adaptée avec les deux méthodes sont affichés dans le tableau 2.11. Nous constatons que ces méthodes permettent de rapprocher l'impédance de l'antenne patch à 50Ω . Nous remarquons que le gain diminue pour l'antenne adaptée par encoche, ce qui est dû à la perte de surface effective au niveau de l'élément rayonnant.

TABLE 2.11 : Résultats en simulation des performances des antennes patch.

	Antenne patch	Antenne patch adaptée par encoche	Antenne patch adaptée ligne quart d'onde
S11 (dB)	-14	-27,7	-26,4
Gain réalisé (dBi)	0,8	0,3	1,2
Impédance Complexe (Ω)	34,8+j5,3	50,15+j4,4	52-j4
Efficacité (%)	18,66	17,3	20

Nous avons constaté que les performances de l'antenne patch en impression 3D par DFF en PLA et filament Electrifi sont inférieures à celles des antennes classiques utilisant du cuivre comme matériau conducteur. Une étude sur une antenne patch en PLA et ruban adhésif de cuivre est donc réalisée afin d'estimer l'ampleur des pertes générées par le filament Electrifi dans l'antenne patch. Les dimensions de l'antenne sont calculées à l'aide des équations précédentes. Nous utilisons la méthode d'adaptation par ligne quart d'onde pour ramener l'impédance de l'antenne à 50Ω . Les dimensions finales de l'antenne sont affichées sur la figure 2.28 avec : $W_{C_{substrat}} = L_{C_{substrat}} = 90mm$, $W_{C_{patch}} = 43,2mm$, $L_{C_{patch}} = 36,4mm$, $W_{C_{ligne}} = 1,8mm$, $L_{C_{ligne}} = 19mm$, $h_{C_{patch}} = h_{C_{gnd}} = 100\mu m$.

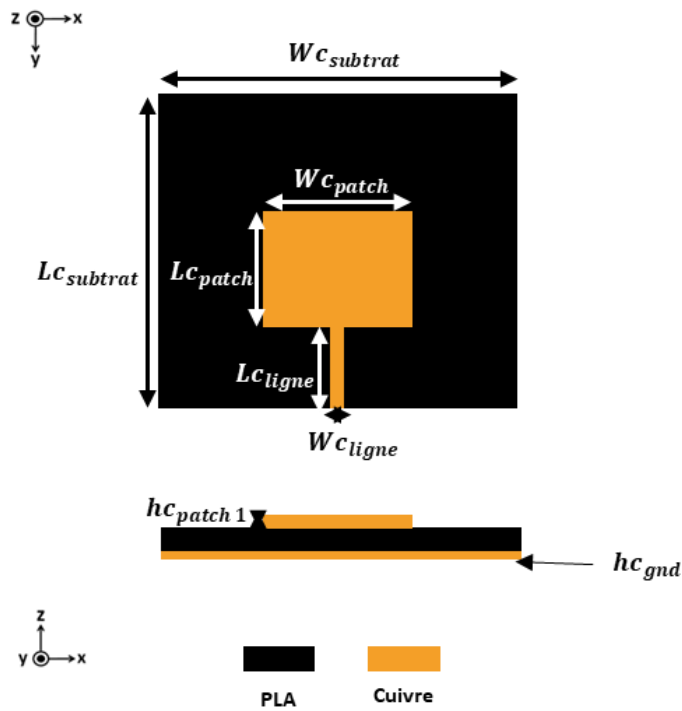


FIGURE 2.28 : Dimensions de l'antenne patch en PLA et cuivre adaptée par ligne quart d'onde.

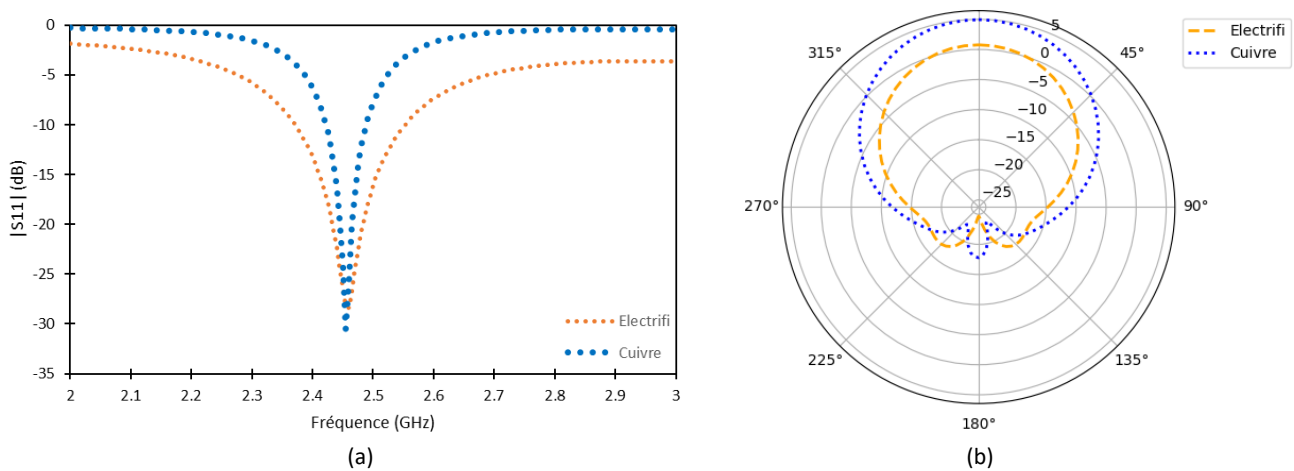


FIGURE 2.29 : Comparaison en simulation du (a) coefficient de réflexion et (b) du gain réalisé entre l'antenne patch en Electrifi et de l'antenne patch en cuivre tout deux adaptées par ligne quart d'onde.

Nous pouvons constater que la bande passante de l'antenne est d'environ 64,4 MHz. Elle est plus étroite mais comporte donc un facteur de qualité plus élevé. Le gain réalisé de l'antenne est d'environ 5 dBi. Cela est 3,16 fois plus élevé que le gain de l'antenne utilisant l'Electrifi. Ainsi, pour une antenne patch, le type de propagation de l'onde engendre des pertes non négligeables lorsque l'Electrifi est utilisé.

2.4.2.2 Conception du filtre DC

Le filtre DC dans un convertisseur RF/DC est utilisé pour éliminer les composantes indésirables du signal RF, telles que la fréquence fondamentale, les harmoniques et le bruit, afin de produire une tension de sortie en DC aussi propre et stable que possible. Il est possible d'utiliser un condensateur en parallèle avec la diode pour filtrer la tension. Cependant, l'utilisation d'un condensateur en parallèle sur un circuit comportant un plan de masse et des lignes microruban nécessite une mise à la masse. Un via doit alors être utilisé. Pour simplifier la conception et la réalisation du circuit, un filtre DC microruban est proposé pour lisser le signal de sortie en courant continu en supprimant la fréquence fondamentale $f = 2,45$ GHz.

Comme le redresseur est conçu pour une faible puissance d'entrée, les harmoniques d'ordre supérieur générées par la diode Schottky peuvent être négligées. Par conséquent, le filtre DC microruban, consistant en un stub ouvert de longueur $\frac{\lambda}{4}$, est suffisant pour arrêter la composante de la fréquence fondamentale. Le circuit est simulé avec le logiciel EMPro pour optimiser la longueur du stub. Les résultats de simulation sont montrés sur la figure 2.30. Une longueur de 20 mm (figure 2.30(a)) est trouvée pour obtenir une atténuation optimale de -17,75 dB à la fréquence de 2,45 GHz. La largeur de la ligne est ajustée pour obtenir une impédance de 50Ω .

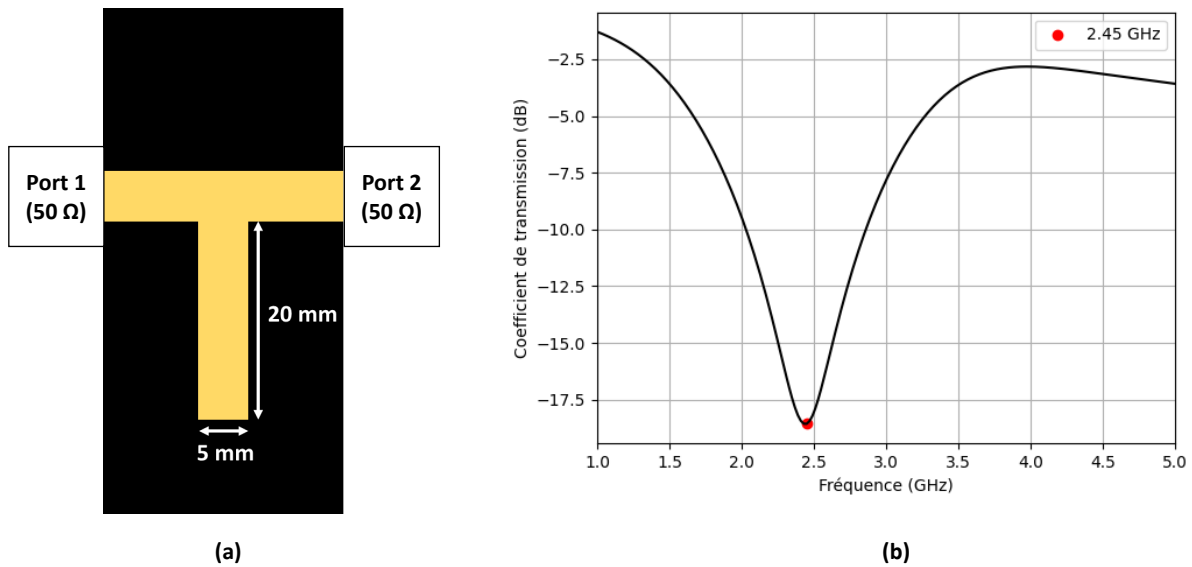


FIGURE 2.30 : (a) Schéma du filtre DC, (b) Simulation du coefficient de transmission du filtre DC.

2.4.2.3 Conception du circuit d'adaptation

La conception du circuit d'adaptation est essentielle au bon fonctionnement du circuit de redressement. En effet, ce circuit permet d'adapter l'impédance de la diode et du filtre DC à celle du géné-

rateur, fixée à 50Ω , correspondant à l'impédance de l'antenne. Pour ce faire, nous utilisons un stub fermé pour le circuit d'adaptation. La structure entière du circuit de redressement est observable sur la figure 2.31. Le générateur RF en entrée représente l'antenne.

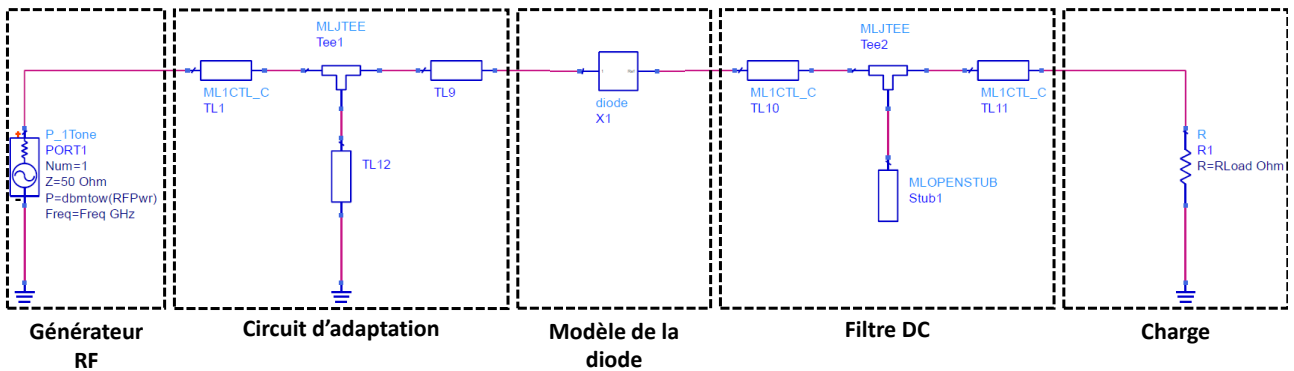


FIGURE 2.31 : Schéma de la rectenna en topologie série sur schematic d'ADS.

L'objectif est ensuite d'optimiser les dimensions du circuit d'adaptation pour obtenir le meilleur rendement possible du convertisseur RF/DC pour une puissance d'entrée de 0 dBm, une charge optimale et une fréquence de fonctionnement de 2,45 GHz. Les dimensions du circuit de redressement résultant de l'optimisation par gradient sont affichées sur le schéma de la figure 2.32.

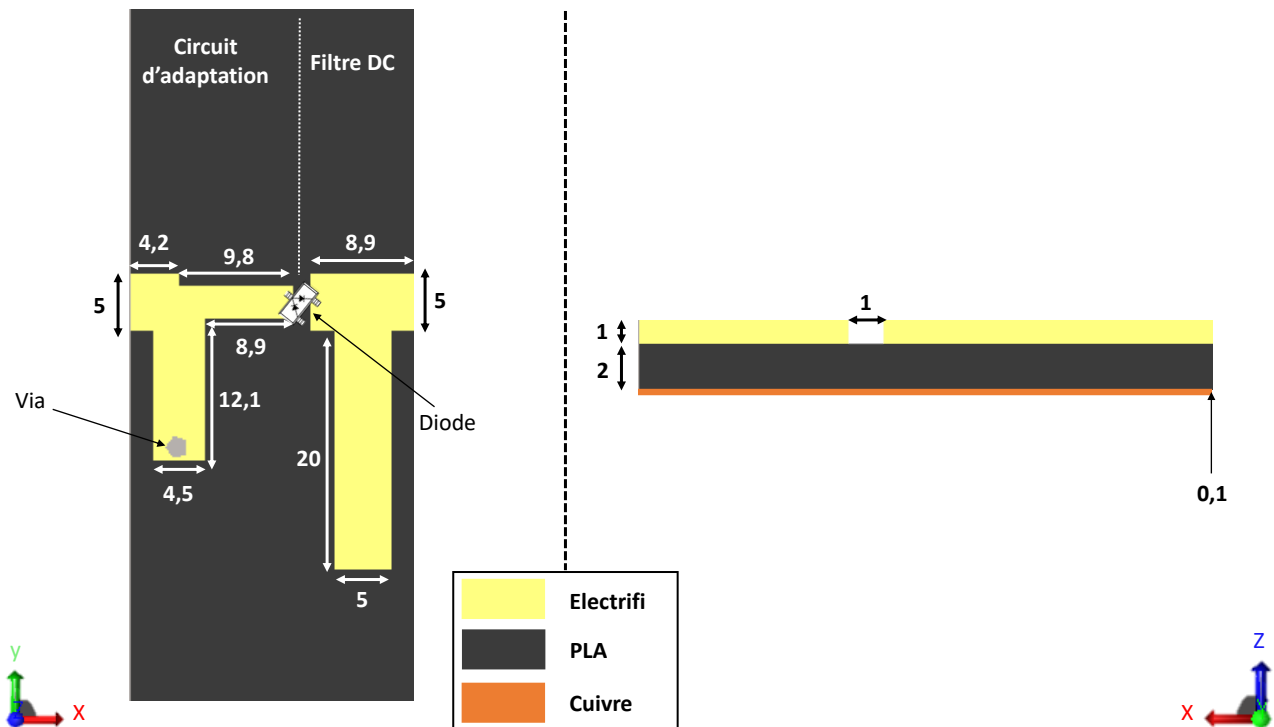


FIGURE 2.32 : Schéma du redresseur avec les dimensions en mm.

Notons que pour modéliser notre substrat (PLA, Electrifi et plan de masse en cuivre) sous Schematic (ADS), nous utilisons la librairie "TLines-Multilayer". Les résultats de simulation sont présentés

sur la figure 2.33. Le rendement maximal simulé à la fréquence 2,45 GHz et pour une puissance d'entrée de 0 dBm est obtenu à une charge de 500 Ω (charge optimale) et s'élève à environ 32%. L'impédance simulée du circuit de redressement est alors de 46-j12 Ω.

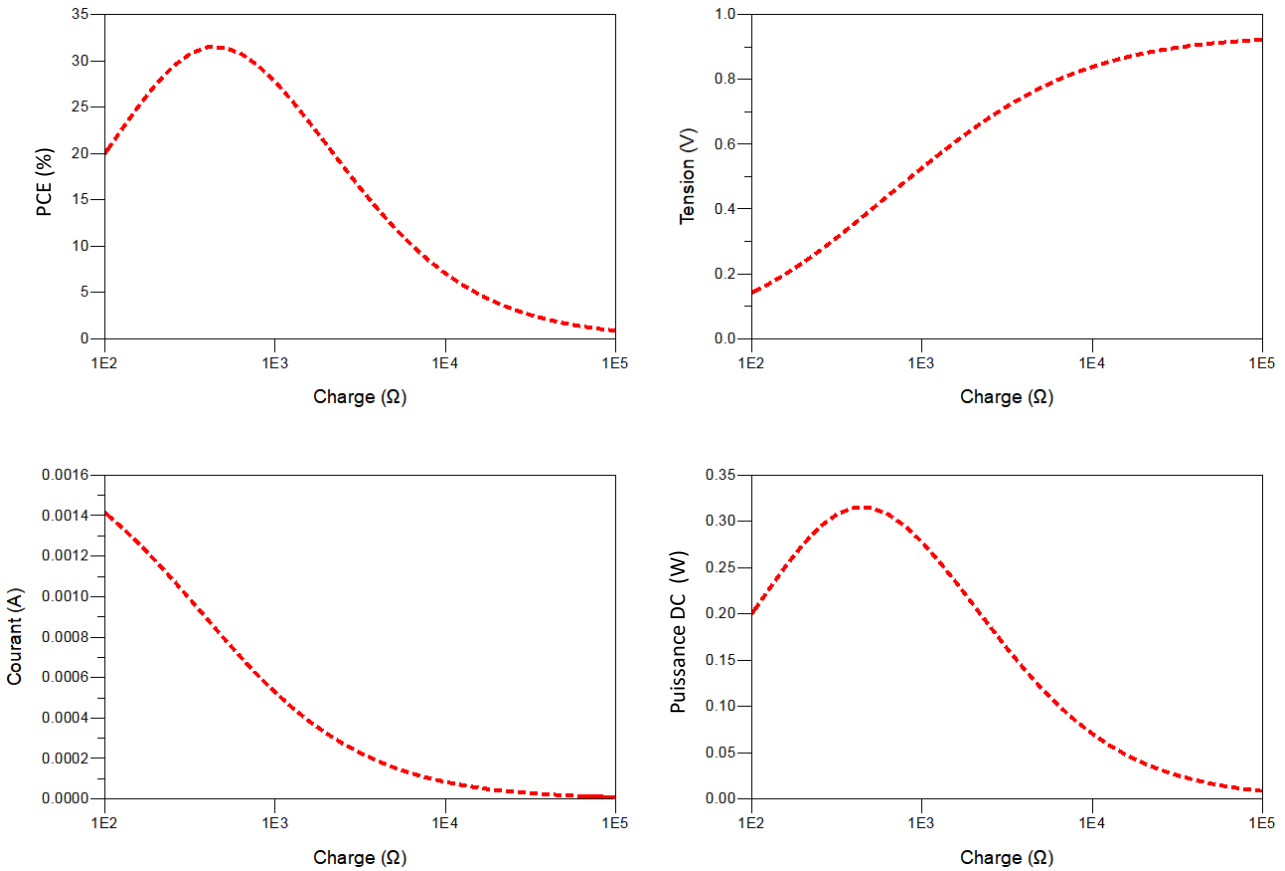


FIGURE 2.33 : Résultats de simulation du rendement, de la tension, du courant et de la puissance de sortie du circuit de redressement en fonction de la charge pour une puissance d'entrée de 0 dBm.

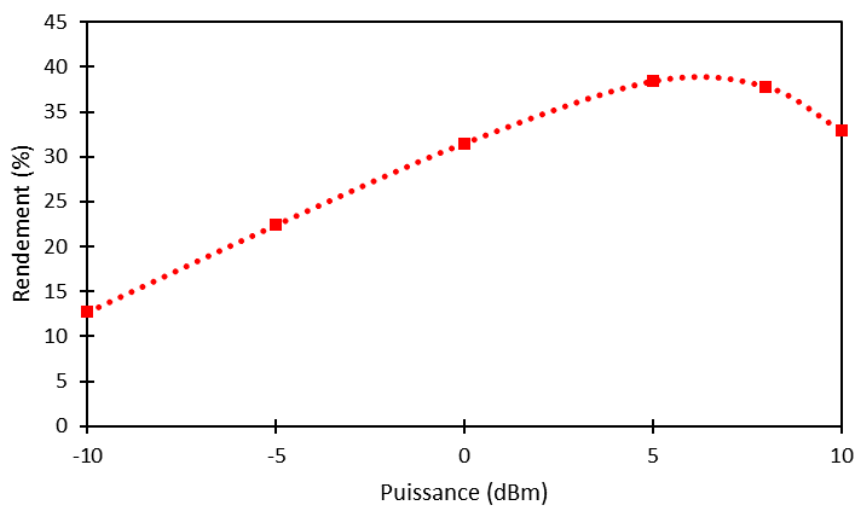


FIGURE 2.34 : Simulation du rendement du circuit de redressement en fonction de sa puissance d'entrée.

Le rendement du circuit de redressement optimisé pour 0 dBm est ensuite étudié pour différents niveaux de puissance pour leur charge optimale. La figure 2.34 présente le rendement de ce circuit en fonction de différentes puissances d'entrée. Nous nous arrêtons à 10 dBm car la tension de claquage est presque atteinte à ce niveau. Le rendement maximal d'environ 39% est atteint pour une puissance de 6 dBm. Cependant, ce résultat peut être critiqué car le modèle de la diode n'est pas valide à haute puissance. La comparaison avec les mesures effectuées dans le chapitre 4 permettra la critique de ce résultat.

Une étude supplémentaire a été menée en simulation pour examiner le comportement du circuit de redressement face à une variation de la fréquence de résonance du générateur (soit l'antenne). Cette variation peut se produire lorsque l'impédance de la rectenna change et que le point de fonctionnement optimal n'est pas atteint par rapport à la puissance incidente. De plus, l'exploration du fonctionnement du circuit de redressement sur une plage de fréquences permettra d'analyser sa sensibilité, autrement dit sa bande passante.

À cet effet, le rendement est tracé en fonction de la fréquence. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure 2.35. Il est observé que le rendement reste supérieur à 25 % entre les fréquences de 2,2 GHz et 2,85 GHz.

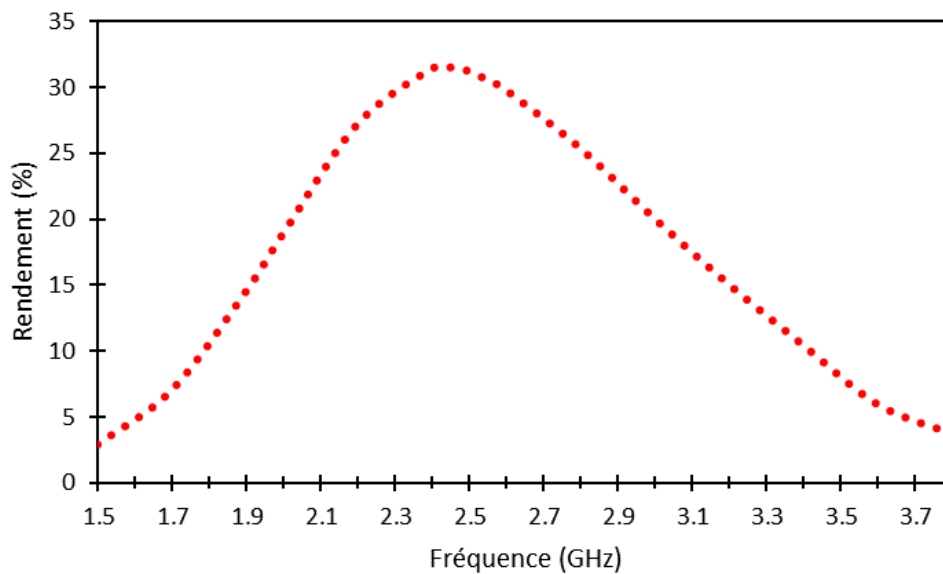


FIGURE 2.35 : Simulation du rendement du circuit de redressement en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée de 0 dBm et une charge de 500 Ω .

Dans l'ensemble, les antennes fabriquées avec le filament Electrifi présentent une sensibilité moindre par rapport à celles fabriquées avec du cuivre. En d'autres termes, de légères variations dans les dimensions de l'antenne ont un impact négligeable sur la fréquence de résonance. Par exemple, pour modifier la fréquence de résonance, il faut ajuster la longueur du patch de l'ordre du dixième de millimètre avec le filament Electrifi, tandis qu'avec le cuivre, cette variation est de l'ordre du centième de millimètre.

De plus, les antennes fabriquées avec le filament Electrifi ont des bandes de fréquence plus larges. Cette caractéristique s'applique également au circuit de redressement, qui présente une sensibilité moindre et une bande passante plus large que celle d'un redresseur fabriqué avec du cuivre.

Cela peut être considéré comme un avantage dans le cas où l'objectif est de couvrir la bande passante du Wi-Fi, soit de 2,4 à 2,5 GHz, car la rectenna fabriquée avec du filament Electrifi conserve une efficacité stable sur toute la bande de fréquence. Cependant, le facteur de qualité est moins bon, ce qui diminue l'efficacité maximale du système en général.

2.4.3 Rectenna en topologie parallèle

2.4.3.1 Étude d'une antenne H

L'antenne en H est choisie pour sa simplicité de conception et sa compatibilité avec le redresseur en topologie parallèle. Communément appelée "Lazy H", cette antenne est un dipôle rayonnant de manière omnidirectionnelle constitué de deux parties symétriques qui, une fois assemblées, forment une configuration en H. Nous nous inspirons d'une étude de cas menée à Grand Bassin (La Réunion)[129]. Dans cette étude, un réseau de rectennas H (figure 2.36 [129]) est utilisé lors d'une transmission d'énergie sans fil.

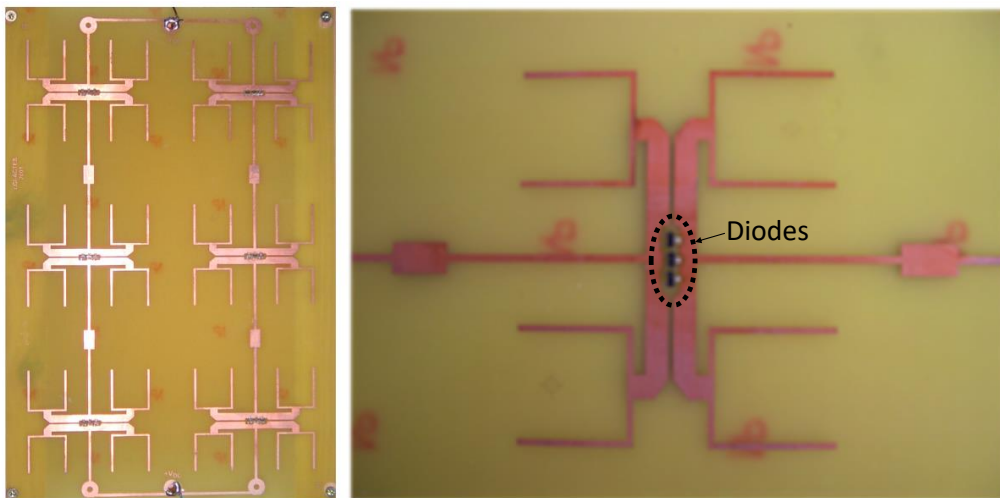


FIGURE 2.36 : Photo du réseau de rectenna H de l'étude de grand bassin.

Pour les dimensions de l'antenne, nous fixons dans un premier temps les longueurs des brins à $\frac{\lambda}{4}$. Ensuite, les dimensions sont ajustées empiriquement à l'aide du logiciel de simulation EMPro (figure 2.37). Contrairement à l'antenne H décrite dans [129], nous concevons un support en PLA de la même forme que l'antenne H. Ainsi, il y aura moins de perturbation et d'atténuation.

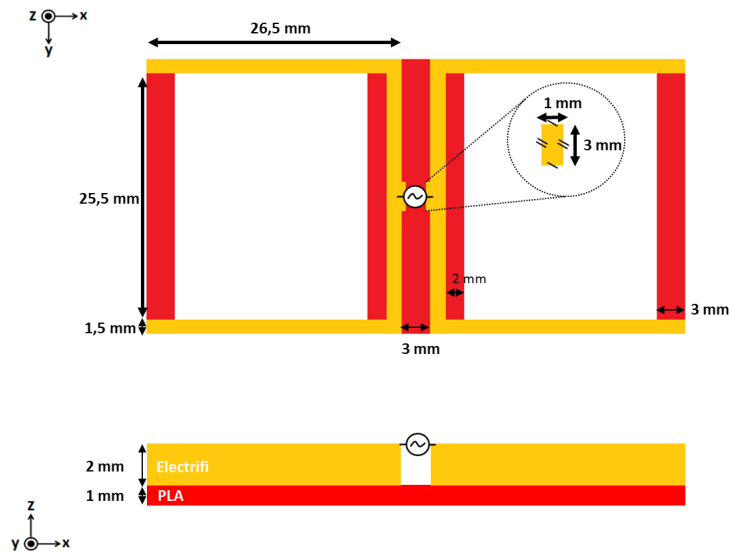


FIGURE 2.37 : Dimensions de l'antenne H.

Le port est situé au centre de l'antenne (voir figure 2.37). La simulation du coefficient de réflexion de l'antenne a été réalisée à la fois avec le code commercial EMPro et un code de calcul électromagnétique de laboratoire (LEAT) basé sur la méthode TLM. Les résultats sont présentés sur la figure 2.38. Initialement, nous constatons que l'antenne présente une bande passante considérable d'environ 2 GHz (de 2 GHz à 4 GHz). Nous observons également des résonances supplémentaires à 8 GHz et 10 GHz. De plus, les deux ensembles de résultats de simulation sont en bon accord.

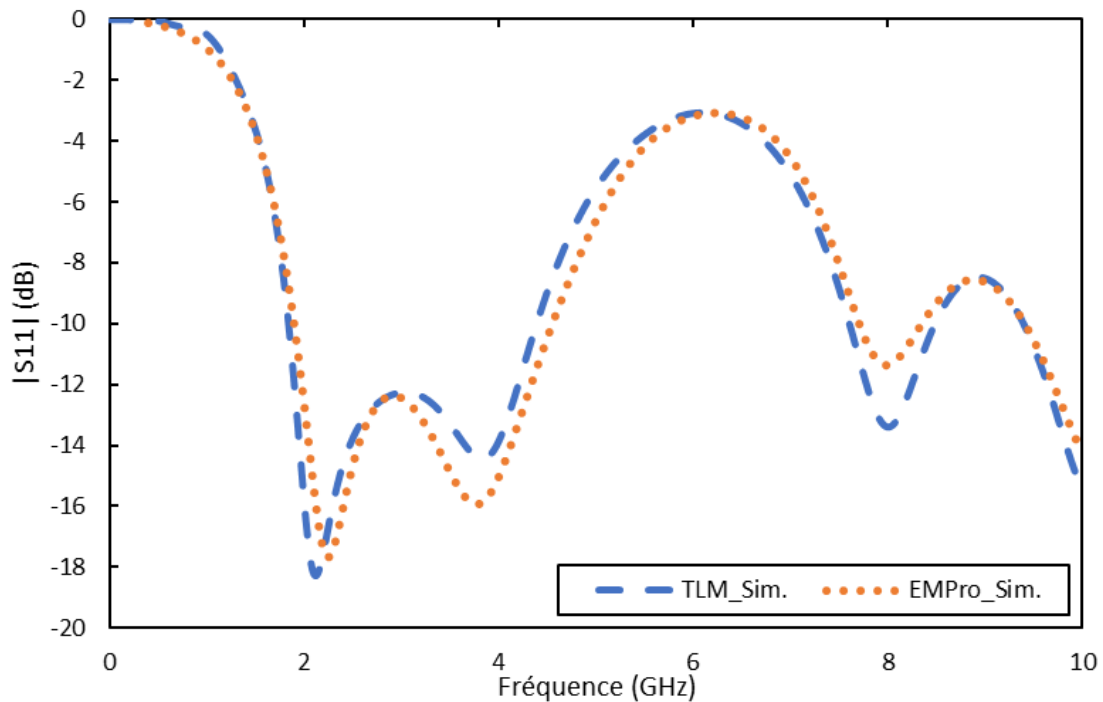


FIGURE 2.38 : Résultat de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne H avec TLM et EMPro.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est également simulé avec EMPro (figure 2.39). L'antenne présente un rayonnement quasi-omnidirectionnel, avec un gain maximal réalisé de 1,58 dBi. Sur la figure 2.40, le gain maximal réalisé est tracé pour différentes fréquences. Dans la bande de 2 GHz à 4 GHz, le gain est supérieur à 0 dBi. Au-delà de 4 GHz, le gain reste supérieur à 0 dBi, cependant le diagramme de rayonnement n'est plus omnidirectionnel.

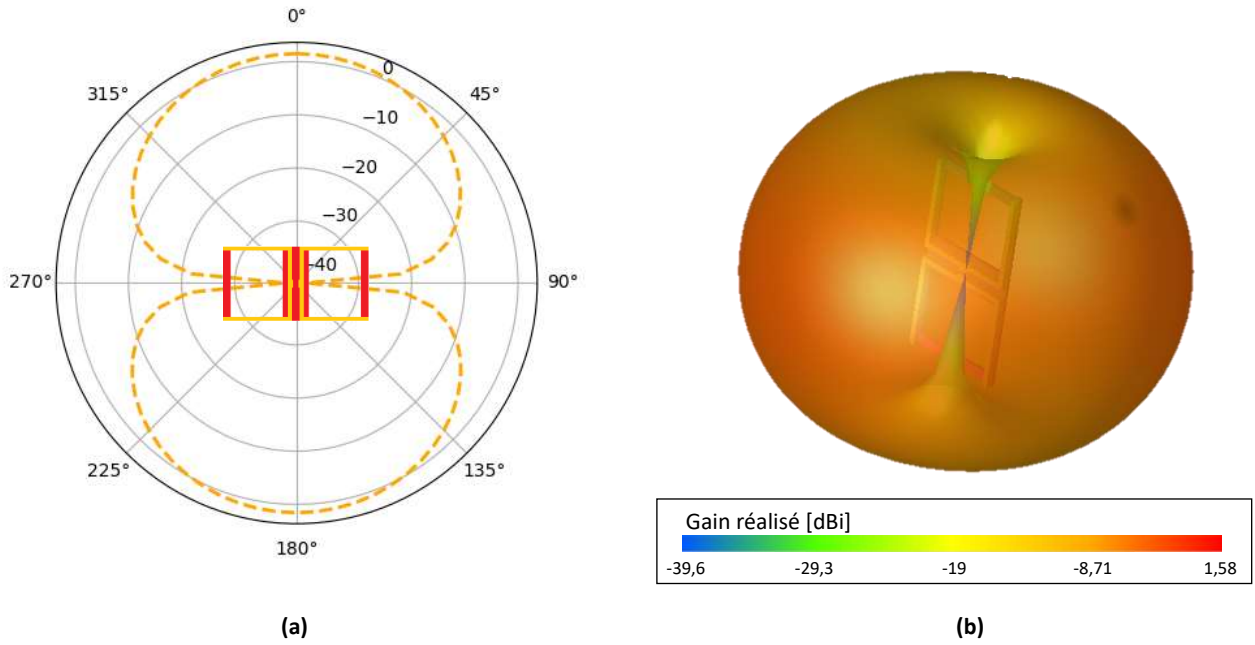


FIGURE 2.39 : Diagramme de rayonnement (a) simulé en 2D avec EMPro (b) simulé en 3D EMPro.

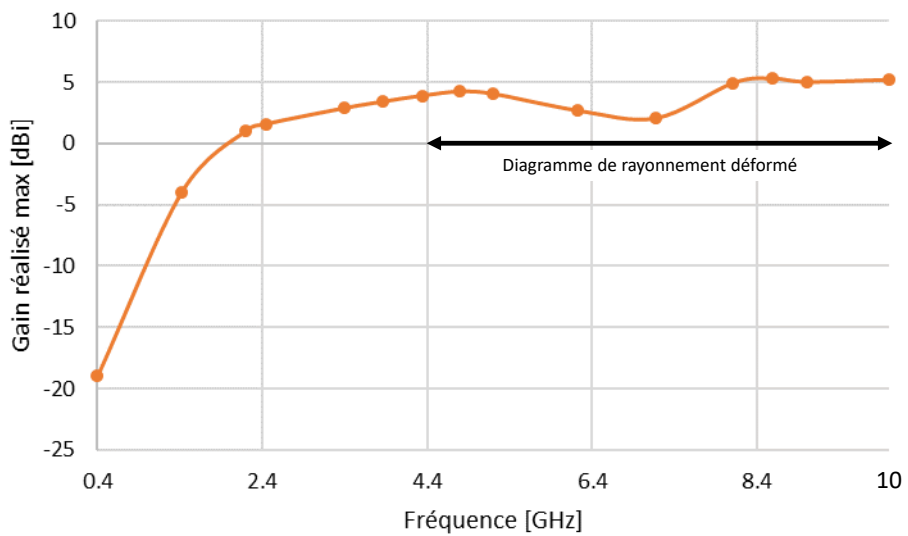


FIGURE 2.40 : Gain réalisé (max) de l'antenne H en fonction de la fréquence.

2.4.3.2 Circuit de redressement en topologie parallèle

Comme mentionné précédemment, nous optons pour une topologie parallèle pour le redresseur. Dans notre configuration, pour maximiser la compacité et simplifier la conception, nous choisissons une rectenna sans circuit d'adaptation, à la manière des travaux de Viskadourakis et al. [103]. Ainsi, la diode SMS7630 est placée au centre de l'antenne, à l'emplacement précédent du port, et est fixée à l'aide de la colle conductrice [109] (figure 2.41).

L'inconvénient de cette technique est que la diode va perturber l'impédance globale de l'antenne, impactant ainsi son efficacité globale. Cependant, elle est très simple à mettre en œuvre. Nous faisons également le choix de ne pas intégrer de filtre DC en sortie.

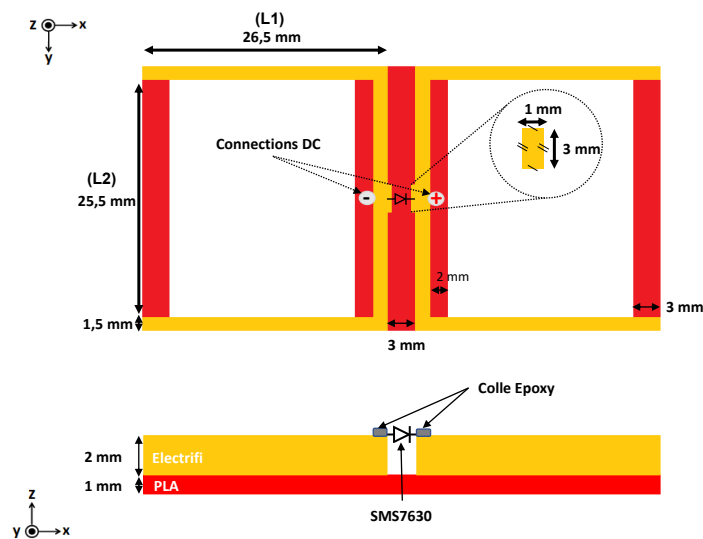


FIGURE 2.41 : Dimensions de la rectenna H.

La simulation de ce type de rectenna reste très complexe, voire impossible avec les logiciels de simulation fréquentielle classiques. Pour pouvoir simuler entièrement la rectenna H, nous utilisons le code de calcul du LEAT basé sur la méthode TLM. La simulation par la méthode TLM est une approche numérique très utilisée dans le domaine de l'électromagnétisme pour étudier le comportement des systèmes à micro-ondes et des dispositifs électromagnétiques. Cette méthode repose sur la discrétisation de l'espace en une grille de mailles formées par l'interconnexion de lignes de transmission. Chaque nœud de la grille est représenté par une matrice de diffusion permettant de calculer les impulsions de tension réfléchies à partir des impulsions de tension incidentes sur le nœud. La propagation des impulsions sur le réseau interconnecté de lignes de transmission est alors équivalent à la propagation du champ électromagnétique grâce à l'analogie tension/champ E et courant/champ H. La méthode TLM permet ainsi naturellement de tenir compte de la présence de composants électroniques sous forme d'éléments localisés dans son maillage. De plus, la simulation est effectuée dans le domaine temporel permettant de tenir compte des régimes transitoires et des effets non linéaires. Elle est donc particulièrement bien adaptée à la simulation globale de rectenna.

Dans le cas présent, la diode SMS7630, insérée au centre de l'antenne H, est représentée par son schéma électrique équivalent tenant compte de la totalité des paramètres SPICE. La résistance de charge est disposée sous le substrat PLA et reliée en parallèle à la diode par des strips métalliques. L'épaisseur de la colle conductrice est également prise en compte. La simulation TLM consiste alors à illuminer la rectenna H par une onde plane avec une densité de puissance identique à celle permettant de récupérer une puissance donnée par l'antenne H passive (résistance de 50 Ohm à la place de la diode et de la charge en parallèle). Ici, les niveaux de puissance récupérée ont été fixés à -12 dBm, -8,5 dBm et -3,5 dBm. Compte tenu de la bonne adaptation de l'antenne H passive, l'écart entre le gain réalisé et le gain n'est que de 0,14dBi. Aussi, ces niveaux de puissance sont une bonne estimation de la puissance collectée par la structure en H indépendamment de la présence de la charge 50 Ohm ou du circuit de redressement.

Les résultats de l'expérience en simulation sont affichés sur la figure 2.42, la figure 2.43, la figure 2.44 et la figure 2.45.

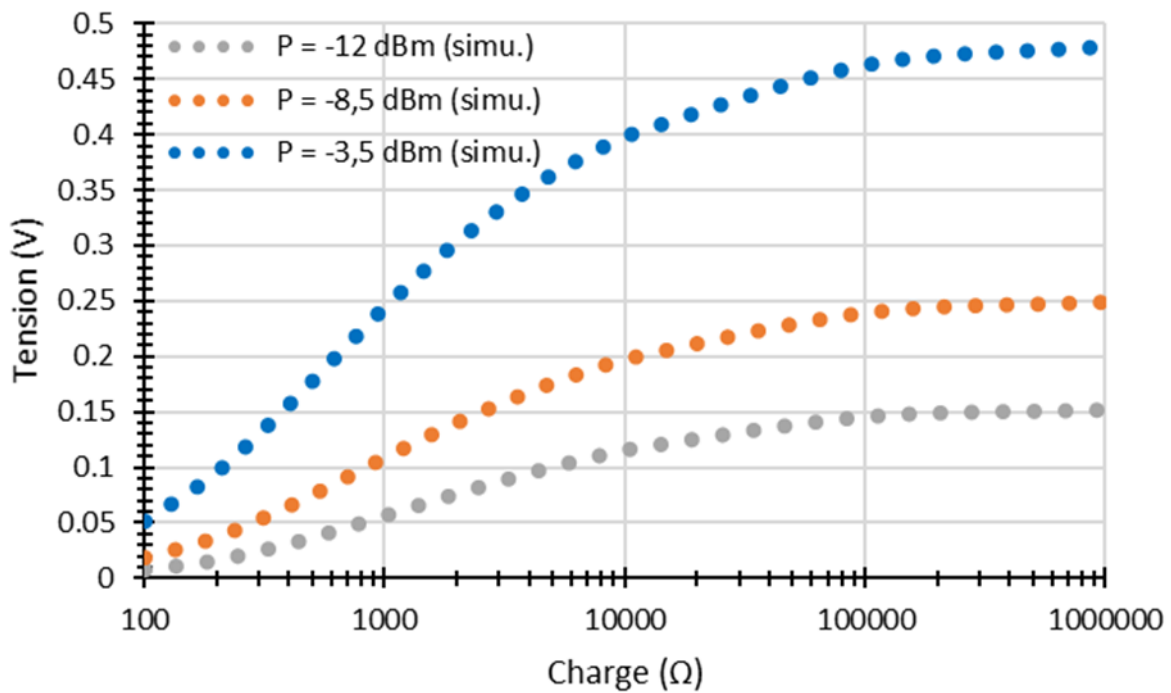


FIGURE 2.42 : Simulation TLM de la tension DC en sortie de la rectenna H en fonction de la charge.

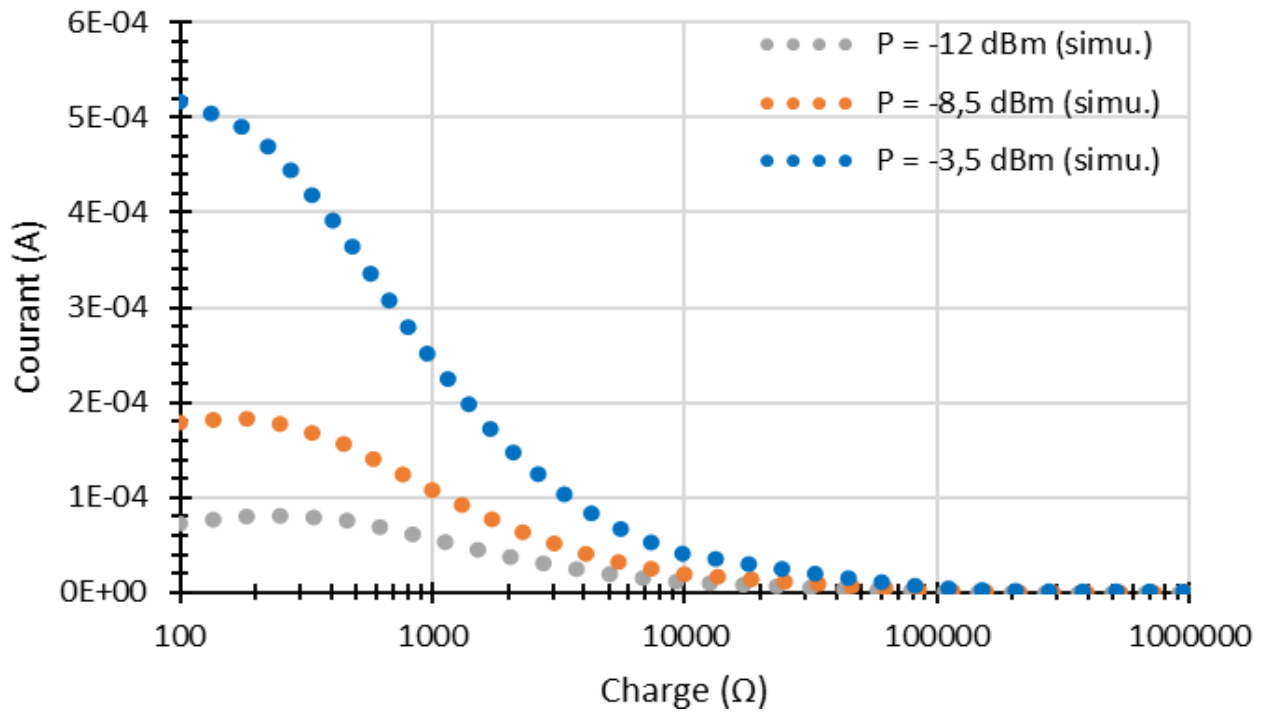


FIGURE 2.43 : Simulation TLM du courant DC en sortie de la rectenna H en fonction de la charge.

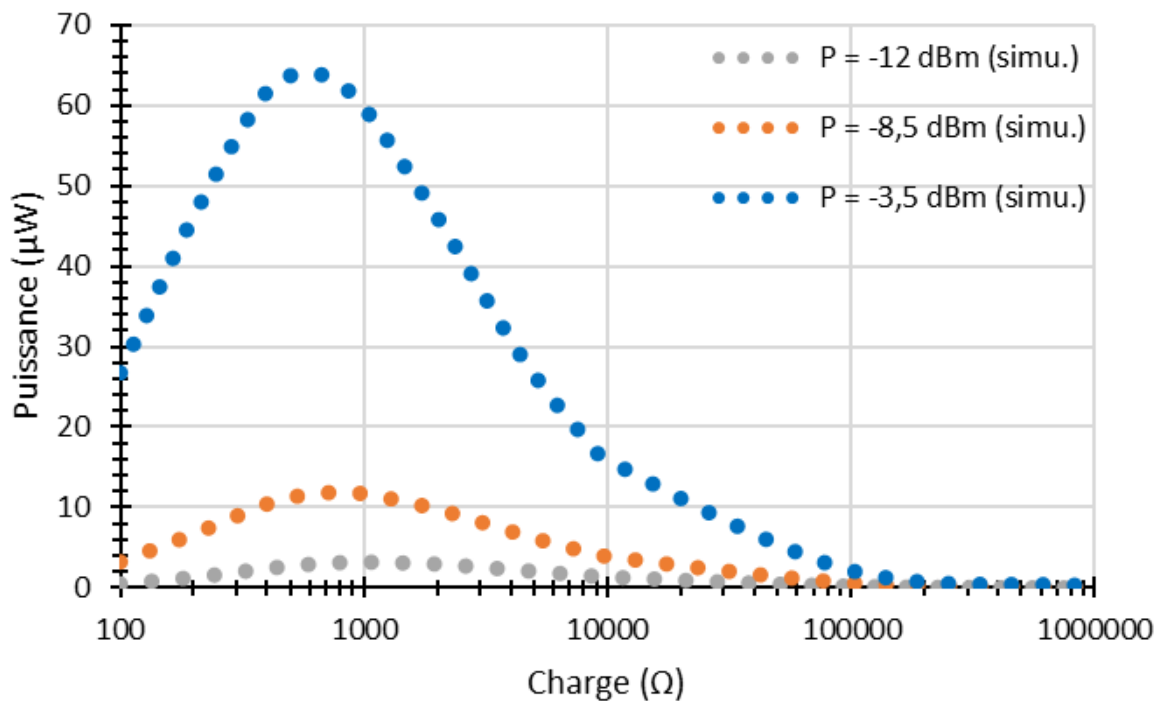


FIGURE 2.44 : Simulation TLM de la puissance DC en sortie de la rectenna H en fonction de la charge.

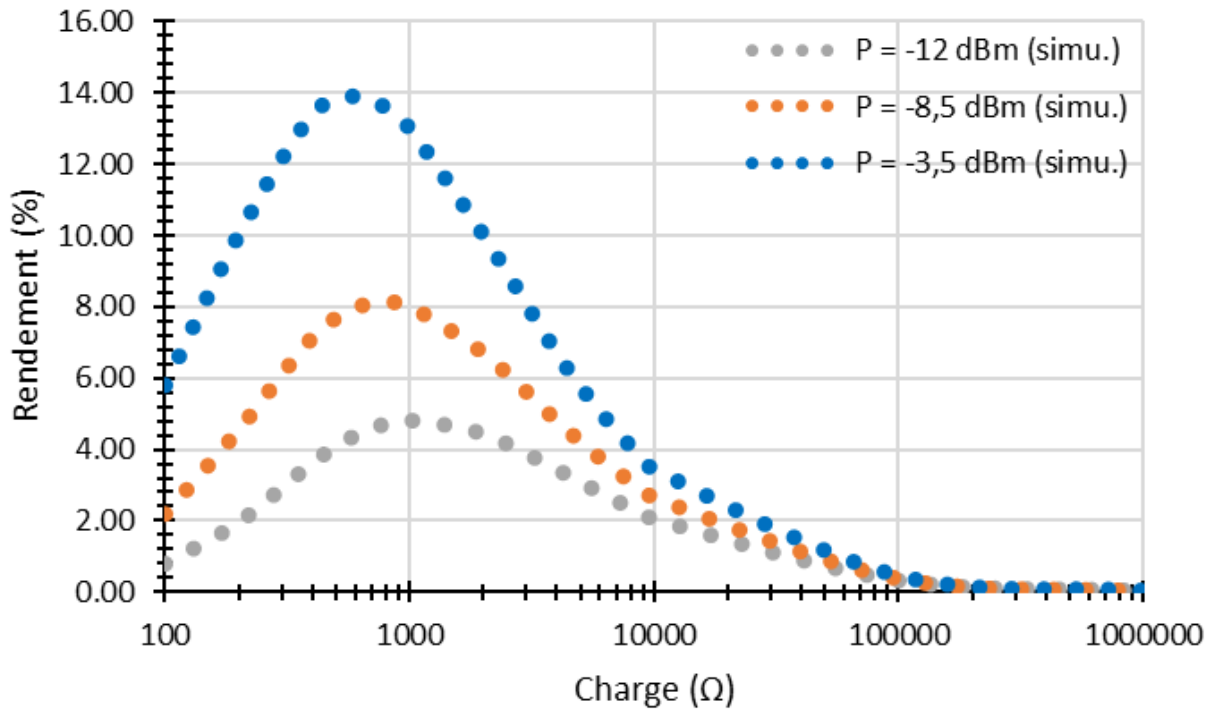


FIGURE 2.45 : Simulation TLM du rendement de la rectenna H en fonction de la charge.

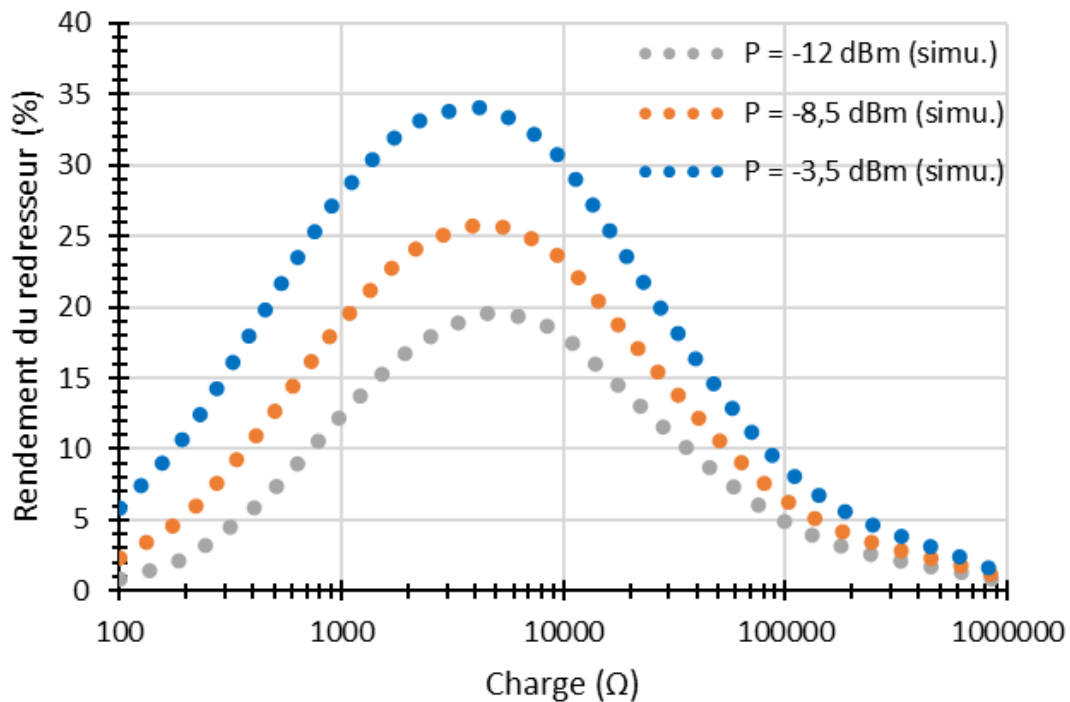


FIGURE 2.46 : Simulation TLM du rendement du redresseur de la rectenna H en fonction de la charge.

De ces résultats, nous constatons dans un premier temps que les charges optimales se situent entre 300 et 1000 Ω . Le rendement maximal pour une puissance d'entrée de -3,5 dBm est atteint à 14 % pour une charge de 600 Ω . En TLM, il est également possible de séparer le rendement du redresseur

du rendement de la rectenna totale. Celui-ci est affiché sur la figure 2.46. Pour une puissance d'entrée de -3,5 dBm, nous observons que le rendement du redresseur avoisine les 35 %. La charge optimale augmente également, ce qui signifie que l'antenne réduit la charge optimale en raison de sa résistance électrique. En réduisant la résistance électrique de l'antenne, il serait possible d'obtenir une charge optimale avoisinant les $6 \text{ k}\Omega$.

2.4.4 Analyse comparative

D'une manière générale, nous observons une efficacité moins élevée des rectennas fabriquées en PLA et filament conducteur Electrifi comparé aux rectennas réalisées avec du cuivre. Concernant les charges optimales, elles se situent pour les deux topologies en dessous de $1 \text{ k}\Omega$. Ce constat peut être corrélé à la résistance du filament Electrifi.

En comparant les deux topologies étudiées, nous constatons une efficacité globalement plus élevée pour la rectenna en topologie série (25 % à -3.5 dBm pour le série et 14 % pour le parallèle). Cependant, il est important de noter que la rectenna H en topologie parallèle n'a pas été optimisée. Si on regarde uniquement le rendement du redresseur, nous pouvons constater qu'il atteint les 35 % pour une puissance d'entrée de -3,5 dBm et une charge de $1,4 \text{ k}\Omega$. En adaptant l'impédance de l'antenne à celle de la diode (impédance conjuguée), il serait alors possible de se rapprocher de ce rendement.

Le rendement du redresseur en topologie parallèle est plus important que celui en série car sa taille est plus petite, engendrant ainsi moins de pertes en DC. Au vu des pertes causées par l'Electrifi, il est préférable de minimiser la taille des circuits. Il est également notable que le mode de propagation imposé par l'antenne H de type dipôle permet une efficacité plus élevée que l'antenne patch.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une méthodologie de conception de rectennas en impression additive a été présentée. Le choix des matériaux ainsi que leur caractérisation ont été effectués pour la fabrication des circuits RF. Une étape cruciale a été la modélisation de la diode SMS7630 dans son environnement, permettant ainsi d'obtenir un modèle de diode fonctionnel couvrant une gamme de puissance allant de -10 à 0 dBm, sur une plage de fréquences de 1 à 5 GHz.

Les antennes patch rectangulaires et en forme de H ont été sélectionnées pour l'étude en raison de leurs principes de fonctionnement et de leurs caractéristiques distinctes. Deux topologies de redressement comportant une seule diode ont été examinées. Le modèle de la diode a servi à concevoir le circuit de redressement en topologie série, affichant un rendement simulé maximal de 25,34 % à une puissance de 0 dBm et une fréquence de 2,45 GHz.

La mise en œuvre du circuit de redressement en topologie parallèle s'est avérée plus complexe, nécessitant l'utilisation du code de calcul du LEAT basé sur la méthode TLM pour concevoir la rectenna en forme de H. Cette dernière a présenté un rendement simulé maximal de 14 % pour une charge de 600Ω et une puissance d'entrée de -3,5 dBm.

L'analyse des résultats révèle que les rectennas conçues pour l'impression 3D par DFF avec du PLA et du filament conducteur présentent des efficacités inférieures à celles des rectennas traditionnelles. La faible conductivité du filament Electrifi entraîne des pertes significatives, réduisant ainsi l'efficacité globale du système, tant au niveau des antennes que des circuits de redressement.

Le chapitre suivant proposera d'étudier des méthodes innovantes visant à améliorer les performances de l'antenne patch en exploitant les capacités de l'impression 3D par dépôt de fil fondu.

CHAPITRE 3

Amélioration des performances des rectennas en impression 3D

3.1 Introduction

Ce chapitre se concentre sur l'amélioration des performances d'une rectenna réalisée par impression 3D. L'objectif principal est d'explorer de nouvelles méthodes d'adaptation et des configurations innovantes pour optimiser l'efficacité de conversion RF/DC. Dans un premier temps, nous examinons les rectennas en série, en mettant en œuvre une méthode d'adaptation par cavité d'air pour l'antenne patch. Nous étudions en détail les caractéristiques de la cavité d'air, concevons des antennes patch adaptées par cette méthode, et comparons les performances obtenues avec d'autres méthodes d'adaptation traditionnelles. Ensuite, nous nous penchons sur l'amélioration des performances de l'antenne patch en utilisant des formes 3D. Nous explorons les configurations patch + pyramide et cadre, et réalisons une étude paramétrique approfondie pour optimiser ces configurations en termes de gain, de directivité et d'efficacité. Enfin, nous abordons les rectennas en parallèle, en développant un réseau planaire de rectennas H. Ces nouvelles architectures sont étudiées pour évaluer leur capacité à améliorer les performances globales des systèmes. Ce chapitre apporte donc des contributions significatives à l'avancement des rectennas fabriquées en impression 3D, en proposant des solutions innovantes pour optimiser leur efficacité énergétique.

3.2 Méthode d'adaptation par cavité d'air

L'impression 3D offre une conception plus flexible grâce à son processus additif. Cette approche permet une grande liberté de conception, car pratiquement n'importe quelle forme géométrique peut être créée sans les restrictions des méthodes traditionnelles. Ainsi, le substrat de l'antenne peut facilement être fabriqué en intégrant des cavités d'air. Ce procédé, a été introduit par Dahlehno et al. dans ses travaux [130]. Ils ont utilisée des cavités d'air pour fabriquer une antenne avec une fréquence de résonance reconfigurable. De plus, Ghazali et al. dans leur travaux [131] ont présenté une antenne composée d'un substrat d'air, réalisée avec une technique d'assemblage similaire à celle des LEGO. Ces recherches ont démontré la réduction des pertes et l'augmentation du gain des antennes.

Ainsi, nous proposons d'intégrer une cavité d'air directement dans le substrat de l'antenne, entre la ligne d'alimentation et le plan de masse, afin de faciliter la conception de l'antenne, de réduire les pertes par propagation en transmission à travers le substrat, et d'adapter l'antenne en modifiant la permittivité relative sous la ligne, et donc son impédance caractéristique [132].

3.2.1 Impact de la cavité d'air sur une ligne de transmission

Une étude paramétrique est menée pour déterminer les dimensions optimales de la cavité d'air à insérer sous la ligne d'alimentation de l'antenne patch, tout en tenant compte des contraintes d'impression. En effet, bien que l'imprimante 3D par DFF soit capable d'imprimer dans le vide (sans nécessité de support), si l'écart entre les deux parties à relier est trop grand, une déformation sera alors observée. Dans notre cas, l'imprimante 3D est capable d'imprimer jusqu'à 10 mm dans le vide. Au-delà de cette valeur, un affaissement se produit, fragilisant la structure. Par conséquent, toutes les études sont menées en tenant compte de la précision de l'imprimante 3D sur les axes X, Y et Z lors de la réalisation des différents éléments de l'antenne.

Cette étude est réalisée par simulation et se concentre sur l'optimisation de la transmission de puissance (paramètre $|S_{21}|_{dB}$) entre deux ports de 50Ω à la fréquence de 2,45 GHz. La figure 3.1 illustre la ligne microruban de transmission avec la cavité d'air dans le substrat, sous différents angles de vue. Dans un premier temps, la largeur l_{cav} est fixée à 5 mm, l'épaisseur de la cavité h_{cav} est fixée à 1 mm, et la longueur L_{cav} varie de 5 mm à 20 mm par pas de 1 mm. Les résultats sont présentés sur la figure 3.2 (a).

Ensuite, la longueur de la cavité (L_{cav}) est fixée à 20 mm, l'épaisseur de la cavité (h_{cav}) est fixée à 1 mm, et la largeur (l_{cav}) varie de 1 mm à 10 mm par pas de 1 mm. Les résultats sont visibles sur la figure 3.2 (b).

Enfin, la longueur de la cavité L_{cav} est maintenue à 20 mm, la largeur est fixée à 5 mm, et l'épaisseur varie de 0,1 mm à 1 mm. Les résultats de l'étude sont présentés sur la figure 3.2 (c).

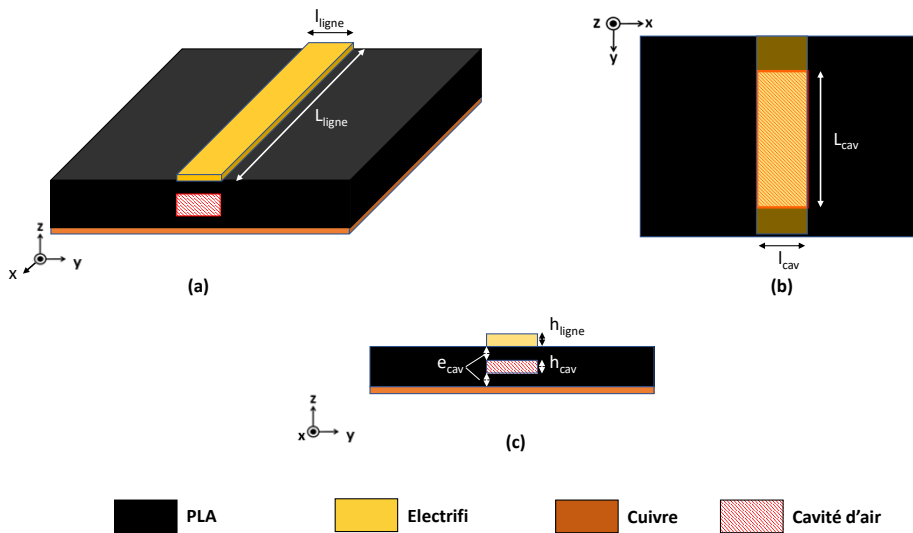


FIGURE 3.1 : Schéma de la ligne de transmission avec cavité d'air (a) Vue isométrique (b) Plan XY (c) Plan ZY.

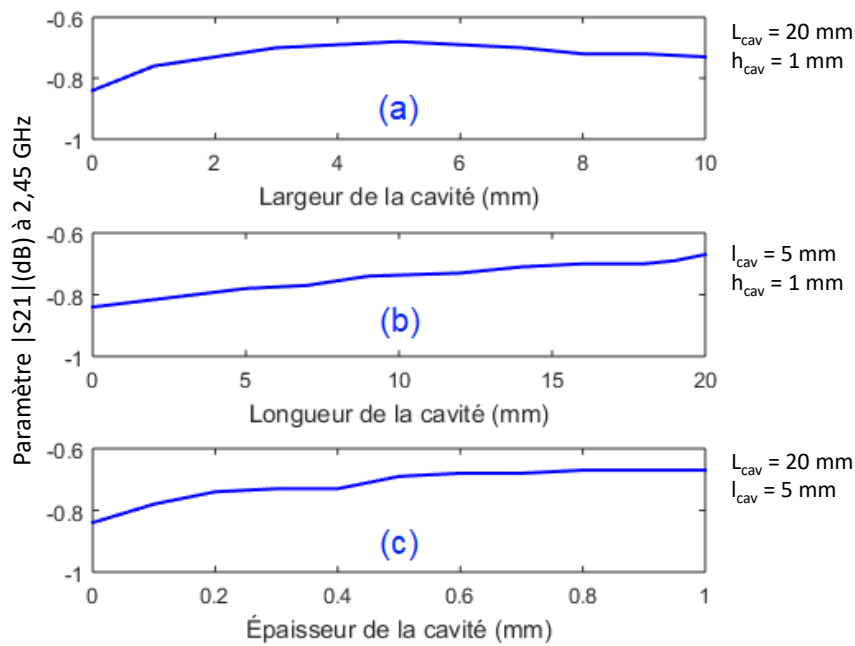


FIGURE 3.2 : Étude paramétrique sur la largeur (a), la longueur (b) et l'épaisseur (c) en simulation de l'impact de la cavité d'air dans le substrat sur une ligne 50Ω en transmission de 20 mm.

La figure 3.2 montre tous les résultats obtenus et permet d'observer que :

- L'augmentation de la largeur de la cavité permet de réduire les pertes en transmission de puissance. Au-delà de 5 mm, il n'y a plus d'amélioration significative.
- L'augmentation de la longueur entraîne une diminution des pertes en transmission.

- De même, une augmentation de l'épaisseur de la cavité diminue les pertes en transmission qui se stabilise autour d'1 mm.
- Par déduction, nous pouvons dire que les dimensions optimales de la cavité d'air dans le substrat pour réduire les pertes en transmission sont : $(L_{cav}) = (L_{ligne})$, $(l_{cav}) = (l_{ligne})$ et $(h_{cav}) = 1$ mm. Autrement dit, la cavité d'air doit occuper le maximum de volume sous la ligne de transmission (en tenant compte des contraintes mécaniques).

Afin de confirmer l'impact de la cavité d'air sur la transmission de puissance d'une ligne de 50Ω , des mesures du paramètre $|S_{21}|_{dB}$ sont effectuées. La ligne de transmission avec et sans cavité est réalisée selon les dimensions optimales trouvées, pour une ligne de longueur arbitraire fixée à 30 mm. La figure 3.3 présente les résultats de ces mesures. On observe une diminution des pertes dans le substrat qui augmente en fonction de la fréquence. À la fréquence de 2,45 GHz, une réduction des pertes d'environ 0,33 dB est constatée, ce qui correspond à une augmentation de 8,6 % de la puissance transmise. Ces mesures confirment ainsi l'impact de la cavité d'air dans le substrat sur la réduction des pertes par propagation à l'intérieur de ce dernier.

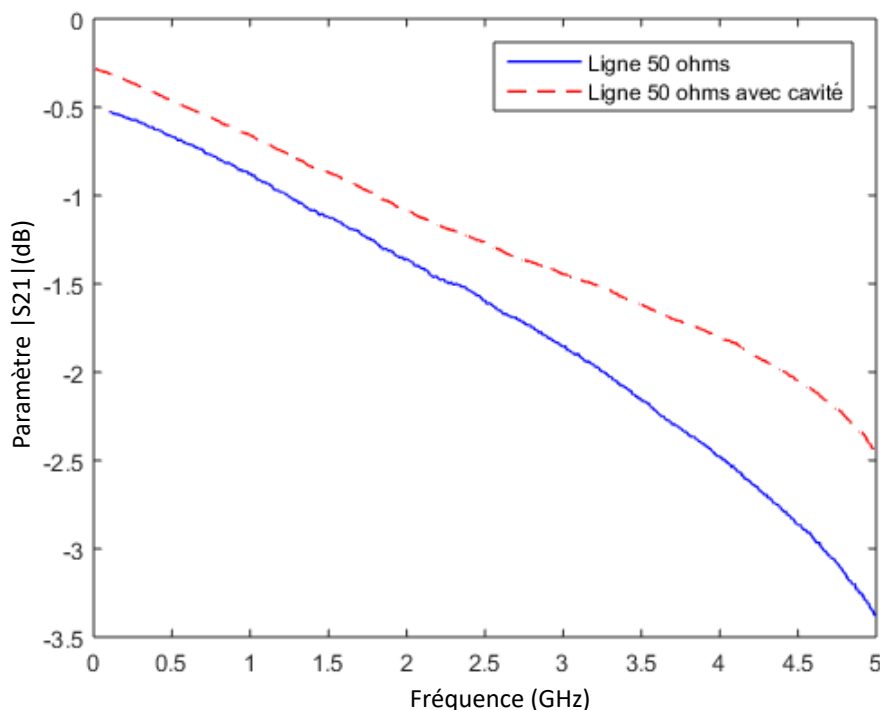


FIGURE 3.3 : Mesure en transmission d'une ligne 50Ω avec et sans cavité d'air.

3.2.2 Adaptation d'une antenne patch par cavité d'air

En plus de réduire les pertes en transmission, la présence de la cavité d'air modifie également l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation de l'antenne. L'insertion d'air dans le substrat entraîne une modification de la permittivité relative (ϵ_r) entre la ligne et le plan de masse. Ainsi, il devient possible d'adapter l'antenne.

Une deuxième étude paramétrique est alors menée sur la cavité d'air en présence de l'élément rayonnant de l'antenne. Cette étude vise à observer l'évolution de l'impédance de l'antenne en fonction des dimensions de la cavité d'air. L'antenne patch non adaptée conçue dans le chapitre précédent est reprise pour l'étude. Les dimensions du patch et de la ligne sont fixes, tandis que celles de la cavité d'air sont définies comme suit : une largeur fixée à 5 mm, une épaisseur fixée à 1 mm, et une longueur variant de 5 mm à 20 mm par incréments de 1 mm (figure 3.5). Les résultats de cette étude sont présentés dans la figure 3.4.

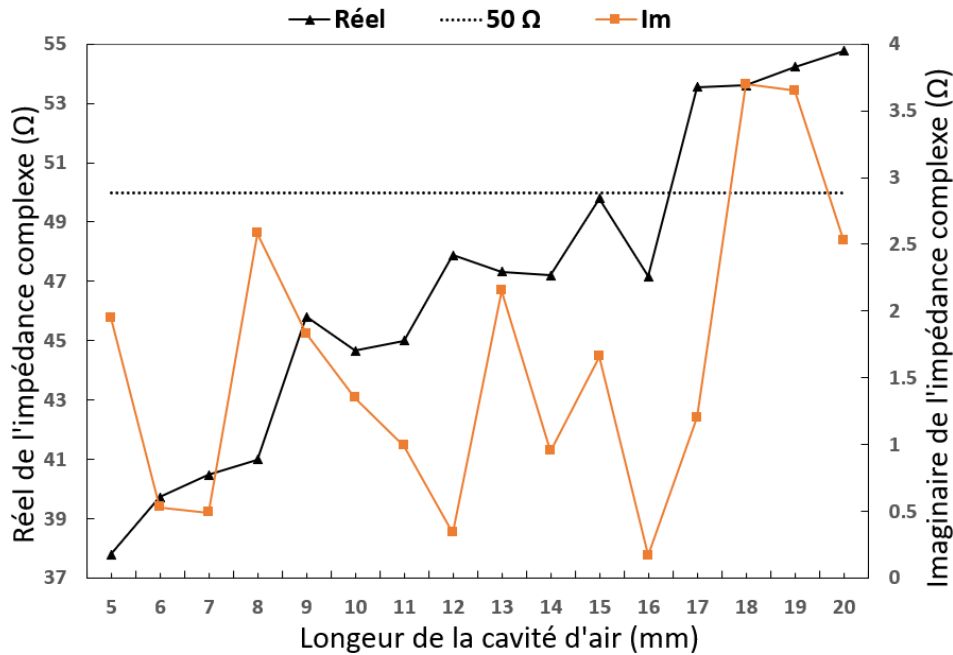


FIGURE 3.4 : Étude paramétrique de l'impact de la longueur de la cavité sur l'adaptation de l'antenne patch rectangulaire à la fréquence 2,45 GHz.

L'étude paramétrique sur la longueur de la cavité d'air révèle la modification de l'impédance globale de l'antenne ramenée au port d'entrée. Il est ainsi possible d'adapter l'antenne patch rectangulaire en insérant une cavité d'air dans son substrat entre la ligne d'alimentation et le plan de masse sans modifier les dimensions de la ligne et du patch. La figure 3.4 montre que dans notre configuration, l'augmentation de la longueur de la cavité accroît la partie réelle de l'impédance complexe de l'antenne. La dispersion des points de résultats peut s'expliquer par des erreurs de simulation (maillage, convergence,...).

Un compromis doit donc être trouvé entre la réduction des pertes en transmission et l'adaptation de l'antenne. La meilleure adaptation de l'antenne se produit pour une cavité d'air de longueur 15 mm. Cependant, nous constatons des performances supérieures (au niveau du gain de l'antenne) pour une cavité de longueur 20 mm, bien que l'impédance soit moins proche de 50 Ω comme il est montré dans le tableau 3.1. Nous retenons donc pour la suite, la longueur de la cavité d'air à 20 mm.

L'antenne patch est donc conçue avec les dimensions déterminées pour une fréquence de fon-

tionnement de 2,45 GHz à l'aide du logiciel EMPro. Les dimensions de l'antenne sont présentées sur la figure 3.5. Notons que les dimensions ne diffèrent pas de celles de l'antenne patch non adaptée soit : $W_{substrat} = L_{substrat} = 90$ mm, $W_{patch2} = 43,2$ mm, $L_{patch2} = 34,7$ mm, $W_{ligne2} = 5$ mm, $L_{ligne2} = 20$ mm, $L_{cav2} = 20$ mm et $h_{patch2} = 1$ mm. La figure 3.6(a) présente le coefficient de réflexion de l'antenne patch avec et sans la cavité d'air. L'antenne affiche un coefficient de réflexion inférieur de 57 % à celui de l'antenne sans cavité, confirmant ainsi la possibilité d'adapter l'antenne avec une cavité d'air.

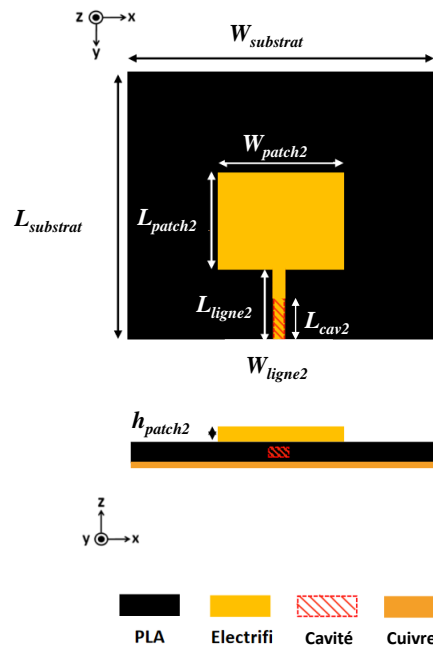


FIGURE 3.5 : Schéma de l'antenne patch adaptée par cavité d'air.

Le diagramme de rayonnement (gain réalisé) de l'antenne est affiché sur la figure 3.6(b) et est comparé à l'antenne patch sans cavité. Nous remarquons que le diagramme de rayonnement évolue en présence de la cavité d'air. Le gain maximum passe de 0,8 dBi à 1,27 dBi ce qui correspond à une augmentation de 62,5 %.

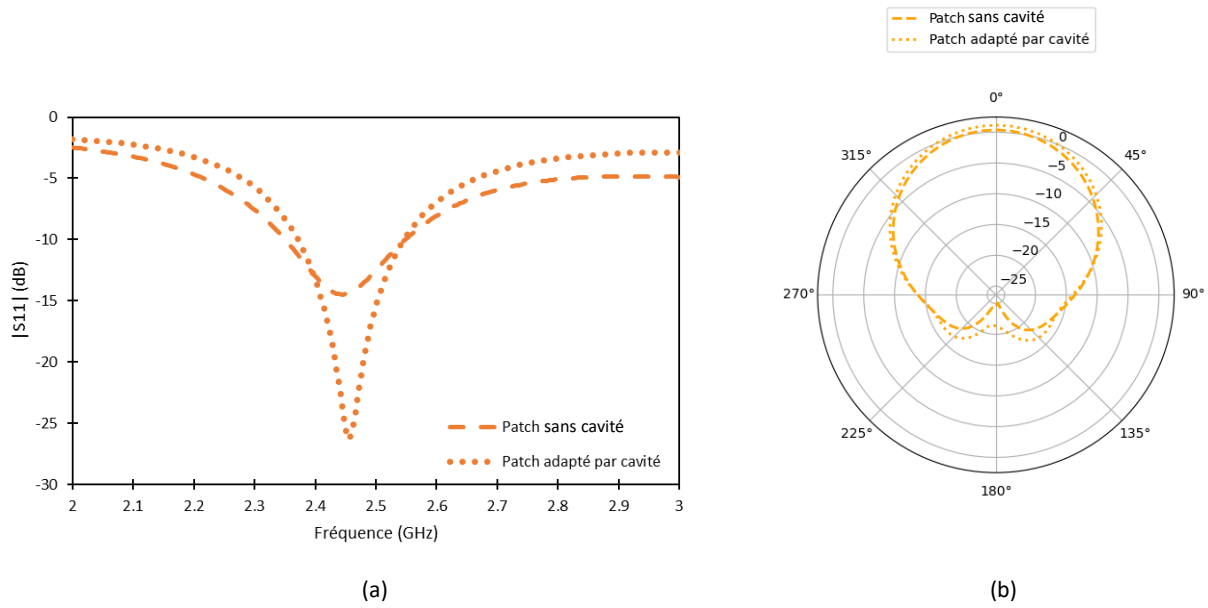


FIGURE 3.6 : Simulation du coefficient de réflexion de l’antenne patch et de l’antenne patch adaptée par cavité d’air.

3.2.3 Comparaison des méthodes d’adaptation

Afin d’évaluer les performances de la cavité d’air sur une antenne patch conçue pour être fabriquée en impression 3D par dépôt de fil fondu (DFF), une comparaison entre différentes méthodes d’adaptation en simulation est effectuée (étudiées dans le chapitre 2). Le tableau 3.1 résume les performances des antennes pour chaque méthode d’adaptation : (1) antenne non adaptée, (2) antenne adaptée par encoches, (3) antenne adaptée par ligne quart d’onde, (4) antenne adaptée par cavité d’air, et (5) antenne adaptée par cavité d’air (simulée pour la meilleure adaptation d’impédance).

Type d’antenne	1	2	3	4	5
$ S_{11} $ (dB)	-14	-27,1	-26,4	-26	-35,6
Gain réalisé (dBi)	0,8	0,3	1,2	1,32	1,04
Impédance C (Ω)	$34,8+j5,3$	$50,15+j4,4$	$52-j4$	$54,2+j2,5$	$49,8+j1,66$
Efficacité (%)	18,66	17,3	20	20,52	19,67

TABLE 3.1 : Caractéristiques simulées des antennes en fonction de la technique d’adaptation à la fréquence 2,45 GHz.

Les résultats de simulation confirment que la cavité d’air apporte à l’antenne une meilleur efficacité de rayonnement. Nous observons une faible efficacité de rayonnement pour l’antenne adaptée par encoches, ce qui peut s’expliquer par la diminution de la surface de l’élément rayonnant. L’antenne 5, bien qu’elle soit mieux adaptée que l’antenne 4, présente une efficacité de rayonnement et un gain moins élevés. Cela peut s’expliquer par le fait que la longueur de la cavité est plus petite sous la ligne

de transmission. En effet, avec moins de volume d'air sous la ligne de transmission, les pertes par propagation dans le substrat augmentent. Cela entraîne une altération de la transmission de puissance entre le générateur et le patch, réduisant ainsi l'énergie reçue par le patch. Même si son adaptation est meilleure, elle n'est pas suffisante pour compenser le gain apporté par une cavité d'air sous toute la ligne d'alimentation. L'insertion d'une cavité d'air dans le substrat de l'antenne sous la totalité de la ligne améliore donc les performances de l'antenne et est aussi efficace que la technique d'adaptation par ligne quart d'onde. Il est noté que l'utilisation de la cavité d'air ne nécessite pas de modifier les dimensions de l'élément rayonnant pour corriger un décalage de fréquence de résonance induit par les deux autres méthodes.

3.3 Addition de formes 3D

3.3.1 Antenne patch avec pyramide et cadre

Dans la section précédente, une nouvelle méthode d'optimisation des performances des antennes patch a été présentée. Néanmoins les performances de l'antenne patch restent limitées. Bien que les recherches précédentes aient montré la faisabilité des antennes patch classiques en utilisant l'impression 3D DFF [93, 88, 89], il est impératif d'améliorer ces performances en exploitant pleinement les capacités de fabrication offertes par l'impression 3D.

Il existe différentes méthodes pour améliorer les performances d'une antenne patch classique, telles que l'incorporation de fentes dans le patch [133, 134], l'utilisation de réseaux d'antennes [135, 136], l'intégration de patch parasites [137], ou même l'ajout de lentilles diélectriques [138, 139]. Les recherches récentes se sont concentrées sur l'amélioration de leurs performances en utilisant des substrats 3D courbés imprimés sous un patch métallique. En 2020, G. Muntoni et al. [91] ont introduit une forme cylindrique sur un substrat imprimée en PLA sous le patch rayonnant de l'antenne pour améliorer la largeur de la bande passante et réduire la taille de l'antenne. Dans leur travail ultérieur [92], cette conception a été améliorée en ajoutant des patch parasites de chaque côté du patch rayonnant, ce qui a entraîné une augmentation de la largeur de bande et du gain. Ces travaux sont néanmoins effectués avec du PLA et du cuivre et non avec des filaments conducteurs.

Dans ce contexte, nous proposons une méthode innovante pour améliorer les performances de l'antenne patch réalisé en impression 3D. Cette méthode consiste à ajouter une forme conductrice sur l'élément rayonnant du patch, dont le profil et la hauteur influenceront les performances de l'antenne. La forme est entièrement fabriquée en utilisant l'impression 3D avec du filament conducteur Electrifi [140].

Les techniques d'impression 3D offrant une liberté de fabrication suivant l'axe Z, nous sélectionnons deux types de profils 3D pour l'impression de la forme sur l'antenne patch : un cadre rectangulaire et une pyramide. Le cadre ressemble à une structure concave, tandis que la pyramide a une structure convexe. Ces formes, souvent utilisées dans le domaine des antennes, peuvent avoir un im-

pect sur le rayonnement de l'antenne patch. L'objectif de ces patch profilés en 3D est d'améliorer le gain des antennes patch. En général, la fabrication de ce type de formes avec les méthodes de fabrication soustractives est plus coûteuse et entraîne un gaspillage de matériau plus important [141]. Cette observation est particulièrement vraie pour la fabrication du cadre rectangulaire. Par exemple, l'usinage CNC d'un cadre rectangulaire d'une hauteur de 20 mm pour l'antenne patch nécessite un cube de cuivre usiné de dimensions 40 mm × 45 mm × 20 mm, avec un coût d'environ 60 €. Avec l'impression 3D, lors de l'utilisation de matériaux conducteurs, le cadre peut être produit avec un coût de moins de 2 €.

Une étude paramétrique basée sur des simulations est menée pour déterminer la hauteur optimale h_{opt} pour chaque profil 3D. Le critère de convergence vers la conception optimale repose sur un compromis entre une bonne adaptation d'impédance, une grande directivité et un gain élevé. Ensuite, nous analyserons et discuterons des performances des deux d'antennes 3D, puis sélectionnerons le profil d'antenne le plus prometteur pour la fabrication dans le chapitre 4.

3.3.2 Étude paramétrique des formes 3D

Pour les formes 3D sélectionnées, nous devons déterminer la hauteur optimale h_{opt} de l'extension le long de l'axe Z.

L'étude paramétrique est faite en simulation avec l'outil numérique EMPro. Les dimensions des différentes antennes sont indiquées dans la figure 3.7. Nous faisons varier la hauteur des formes de 0 mm à 35 mm. Pour chaque hauteur, nous analysons le $|S_{11}|$ en dB à 2,45 GHz, le gain et la directivité de l'antenne pour la fréquence de résonance. La longueur et la largeur de base des formes 3D sont les mêmes que celles de l'antenne patch classique précédemment étudiée dont les dimensions étaient W_{patch} , L_{patch} . L'épaisseur du cadre, notée t_{cadre} , est fixée à 1 mm. De plus, le cadre et la pyramide sont imprimés avec une densité à 100 % de matériau en Electrifi (formes pleines).

L'impact des formes 3D sur les performances des antennes patch 3D est maintenant présenté. La figure 3.8 illustre la directivité et le gain maximal de chaque type d'antenne en fonction de la hauteur de l'extension pyramidale et du cadre.

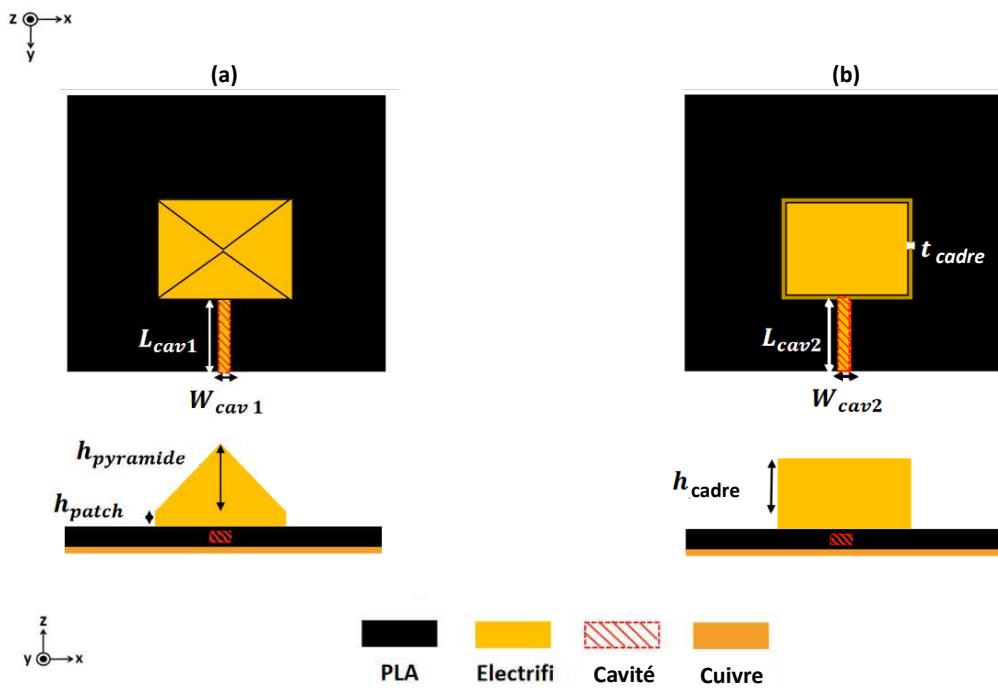


FIGURE 3.7 : Schéma de (a) l'antenne patch + pyramide en Electrifi et (b) de l'antenne patch + cadre en Electrifi.

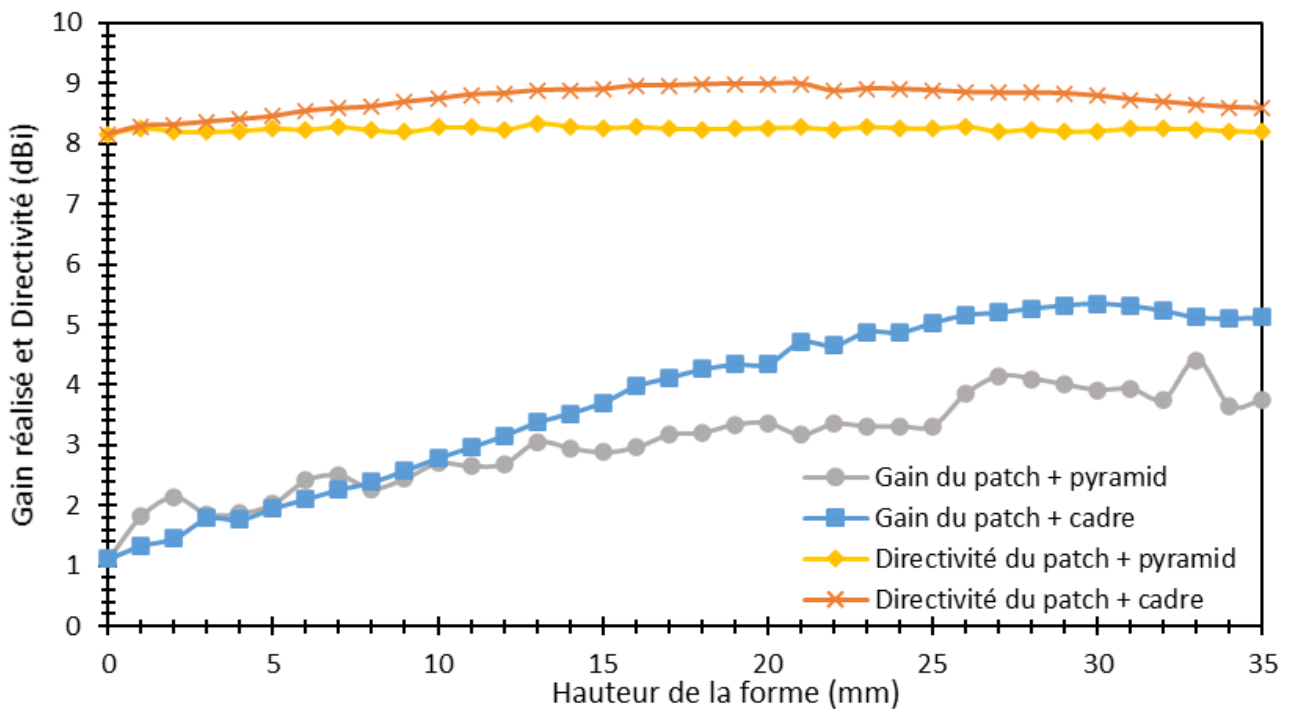


FIGURE 3.8 : Étude paramétrique : gain et directivité pour la fréquence de résonance simulée en fonction de la hauteur des formes 3D pour l'antenne Electrifi.

Pour des dimensions optimisées, nous simulons les courants de surfaces. La figure 3.11 montre les

courants de surface sur l'antenne patch 2D et les deux antennes 3D. Pour les simulations, la hauteur choisie pour la pyramide est de 33 mm et celle du cadre est de 20 mm (ce choix est développé après l'analyse). L'impact de la hauteur des profils 3D sur la fréquence de résonance des antennes et sur $|S_{11}|$ à la résonance est montré dans la Figure 3.9.

Comme présenté dans le chapitre 1, les antennes patch imprimées avec le filament Electrifi ont un gain plus faible par rapport aux antennes patch cuivre. Cela peut s'expliquer par le phénomène électromagnétique de l'effet de peau qui fait que, à fréquence élevée le courant a tendance à ne circuler qu'en surface des conducteurs. L'épaisseur de peau, δ , est inversement liée à la conductivité et à la fréquence de fonctionnement selon l'équation 2.12.

L'épaisseur de peau dans le filament Electrifi est de $200 \mu\text{m}$, tandis que celle du cuivre n'est que de $1,3 \mu\text{m}$ à 2,45 GHz (figure 2.8). La résistance de surface des antennes Electrifi est donc plus élevée, entraînant des pertes ohmiques plus importantes par rapport aux matériaux conducteurs en cuivre.

La figure 3.8 montre que l'antenne patch adaptée par cavité + pyramide présente une augmentation progressive de son gain allant jusqu'à 3 dB à mesure que sa hauteur augmente. En effet, l'augmentation de l'épaisseur de la couche conductrice de l'antenne patch réduit considérablement sa résistance de perte dans le cas de l'Electrifi.

La pyramide provoque seulement de faibles décalages de la fréquence de résonance comme le montre la figure 3.9-a, avec la fréquence de résonance restant toujours dans les limites de 2,4 à 2,48 GHz du spectre WiFi. Cela est dû à l'effet minimal de la pyramide sur les champs aux bords avant et arrière du patch et, par conséquent, sur sa longueur électrique.

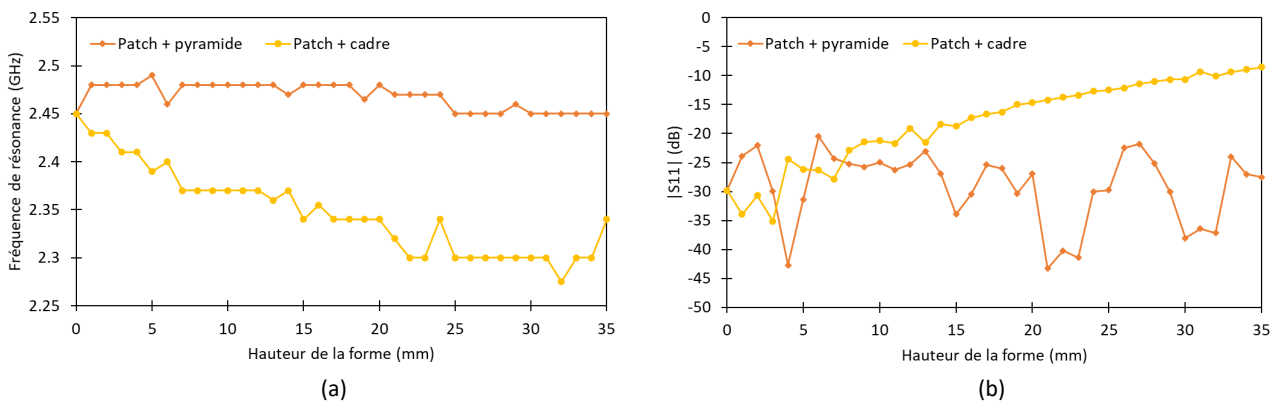


FIGURE 3.9 : (a) Fréquence de résonance et (b) $|S_{11}|$ en fonction de la hauteur des deux types d'antennes 3D.

Nous analysons maintenant les résultats obtenus en utilisant l'extension de cadre rectangulaire aux antennes patch planes. Pour l'antenne patch Electrifi + cadre, la directivité passe de 8 dBi à 9 dBi (1 dB d'augmentation) à une hauteur de 20 mm, puis diminue à mesure que la hauteur augmente. Une augmentation significative du gain est observée avec la hauteur du cadre. Nous attribuons cet effet à une distribution encore plus large du courant de surface sur les bords latéraux du patch que celle observée pour l'antenne patch + pyramide, comme le montre la figure 3.11. Le gain de l'antenne en

forme de cadre commence à 1,2 dBi, mais augmente avec la hauteur du cadre, atteignant 4,2 dBi à $h_{cadre} = 20$ mm et 5,4 dBi à $h_{cadre} = 30$ mm. Nous concluons que l'antenne patch + cadre présente des améliorations plus élevées en ce qui concerne le gain et la directivité par rapport à son homologue en forme pyramidale. Cependant, la figure 3.9 a montré que l'antenne en forme de cadre affiche une diminution significative de la fréquence de résonance lorsque la hauteur du cadre passe de 0 à 20 mm. Au-delà d'une hauteur de cadre de 20 mm, la fréquence de résonance se stabilise autour de 2,3 GHz, en dehors de la bande WiFi. Ceci est conforme à la perturbation considérable des champs de bords et des courants de surface provoquée par les plans conducteurs verticaux aux bords du patch. Cela entraîne une augmentation de la longueur électrique de l'élément rayonnant (mesurée le long de la direction \vec{Oy}) et donc une diminution de la fréquence de résonance. De plus, la figure 3.9-b. indique que le coefficient de réflexion est supérieur à -15 dB pour des hauteurs de cadre égales ou supérieures à 20 mm. Nous devons légèrement modifier l'antenne en forme de cadre pour ramener le paramètre $|S_{11}|$ à des limites acceptables.

Pour l'antenne Electrifi + cadre, même si les performances sont meilleures avec une hauteur de cadre de $h_{frame1} = 30$ mm, nous choisissons de créer le cadre avec une hauteur de $h_{frame1} = 20$ mm également pour obtenir un bon équilibre entre la taille et les performances. Afin d'avoir une antenne qui fonctionne dans la bande WiFi, les dimensions des patch de l'antenne sont ajustées comme suit : $L_{patch1} = 33.4mm$, $W_{line1} = W_{cav2} = 6mm$ et $L_{cav2} = 40 mm$. Pour l'antenne Electrifi + pyramide, on retient la hauteur optimale à 33 mm car l'augmentation du gain pour une hauteur de pyramide à 20 mm est très faible (+ 1,8 dBi).

Un graphique de l'amplitude du champ électrique dans le plan XZ est donné dans la figure 3.10 pour les antennes optimisées à 2,45 GHz. On peut observer que la pyramide et le cadre intensifient le champ électrique de l'antenne patch sans altérer leur forme. De plus, le champ électrique de l'antenne Electrifi + cadre est légèrement plus intense que celui de l'antenne Electrifi + pyramide. Ces éléments permettent de conclure quant à l'efficacité de la méthode.

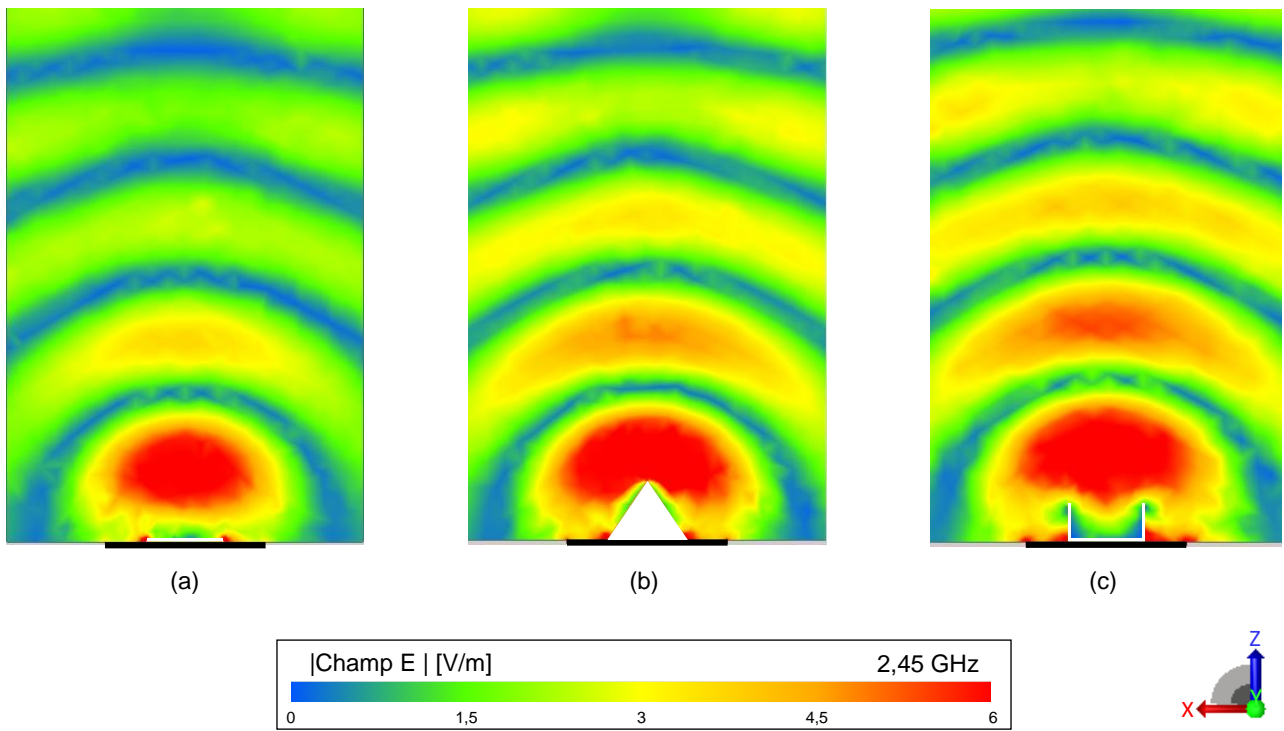


FIGURE 3.10 : Simulation de l'amplitude instantanée du champ électrique rayonné pour (a) le patch 2D, (b) le patch pyramidale 3D et (c) le patch en cadre 3D dans le plan XZ.

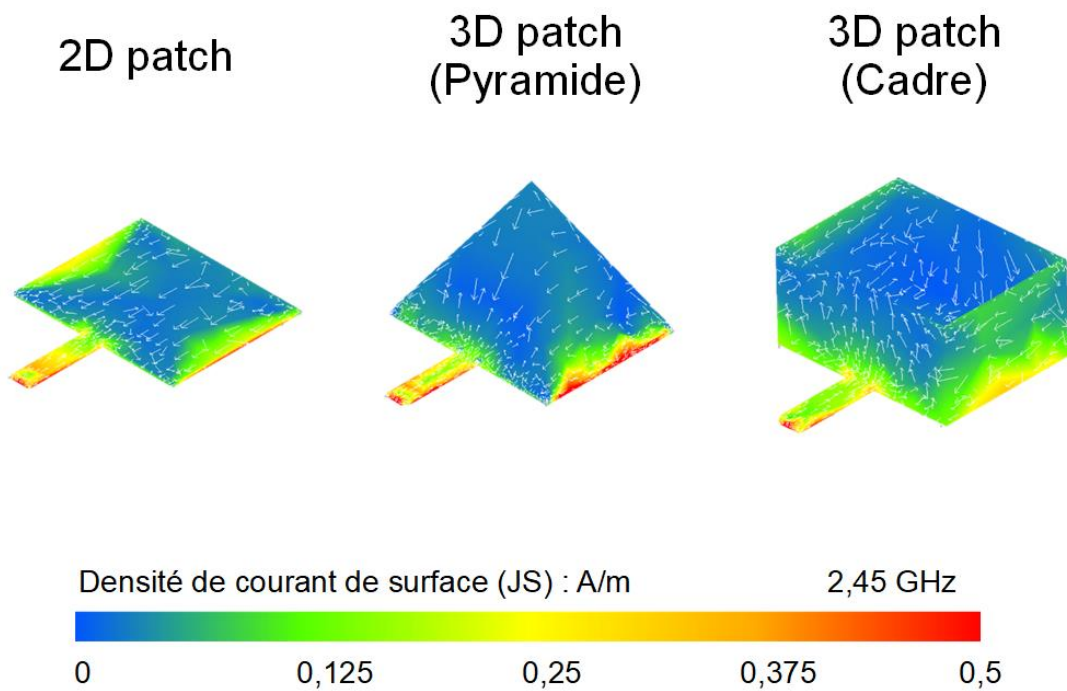


FIGURE 3.11 : Courant de surface des différentes antennes Electrifi.

Sur les courants de surfaces pour ces antennes optimisées. La forme pyramidale augmente l'épaisseur du patch, en particulier près de son centre, ce qui devrait entraîner une légère amélioration du

gain. Plus important encore, comme le montre la figure 3.11, la distribution du courant de surface sur les bords du patch est plus régulière, entraînant une réduction significative des pertes ohmiques. Il est également observable que la directivité de l'antenne patch + pyramide ne change pas significativement avec sa hauteur. Cela est dû au fait que la distribution des courants de surface sur la pyramide n'est pas modifiée par rapport à celle de l'antenne patch.

La figure 3.12 expose la simulation des coefficients de réflexion de l'antenne patch non adaptée, du patch adapté par cavité, de l'antenne patch adaptée par cavité + cadre (optimale) et de l'antenne patch adaptée par cavité + pyramide (optimale).

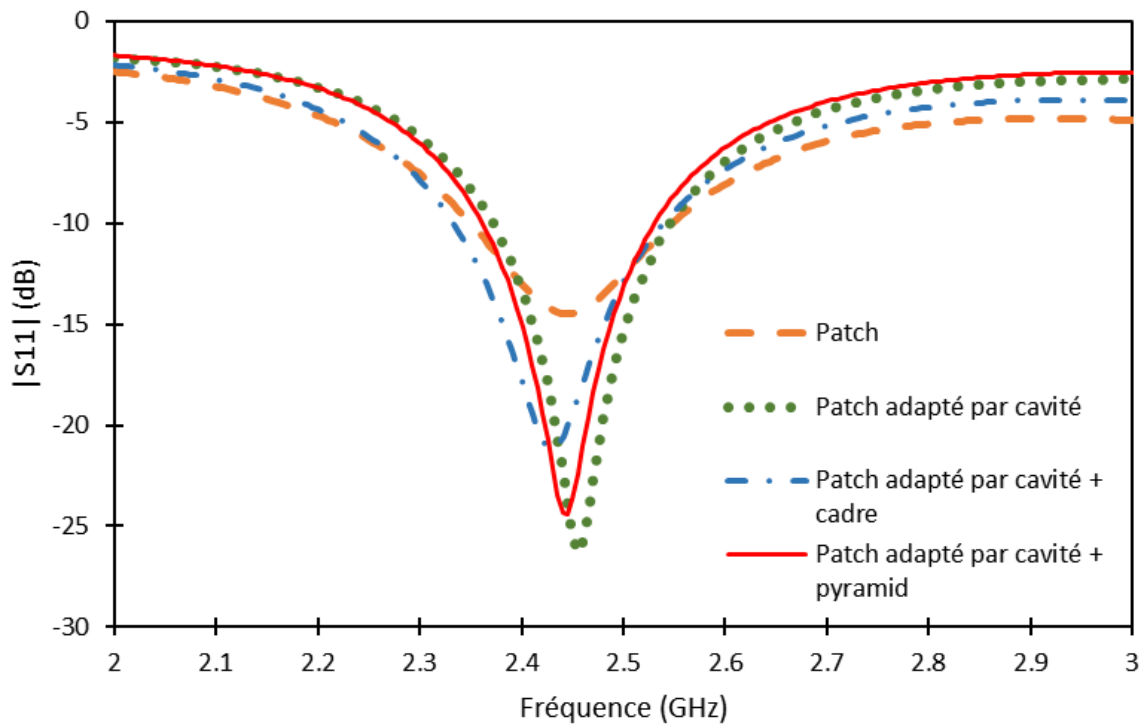


FIGURE 3.12 : Coefficient de réflexion des différentes antennes patch.

3.3.3 Antenne PLA et cuivre

L'étude précédente est réitérée pour l'antenne patch en PLA et cuivre adaptée par ligne quart d'onde. Cela a pour but d'observer l'impact de la conductivité sur l'amélioration des performances des antennes à l'aide des formes 3D évoquées. Pour fabriquer ces antennes, les formes (pyramide et cadre) sont imprimées en PLA et recouvert d'un ruban adhésif de cuivre.

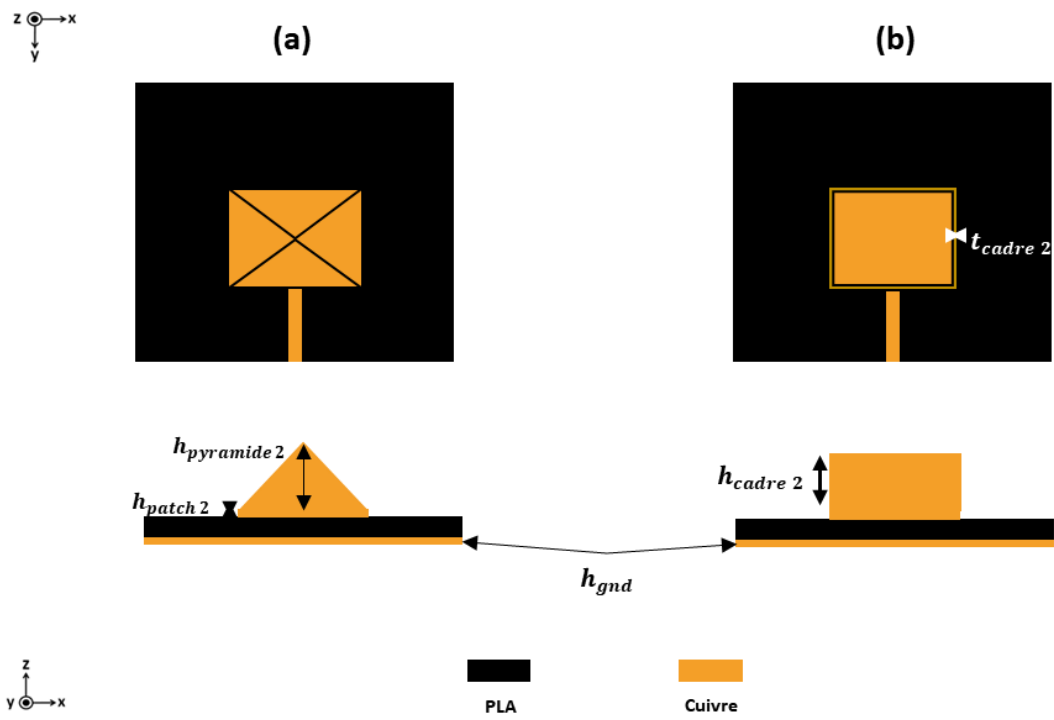


FIGURE 3.13 : Schéma de (a) l'antenne patch + pyramide en cuivre et (b) de l'antenne patch + cadre en cuivre.

La figure 3.14 expose les résultats en simulation de l'étude paramétrique sur la hauteur de la forme pyramidale et le cadre. La figure 3.15 montre l'impact de la hauteur de la forme 3D sur la fréquence de résonance et l'amplitude du coefficient de réflexion à la fréquence de 2,45 GHz.

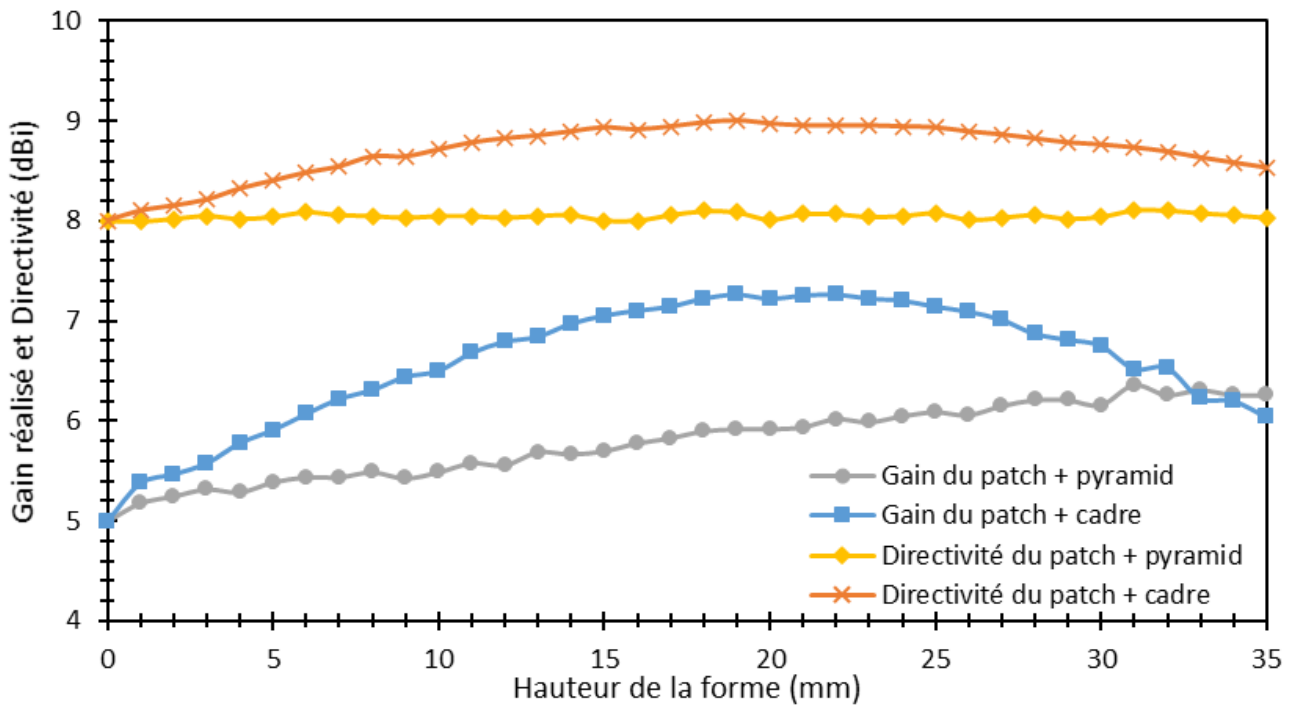


FIGURE 3.14 : Étude paramétrique : gain simulé et directivité en fonction de la hauteur des formes 3D pour l'antenne en PLA et cuivre.

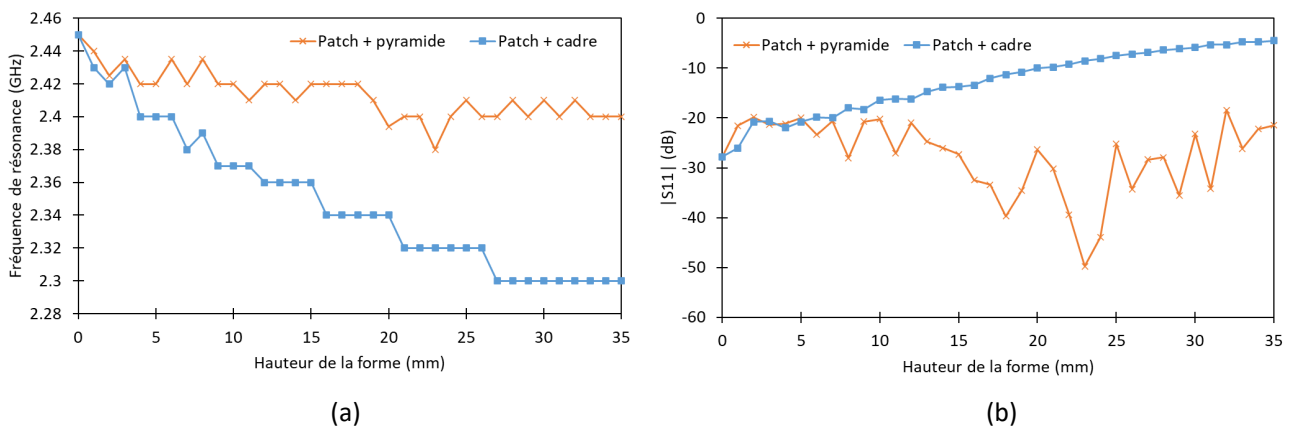


FIGURE 3.15 : (a) Fréquence de résonance et (b) $|S_{11}|$ en fonction de la hauteur des deux types d'antennes 3D en PLA et cuivre.

Nous observons de manière générale que l'impact de la hauteur de la pyramide ou du cadre sur l'antenne patch en PLA et cuivre est semblable à celui sur l'antenne patch en PLA et Electrifi. Les ordres de grandeur sont différents mais la tendance est identique. Bien que le gain de l'antenne en PLA et cuivre + cadre soit plus élevé que celui de l'antenne en PLA et Electrifi + cadre, le cadre permet d'améliorer le gain réalisé de 3 dB dans les deux cas. Comme on part d'un gain initial plus élevé pour l'antenne patch en PLA et cuivre, on se retrouve logiquement avec un gain final plus élevé en présence du cadre.

Les dimensions de l'antenne patch en PLA et cuivre + cadre sont ajustées afin de rayonner dans la bande du WiFi avec $L_{c_{ligne}} = 4mm$, $L_{c_{patch}} = 33,5mm$. Le coefficient de réflexion de l'antenne est affiché sur le graphique de la figure 3.16.

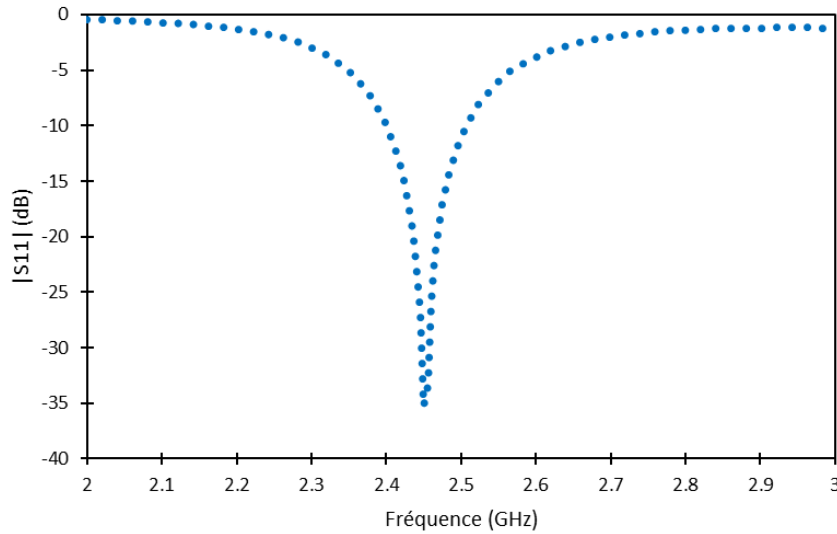


FIGURE 3.16 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne patch adaptée par ligne quart d'onde + cadre en PLA et cuivre.

La figure 3.17 montre une comparaison entre les diagrammes de rayonnement des antennes en PLA/Electrifi et PLA/Cuivre, avec et sans cadre. Nous remarquons que pour l'Electrifi et le cuivre, le cadre permet d'augmenter le gain à l'avant des antennes. De plus, le cadre a pour effet d'augmenter le lobe arrière de l'antenne.

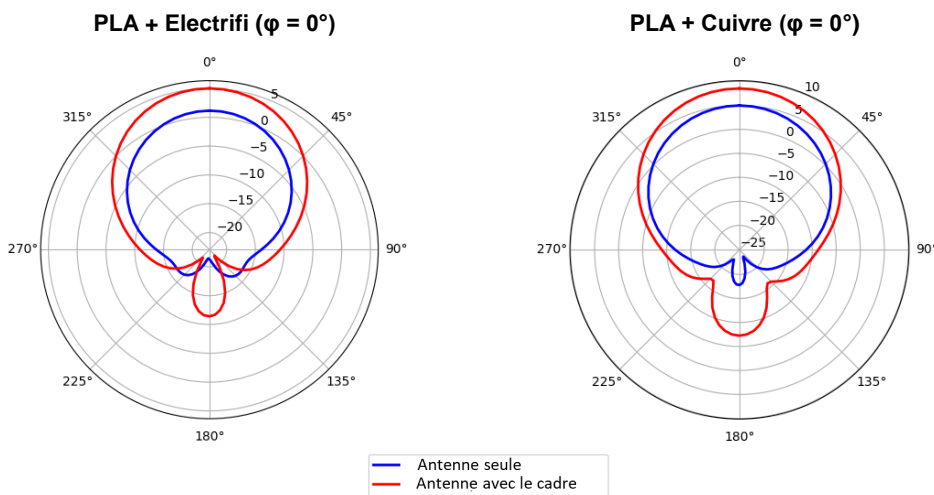


FIGURE 3.17 : Diagramme de rayonnement (Gain réalisé dBi) des antennes patch en PLA/Electrifi et PLA/Cuivre avec et sans le cadre.

3.3.4 Analyse comparative

Afin d'évaluer les méthodes d'amélioration des performances des antennes patch, le tableau 3.2 compare différentes performances des antennes, telles que le coefficient de réflexion $|S_{11}|$, la bande passante, le gain réalisé et la directivité.

Dans le tableau, les différentes antennes sont numérotées de 1 à 7 avec :

- 1 : L'antenne patch en PLA et Electrifi sans méthode d'adaptation
- 2 : L'antenne patch en PLA et Electrifi adaptée par cavité d'air
- 3 : L'antenne patch en PLA et cuivre adaptée par ligne quart d'onde
- 4 : L'antenne patch en PLA et Electrifi adaptée par cavité d'air + pyramide
- 5 : L'antenne patch en PLA et Electrifi adaptée par cavité d'air + cadre
- 6 : L'antenne patch en PLA et cuivre adaptée par ligne quart d'onde + pyramide
- 7 : L'antenne patch en PLA et cuivre adaptée par ligne quart d'onde + cadre

TABLE 3.2 : Comparaison des performances en simulation des antennes patch.

Antenne	$ S_{11} $ (dB)	Bande passante (MHz)	Gain réalisé (dBi)	Directivité (dBi)
1	-14	200	0,8	8
2	-25	180	1,27	8
3	-32	60	5,2	8
4	-24,5	180	3,7	8
5	- 22	220	5,13	9
6	-30,74	80	6,3	8
7	-35	120	8,3	9

Ce tableau montre que la méthode la plus efficace pour améliorer les performances de l'antenne patch est l'ajout du cadre sur le motif rayonnant. Cependant, il est à noter que les dimensions de l'antenne dans l'axe Z sont plus importantes. Cela doit être pris en compte dans le cas d'une application, surtout si des contraintes spatiales sont présentes.

3.4 Réseau planaire de rectennas H

Pour améliorer les performances et augmenter la récolte d'énergie électromagnétique, la technique de mise en réseau de rectenna est également un bon candidat. En général, les réseaux de rectenna sont planaires. L'objectif global de cette section est de démontrer la faisabilité de la création d'un réseau de rectenna à l'aide de l'impression 3D, dans le but d'envisager la mise en réseau de rectenna en 3D avec des formes complexes dans de futurs travaux.

Plusieurs architectures de réseaux de rectenna ont été étudiées dans la littérature dans le but d'améliorer l'énergie récoltée. Les réseaux de rectennas utilisent soit une combinaison d'antenne reliée à un circuit de redressement (figure 3.18(a)), soit une combinaison DC des sorties de plusieurs redresseurs (figure 3.18(b)). Il existe également un mixe des deux possibilités (figure 3.18(c)). La première méthode augmente la puissance d'entrée au niveau du circuit de redressement en combinant la puissance RF reçue par les différentes antennes avant le redressement. Dans ce cas, les circuits de redressement doivent contenir des diodes possédant une tension de claquage plus grande pour gérer une plus grande puissance en entrée. La deuxième configuration combine la tension DC redressée de toutes les antennes [41].

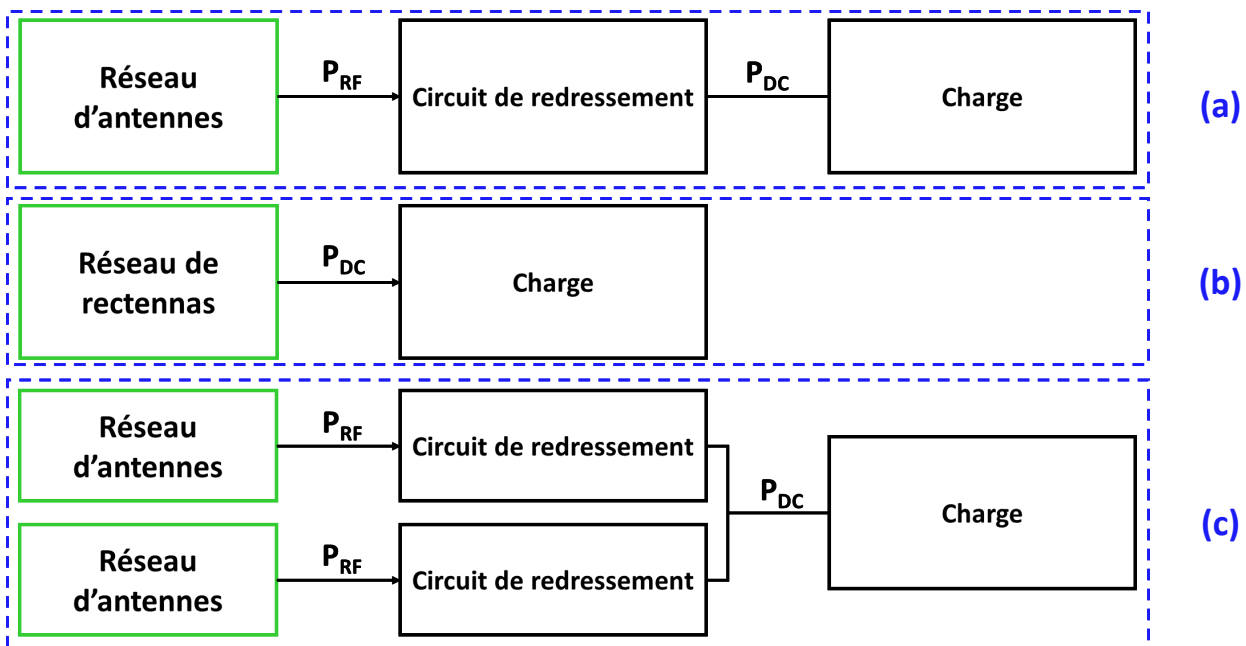


FIGURE 3.18 : Topologie de rectenna : (a) Réseau d'antenne combiné à un circuit de redressement, (b) Réseau de rectenna, (c) Réseau hybride.

Dans ces travaux de thèse, nous faisons le choix de concevoir un réseau de 2 rectennas H. Il existe plusieurs manières de connecter les rectennas entre elles (série, parallèle, hybride). Afin d'avoir un maximum de tension DC en sortie du réseau, les rectennas seront connectés en série.

L'objectif est maintenant de déterminer la distance idéale entre les deux rectennas afin d'obtenir un couplage électromagnétique optimal. Dans la littérature, la distance permettant un couplage optimal entre deux antennes est de $\frac{\lambda}{2}$ [142, 143]. Cependant, des spécificités peuvent avoir lieu lorsque la diode est ajoutée et il est plus prudent de déterminer cette distance de manière expérimentale.

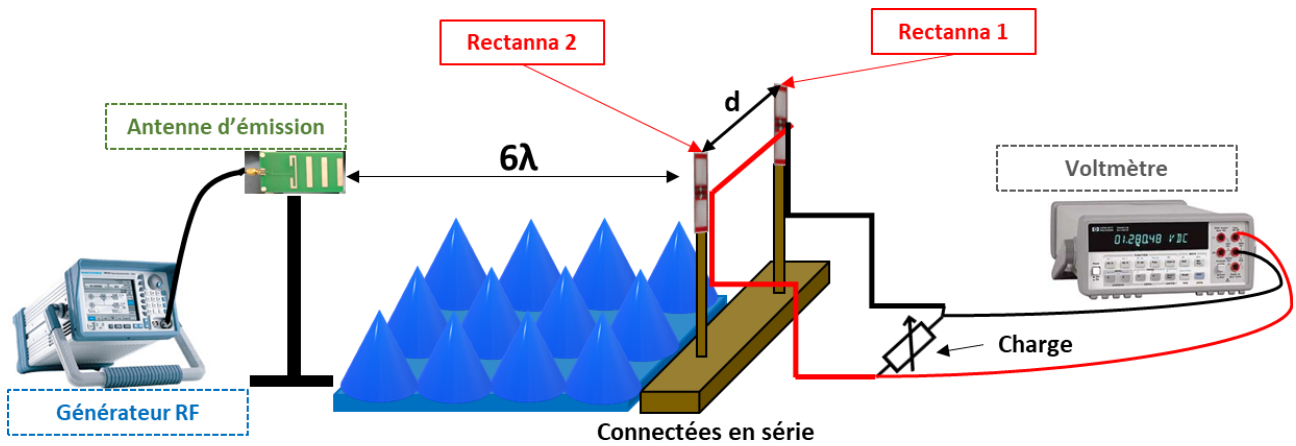


FIGURE 3.19 : Banc de mesure du couplage optimal entre deux rectennas

Un banc de mesure, représenté sur la figure 3.19, a été mis en place et est composé d'un générateur RF, d'une antenne d'émission, et d'un support en réception positionné à une distance de 6λ . Les deux rectennas ont été mises en série dans le but d'accroître la tension de sortie.

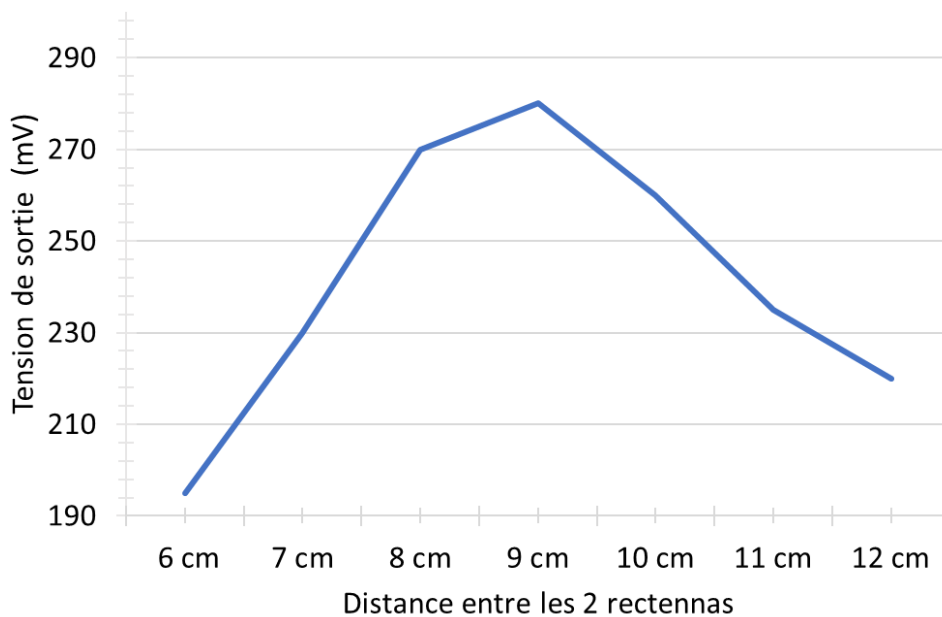


FIGURE 3.20 : Tension de sortie en fonction de la distance entre 2 rectennas H mise en série (charge de 350Ω).

L'étude paramétrique consiste à faire varier la distance d entre les 2 rectennas par incréments de 1 cm et de relever la tension combinée maximale de sortie correspondante. Les résultats sont présentés

sur la figure 3.20 et montrent une distance optimale de 9 cm par rapport au centre des rectennas. Le réseau de deux rectenna H sera réalisé et caractériser en mesure dans le chapitre 4.

3.5 Conclusion

Ce chapitre s'est concentré sur l'amélioration des performances globales des rectennas en exploitant la flexibilité de conception offerte par l'imprimante 3D par DFF. Étant donné que la marge d'amélioration était limitée sur la partie redressement, les efforts se sont principalement concentrés sur les antennes.

La première méthode d'amélioration présentée consiste à intégrer une cavité d'air dans le substrat de l'antenne patch, entre la ligne microruban et le plan de masse. Cette approche a permis de réduire les pertes en transmission dans la ligne et d'adapter l'impédance de l'antenne à environ 50Ω .

La deuxième méthode étudiée porte sur la modification de l'élément rayonnant de l'antenne patch en y intégrant des formes géométriques 3D. Des formes telles que la pyramide et le cadre ont été testées, et il en ressort que le cadre s'avère être la méthode la plus intéressante, non seulement en termes de performances, mais aussi de praticité de réalisation et de coût.

En ce qui concerne la rectenna en forme de H, la mise en réseau de deux rectennas a été proposée de manière planaire afin de démontrer la faisabilité du réseau avec l'impression 3D et de mettre en perspective des réseaux en 3D avec des formes plus complexes. La distance pour un couplage optimal entre deux rectennas du réseau planaire a été déterminée expérimentalement.

Le chapitre suivant se consacrera à la réalisation et à la mesure des éléments présentés dans les chapitres précédents, afin de confronter la modélisation à la pratique.

CHAPITRE 4

Expérimentations et discussions

4.1 Introduction

Ce chapitre présente les expérimentations menées en pratique ainsi que les discussions sur les résultats obtenus. Dans un premier temps, nous exposons la réalisation des rectennas série, notamment la fabrication des différentes configurations d'antennes patch, suivie de la mise en œuvre du redresseur série. Une rectenna 3D composée de l'antenne patch adaptée par cavité d'air + cadre et du redresseur série est finalement réalisée. Ensuite, nous abordons la réalisation de la rectenna parallèle, mettant en avant les étapes de fabrication de l'antenne H ainsi que de la rectenna H. Enfin, nous décrivons un cas d'application pour évaluer la rectenna la plus performante réalisée. Dans ce chapitre, toutes les réalisations se feront selon les processus de fabrication décrits dans les annexes B et C.

4.2 Banc de mesure du gain réalisé des antennes et de caractérisation des rectennas

Un banc de mesure a été développé pour évaluer le gain maximal des antennes positionnées en vis à vis. Un générateur RF est utilisé pour envoyer un signal à l'antenne d'émission. Les pertes dans les câbles reliant le générateur à l'antenne d'émission sont mesurées à l'aide de l'analyseur de réseau vectoriel. La structure permettant de fixer l'antenne d'émission et de réception est fabriquée en utilisant des matériaux non conducteurs afin de minimiser les interférences avec le rayonnement des antennes. Des matériaux absorbants (mousses anéchoïques) sont également utilisés pour limiter les réflexions d'ondes pouvant perturber la mesure. L'antenne de réception est connectée à un puissance-mètre RF. L'antenne d'émission est de type Yagi avec une polarisation linéaire, adaptée à la fréquence de 2,45 GHz et possédant un gain de 8,7 dBi pour cette même fréquence. Une photo du banc de mesure est présentée sur la figure 4.1.

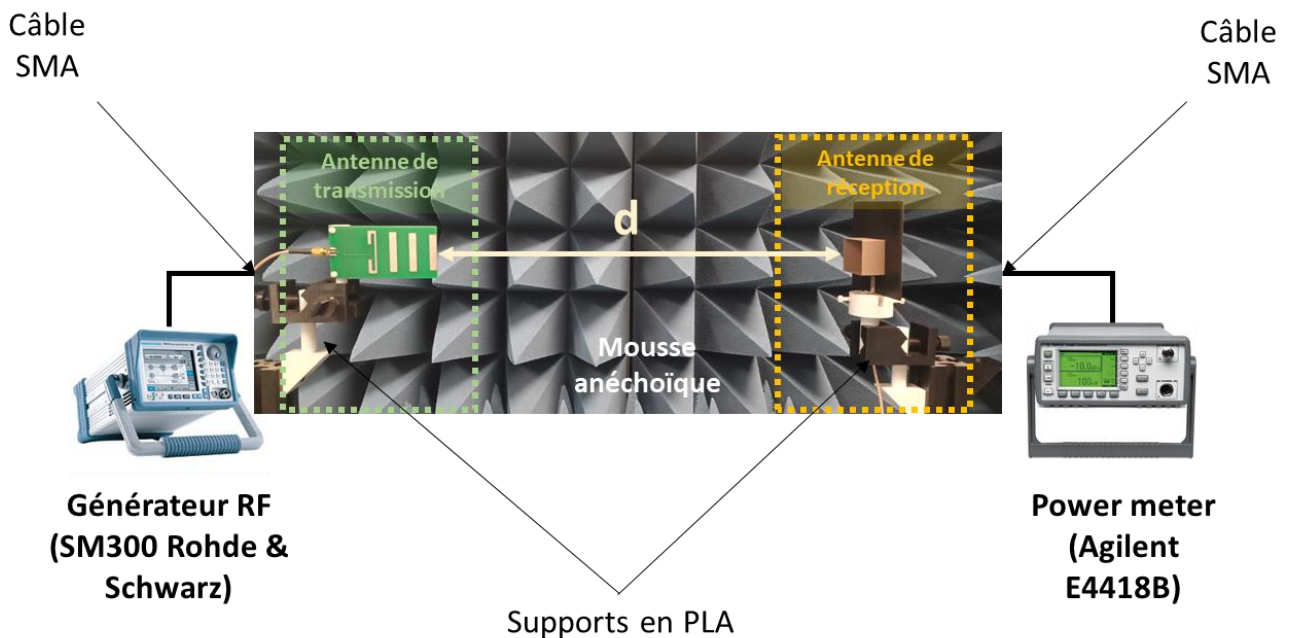


FIGURE 4.1 : Banc de mesure du gain des antennes.

Pour effectuer une mesure du gain réalisé, l'antenne de réception est alignée avec l'antenne d'émission à l'aide d'un niveau laser et à une distance d . Cette distance doit être calculée pour garantir une mesure dans le champ lointain des antennes, évitant ainsi les couplages électromagnétiques entre les antennes. Le calcul du champ lointain est donné par l'équation 4.1 pour les antennes dont la plus grande dimension physique est supérieure à $\frac{\lambda}{2}$. La distance entre l'antenne de réception et d'émission peut être réglée à l'aide d'un rail central de la structure en polymère. Dans cette thèse, la plus grande dimension des antennes utilisées est d'environ 10 cm, ce qui fixe le champ lointain de nos études à

environ 16,4 cm de l'antenne d'émission pour la fréquence de 2,45 GHz. Tous les essais effectués avec ce banc de mesure seront réalisés à une distance supérieure à 16,4 cm.

$$d = 2D^2/\lambda \quad (4.1)$$

Les pertes dans le câble reliant l'antenne de réception au puissance-mètre RF sont également mesurées. Ensuite, il suffit de choisir la fréquence du générateur, puis sa puissance, qui sera soustraite aux pertes dans le câble. Le puissance-mètre RF doit être calibré à la fréquence choisie. On relève ensuite la puissance reçue par l'antenne, en n'oubliant pas d'ajouter les pertes dans le câble. Ensuite, la relation de Friis est utilisée afin d'obtenir le gain maximal réalisé par l'antenne de réception. En tenant compte des pertes dans les câbles, nous obtenons l'équation 4.2 :

$$G_r = \frac{P_r + X}{(P_t - X)G_t} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (4.2)$$

avec : G_r le gain de l'antenne de réception en dBi, P_r la puissance reçue par l'antenne de réception en dBm, P_t la puissance transmise à l'antenne d'émission en dBm, G_t le gain de l'antenne d'émission en dBi, X les pertes dans les câbles en dB et d la distance entre l'antenne d'émission et réception en m.

Le banc de mesure utilisé pour caractériser les rectennas est similaire au banc de mesure précédent, avec quelques différences au niveau des appareils de mesure. Le puissance-mètre RF est remplacé par un voltmètre connecté en parallèle à une boîte à décade.

4.3 Cas de la rectenna série

4.3.1 Réalisation des antennes patch

4.3.1.1 L'antenne patch non adaptée

L'antenne patch en PLA et Electrifi, non adaptée, simulée au chapitre 2, a été réalisée et la photo de la réalisation est présentée sur la figure 4.2.

Les paramètres S sont ensuite mesurés et comparés à la simulation, comme illustré sur la figure 4.3. Les résultats de la mesure sont en bon accord avec la simulation, confirmant ainsi la validité des paramètres utilisés lors des simulations (ϵ_r , $\tan \delta$ et σ). Le gain maximal réalisé est mesuré à l'aide du banc de mesure décrit précédemment. Nous obtenons un gain maximal mesuré de 0,74 dBi, légèrement inférieur à la valeur simulée de 0,8 dBi.

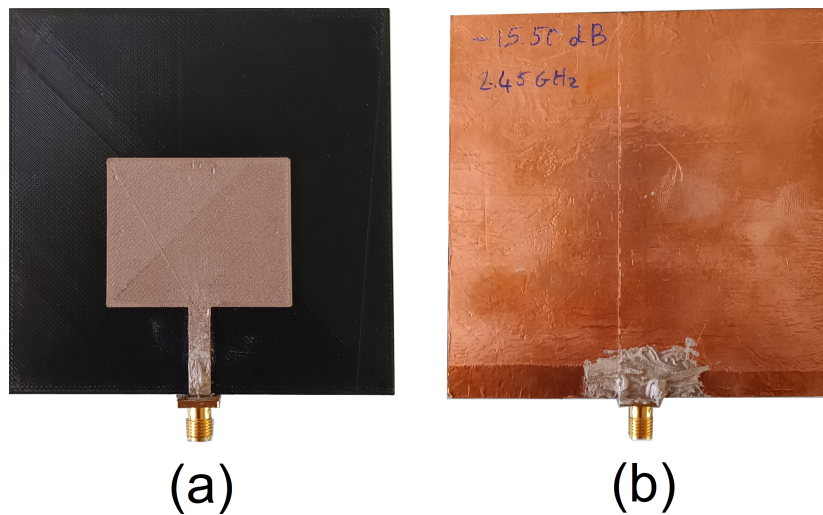


FIGURE 4.2 : Photo de l'antenne patch réalisée : (a) recto, (b) verso.

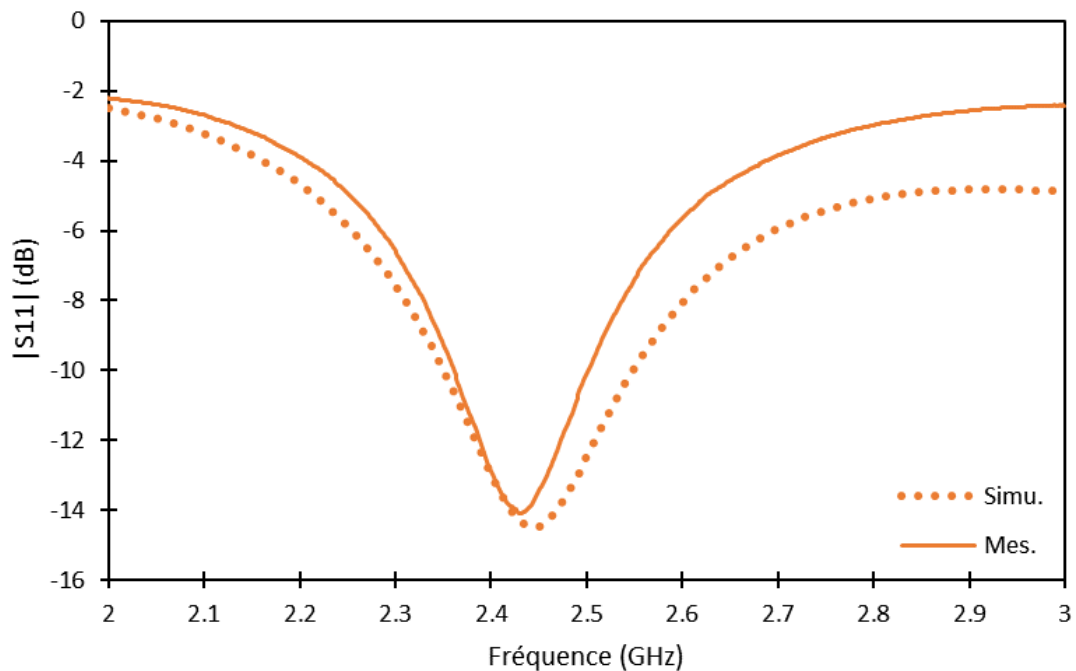


FIGURE 4.3 : Simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne patch Electrifi sans méthode d'adaptation.

Bien que l'antenne présente un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB à la fréquence de 2,45 GHz, elle n'est pas correctement adaptée. Une partie de la puissance n'est ni réfléchi vers le générateur ni rayonnée par l'antenne. La faible conductivité du filament Electrifi crée un phénomène de dissipation thermique, empêchant ainsi la puissance de se réfléchir vers le générateur. Cela se traduit par un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, ce qui pourrait laisser penser que plus de 90 % de la puissance est rayonnée par l'antenne. Cependant, en examinant l'impédance de l'antenne, on obtient

une valeur de $33,8 + j5,3 \Omega$. Il est donc important de noter que le coefficient de réflexion n'est pas un indicateur fiable pour évaluer l'adaptation de l'antenne fabriquée en PLA et Electrifi.

4.3.1.2 L'antenne patch adaptée par cavité d'air

L'antenne patch en PLA et Electrifi, adaptée par cavité d'air simulée au chapitre 3, est fabriquée. Bien que la cavité d'air insérée dans le substrat ne soit pas visible, l'antenne a le même aspect visuel que celle montrée sur la figure 4.2. Le coefficient de réflexion de l'antenne est mesuré et comparé à la simulation sur la figure 4.4. Une bonne concordance est relevée entre la simulation et la mesure, ce qui confirme l'impact de la cavité d'air sur l'adaptation de l'antenne patch. Le coefficient de réflexion de l'antenne est d'environ -30 dB et l'impédance de l'antenne mesurée est de $53,2 + j1 \Omega$, ce qui indique que l'antenne a été correctement adaptée grâce à la cavité d'air.

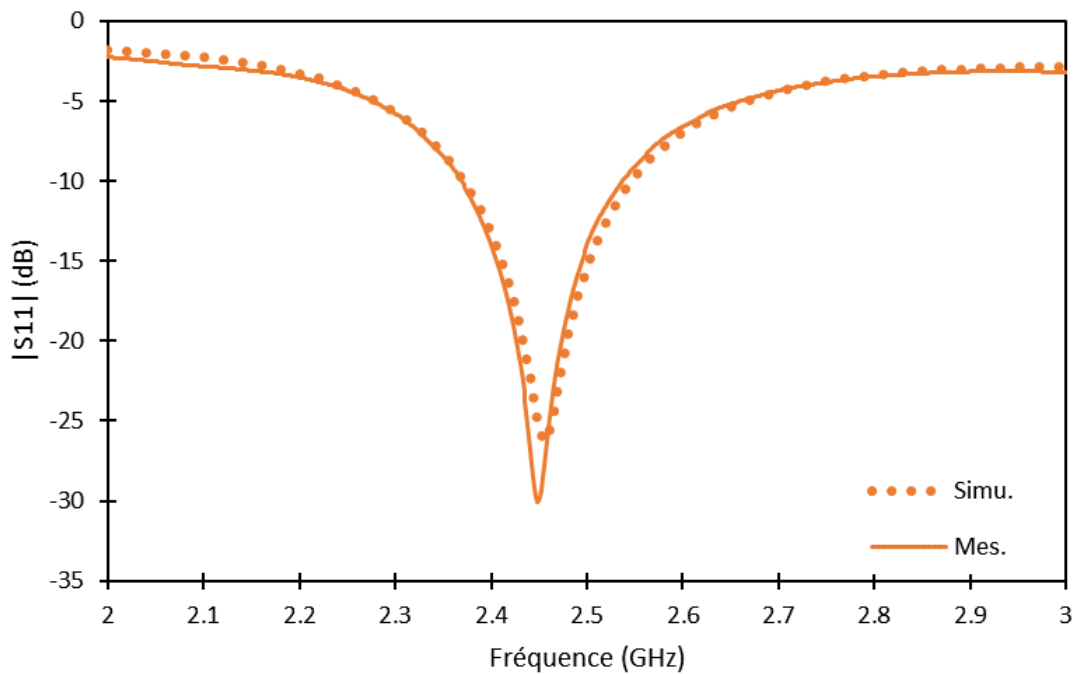


FIGURE 4.4 : Simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne patch adaptée par cavité d'air.

Un gain maximal de 1,27 dBi est mesuré, comparativement à 1,32 dBi en simulation. L'amélioration du gain est alors confirmée.

4.3.1.3 L'antenne patch adaptée par cavité d'air + cadre

Suite à l'étude paramétrique menée dans le chapitre 3, l'antenne patch en PLA et Electrifi, adaptée par cavité + cadre selon les dimensions optimales simulées, est fabriquée. Une photo de l'antenne réalisée est présentée sur la figure 4.5.

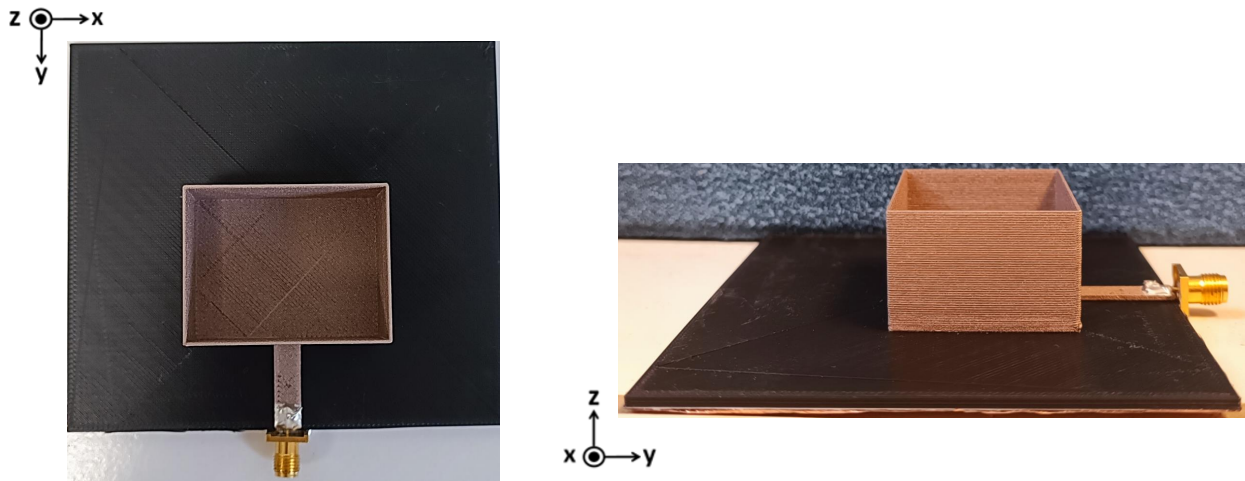


FIGURE 4.5 : Photo de l'antenne patch adaptée par cavité d'air + cadre (Electrifi).

Le coefficient de réflexion de l'antenne est mesuré et comparé à la simulation, comme illustré sur la figure 4.6. Une bonne concordance est relevée entre la simulation et la mesure, ce qui confirme l'impact du cadre sur l'adaptation de l'antenne patch.

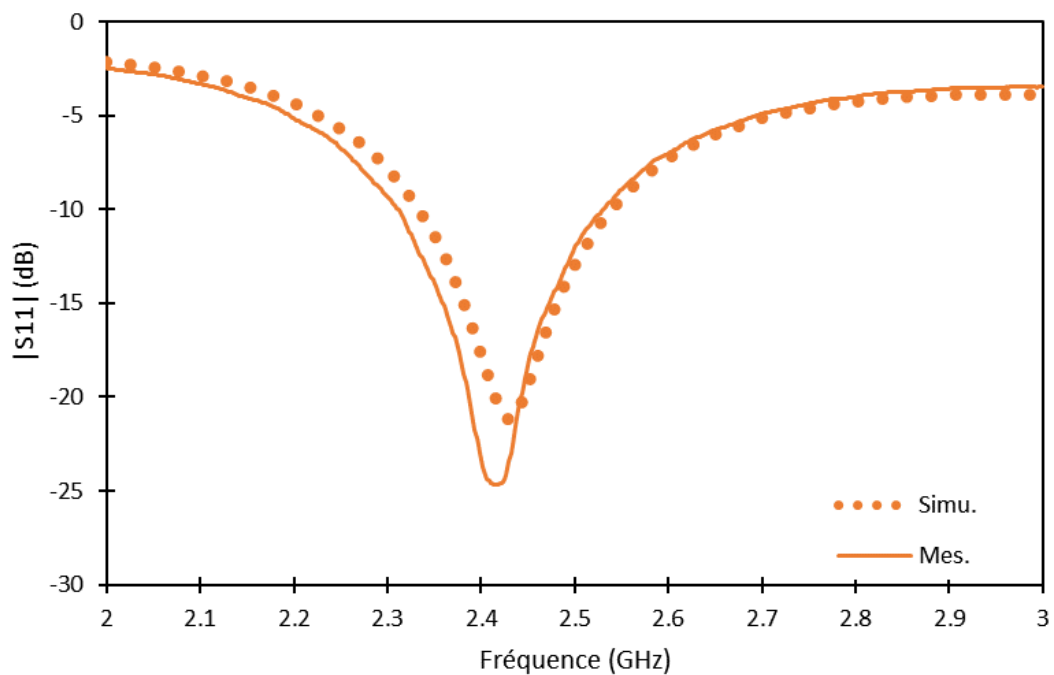


FIGURE 4.6 : Simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne patch adaptée par cavité d'air + cadre.

Nous obtenons un gain maximal mesuré de 4,63 dBi, tandis que la simulation indique un gain de 5 dBi. Ces résultats confirment une amélioration du gain de l'antenne patch suite à l'ajout du cadre.

4.3.2 Réalisation alternative avec du PLA et de l'adhésif en cuivre

4.3.2.1 L'antenne patch adaptée par ligne quart d'onde

L'antenne patch adaptée par ligne quart d'onde en PLA et adhésif de cuivre est fabriquée et la photo de l'antenne réalisée est présentée sur la figure 4.7.

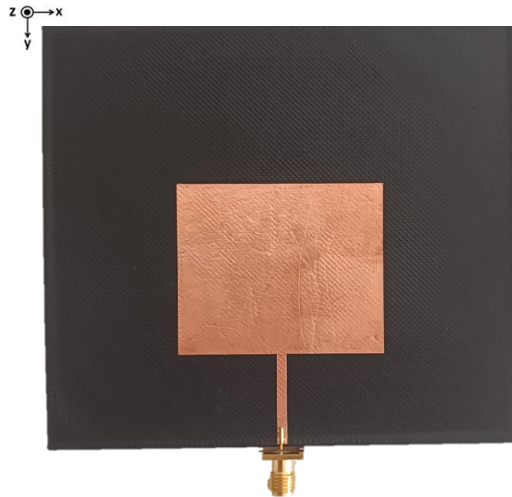


FIGURE 4.7 : Photo de l'antenne patch rectangulaire adaptée par ligne quart d'onde fabriquée en PLA et cuivre.

Le coefficient de réflexion est ensuite mesuré et superposé à la simulation sur la figure 4.8. Malgré un écart d'environ -10 dB sur l'amplitude, la simulation et la mesure sont en bon accord. Le gain réalisé de l'antenne est mesuré à environ 5 dBi, contre 5,1 dBi en simulation.

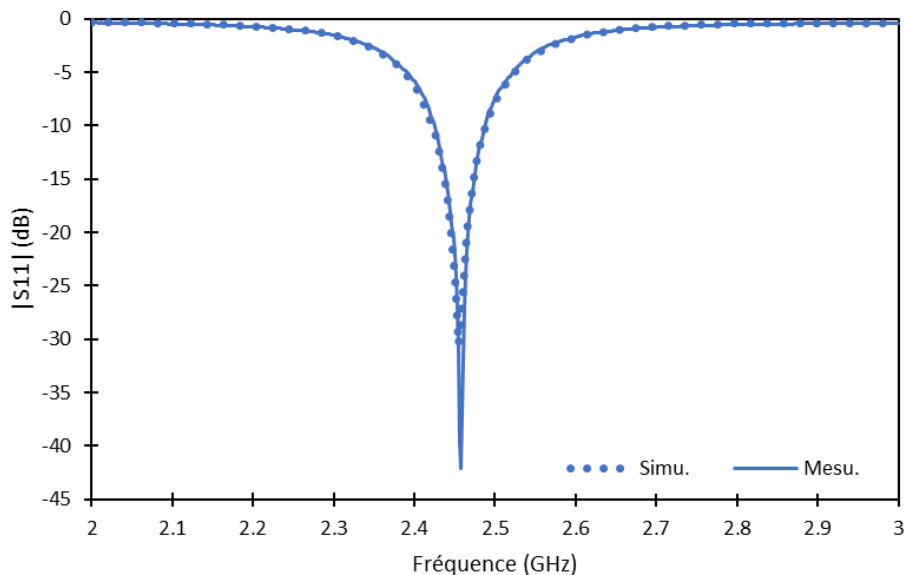


FIGURE 4.8 : Simulation et mesure du coefficient de l'antenne patch adaptée par ligne quart d'onde fabriquée en PLA et cuivre.

4.3.2.2 L'antenne patch adaptée par ligne quart d'onde + cadre

L'antenne patch adaptée par une ligne quart d'onde en PLA et cuivre + cadre est ensuite réalisée. Le cadre est fabriqué en PLA, recouvert de ruban adhésif en cuivre, puis collé sur le patch à l'aide de colle conductrice [109]. La photo de l'antenne réalisée est affichée sur la figure 4.7.

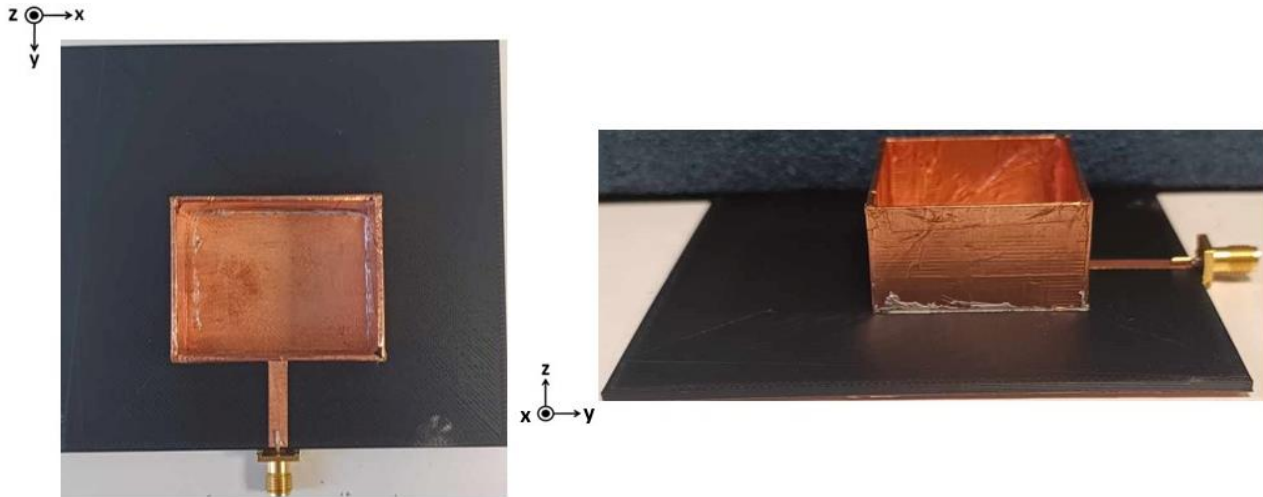


FIGURE 4.9 : Photo de l'antenne patch adaptée par ligne quart d'onde + cadre fabriquée en PLA et cuivre.

Le coefficient de réflexion de l'antenne est ensuite mesuré et comparé à la simulation. Les résultats sont présentés sur la figure 4.10. Malgré un léger décalage en fréquence de 0,61 % soit 15 MHz, une bonne concordance est observée entre la simulation et la mesure.

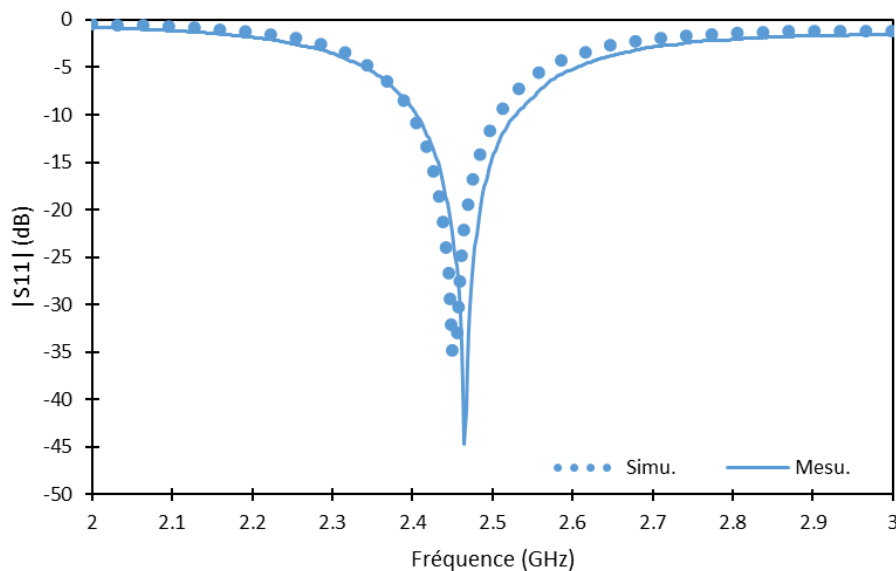


FIGURE 4.10 : Simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne patch adaptée par ligne quart d'onde + cadre, fabriquée en PLA et cuivre.

Enfin, le gain réalisé de l'antenne est mesuré et s'élève à 8,1 dBi, comparé à 8,3 dBi en simulation.

Nous pouvons conclure que si la conductivité électrique de l'élément rayonnant du patch est augmentée par rapport à celle du filament Electrifi, alors les performances de l'antenne s'améliorent d'avantage. Pour l'antenne en patch + cadre réalisée en cuivre, le gain s'améliore de 3 dB pour atteindre 8,1 dBi. De plus, la bande passante augmente de 22 %, passant de 64,4 MHz à 120 MHz. Cela démontre que l'ajout d'un cadre conducteur sur l'élément rayonnant améliore à la fois le gain et la bande passante de l'antenne, indépendamment de la conductivité électrique du matériau. Cependant, la fabrication de l'antenne en cuivre semble être plus complexe et moins reproductible que l'impression 3D par DFF avec l'Electrifi.

4.3.3 Le circuit de redressement série

Nous commençons par le filtre DC. Les paramètres S_{11} et S_{21} sont mesurés et comparés à la simulation (figure 4.11). Une bonne concordance est observée entre la simulation et la mesure. Le filtre est capable d'atténuer la fréquence fondamentale (2,45 GHz) de -14,6 dB.

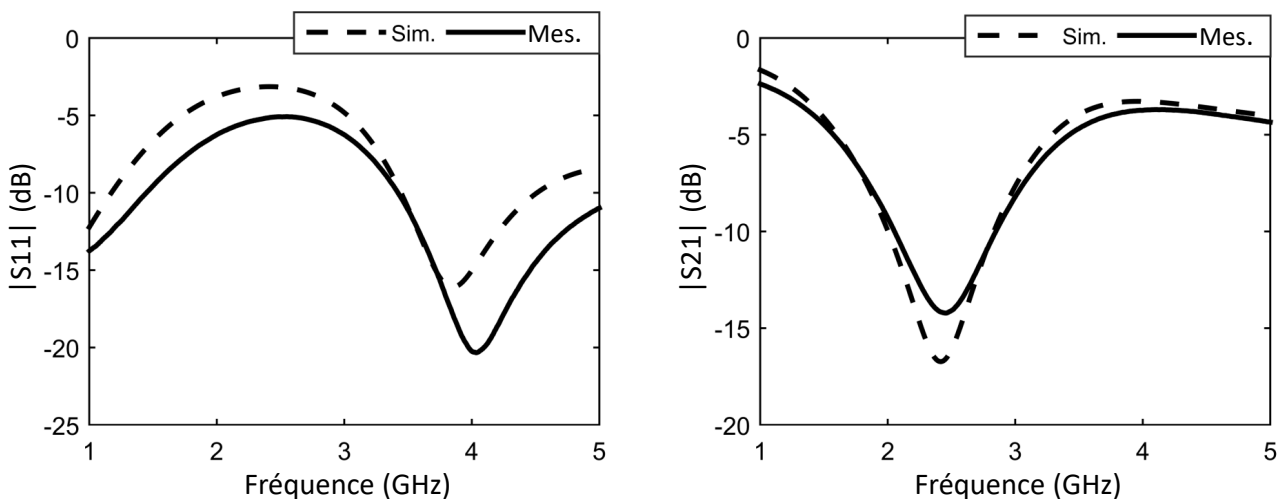


FIGURE 4.11 : Simulation et mesure du coefficient de réflexion et de transmission du filtre DC.

Puis, le circuit redresseur en topologie série est réalisé. Le banc de mesure, illustré dans la figure 4.12, comprend un générateur de signal RF connecté au circuit redresseur à l'aide d'un câble SMA. La sortie DC du circuit de redressement est reliée à une résistance variable et la tension est mesurée avec un multimètre numérique (34401A, Agilent) aux bornes de celle-ci. La fréquence de fonctionnement est réglée à 2,45 GHz. Les différentes grandeurs (tension V_{out} , courant, puissance, rendement de conversion) sont mesurées pour des charges R_{load} variant logarithmiquement de 100 Ω à 10000 Ω pour différentes puissances d'entrée (-10 dBm, -5 dBm, 0 dBm, 5 dBm, 8 dBm et 10 dBm). Les pertes dans le câble sont prises en compte.

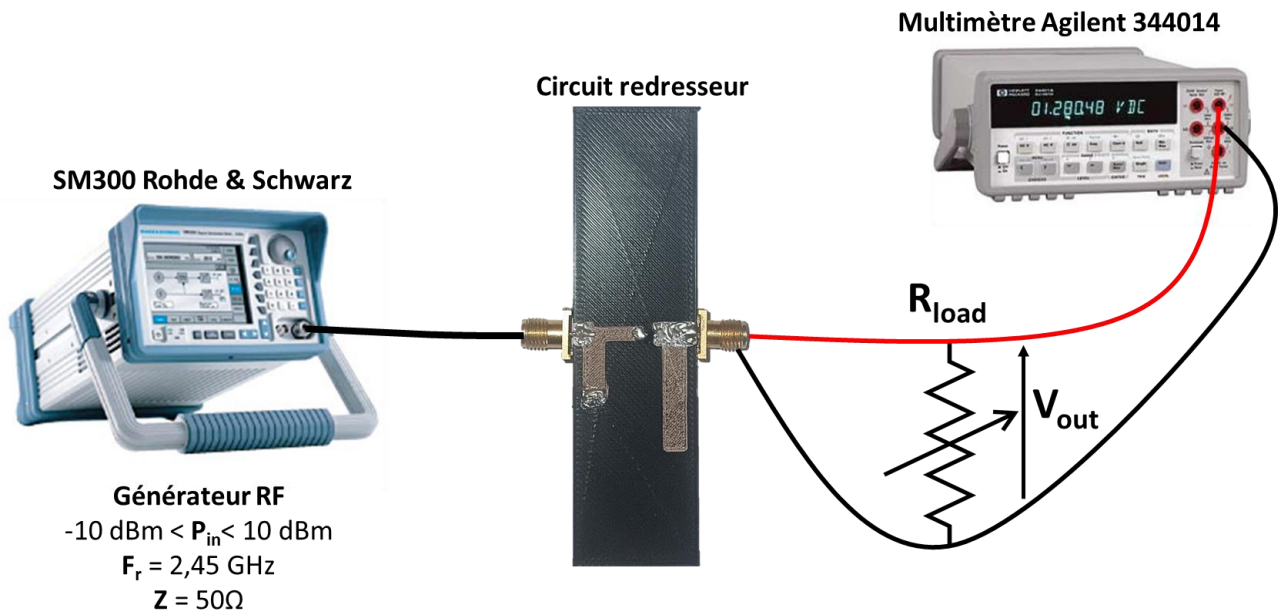


FIGURE 4.12 : Configuration de la mesure du redresseur en topologie série.

Les résultats de mesure sont présentés et comparés à la simulation sur la figure 4.13 pour la tension DC, la figure 4.14 pour le courant, et la figure 4.15 pour le rendement. Nous observons un très bon accord entre la simulation et la mesure, confirmant ainsi l'ensemble des éléments simulés notamment la validité de notre modèle de diode.

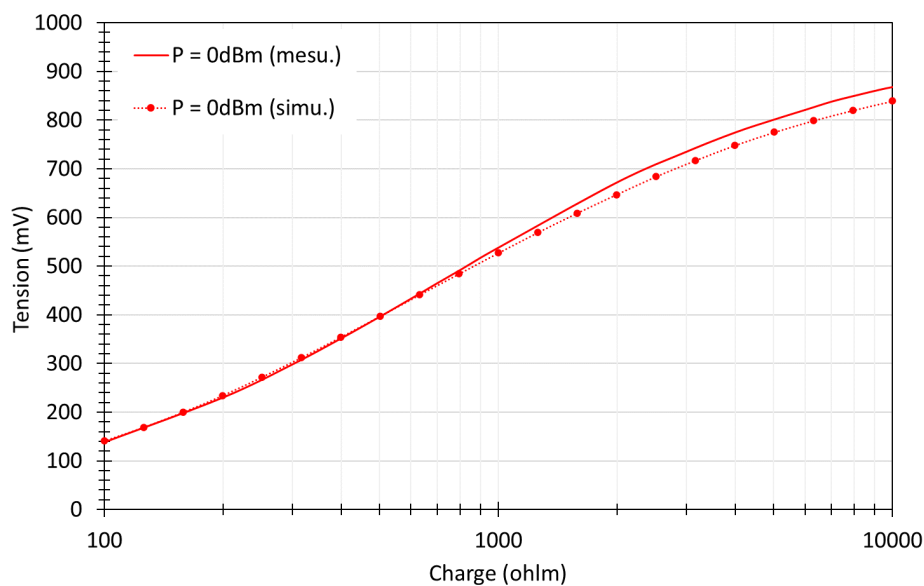


FIGURE 4.13 : Résultats de mesure et de simulation de la tension en sortie du circuit de redressement en fonction de la charge pour une puissance d'entrée de 0 dBm.

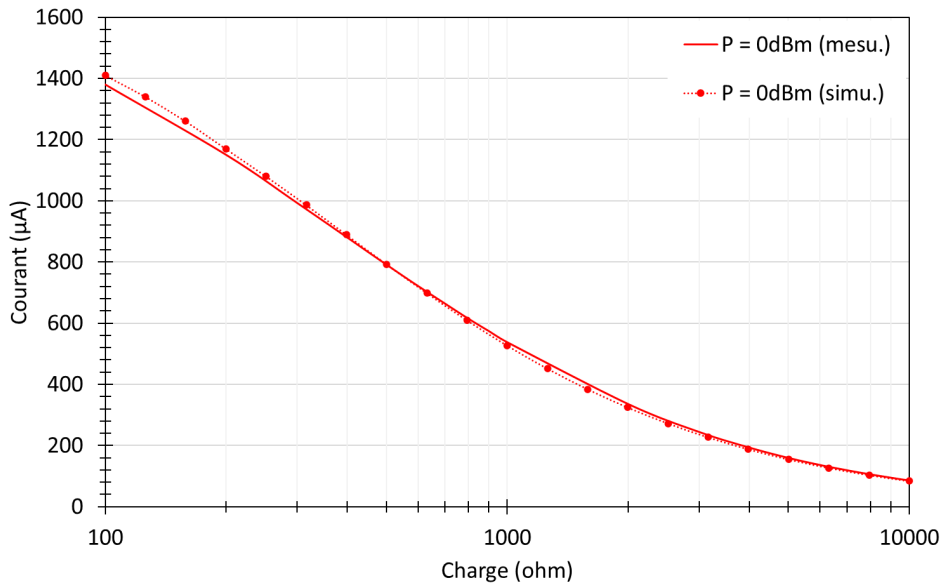


FIGURE 4.14 : Résultats de mesure et de simulation du courant en sortie du circuit de redressement en fonction de la charge pour une puissance d’entrée de 0 dBm.

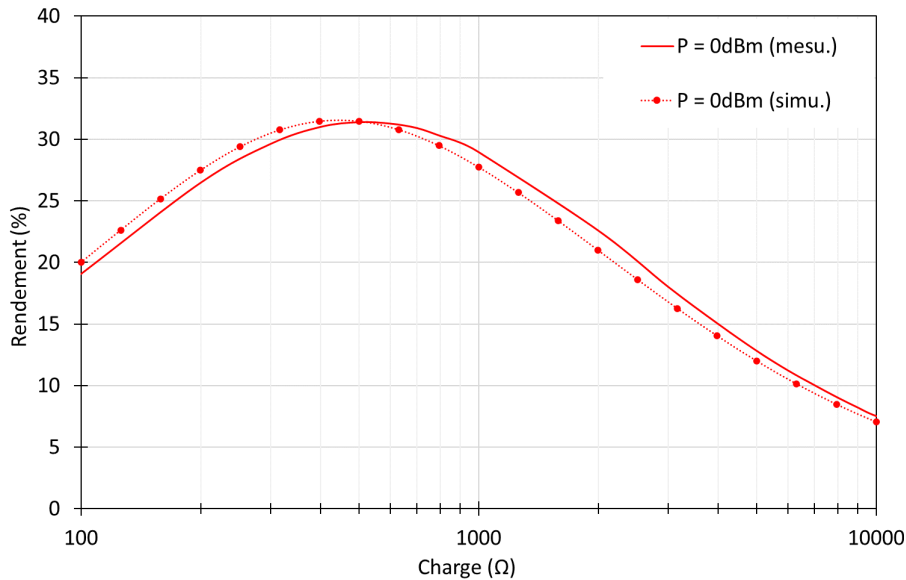


FIGURE 4.15 : Résultats de mesure et de simulation du rendement du circuit de redressement en fonction de la charge pour une puissance d’entrée de 0 dBm.

La confrontation entre le rendement simulé et celui mesuré est présentée sur la figure 4.16 en fonction de la puissances d’entrée pour la charge optimale.

Ces résultats confirment le rendement max obtenu en simulation à 0 dBm. A cette puissance, le point de fonctionnement optimal est donné pour une charge de 500 Ω et affiche un rendement de 32 % avec une tension de 396 mV. La puissance pour laquelle on obtient le meilleur rendement diffère légèrement entre la simulation (6dBm) et la pratique (8dBm). Pour ces puissances, la charge optimale de sortie ne varie pas et reste aux alentours de 500 Ω. Au-delà de 8 dBm, nous observons une diminution du rendement.

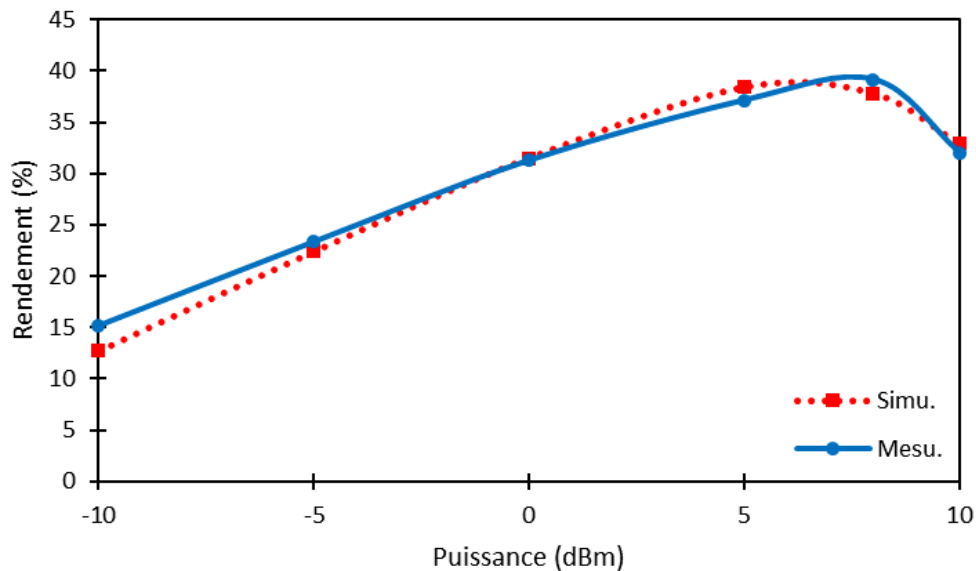


FIGURE 4.16 : Rendement mesuré et simulé du circuit de redressement en fonction de la puissance d'entrée pour une puissance d'entrée de 0 dBm.

Enfin, le coefficient de réflexion du circuit de redressement est mesuré pour la charge optimale de 500Ω à une puissance d'entrée de 0 dBm. La mesure est ensuite comparée à la simulation sur le graphique de la figure 4.17. Nous remarquons qu'autour de la fréquence de 2,45 GHz, il y a une bonne similitude. Néanmoins, après 3 GHz, des différences notables apparaissent. Cela confirme la validité de notre modèle pour les fréquences inférieures à 3 GHz. Cependant, comme il a été remarqué dans le chapitre 2, des bruits de mesure causés par la bande passante du kit de calibration TRL, apparaissent après 3 GHz, ce qui impacte directement la validité de notre modèle aux fréquences correspondantes.

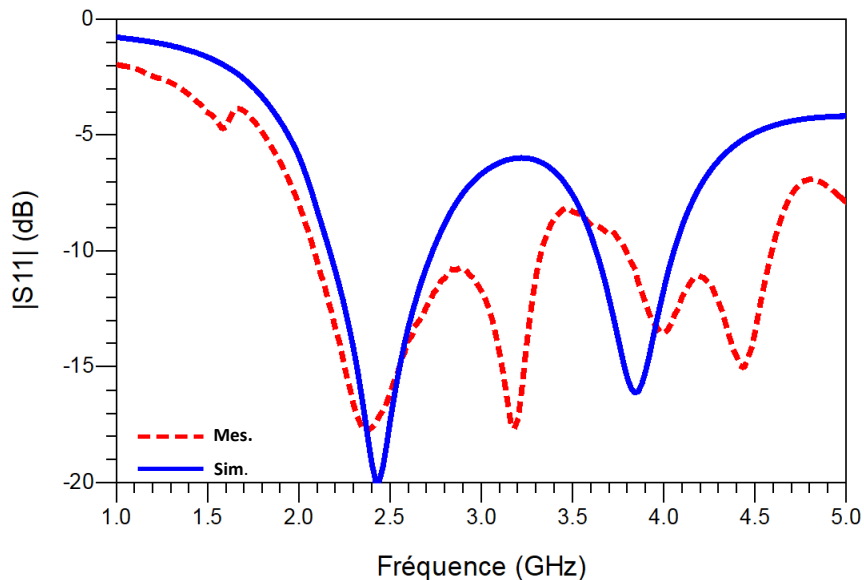


FIGURE 4.17 : Simulation et mesure du coefficient de réflexion du circuit de redressement en fonction de la fréquence.

4.3.4 Rectenna planaire

L'antenne patch adaptée par cavité d'air est connectée au redresseur à l'aide d'un adaptateur SMA. La rectenna finale est visible sur la figure 4.18.

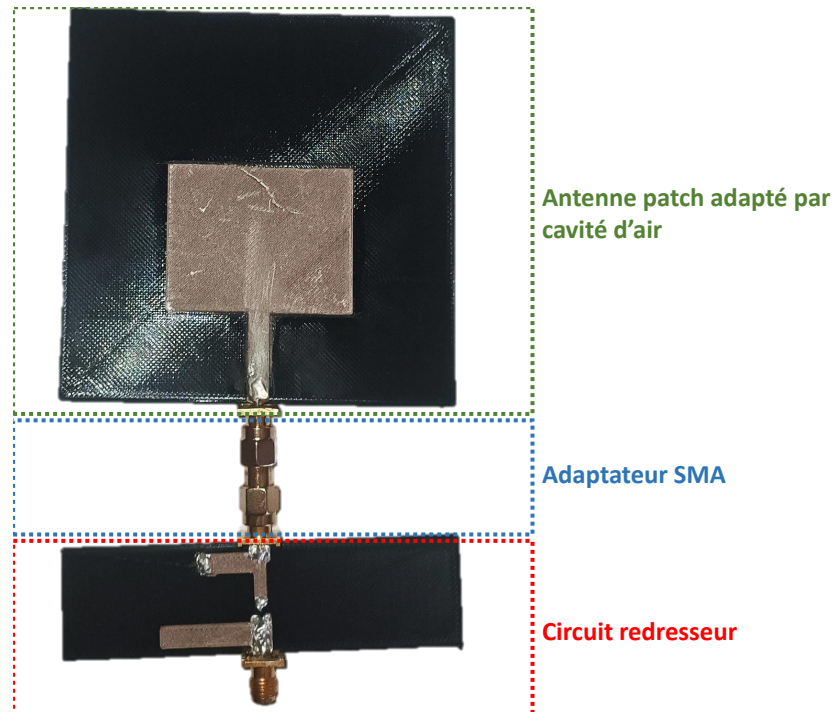


FIGURE 4.18 : Photo de la rectenna planaire.

La rectenna est exposée à la puissance d'une antenne émettrice ayant un gain de 8,7 dBi et alimentée par une puissance de 20 dBm. L'antenne d'émission est située à une distance de 26,5 cm de la rectenna et permet à l'antenne de recevoir une puissance RF d'environ 0 dBm. La tension DC de sortie mesurée est de 387 mV, et l'efficacité de redressement maximale est d'environ 30% lorsque la charge continue est de 500Ω . À cette distance $d = 26,5$ cm, la densité de puissance au niveau de l'antenne réceptrice est donc de $S = 0,0667 \text{ mW/cm}^2$. La légère différence de tension observée en sortie peut être expliquée par l'impédance de l'antenne qui, comme précisé précédemment, est proche mais pas égale à 50Ω .

4.3.5 La rectenna 3D

La rectenna constituée de l'antenne patch adaptée par cavité d'air + cadre et du redresseur série a été réalisée suivant la méthode décrite en annexe 2. La photo de la rectenna 3D est visible sur la figure 4.19.

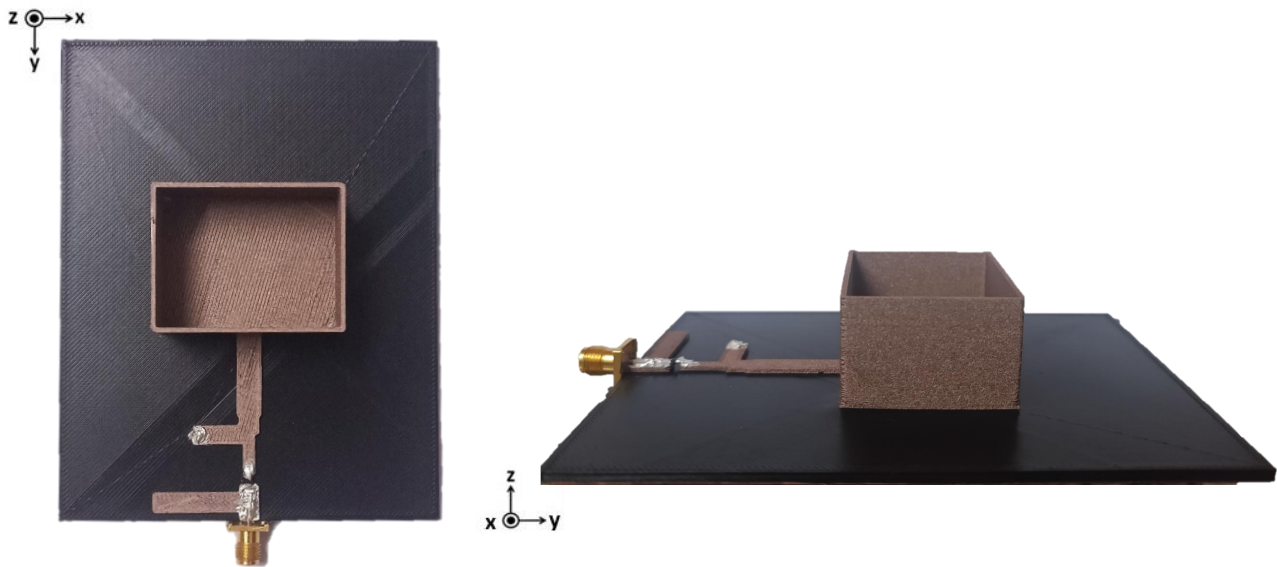


FIGURE 4.19 : Photo de la rectenna 3D.

En utilisant le même protocole de mesure effectué précédemment, nous observons qu'avec l'antenne patch réalisée en Electrifi + cadre, il est possible d'atteindre une distance de 50 cm entre les deux éléments, soit de pouvoir presque doubler la distance en gardant les mêmes performances.

4.4 Cas des rectennas parallèles

4.4.1 Réalisation et mesure de l'antenne H

L'antenne H est réalisée et est présentée sur la figure 4.20. Le câble SMA est fixé au centre de l'antenne à l'aide de colle conductrice. L'orientation du câble est choisie pour perturber le moins possible le diagramme de rayonnement de l'antenne. Son coefficient de réflexion est ensuite mesuré et comparé à la simulation, comme illustré sur la figure 4.21.

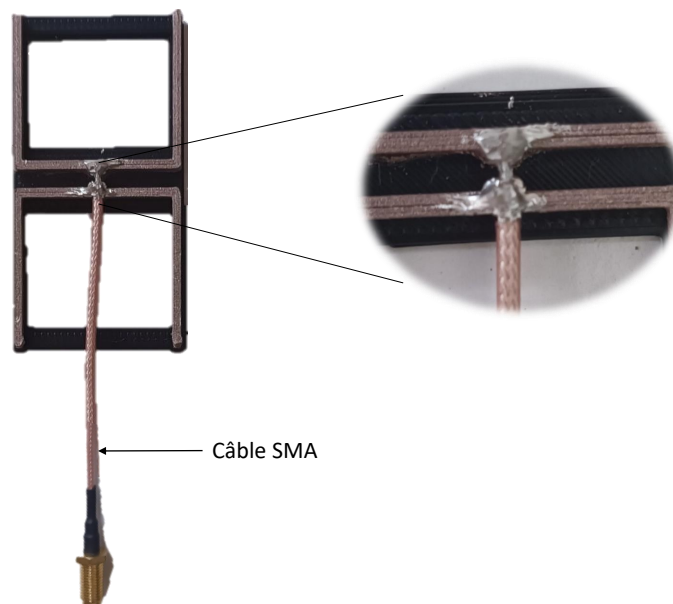


FIGURE 4.20 : Photo de l'antenne H réalisée.

Les résultats montrent une tendance similaire, avec une résonance observée à la fréquence de 2,45 GHz. Cependant, la mesure révèle la présence de plusieurs résonances potentiellement induites par l'ajout du câble SMA. En effet, la calibration de l'Analyseur Réseau Vectoriel (VNA) est effectuée dans le plan de référence situé à l'extrémité du câble SMA. Le gain de l'antenne H est également mesuré à l'aide du banc de mesure présenté précédemment. Celui-ci est de 1,2 dBi contre 1,58 dBi en simulation.

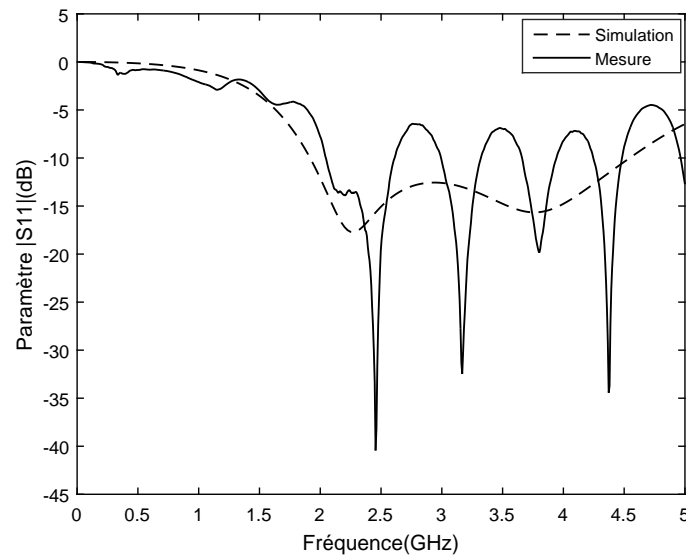


FIGURE 4.21 : Simulation et mesure du coefficient de réflexion de l'antenne H.

4.4.2 Réalisation et mesure de la rectenna H

Maintenant que l'antenne H est caractérisée, la diode est collée au centre de l'antenne pour former la rectenna H. Les câbles permettant de récupérer la partie DC sont directement fixés à l'anode et à la cathode de la diode pour minimiser les pertes ohmiques. Cette dernière est à nouveau caractérisée. Cependant, contrairement à la rectenna en topologie série, les performances du redresseur parallèle seul ne peuvent pas être mesurées indépendamment de l'antenne.

Pour effectuer les mesures, nous plaçons la rectenna H à une distance d de l'antenne d'émission elle-même reliée au générateur RF. La tension de la rectenna est ensuite mesurée aux bornes d'une boîte à décade (résistance variable). Pour estimer la puissance reçue par la rectenna H, nous utilisons le banc de mesure du gain. Nous faisons l'hypothèse que la puissance reçue par l'antenne H est presque la même que celle de la rectenna H. En réalité, la puissance reçue par la rectenna H sera plus faible car la diode désadapte l'antenne. Nous effectuons les mesures pour les mêmes niveaux de puissance d'entrée utilisée en simulation (TLM) à savoir : -12 dBm, -8,5 dBm et -3,5 dBm. Les résultats de la simulation TLM sont comparés aux mesures et affichés sur la figure 4.22.

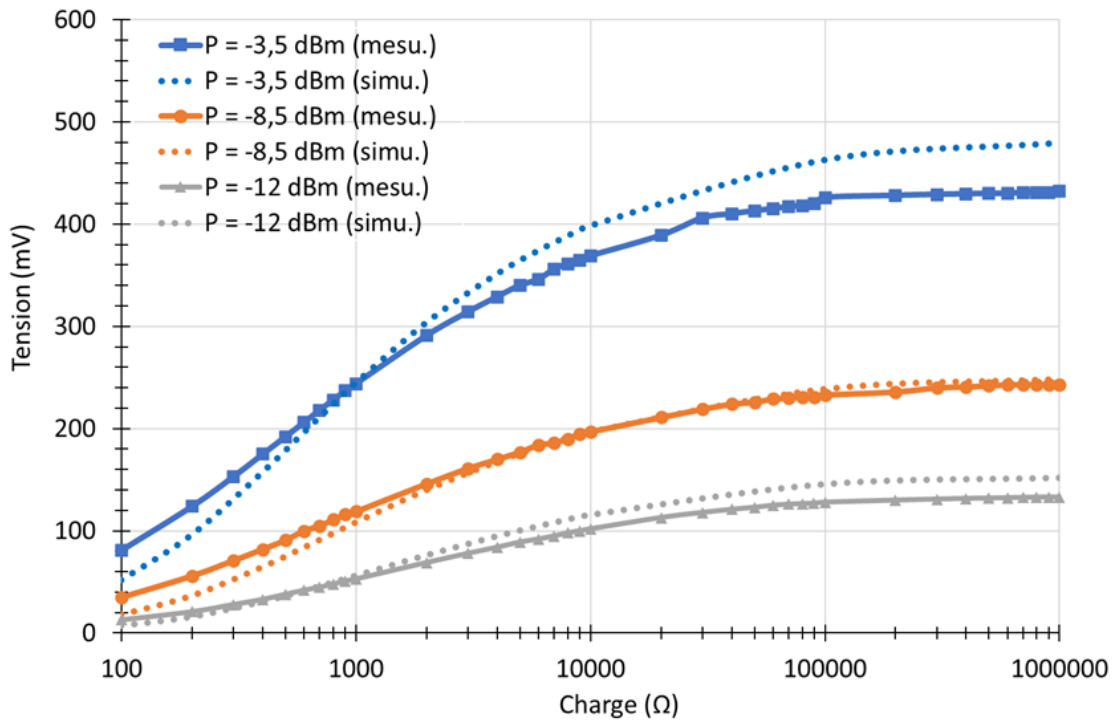


FIGURE 4.22 : Tension DC mesurée et simulée en sortie de la rectenna H en fonction de la charge.

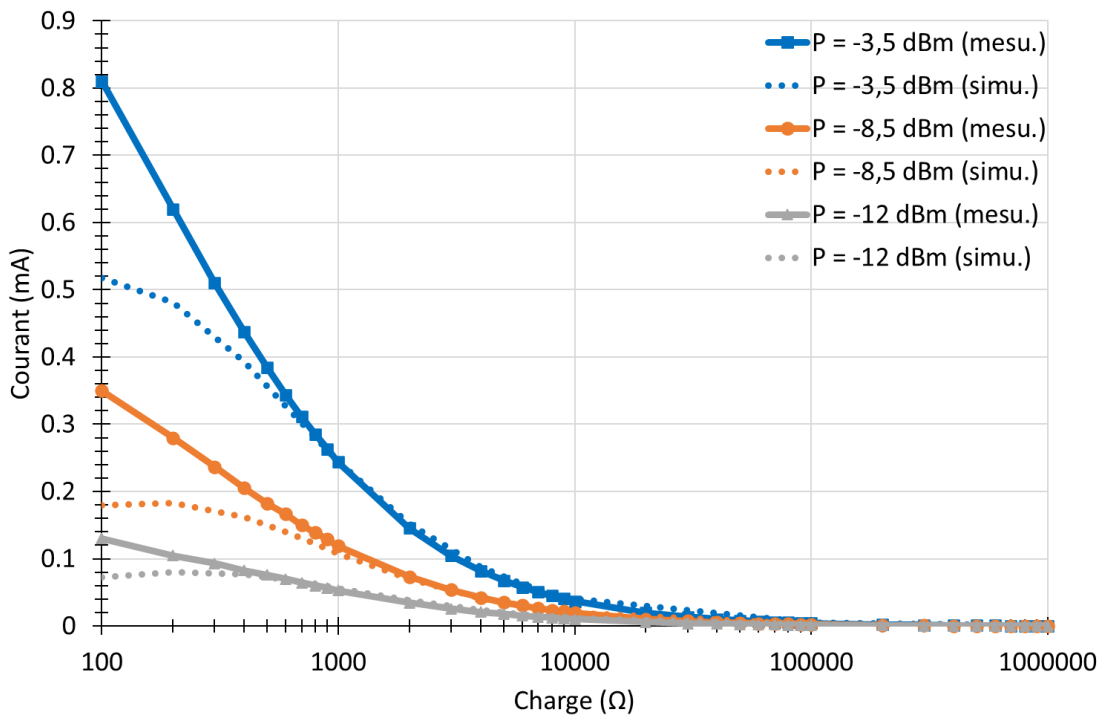


FIGURE 4.23 : Courant mesurée et simulée en sortie de la rectenna H en fonction de la charge.

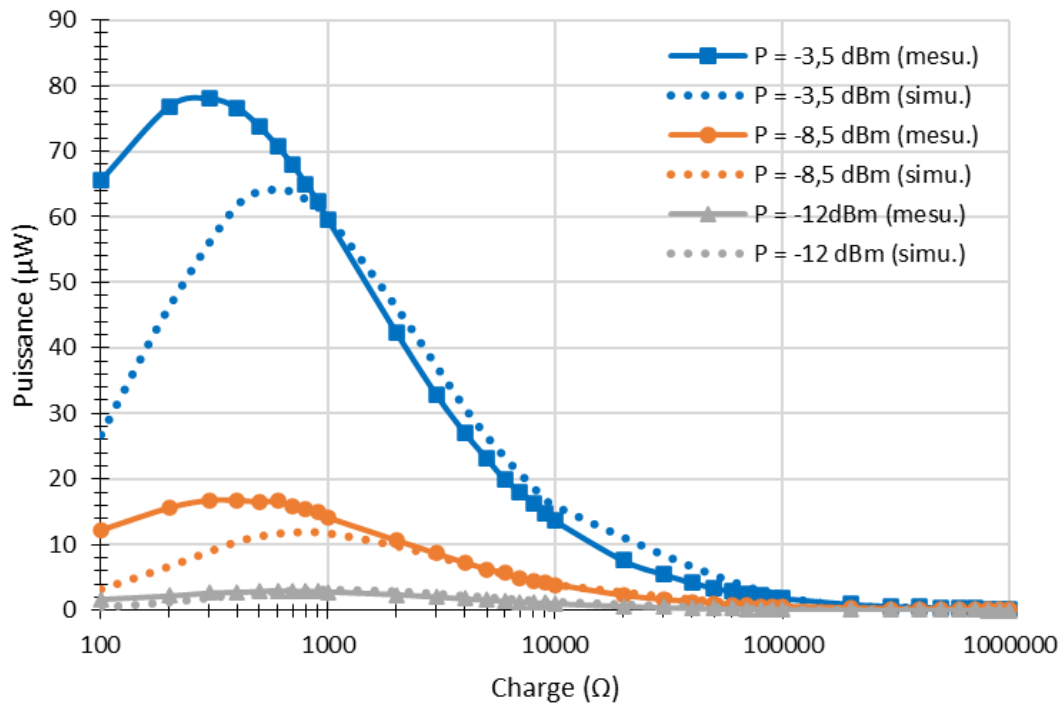


FIGURE 4.24 : Puissance mesurée et simulée en sortie de la rectenna H en fonction de la charge.

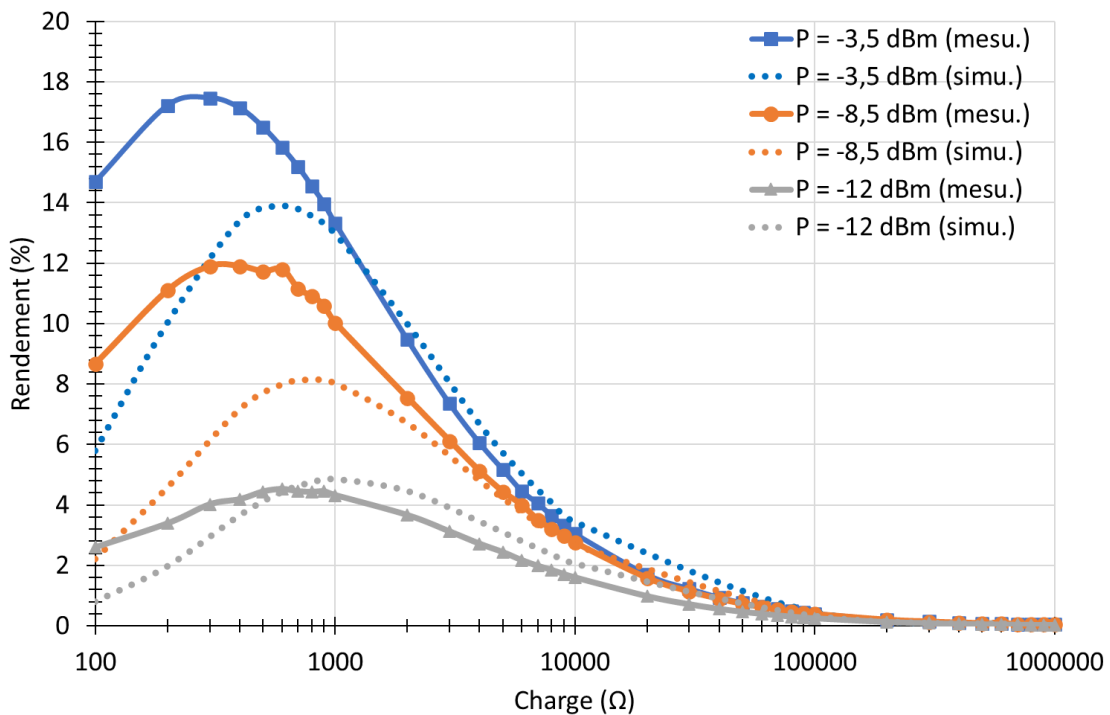


FIGURE 4.25 : Rendement mesuré et simulé de la rectenna H en fonction de la charge.

Nous remarquons une bonne concordance entre les tensions mesurées et simulées. Cependant, les différents courants mesurés présentent un décalage par rapport au courant simulé pour des charges inférieures à 300 Ω à une puissance de -12 dBm et 500 Ω à une puissance de -3,5 dBm. Cette disparité

pourrait être due à une possible surestimation des pertes dans l'épaisseur de colle, simulée avec seulement une cellule TLM. Ainsi, la résistance se retrouve surestimée en simulation, entraînant un courant plus faible. Cet offset impacte directement la simulation du rendement de la rectenna H. Cependant, une tendance similaire est observée pour chaque courbe.

Le rendement maximal de la rectenna H pour une charge optimale est ensuite tracé en fonction de la puissance d'entrée (figure 4.26). Une bonne concordance est observée entre la mesure et la simulation. Le meilleur rendement se situe autour de 0 dBm. Il n'est pas possible d'aller au-delà en puissance d'entrée en raison de la faible densité de puissance de la rectenna. Il serait nécessaire d'utiliser une forte amplification du signal pour obtenir des puissances d'entrée plus élevées, mais ce n'est pas notre objectif.

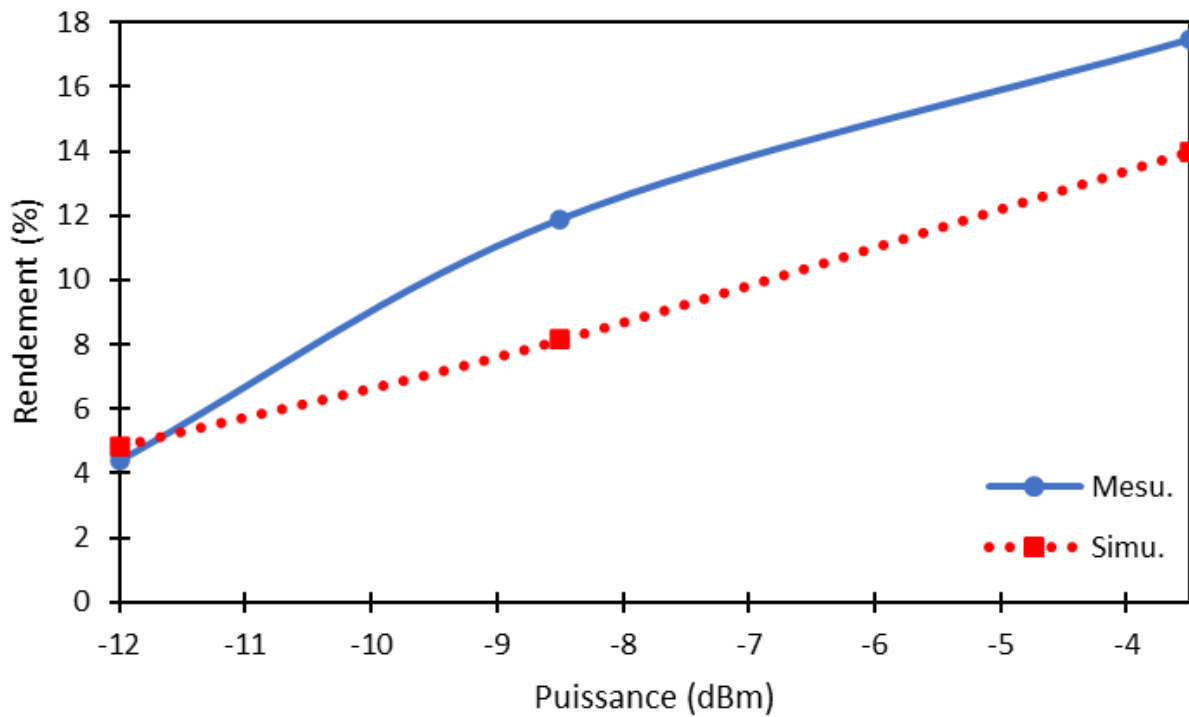





FIGURE 4.26 : Rendement mesuré et simulé du circuit de redressement en fonction de la puissance d'entrée.

Le tableau 4.1 récapitule les caractéristiques des trois rectennas fabriquées. Nous constatons que la rectenna la plus performante est la "rectenna série 2", équipée du patch 3D.

TABLE 4.1 : Récapitulatif des performances des rectennas.

	Rectenna série 1	Rectenna série 2	Rectenna parallèle 1
Photo			
Fréquence	2,45 GHz	2,45 GHz	2,45 GHz
S11 mesuré (dB)	-30	-27	-32
Gain réalisé mesuré (dBi)	1,2	4,56	1,2
Type antenne	Patch	Patch (3D)	Lazy H (dipôle)
Efficacité redresseur mesurée (%)	0 dBm : 32 -3,5 dBm : 25	0 dBm : 32 -3,5 dBm : 25	- 3,5 dBm : 17,5
Charge optimale (Ω)	500	500	600

4.4.3 Réalisation du réseau de rectenna H planaire

La réalisation suivante concerne le réseau de 2 rectennas planaires. La photo de la réalisation est visible sur la figure 4.27.

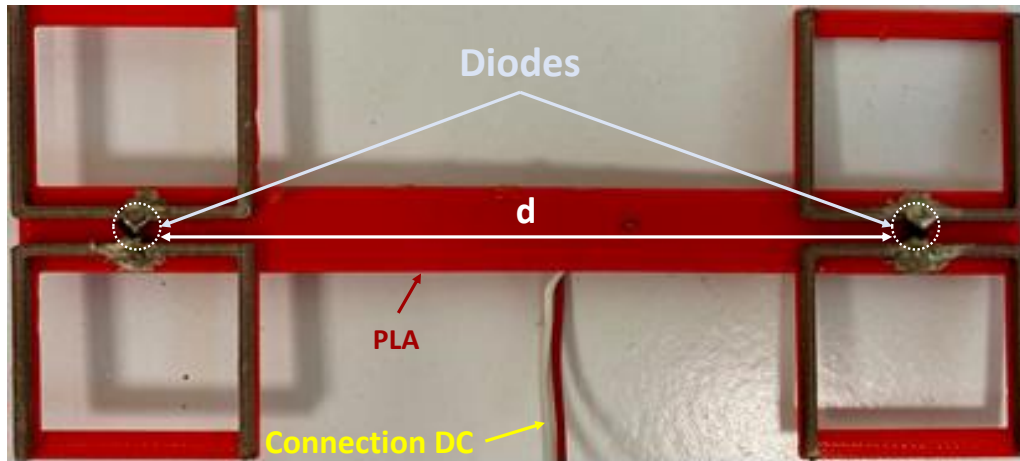


FIGURE 4.27 : Photo du réseau de 2 rectennas H planaire.

Pour les mesures, nous nous sommes concentrés sur la tension directement comparée à celle reçue par une seule rectenna. Les conditions de mesure sont identiques pour la rectenna unitaire et le réseau. Autrement dit, la distance entre l'antenne d'émission et les rectennas est de 6λ et la puissance injectée à l'antenne d'émission est de +15,7 dBm. Dans cette configuration, une rectenna reçoit environ -13,5 dBm de puissance et le réseau de 2 rectennas reçoit une puissance d'environ -10,2 dBm. Les résultats de cette comparaison sont illustrés sur la figure 4.28. Pour une charge de $1 M\Omega$, on note une augmentation de la tension de sortie avec le réseau de 112 % ($\times 2,12$), ce qui valide l'efficacité de l'optimisation de la distance entre les deux rectennas. Ces résultats mettent en évidence les avantages et le potentiel d'augmentation de la tension de sortie lorsque plusieurs rectennas sont combinées en réseau. Cela confirme également que le couplage entre les deux rectennas est réalisé de manière optimale.

Nous pouvons conclure que la mise en réseau planaire de deux rectennas fabriqués par impression 3D via DFF est faisable sans processus complexe. La conception et la réalisation (en impression 3D par DFF) de réseaux en 3D constituent donc une perspective prometteuse.

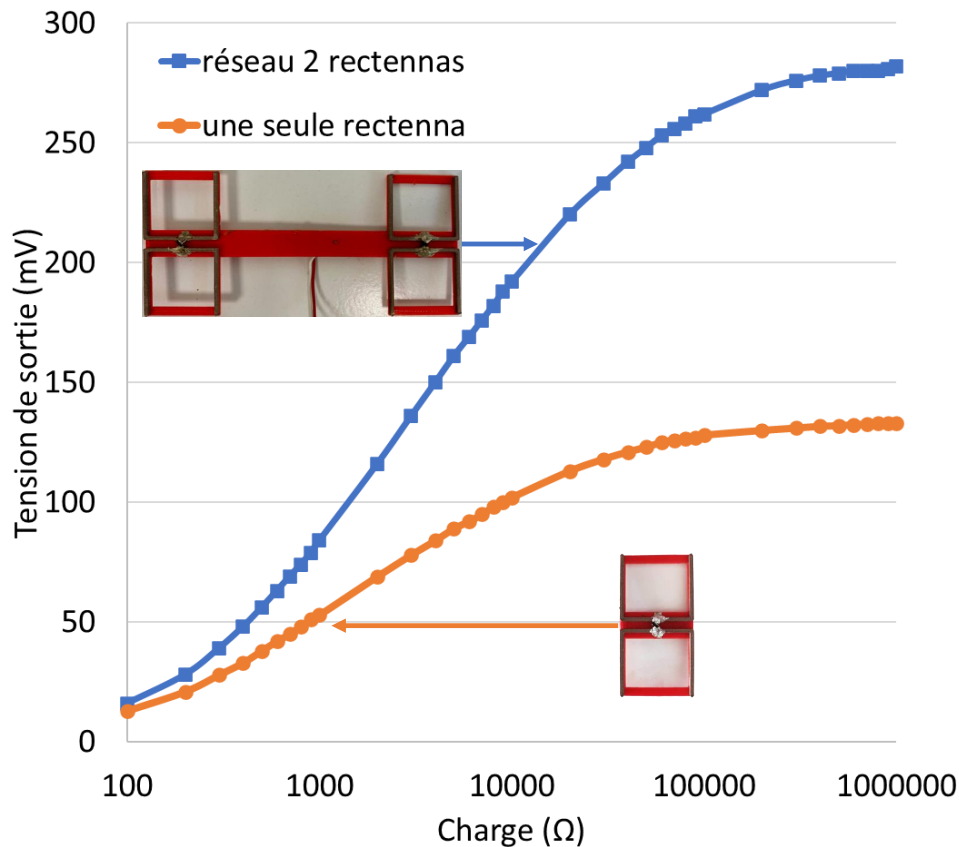


FIGURE 4.28 : Comparaison des tensions DC en sortie de la rectenna H (unitaire) et en sortie du réseau de 2 rectennas H en fonction de la charge.

4.5 Test de la rectenna en application réelle

4.5.1 Circuit pompe de charge

Dans les systèmes de récupération d'énergie, l'énergie disponible ne permet pas d'alimenter directement les applications. Lorsqu'il s'agit de convertir l'énergie captée à partir de sources ambiantes telles que les ondes électromagnétiques en une tension utilisable pour alimenter des dispositifs électroniques, les circuits de pompe de charge sont nécessaires pour augmenter la faible tension de sortie rectennas à des niveaux adaptés aux applications électroniques [144].

Le circuit pompe de charge exploite le principe des condensateurs et des commutateurs pour stocker et transférer l'énergie d'une source de tension à une autre. Il se compose généralement de deux étages de condensateurs et de commutateurs, souvent organisés en série ou en cascade (figure 4.29 [145]).

Pendant la phase de charge, les condensateurs sont connectés en série à la source de tension d'entrée. À ce stade, l'énergie est stockée dans les condensateurs. Pendant la phase de transfert, les commutateurs sont utilisés pour reconfigurer les condensateurs. Cela implique généralement une combinaison de commutations série et parallèles. Le résultat est que la tension accumulée dans les

condensateurs est ajoutée à la tension d'entrée, produisant une tension de sortie supérieure à la tension d'entrée.

Certains circuits pompe de charge intègrent des mécanismes de contrôle pour réguler la tension de sortie en fonction des variations de charge ou des conditions de fonctionnement. Cela peut impliquer l'utilisation de régulateurs de tension ou d'autres circuits de rétroaction.

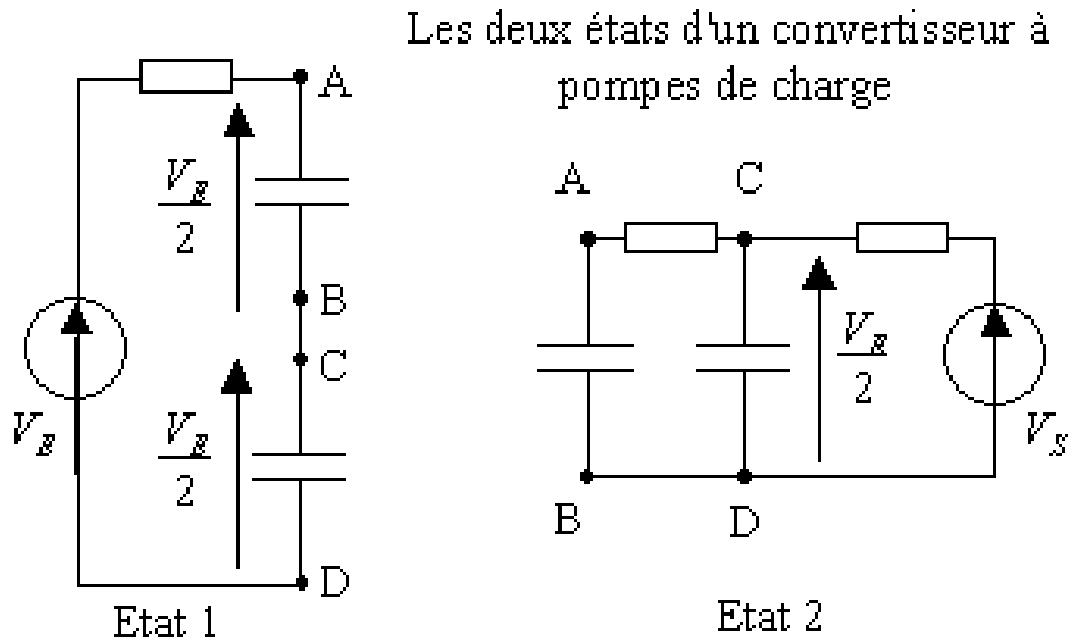


FIGURE 4.29 : Schéma théorique d'un circuit pompe de charge.

4.5.2 Mise en application et étude du circuit pompe de charge avec la rectenna

Nous avons choisi de tester la rectenna la plus performante, à savoir la rectenna en topologie série avec l'antenne patch Electrifi + cadre. Pour le circuit pompe de charge, nous optons pour l'étude du circuit S-8823A [146]. Ce circuit permet de charger une capacité jusqu'à 2,4 V avec une tension d'entrée minimale d'environ 0,39 V. Sa résistance d'entrée est d'environ $10\text{ k}\Omega$, mais diminue à $8\text{ k}\Omega$ lorsque la tension du condensateur dépasse les 2 V.

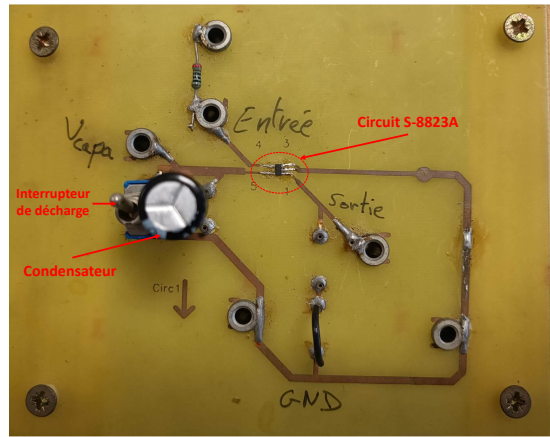


FIGURE 4.30 : Photo de la platine d'essai du circuit S-8823A.

L'énergie disponible dans un condensateur se calcul avec l'équation 4.3 :

$$E = \frac{1}{2}CV^2 \quad (4.3)$$

avec E l'énergie en joule, C la capacité du condensateur en Farad et V la tension de charge du condensateur en Volt.

À l'aide de cette équation, une courbe de l'énergie disponible dans la capacité pour une tension de charge de 2,4 V en fonction de la capacité est tracée sur le graphique de la figure 4.31. Ce tracé nous permettra de déterminer la valeur du condensateur nécessaire pour alimenter une application choisie.

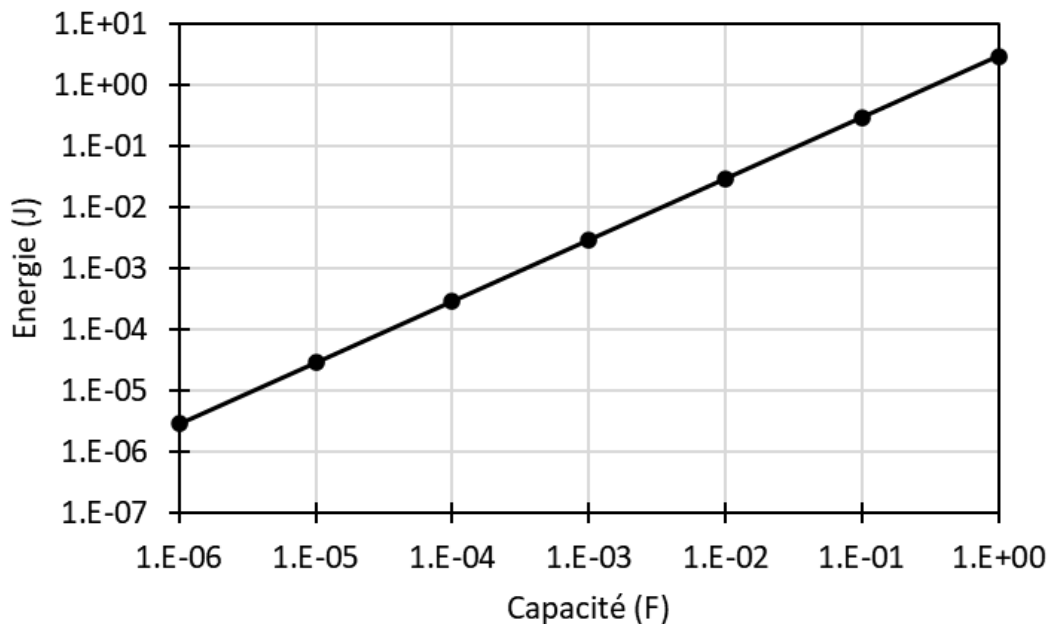


FIGURE 4.31 : Énergie disponible dans un condensateur pour une tension de charge à 2,4 V en fonction de sa capacité.

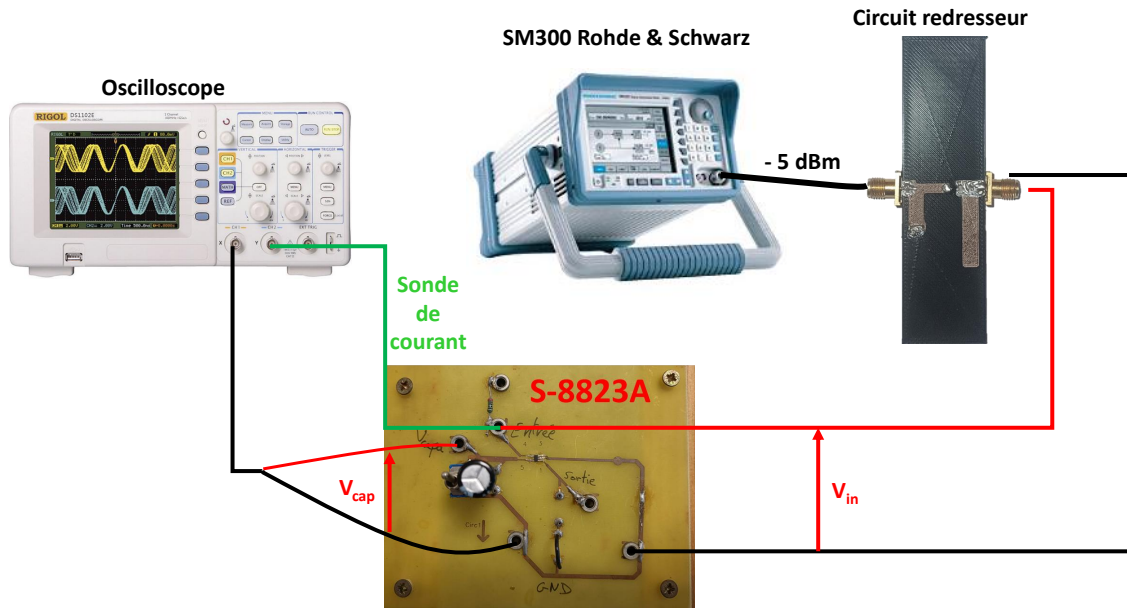


FIGURE 4.32 : Banc de mesure du chargement de la capacité avec le circuit redresseur.

Pour un premier test, nous utilisons un condensateur d’une valeur de $10\ \mu\text{F}$. Pour une tension de charge de $2,4\ \text{V}$, nous obtenons par calcul une énergie de $28,8\ \mu\text{J}$.

Ainsi, pour le redresseur série, nous savons qu’il faut une puissance d’entrée minimale de $-5\ \text{dBm}$ pour avoir une tension suffisante pour activer le circuit pompe de charge et charger la capacité. La charge et la décharge de la capacité, ainsi que son courant associé, sont illustrées sur la figure 4.33. Le banc de mesure qui a permis de faire ces mesures est illustré sur la figure 4.32.

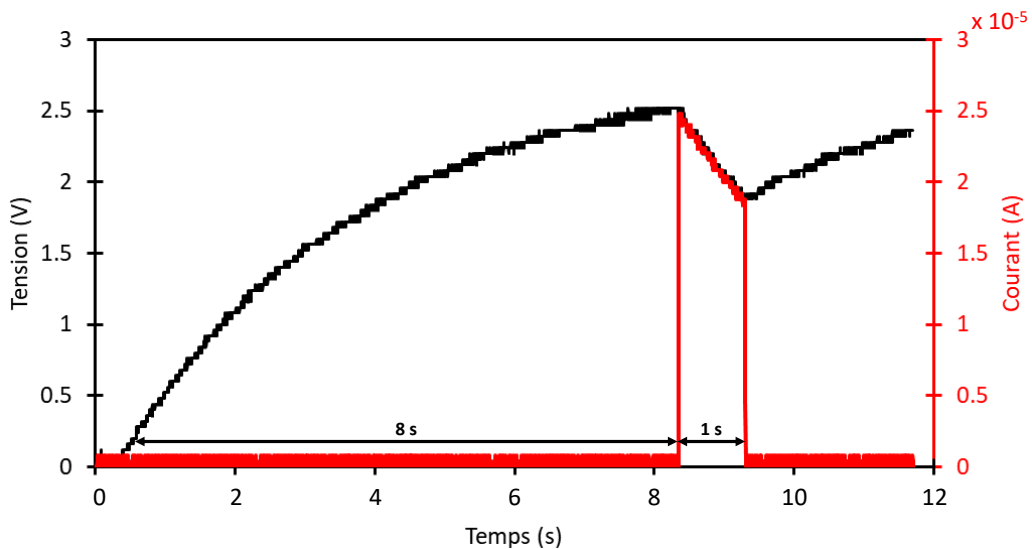


FIGURE 4.33 : Tension de charge et de décharge du condensateur ainsi que son courant associé pour une résistance de $10\ \text{k}\Omega$ en entrée du circuit redresseur.

Pour la capacité de 10 μF , il faut 8 secondes pour un chargement complet de la capacité. Nous notons que le temps de charge est proportionnel à sa capacité. Pour un condensateur de 100 μF , il faut alors 10 fois plus de temps pour recharger la capacité. Ainsi, il nous est possible de tracer le temps de charge du condensateur en fonction de sa capacité (voir figure 4.34).

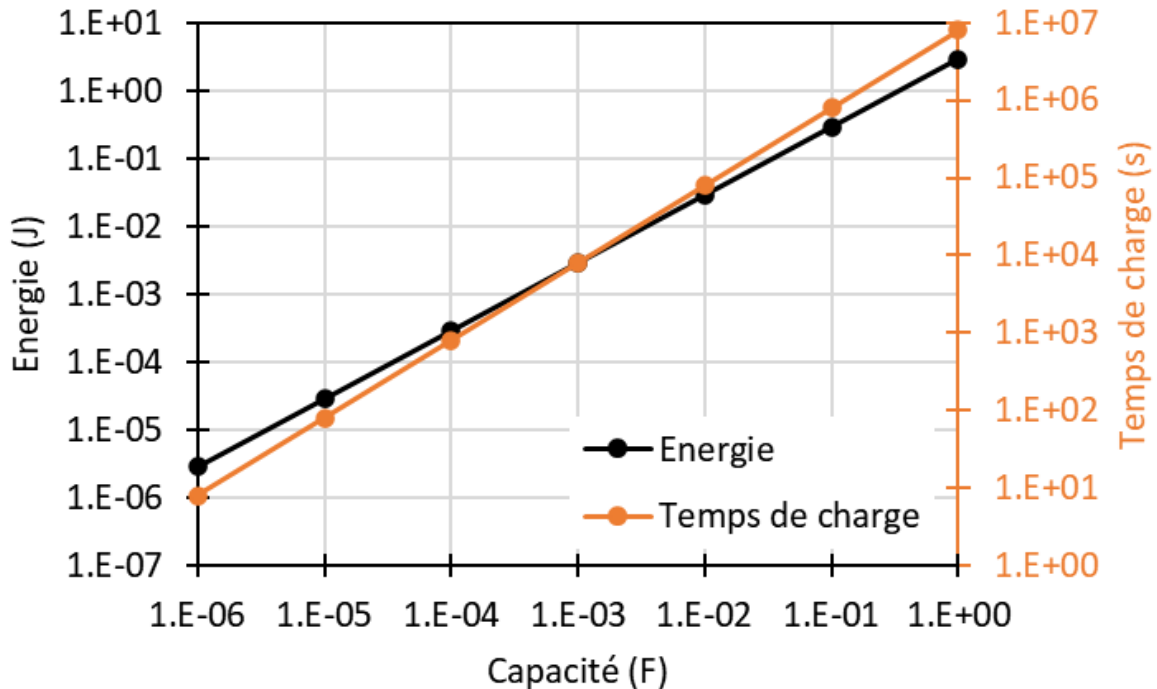


FIGURE 4.34 : Énergie disponible dans un condensateur en fonction de sa capacité pour une tension de charge de 2,4 V, ainsi que son temps de charge (avec le circuit de redressement en topologie série) associé.

Cependant, une fois que le condensateur est chargé à 2,4 V, un cycle de charge et de décharge entre les tensions de 1,9 V et 2,4 V s'installe. L'alimentation de la charge utilise donc une partie de l'énergie stockée dans le condensateur. La différence de tension entre ces deux valeurs est de 0,5 V. Cela signifie qu'une fois le condensateur complètement chargé, le circuit de pompe de charge exploite à chaque cycle de charge et décharge une petite partie de l'énergie disponible dans le condensateur. Cela permet de réduire le temps nécessaire pour recharger le condensateur. Nous traçons à nouveau le graphique en considérant que le circuit de pompe de charge utilise uniquement 0,5 V pour alimenter la charge (voir figure 4.35).

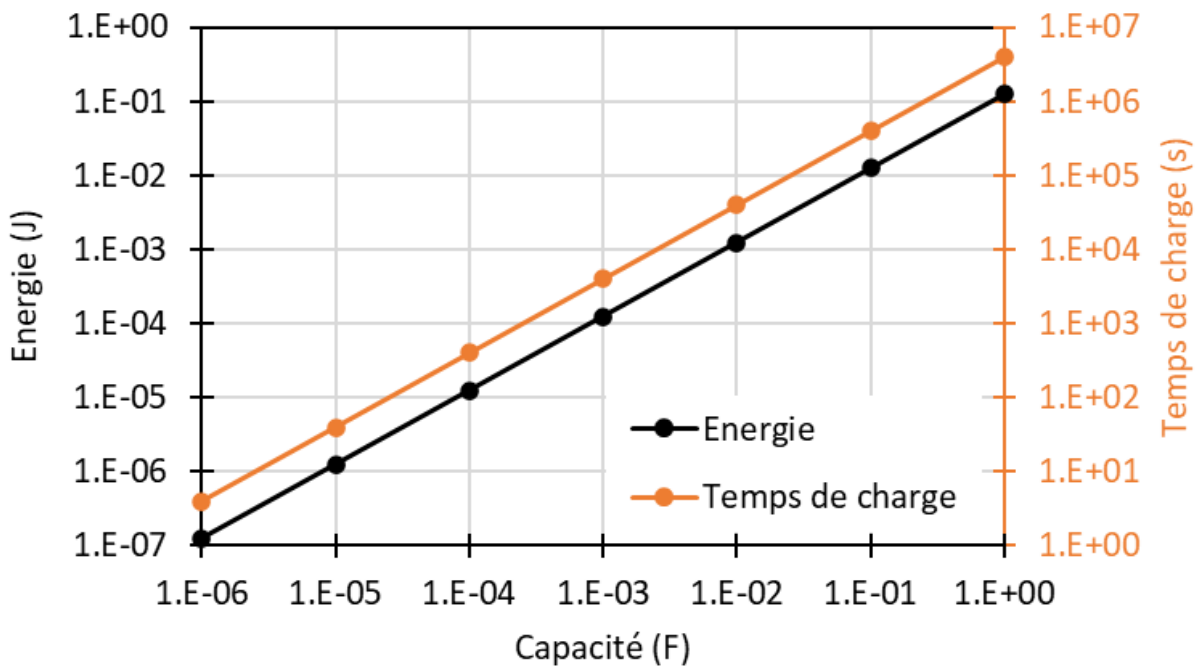


FIGURE 4.35 : Énergie disponible dans un condensateur en fonction de sa capacité pour une tension de charge de 0,5 V, ainsi que son temps de charge (avec le circuit de redressement en topologie série) associé.

En considérant une source d'énergie électromagnétique comprenant un générateur RF délivrant une puissance de 0 dBm à une antenne d'émission avec un gain d'environ 8,7 dBi, la puissance RF reçue par l'antenne patch Electrifi + cadre située à 50 cm de cette source est d'environ $-25,7$ dBm. Pour obtenir une puissance à l'entrée du circuit de redressement de -5 dBm, il faudrait augmenter la puissance du générateur RF à $+20,7$ dBm, correspondant à la norme de puissance maximale délivrée par une borne WiFi. L'antenne recevra donc -5 dBm, ainsi, dans cette configuration, il serait possible de faire fonctionner le circuit pompe de charge et de charger le condensateur.

En 2021, S. Ould et al. ont présenté la consommation de différents circuits de développement utilisant le LoRa [147]. La carte qui consomme le moins d'énergie à l'envoi d'un message est le Grashopper. En effet, il faut environ $0,2$ J pour envoyer un message. Partant de ce constat, il nous faudrait un condensateur de $1,6$ F, ce qui correspond à un temps de charge d'environ 74 jours. Cependant, ces cartes électroniques comportent beaucoup de composants non nécessaires au fonctionnement basique du système.

Des circuits intégrés plus spécifiques, consommant moins d'énergie, existent. Un des circuits les plus efficaces utilisant la norme IEEE 802.15.4 est le TI CC2630 [148]. Il consomme $73 \mu\text{J}$ à l'envoi d'un message à une puissance 0 dBm pour une trame de 125 octets. De ce constat, un condensateur d'environ $584 \mu\text{F}$ est nécessaire pour l'envoi du message, ce qui correspond à un temps de chargement du condensateur par notre rectenna d'environ 39 minutes. Ce temps de charge peut être exploité par des systèmes qui ont des dynamiques très faibles.

4.6 Conclusion

Ce dernier chapitre a tout d'abord été dédié à la réalisation des différents circuits évoqués dans les chapitres précédents. L'antenne patch rectangulaire non adaptée, l'antenne patch adaptée par cavité d'air, l'antenne patch adaptée par cavité + cadre, le redresseur en série, la rectenna en série avec l'antenne patch adaptée par cavité + cadre, l'antenne en forme de H, la rectenna en forme de H, ainsi que le réseau de deux rectennas en forme de H ont été fabriqués à l'aide de l'imprimante Elegoo Neptune 3 selon le processus décrit en annexe B et C.

Un banc de mesure du gain maximal des antennes a été développé et construit. Les antennes réalisées ont été caractérisées et les mesures ont été confrontées à nos simulations confirmant ainsi la validité des simulations. Le redresseur en série seul a également été caractérisé à l'aide d'un banc de mesure. Ces mesures ont été confrontées à la simulation et une bonne concordance générale a été observée. Enfin, des cas pratiques ont été mis en place afin d'évaluer l'énergie pouvant être récupérée avec la rectenna la plus performante réalisée.

Conclusion générale et perspectives

- **Conclusion**

La présente thèse s'est intéressée à la mise en place d'une méthodologie de conception et à un processus de réalisation de rectennas par impression 3D de technologie DFF. Le but était de se soustraire des contraintes de réalisation imposées par les méthodes soustractives traditionnellement utilisées pour la fabrication de rectenna. Outre l'utilisation de produits chimiques corrosifs ou la perte de matériau générée, ces méthodes traditionnelles possèdent des contraintes pour la réalisation de formes géométriques dans les trois dimensions de l'espace. Ainsi, l'impression 3D par DFF a permis de palier à ces contraintes de réalisation.

Cependant, l'utilisation de l'impression 3D par DFF pour la réalisation de rectennas nécessite de répondre à certains questionnements. La première problématique a consisté à caractériser les matériaux imprimables (le PLA et l'Electrifi), qui sont peu courants dans la conception de circuits RF. Puis, les caractéristiques électromagnétiques telles que la permittivité relative ϵ_r et les pertes $\tan \delta$ ont été évaluées à l'aide de la méthode du résonateur en T et des mesures de conductivité électrique en DC. Les bons résultats expérimentaux ont confirmé les valeurs des paramètres obtenues et utilisées pour les simulations. À la suite de ce travail, nous avons abordé la modélisation de l'élément actif (diode SMS7630) dans son environnement (PLA, Electrifi, colle conductrice) à l'aide d'une calibration TRL. Enfin, l'étude de deux types de rectennas a été proposée possédant chacune une topologie différente de redressement.

Les résultats obtenus ont souligné l'impact de la conductivité du filament Electrifi sur les performances globales des rectennas. En effet, lors de la comparaison entre les deux types d'antennes (patch et H), nous avons observé que les pertes engendrées par la faible conductivité de l'Electrifi sont plus importantes avec le mode de propagation quasi-TEM présent dans l'antenne patch, probablement en raison de l'effet de peau et des pertes par métallisation. En somme, la rectenna en topologie série s'est avérée plus efficace que celle en topologie parallèle. Ce résultat peut s'expliquer par l'absence de circuit d'adaptation au niveau de la rectenna parallèle. Néanmoins, en observant uniquement la partie redressement (sans antenne), on constate en simulation une efficacité plus élevée en configuration parallèle à niveau de puissance égale. En effet, la proximité de l'antenne et de la diode réduit fortement les pertes ohmiques en topologie parallèle.

L'intégration de l'impression 3D pour la réalisation de rectennas a montré que des solutions innovantes peuvent être mises en oeuvre pour améliorer les performances de ces circuits. La première méthode, nommée adaptation par cavité d'air, a permis à la fois de réduire les pertes d'une ligne en transmission et d'effectuer une adaptation d'impédance de l'antenne patch. La deuxième méthode a porté sur l'ajout d'un cadre conducteur électrique en 3D sur l'élément rayonnant du patch, permettant ainsi l'amélioration des caractéristiques de l'antenne (gain, directivité et bande passante). L'antenne finale aux dimensions optimisées, présente un gain de 4,63 dBi, correspondant à une amélioration d'environ 3 dB par rapport à l'antenne patch. L'étude d'un réseau de deux rectennas en forme de H a

également été proposé dans le but d'augmenter la puissance électromagnétique collectée et de même la puissance DC de sortie.

Enfin, dans le but de valider les simulations et les modélisations, l'expérimentation des rectennas en impression 3D par DFF a été réalisée grâce à la mise en place de plusieurs bancs de test. Les résultats ont montré que le rendement maximal des rectennas fabriquées est obtenu pour une charge optimale proche de 500Ω . Bien que la rectenna série ait affiché un rendement maximal d'environ 39 % pour une puissance d'entrée de 8 dBm, son optimisation s'est faite pour une puissance de 0 dBm, où elle présente un rendement maximal d'environ 32 %. La rectenna en forme de H a montré un rendement maximal d'environ 18 % pour une charge optimale de 300Ω .

Une application pratique a permis de quantifier l'énergie récoltée par notre système en intégrant un circuit pompe de charge S-8823A. La rectenna la plus efficace dans une configuration série (utilisant l'antenne patch + cadre) couplée au circuit pompe de charge, montre la possibilité d'alimenter le circuit TI CC2630 toutes les 39 minutes dans le cas où il envoie une trame de 125 octets à une puissance de 0 dBm. Pour cela, la rectenna doit recevoir au moins -5 dBm de puissance RF pour atteindre la tension minimale nécessaire au fonctionnement du circuit pompe de charge.

Malgré les défis, l'exploration des capacités de l'impression 3D par DFF avec le filament Electrifi, a ouvert de nouvelles perspectives dans le domaine de la conception et de la réalisation de rectennas et des circuits RF pour l'alimentation des dispositifs de l'IoT.

- Perspectives

Dans la continuité de cette étude, des perspectives intéressantes sont envisageable.

- Amélioration de la conductivité électrique du filament Electrifi pour les rectennas

La première possibilité d'amélioration des performances des rectennas en impression 3D par DFF réside dans l'augmentation de la conductivité électrique du filament Electrifi. Pour ce faire, un procédé d'électrodéposition a déjà été évoqué dans la littérature pour des circuits simples [149, 150]. Cependant, bien que ce procédé ajoute une étape supplémentaire, il serait intéressant de l'appliquer aux rectennas. Des travaux préliminaires ont été abordés sur une ligne de transmission microruban.

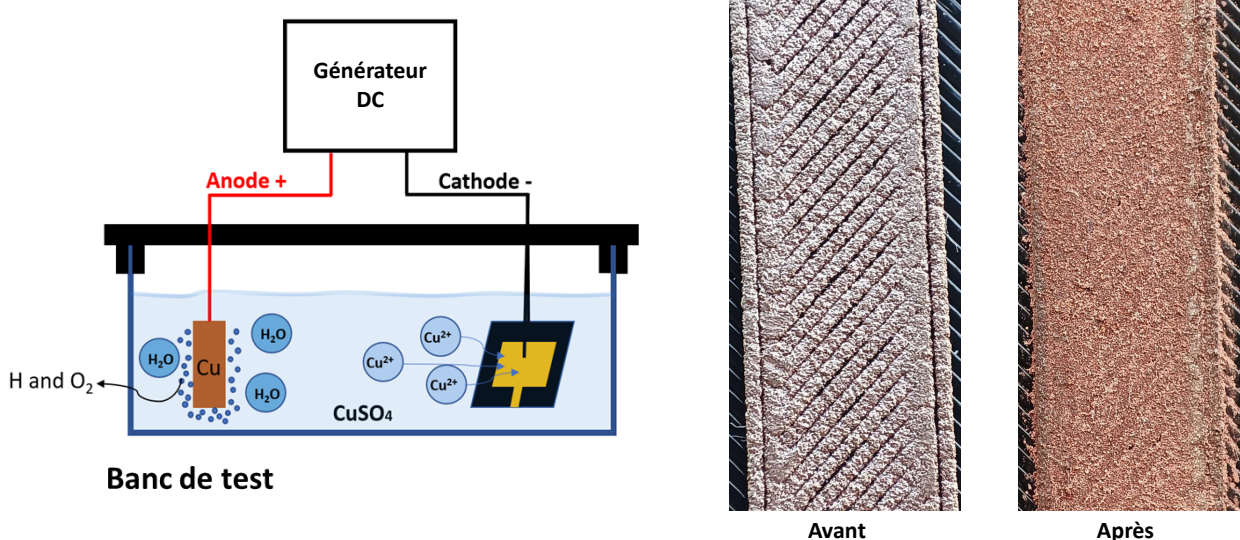


FIGURE 4.36 : Schéma du banc de test pour l'électrodéposition et résultats préliminaires.

La figure 4.36 présente le banc de test, ainsi que les résultats obtenus sur un échantillon d'une ligne microruban en Electrifi imprimée sur du PLA. On observe que l'électrodéposition permet une amélioration significative de la conductivité du filament Electrifi grâce à l'enrichissement en cuivre (passant de 5 Ω à 0,2 Ω). Cependant, étant donné que la conductivité du filament est modifiée, il est nécessaire de la mesurer à nouveau pour pouvoir redimensionner correctement les circuits RF. Il est important de noter que la conductivité d'un matériau a un impact direct sur les dimensions requises lors de la conception de circuits RF.

- Étude de la dégradation des filaments en conditions environnementales contrôlées

Au cours de cette thèse, il a été observé que l'environnement (température, humidité) a un impact sur les caractéristiques des filaments imprimables à court, moyen et long termes. Il serait donc intéressant de mener une étude sur l'évolution des caractéristiques électromagnétiques et physiques

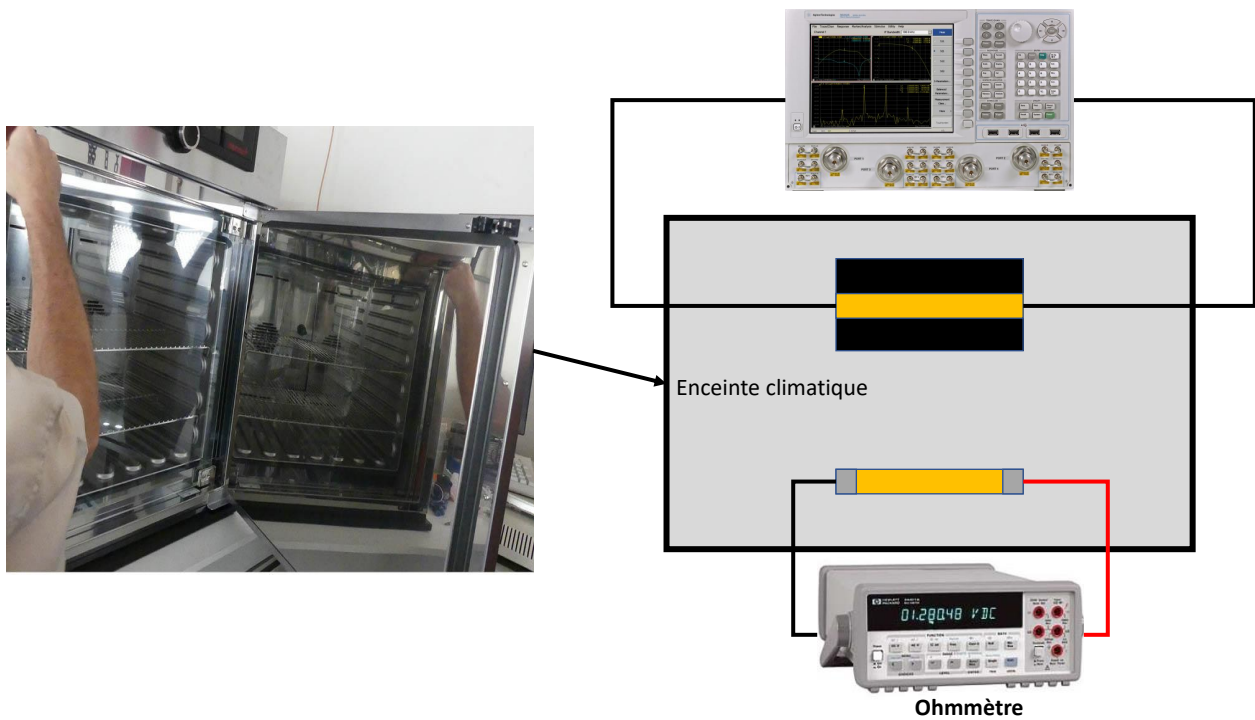


FIGURE 4.37 : Expérimentation pour étudier l'évolution des caractéristiques des filaments en conditions climatiques contrôlées.

du filament PLA ainsi que du filament Electrifi, sous l'influence de diverses conditions environnementales. De plus, l'analyse du cycle de vie complète du système nous permettrait de confirmer sa rentabilité énergétique.

Un exemple de banc d'expérimentation est donné sur la figure 4.37 pour observer l'influence de la température et le taux d'humidité sur les caractéristiques des filaments imprimables à court, moyen et long terme.

- Réseau de rectenna H 3D

La réalisation d'un réseau de deux rectennas H a été présentée dans le chapitre 4. Cependant, ce réseau peut être amélioré en évoluant vers une structure 3D. Une étude préliminaire a été faite sur un réseau de rectennas H de forme cubique s'inspirant des travaux de Babybekov et al. [102]. Ce réseau consiste à intégrer la rectenna H directement dans la paroi du cube imprimée en PLA. Une étude sur la distance entre les rectennas pour obtenir un couplage optimal doit être effectuée. De plus, pour garder une certaine compacité, des parois de type métasurface peuvent être utilisées afin d'éviter les perturbations mutuelles, ou encore pour rendre les antennes H directives et donc d'augmenter leur gain. Nous notons que une application (par exemple un capteur de température) peut être directement intégrée sur une surface du cube.

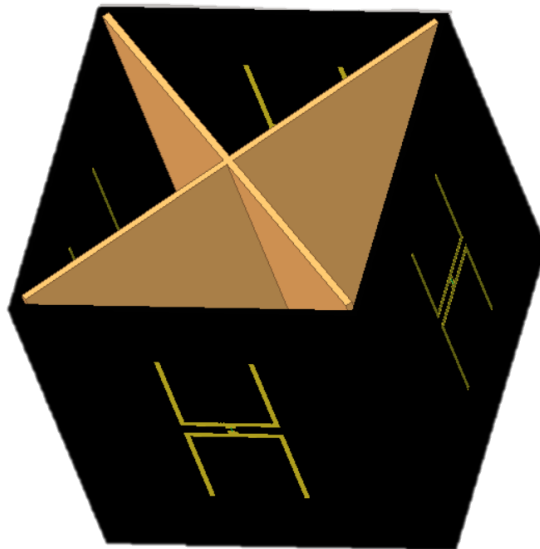


FIGURE 4.38 : Modélisation EMPro d'un exemple de réseau de rectenna H 3D.

- Métasurfaces

Comme mentionné précédemment, l'impression 3D en général, et le filament Electrifi en particulier, peuvent être des candidats intéressants pour la conception et la fabrication de nouveaux métamatériaux. Des travaux récents mettent en avant les possibilités futures, et de nombreuses pistes restent à explorer dans ce domaine [151, 152, 153]. La figure 4.39 montre la photo de la métasurface imprimée en Electrifi dans les travaux [151]. Dans notre cas, les métasurfaces pourraient être utilisées pour optimiser les performances des réseaux de rectennas 3D. Placées stratégiquement, elles pourraient servir de réflecteurs, d'amplificateurs ou de découpleurs entre les antennes du réseau.

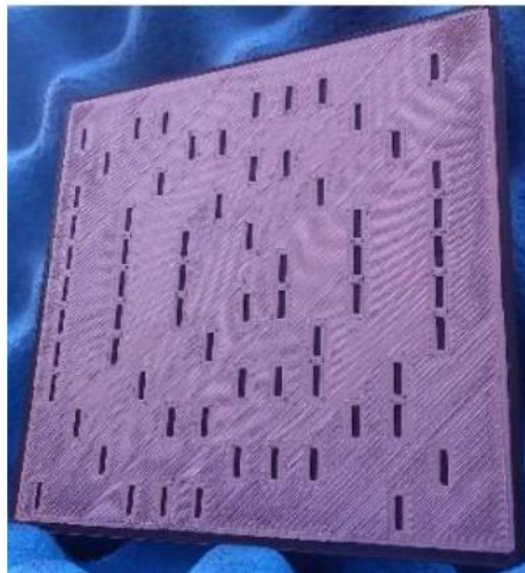


FIGURE 4.39 : Photo d'une métasurface réalisée en filament Electrifi.

- Étude d'autres diélectriques imprimables et de substrat multi-matériaux

Durant cette thèse, le PLA a été choisi et étudié pour la fabrication de rectennas. Cependant, l'impression 3D par DFF offre une variété conséquente de matériaux diélectriques imprimables. Certains d'entre eux peuvent posséder des propriétés physiques et électromagnétiques intéressantes pour la fabrication de rectennas. Par exemple, le nylon présente des pertes $\tan \delta$ très faibles, ce qui permet de limiter les pertes par propagation dans le substrat, notamment pour les antennes patchs. De plus, les imprimantes 3D dotées de deux buses d'impression permettent d'imprimer deux matériaux sur la même couche. Cela est adapté pour la création de substrats diélectriques hétérogènes avec des motifs complexes.

Bibliographie

- [1] A. H. Bagdadee, L. Zhang, and M. Saddam Hossain Remus, *A Brief Review of the IoT-Based Energy Management System in the Smart Industry*. Singapore : Springer Singapore, 2020, pp. 443–459.
- [2] A. Y. Nageye, A. D. Jimale, M. O. Abdullahi, Y. A. Ahmed, and B. S. Abdullahi Jama, “Enhancing energy efficiency in mogadishu : Iot-based buildings energy management system,” *International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 10, no. 10, p. 54–60, 2023. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.14445/23488379/IJEEE-V10I10P106>
- [3] “IOT ANALYTICS, state of the IoT 2020, nov. 2020.” <https://iot-analytics.com/state-of-the-iot-2020-12-billion-iot-connections-surpassing-non-iot-for-the-first-time/>, accès : 09/10/2023.
- [4] “Etude de l’ADEME et l’Arcep,” https://www.arcep.fr/uploads/tx_gspublication/etude-numerique-environnement-ademe-arcep-note-synthese_janv2022.pdf, accès : 01/04/2024.
- [5] “La lourde facture énergétique des objets connectés,” <https://www.planete-energies.com/fr/media/article/lourde-facture-energetique-objets-connectes>, accès : 01/04/2024.
- [6] R. Chéour, S. Khriji, M. abid, and O. Kanoun, “Microcontrollers for iot : Optimizations, computing paradigms, and future directions,” in *2020 IEEE 6th World Forum on Internet of Things (WF-IoT)*, 2020, pp. 1–7.
- [7] “The 3-D printing revolution,” <https://hbr.org/2015/05/the-3-d-printing-revolution>, accès : 01/04/2024.
- [8] A. Jandyal, I. Chaturvedi, I. Wazir, A. Raina, and M. I. Ul Haq, “3D printing – a review of processes, materials and applications in industry 4.0,” *Sustainable*

- Operations and Computers*, vol. 3, pp. 33–42, 2022. [Online]. Available : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2666412721000441>
- [9] “Graphique fait avec connected papers,” https://www.connectedpapers.com/main/38183ba87bc64d8f5c344f71c18801d1056e89ed/graph?utm_source=share_popup&utm_medium=copy_link&utm_campaign=share_graph, accès : 01/04/2024.
- [10] A. RAJORA, R. KUMAR, R. SINGH, S. SHARMA, S. KAPOOR, and A. MISHRA, “3D printing : A review on the transformation of additive manufacturing,” *International Journal of Applied Pharmaceutics*, p. 35–47, 2022. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.22159/ijap.2022v14i4.44597>
- [11] H. N. Chia and B. M. Wu, “Recent advances in 3D printing of biomaterials,” *Journal of Biological Engineering*, vol. 9, no. 1, 2015. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1186/s13036-015-0001-4>
- [12] “Les fondamentaux de l’iot,” https://www.itu.int/en/ITU-D/Regional-Presence/Africa/Documents/PRIDA%202020%20-%20ONLINE%20Capacity%20building%20%26%20digital%20services/FR_Workshop_Slides.pdf, accessed on 27.11.2023.
- [13] F. Firouzi, B. Farahani, M. Weinberger, G. DePace, and F. S. Aliee, *IoT Fundamentals : Definitions, Architectures, Challenges, and Promises*. Springer International Publishing, 2020, pp. 3–50. [Online]. Available : https://doi.org/10.1007/978-3-030-30367-9_1
- [14] R. Kumar, S. Panda, M. Anil, A. G., and A. Pancholi, “An analytic assessment of medical applications of the internet of things (iot) during covid-19 and possible future pandemics,” in *Communication, Networks and Computing*, R. S. Tomar, S. Verma, B. K. Chaurasia, V. Singh, J. H. Abawajy, S. Akashe, P.-A. Hsiung, and R. Prasad, Eds. Springer Nature Switzerland, 2023, pp. 3–16.
- [15] K. Yoshikawa and M. Kuroda, “Iot orchestration centered on highly managed medical devices for patients of chronic respiratory diseases,” in *2022 IEEE 11th Global Conference on Consumer Electronics (GCCE)*, 2022, pp. 235–238.
- [16] R. Moreno, F. Dias, M. Arruda, F. Oliveira, T. Bulhoes, J. Krieger, and M. Gutierrez, “Iot medical device architecture to estimate non-invasive arterial blood pressure,” in *2022 Symposium on Internet of Things (SIoT)*. IEEE, 2022. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1109/SIoT56383.2022.10069878>
- [17] S. D. Padiya, A. Raut, B. Mittal, M. Patel, and V. Polshettiwar, “Machine learning and iot applications in agriculture,” *International Journal of Advanced Research in Science, Communication and Technology*, p. 287–293, 2023. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.48175/IJARSCT-9416>

- [18] S. Heble, A. Kumar, K. V. V. D. Prasad, S. Samirana, P. Rajalakshmi, and U. B. Desai, “A low power iot network for smart agriculture,” in *2018 IEEE 4th World Forum on Internet of Things (WF-IoT)*, 2018, pp. 609–614.
- [19] A. Anand, N. K. Trivedi, V. Gautam, R. G. Tiwari, D. Witarsyah, and A. Misra, “Applications of internet of things(iot) in agriculture : The need and implementation,” in *2022 International Conference Advancement in Data Science, E-learning and Information Systems (ICADEIS)*, 2022, pp. 01–05.
- [20] T.-Y. Ku, W.-K. Park, and H. Choi, “Iot energy management platform for microgrid,” in *2017 IEEE 7th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES)*, 2017, pp. 106–110.
- [21] S. K. Vishwakarma, P. Upadhyaya, B. Kumari, and A. K. Mishra, “Smart energy efficient home automation system using iot,” in *2019 4th International Conference on Internet of Things : Smart Innovation and Usages (IoT-SIU)*, 2019, pp. 1–4.
- [22] L. Raju, V. Gurunath, R. Darran, and S. V, “Iot based energy management system using stm32 and aws iot,” in *2022 IEEE 2nd International Symposium on Sustainable Energy, Signal Processing and Cyber Security (iSSSC)*. IEEE, 2022. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1109/iSSSC56467.2022.10051258>
- [23] P. Yadav and S. Vishwakarma, “Application of internet of things and big data towards a smart city,” in *2018 3rd International Conference On Internet of Things : Smart Innovation and Usages (IoT-SIU)*, 2018, pp. 1–5.
- [24] V. Goswami, B. Sharma, S. S. Patra, S. Chowdhury, R. K. Barik, and I. B. Dhaou, “Iot-fog computing sustainable system for smart cities : A queueing-based approach,” in *2023 1st International Conference on Advanced Innovations in Smart Cities (ICAISC)*, 2023, pp. 1–6.
- [25] N. F. Abdulsattar, A. H. Abbas, M. H. Mutar, M. H. Hassan, M. A. Jubair, and M. I. Habelalmateen, “An investigation study for technologies, challenges and practices of iot in smart cities,” in *2022 5th International Conference on Engineering Technology and its Applications (IICETA)*, 2022, pp. 554–557.
- [26] D. Dessales, “Conception d’un réseau de capteurs sans fil, faible consommation, dédié au diagnostic in-situ des performances des bâtiments en exploitation,” 2011. [Online]. Available : <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:190287208>
- [27] T. Bouguera, “Capteur Communicant Autonome en Énergie pour l’IoT,” Theses, Université de Nantes, Mar. 2019. [Online]. Available : <https://hal.science/tel-02092386>
- [28] “Anfr, conférence citoyenne 5g et usages du numérique, atelier 1.” <https://participer.strasbourg.eu/documents/2531722/63467999/2.+5G+--+Ateliers+1+s%C3%A9ance+1+Pr%>

C3%A9sentation.pdf/7b068f0d-a025-5134-d367-0c3917f18885?t=1610740083667, accès : 12/12/2023.

- [29] M. Noor-A-Rahim, J. John, F. Firyaguna, H. H. R. Sherazi, S. Kushch, A. Vijayan, E. O’Connell, D. Pesch, B. O’Flynn, W. O’Brien, M. Hayes, and E. Armstrong, “Wireless communications for smart manufacturing and industrial IoT : Existing technologies, 5G and beyond,” *Sensors*, vol. 23, no. 1, 2023. [Online]. Available : <https://www.mdpi.com/1424-8220/23/1/73>
- [30] O. Alamu, T. O. Olwal, and K. Djouani, “Energy harvesting techniques for sustainable underwater wireless communication networks : A review,” *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, vol. 5, p. 100265, 2023. [Online]. Available : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2772671123001602>
- [31] T. J. Kaźmierski and S. Beeby, Eds., *Energy Harvesting Systems : Principles, Modeling and Applications*. New York, NY : Springer, 2011. [Online]. Available : <https://link.springer.com/10.1007/978-1-4419-7566-9>
- [32] M. A. Ullah, R. Keshavarz, M. Abolhasan, J. Lipman, K. P. Esselle, and N. Shariati, “A review on antenna technologies for ambient rf energy harvesting and wireless power transfer : Designs, challenges and applications,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 17 231–17 267, 2022.
- [33] N. Shariati, W. Rowe, J. Scott, and K. Ghorbani, “Multi-service highly sensitive rectifier for enhanced rf energy scavenging,” *Scientific reports*, vol. 5, p. 9655, 05 2015.
- [34] J. Bito, R. Bahr, J. G. Hester, S. A. Nauroze, A. Georgiadis, and M. M. Tentzeris, “A novel solar and electromagnetic energy harvesting system with a 3-d printed package for energy efficient internet-of-things wireless sensors,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 5, pp. 1831–1842, 2017.
- [35] N. Shariati, J. R. Scott, D. Schreurs, and K. Ghorbani, “Multitone excitation analysis in rf energy harvesters—considerations and limitations,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 5, no. 4, pp. 2804–2816, 2018.
- [36] M. Danesh and J. R. Long, “Photovoltaic antennas for autonomous wireless systems,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, vol. 58, no. 12, pp. 807–811, 2011.
- [37] A. Collado and A. Georgiadis, “Conformal hybrid solar and electromagnetic (em) energy harvesting rectenna,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, vol. 60, no. 8, pp. 2225–2234, 2013.
- [38] Shantanu, H. V. Singh, and S. Tripathi, “A compact multiband rf-energy harvesting system using mutual coupling exploitation,” in *2020 URSI Regional Conference on Radio Science (URSI-RCRS)*, 2020, pp. 1–4.

- [39] A. Georgiadis, A. Collado, S. Via, and C. Meneses, “Flexible hybrid solar/em energy harvester for autonomous sensors,” in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2011, pp. 1–4.
- [40] X. Gu, L. Grauwin, D. Dousset, S. Hemour, and K. Wu, “Dynamic ambient rf energy density measurements of montreal for battery-free iot sensor network planning,” *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 8, no. 17, pp. 13 209–13 221, 2021.
- [41] F. Khalid, W. Saeed, N. Shoaib, M. U. Khan, and H. Cheema, “Quad-band 3d rectenna array for ambient rf energy harvesting,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2020, p. 23, 2020.
- [42] R. K. Sidhu, J. Singh Ubhi, and A. Aggarwal, “A survey study of different rf energy sources for rf energy harvesting,” in *2019 International Conference on Automation, Computational and Technology Management (ICACTM)*, 2019, pp. 530–533.
- [43] M. Sansoy, A. S. Buttar, and R. Goyal, “Empowering wireless sensor networks with RF energy harvesting,” in *2020 7th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)*. IEEE, 2020. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1109/SPIN48934.2020.9071376>
- [44] Y. Bouchoucha, D. Omri, and T. Aguilu, “High-efficiency rectenna design for batteryless implantable medical devices powered by RF energy harvesting in the ISM band,” in *2023 IEEE International Conference on E-health Networking, Application and Services (Healthcom)*, 2023, pp. 244–250.
- [45] S. Sukanuma, D. H. Nguyen, Y. Nishioka, K. Shimamura, K. Mori, and S. Yokota, “Autopilot drone with rectenna for 28 GHz microwave irradiation measurement,” in *2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2018, pp. 1420–1422.
- [46] R. Du, T. Ohlson Timoudas, and C. Fischione, “Comparing backscatter communication and energy harvesting in massive IoT networks,” *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 21, no. 1, pp. 429–443, 2022.
- [47] “Antennas/transmission lines,” <https://wndw.net/pdf/wndw3-en/ch05-antennas-transmission-lines.pdf>, accès : 01/04/2024.
- [48] “Anne claire lepage enseignant-chercheur à télécom paristech, mooc antenne.” https://www.funmooc.fr/c4x/MinesTelecom/04009/asset/MOOC_che_antenne_v4.pdf, accès : 12/12/2023.
- [49] “Impedance matching techniques for antennas,” <https://resources.system-analysis.cadence.com/blog/msa2021-impedance-matching-techniques-for-antennas>, accès : 01/07/2024.

- [50] “Diagramme de rayonnement (schéma).” https://fr.wiktionary.org/wiki/diagramme_de_rayonnement, accès : 12/12/2023.
- [51] “Polarisation des antennes.” <https://mitic.education/tag/reseau/>, accès : 08/03/2024.
- [52] C. A. Balanis, *Antenna theory : analysis and design*. John Wiley & Sons, 2016.
- [53] A. Eid, J. G. D. Hester, J. Costantine, Y. Tawk, A. H. Ramadan, and M. M. Tentzeris, “A compact source–load agnostic flexible rectenna topology for IoT devices,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 68, no. 4, pp. 2621–2629, 2020.
- [54] V. Marian, C. Vollaïre, J. Verdier, and B. Allard, “Conception de topologies de rectennas pour des applications d’alimentation sans fil,” in *17èmes Journées Nationales Microondes*, Brest, France, May 2011, p. non connu. [Online]. Available : <https://hal.science/hal-00658834>
- [55] J. Rivière, “Conception et réalisation de rectenna en technologie guide d’onde coplanaire pour de faibles niveaux de puissance,” Theses, Université de la Réunion, Sep. 2016. [Online]. Available : <https://theses.hal.science/tel-01481349>
- [56] A. Fumtchum, P. Tsafack, E. Tanyi, F. D. Hutu, and G. Villemaud, “A survey of RF energy harvesting circuits,” *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering*, vol. 10, pp. 99–106, 2021.
- [57] I. Mohammadshah, Z. Adelpour, and M. Sadeghi, “Customizable and upgradable design triple-band dual circular polarization rectenna for ambient RF energy harvesting,” *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 166, p. 154662, 2023. [Online]. Available : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S143484112300136X>
- [58] U. Pattapu and S. Das, “A 2.45 GHz rectenna system for far-field wireless power transfer / energy harvesting,” in *2022 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2022, pp. 83–84.
- [59] D. Sadek, H. Shawkey, and A. Zekry, “Compact and high-efficiency rectenna for wireless power-harvesting applications,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2021, pp. 1–8, 12 2021.
- [60] T. S. Almomneef, “Design of a rectenna array without a matching network,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 109 071–109 079, 2020.
- [61] H. Tafekirt, J. Pelegri-Sebastia, A. Bouajaj, and B. M. Reda, “A sensitive triple-band rectifier for energy harvesting applications,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 73 659–73 664, 2020.

- [62] R. Reed, F. L. Pour, and D. S. Ha, "An efficient 2.4 ghz differential rectenna for radio frequency energy harvesting," in *2020 IEEE 63rd International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2020, pp. 208–212.
- [63] J. Zhao, G. Subramanyam, and H. Yue, "A dual-band rectifying antenna design for rf energy harvesting," in *2020 IEEE 63rd International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2020, pp. 415–418.
- [64] S. C. Wang, M. J. Li, and M. S. Tong, "A miniaturized high-efficiency rectifier with extended input power range for wireless power harvesting," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, no. 6, pp. 617–620, 2020.
- [65] M. Wang, J. Chen, X. Cui, and L. Li, "Design and fabrication of 5.8 GHz RF energy harvesting rectifier," in *2019 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC)*, 2019, pp. 1–3.
- [66] M. M. Mansour and H. Kanaya, "High-efficient broadband CPW RF rectifier for wireless energy harvesting," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 29, no. 4, pp. 288–290, 2019.
- [67] K. Bhatt, S. Kumar, P. Kumar, and C. C. Tripathi, "Highly efficient 2.4 and 5.8 GHz dual-band rectenna for energy harvesting applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 12, pp. 2637–2641, 2019.
- [68] S. Shen, Y. Zhang, C.-Y. Chiu, and R. Murch, "An ambient RF energy harvesting system where the number of antenna ports is dependent on frequency," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 9, pp. 3821–3832, 2019.
- [69] S. Hatanaka and H. Kanaya, "Wireless micro energy harvesting circuit for sensor system," in *2019 IEEE 21st Electronics Packaging Technology Conference (EPTC)*, 2019, pp. 116–119.
- [70] C.-H. Lin, C.-W. Chiu, and J.-Y. Gong, "A wearable rectenna to harvest low-power rf energy for wireless healthcare applications," in *2018 11th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics (CISP-BMEI)*, 2018, pp. 1–5.
- [71] M. M. Mansour and H. Kanaya, "Compact and broadband RF rectifier with 1.5 octave bandwidth based on a simple pair of l-section matching network," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 28, no. 4, pp. 335–337, 2018.
- [72] Q. Awais, Y. Jin, H. T. Chattha, M. Jamil, H. Qiang, and B. A. Khawaja, "A compact rectenna system with high conversion efficiency for wireless energy harvesting," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 35 857–35 866, 2018.

- [73] M. Aboualalaa, I. Mansour, M. Mansour, A. Bedair, A. Allam, M. Abo-Zahhad, H. Elsadek, K. Yoshitomi, and R. K. Pokharel, "Dual-band rectenna using voltage doubler rectifier and four-section matching network," in *2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, 2018, pp. 1–4.
- [74] A. Mouapi, N. Hakem, N. Kandil, and G. Vanessa Kamani, "A miniature rectifier design for radio frequency energy harvesting applied at 2.45 ghz," in *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / ICPS Europe)*, 2018, pp. 1–5.
- [75] A. Biswas, S. B. Hamidi, C. Biswas, P. Roy, D. Mitra, and D. Dawn, "A novel CMOS RF energy harvester for self-sustainable applications," in *2018 IEEE 19th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, 2018, pp. 1–5.
- [76] C.-H. L.-C. Y. H.-J. L.-H. Li, "A compact 0.9-/2.6-GHz Dual-Band RF energy harvester using SIP technique," 2017. [Online]. Available : <https://scholars.lib.ntu.edu.tw/handle/123456789/510946>
- [77] M. ur Rehman, W. Ahmad, and W. T. Khan, "Highly efficient dual band 2.45/5.85 GHz rectifier for RF energy harvesting applications in ISM band," in *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2017, pp. 150–153.
- [78] A. Eid, J. Costantine, Y. Tawk, A. H. Ramadan, M. Abdallah, R. ElHajj, R. Awad, and I. B. Kasbah, "An efficient RF energy harvesting system," in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, pp. 896–899.
- [79] M. M. Mansour and H. Kanaya, "Compact RF rectifier circuit for ambient energy harvesting," in *2017 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT)*, 2017, pp. 220–222.
- [80] F. Calignano and V. Mercurio, "An overview of the impact of additive manufacturing on supply chain, reshoring, and sustainability," *Cleaner Logistics and Supply Chain*, vol. 7, p. 100103, 2023. [Online]. Available : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2772390923000124>
- [81] S. S. Carvalho, J. R. V. Reis, A. Mateus, and R. F. S. Caldeirinha, "Exploring design approaches for 3D printed antennas," *IEEE Access*, vol. 12, p. 10718–10735, 2024. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3354372>
- [82] D. Helena, A. Ramos, T. Varum, and J. N. Matos, "The use of 3D printing technology for manufacturing metal antennas in the 5G/IoT context," *Sensors*, vol. 21, no. 10, 2021. [Online]. Available : <https://www.mdpi.com/1424-8220/21/10/3321>

- [83] “Technologies imprimantes 3D résine.” <https://www.aniwaa.com/fr/guide-achat/imprimantes-3d/meilleure-imprimante-3d-resine-sla-dlp/>, accès : 05/03/2024.
- [84] “Technologies imprimantes 3D.” <https://www.fabrication-additive.fr/fabrication-additive-processus>, accès : 05/03/2024.
- [85] “Matières imprimables,” <https://www.sharrettsplating.com/blog/materials-used-3d-printing/>, accès : 01/07/2024.
- [86] M. Ahmadloo and P. Mousavi, “A novel integrated dielectric-and-conductive ink 3D printing technique for fabrication of microwave devices,” in *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2013, pp. 1–3.
- [87] J. Kimionis, M. Isakov, B. S. Koh, A. Georgiadis, and M. M. Tentzeris, “3D-printed origami packaging with inkjet-printed antennas for RF harvesting sensors,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 12, pp. 4521–4532, 2015.
- [88] U. Hasni, R. Green, A. Filippas, and E. Topsakal, “One-step 3D-printing process for microwave patch antenna via conductive and dielectric filaments,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 61, 2018.
- [89] F. Pizarro, R. Salazar, E. Rajo-Iglesias, M. Rodriguez, S. Fingerhuth, and G. Hermosilla, “Parametric study of 3D additive printing parameters using conductive filaments on microwave topologies,” *IEEE Access*, vol. 7, p. 106814–106823, 2019. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2932912>
- [90] R. Colella, F. Chietera, L. Catarinucci, G. Casula, G. Montisci, G. Gatto, A. Michel, P. Nepa, and H. Rogier, “Electromagnetic analysis and performance comparison of fully 3D-printed antennas,” 06 2019, pp. 964–970.
- [91] G. Muntoni, G. Montisci, G. A. Casula, F. P. Chietera, A. Michel, R. Colella, L. Catarinucci, and G. Mazzarella, “A curved 3-D printed microstrip patch antenna layout for bandwidth enhancement and size reduction,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 7, pp. 1118–1122, 2020.
- [92] G. Muntoni, G. A. Casula, and G. Montisci, “The 3D-printed non-radiating edge gap-coupled curved patch antenna,” *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 4, pp. 229–236, 2023.
- [93] D. Mitra, S. Roy, R. Striker, E. Burczek, A. Aqueeb, H. Wolf, S. Kazi, K. S. Kabir, S. Ye, and B. Braaten, “Conductive electrifi and nonconductive ninjaflex filaments based flexible microstrip antenna for changing conformal surface applications,” *Electronics*, vol. 10, p. 821, 03 2021.

- [94] V. Iyer, J. Chan, and S. Gollakota, “3D printing wireless connected objects,” *ACM Transactions on Graphics*, vol. 36, pp. 1–13, 11 2017.
- [95] D. Shamvedi, O. J. McCarthy, E. O’Donoghue, P. O’Leary, and R. Raghavendra, “Improved performance of 3D metal printed antenna through gradual reduction in surface roughness,” in *2017 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*. IEEE, 2017. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1109/ICEAA.2017.8065335>
- [96] S. Wang, L. Zhu, and W. Wu, “3-D printed inhomogeneous substrate and superstrate for application in dual-band and dual-CP stacked patch antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 5, pp. 2236–2244, 2018.
- [97] B. Ghassemiparvin and N. Ghalichechian, “Design, fabrication, and testing of a helical antenna using 3D printing technology,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 62, no. 4, pp. 1577–1580, 2020. [Online]. Available : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/mop.32184>
- [98] D. Helena, A. Ramos, T. Varum, and J. N. Matos, “Inexpensive 3D-printed radiating horns for customary things in IoT scenarios,” in *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2020, pp. 1–4.
- [99] S. Phuchaduek and C. Saetiaw, “3D printed capsule-shaped dipole with multi-slot antenna based on metallic filament material,” *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, vol. 1, pp. 50–53, 08 2021.
- [100] D. Mitra, R. Striker, J. Cleveland, B. D. Braaten, K. S. Kabir, A. Aqueeb, E. Burczek, S. Roy, and S. Ye, “A 3D printed microstrip patch antenna using electrifi filament for in-space manufacturing,” in *2021 United States National Committee of URSI National Radio Science Meeting (USNC-URSI NRSM)*, 2021, pp. 216–217.
- [101] P. Ghosh and F. J. Harackiewicz, “3D printed low profile strip-based helical antenna,” *Progress In Electromagnetics Research C*, 2022. [Online]. Available : <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:254801793>
- [102] A. Bakytbekov, T. Nguyen, C. Huynh, K. Salama, and A. Shamim, “Fully printed 3D cube-shaped multiband fractal rectenna for ambient rf energy harvesting,” *Nano Energy*, vol. 53, 09 2018.
- [103] Z. Viskadourakis, E. Tamiolakis, O. Tsilipakos, A. Tasolamprou, E. Economou, and G. Keenanakis, “3D-printed metasurface units for potential energy harvesting applications at the 2.4 GHz frequency band,” *Crystals*, vol. 11, p. 1089, 09 2021.

- [104] D. D. Patil, K. S. Subramanian, and N. C. Pradhan, “3-D-printed dual-band rectenna system for green IoT application,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, vol. 70, no. 8, pp. 2864–2868, 2023.
- [105] X. V. Linh Nguyen, T. Gerges, J.-M. Duchamp, P. Benech, J. Verdier, P. Lombard, M. Cabrera, and B. Allard, “Stereolithography-based rectenna for wireless energy harvesting,” in *2021 IEEE 34th International System-on-Chip Conference (SOCC)*, 2021, pp. 34–39.
- [106] P. U. Linge, T. Gerges, P. Bevilacqua, J.-M. Duchamp, P. Benech, J. Verdier, P. Lombard, M. Cabrera, P. Tsafack, F. Mieyeville, and B. Allard, “Evaluation of polylactic acid polymer as a substrate in rectenna for ambient radiofrequency energy harvesting,” *Journal of Low Power Electronics and Applications*, vol. 13, no. 2, 2023. [Online]. Available : <https://www.mdpi.com/2079-9268/13/2/34>
- [107] “Tableau de propriétés des filaments,” <https://www.simplify3d.com/resources/materials-guide/properties-table/>, accès : 05.12.2023.
- [108] “Multi 3d,” <https://www.multi3dllc.com/faqs/>, accès : 20/03/2024.
- [109] “Mg chemicals 8331d,” <https://mgchemicals.com/products/adhesives/electrically-conductive-adhesives/silver-epoxy/>, accès : 09/03/2024.
- [110] I. Kuzmanić, I. Vujović, M. Petković, and J. Šoda, “Influence of 3D printing properties on relative dielectric constant in PLA and ABS materials,” *Progress in Additive Manufacturing*, vol. 8, pp. 1–8, 2023.
- [111] N. Benamara, “Intensification de procédés par chauffage micro-ondes pour la chimie verte,” Theses, Normandie Université, Dec. 2017. [Online]. Available : <https://theses.hal.science/tel-02918024>
- [112] M. Venkatesh and G. Raghavan, “An overview of dielectric properties measuring techniques,” *Canadian biosystems engineering*, vol. 47, no. 7, pp. 15–30, 2005.
- [113] J. Krupka, “Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies,” *Measurement Science and Technology*, vol. 17, no. 6, p. R55, apr 2006. [Online]. Available : <https://dx.doi.org/10.1088/0957-0233/17/6/R01>
- [114] Y.-H. Chou, Y.-H. Lee, and Y. Jan, “Measurement of RF PCB dielectric properties and losses,” *Progress in Electromagnetics Research Letters*, vol. 4, pp. 139–148, 2008.
- [115] K.-P. Latti, M. Kettunen, J.-P. Strom, and P. Silventoinen, “A review of microstrip T-resonator method in determining the dielectric properties of printed circuit board materials,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, no. 5, pp. 1845–1850, 2007.

- [116] T. Rovensky, A. Pietrikova, K. Ruman, and O. Kovac, "Microstrip methods for measurement of dielectric properties in high frequency area," in *2015 38th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*. IEEE, 2015. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1109/ISSE.2015.7247987>
- [117] R. Striker, D. Mitra, B. D. Braaten, K. S. Kabir, and S. Roy, "On the manufacturing process of a single-step fully 3D printed conformal patch antenna," in *2020 IEEE International Conference on Electro Information Technology (EIT)*. IEEE, 2020. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1109/EIT48999.2020.9208318>
- [118] J. Bjorgaard, M. Hoyack, E. Huber, M. Mirzaee, Y.-H. Chang, and S. Noghianian, "Design and fabrication of antennas using 3D printing," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 84, pp. 119–134, 01 2018.
- [119] A. Al Takach, F. M. Moukanda, F. Ndagijimana, M. Al-Husseini, and J. Jomaah, "Two-Line Technique for Dielectric Material Characterization with Application in 3D-Printing Filament Electrical Parameters Extraction," *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 85, pp. 195–207, 2019, wOS :000489148200020. [Online]. Available : <https://hal.science/hal-02509499>
- [120] C.-K. Lee, J. McGhee, C. Tsipogiannis, S. Zhang, D. Cadman, A. Goulas, T. Whittaker, R. Gheisari, D. Engstrom, J. Y. Vardaxoglou, and W. Whittow, "Evaluation of microwave characterization methods for additively manufactured materials," *Designs*, vol. 3, p. 47, 2019.
- [121] T. Barši Palmić, J. Slavič, and M. Boltežar, "Process parameters for FFF 3D-printed conductors for applications in sensors," *Sensors*, vol. 20, no. 16, 2020. [Online]. Available : <https://www.mdpi.com/1424-8220/20/16/4542>
- [122] J. Rivière, A. Douyère, S. Oree, and J.-D. Lan Sun Luk, "A 2.45 GHz ISM Band CPW Rectenna for Low Power Levels," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 77, pp. 101–110, Aug. 2017. [Online]. Available : <https://hal.univ-reunion.fr/hal-01633732>
- [123] A. Douyère, "Méthodologie de synthèse et d'optimisation de radiopile bornée à un domaine de fonctionnement," Theses, Université de la Réunion, Apr. 2008. [Online]. Available : <https://theses.hal.science/tel-00458048>
- [124] J. Mendoza and A. Sánchez, "On the design of a RF schottky diode rectifier for energy harvesting applications," in *2018 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 2018, pp. 1–6.
- [125] A. Mohammed, S. Kamal, M. Ain, Z. Ahmad, U. Ullah, M. Othman, R. Hussin, and M. Rahman, "Microstrip patch antenna : A review and the current state of the art," *Journal of Advanced Research in Dynamical and Control Systems*, vol. 11, pp. 510–524, 2019.

- [126] P. J. Soh, M. Rahim, A. Asrokin, and M. Z. Abd Aziz, "Design, modeling, and performance comparison of feeding techniques for a microstrip patch antenna," *Jurnal Teknologi*, vol. 47D, pp. 103–120, 12 2007.
- [127] H. ERRIFI, B. Abdennaceur, S. Aicha, and A. Badri, "Étude comparative de l'influence des deux méthodes d'adaptation d'impédance sur la performance de l'antenne patch rectangulaire à la fréquence 10 GHz," in *Conference : Congrès Méditerranéen des Télécommunications*, 05 2014.
- [128] M. Ramesh and Y. KB, "Design formula for inset fed microstrip patch antenna," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications (JMoe)*, vol. 3, no. 3, p. 5–10, May 2002. [Online]. Available : <http://www.jmoe.org/index.php/jmoe/article/view/108>
- [129] A. Douyere, G. Pignolet, E. Rochefeuille, F. Alicalapa, J.-D. L. S. Luk, and J.-P. Chabriat, "'grand bassin" case study : An original proof-of-concept prototype for wireless power transportation," in *2018 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. IEEE, 2018. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1109/WPT.2018.8639227>
- [130] R. Al-Dahleh, C. Shafai, and L. Shafai, "Frequency-agile microstrip patch antenna using a reconfigurable MEMS ground plane," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 43, no. 1, pp. 64–67, 2004.
- [131] M. I. M. Ghazali, S. Karuppuswami, A. Kaur, and P. Chahal, "3-D printed air substrates for the design and fabrication of RF components," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 7, no. 6, pp. 982–989, 2017.
- [132] T. Fougeroux, A. Douyere, N. M. Murad, J.-L. Dubard, and L. Chane-Kuang-Sang, "Amélioration des performances d'une antenne patch rectangulaire en impression additive dff par cavité d'air," in *22eme Journées Nationales des Microondes*, 2022.
- [133] N. M. Sayem, A. K. M. Baki, F. Faysal, S. T. Mahmud, A. Jubayer, and T. A. Rifat, "Development of novel and high gain microstrip patch antennas at different frequency bands for 6G applications," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 137, pp. 263–275, 2023.
- [134] U. Musa, S. Babani, Z. Yunusa, and A. S. Ali, "Bandwidth enhancement of microstrip patch antenna using slits for 5G mobile communication networks," in *2020 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2021, pp. 559–560.
- [135] S. Geethika, E. Kethan, P. Rishika, and M. Mounica, "Design of microstrip rectangular 8x1 patch array antenna for WiMAX application," *E3S Web of Conferences*, vol. 391, 2023.
- [136] G. M. Aji, M. A. Wibisono, and A. Munir, "High gain 2.4 GHz patch antenna array for rural area application," in *2016 22nd Asia-Pacific Conference on Communications (APCC)*, 2016, pp. 319–322.

- [137] J. Jayanth, R. H.K, S. Mahadevappa, M. Mahadevaswamy, and K. Gururaj, “Antenna gain improvement for Wi-Fi applications using parasitic patch,” *SN Computer Science*, vol. 4, 2022.
- [138] B. Urul, “Effect of dielectric substrate parameters which dimensions of lens and distance from antenna on the gain enhancement of microstrip antenna with metamaterial,” *Journal of the Institute of Science and Technology*, vol. 10, pp. 944–955, 2020.
- [139] H. Saghlatoon, M. M. Honari, S. Aslanzadeh, and R. Mirzavand, “Electrically-small luneburg lens for antenna gain enhancement using new 3D printing filling technique,” *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 124, p. 153352, 2020.
- [140] T. Fougereux, A. Douyère, N. M. Murad, J. Sibille, S. Oree, and J.-L. Dubard, “Performance enhancement of low-cost microstrip patch antennas through 3D-printed conductive geometric forms,” *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 177, p. 155211, 2024. [Online]. Available : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1434841124000967>
- [141] “Comparing additive manufacturing vs subtractive manufacturing : What are the differences,” <https://www.rapiddirect.com/blog/additive-vs-subtractive-manufacturing/>, accès : 09.11.2023.
- [142] Q. Li, C. Ding, R. Yang, M. Tan, G. Wu, L. Xia, X. Jiang, S. Fang, M. Huang, Y. Gong, and Y. Wei, “Mutual coupling reduction between patch antennas using meander line,” *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2018, pp. 1–7, 2018.
- [143] A. Mohammadian, N. Martin, and D. Griffin, “A theoretical and experimental study of mutual coupling in microstrip antenna arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 37, no. 10, pp. 1217–1223, 1989.
- [144] J. Song, S.-D. Byeon, S. Shin, S. Truong Ngoc, H.-S. Mo, and K.-S. Min, “Comparative study on charge pump circuits for harvesting solar energy,” 2015.
- [145] “Circuit pompe de charge.” https://fr.wikipedia.org/wiki/Convertisseur_%C3%A0_pompe_de_charge, accès : 09/03/2024.
- [146] “Datasheet : S-8823a,” <https://datasheetspdf.com/product/1251498/ABLIC/S-8823A/index.html>, accès : 01/04/2024.
- [147] S. Ould and N. S. Bennett, “Energy performance analysis and modelling of LoRa prototyping boards,” *Sensors*, vol. 21, no. 23, 2021. [Online]. Available : <https://www.mdpi.com/1424-8220/21/23/7992>
- [148] “Texas instruments. cc2630 simplelink 6lowpan, zigbee wireless mcu datasheet (rev. b). 2016,” <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2630.pdf>, accès : 01/04/2024.

- [149] N. Lazarus, S. S. Bedair, S. H. Hawasli, M. J. Kim, B. J. Wiley, and G. L. Smith, "Selective electroplating for 3D-printed electronics," *Advanced Materials Technologies*, vol. 4, no. 8, p. 1900126, 2019. [Online]. Available : <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/admt.201900126>
- [150] N. Lazarus, J. B. Tyler, J. A. Cardenas, B. Hanrahan, H. Tsang, and S. S. Bedair, "Direct electroless plating of conductive thermoplastics for selective metallization of 3D printed parts," *Additive Manufacturing*, vol. 55, p. 102793, 2022. [Online]. Available : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2214860422001956>
- [151] O. Yurduseven, S. Ye, T. Fromenteze, B. J. Wiley, and D. R. Smith, "3D conductive polymer printed metasurface antenna for Fresnel focusing," *Designs*, vol. 3, no. 3, 2019. [Online]. Available : <https://www.mdpi.com/2411-9660/3/3/46>
- [152] F. Ahmed, T. Hayat, M. U. Afzal, S. Zhang, K. P. Esselle, and W. G. Whittow, "3-D printable synthetic metasurface to realize 2-D beam-steering antenna," *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 4, pp. 506–519, 2023.
- [153] P. Stuardo, F. Pizarro, and E. Rajo-Iglesias, "Fully 3D-printed spring metasurface loaded with dielectric substrate," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 151, p. 154224, 2022. [Online]. Available : <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1434841122001212>

ANNEXE A

Étude de l'impact de l'épaisseur du filament Electrifi sur les performances d'une antenne patch

Afin de caractériser l'impact de l'épaisseur du filament Electrifi imprimé sur le substrat en PLA, une étude paramétrique a été menée. Pour ce faire, une ligne microruban d'une largeur de 5 mm (impédance de 50Ω), d'une longueur de 30 mm, a été conçue sous ADS. L'épaisseur de cette ligne est le paramètre qui va varier de 0,2 à 8 mm. Le substrat en PLA possède une hauteur de 2 mm (hauteur utilisée dans les travaux de thèse) et le plan de masse est en ruban adhésif de cuivre.

Les résultats de cette étude sont affichés sur les figures A.1 et A.2. Ils se composent du coefficient de transmission $|S_{21}|$ (dB) et du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ (dB) de la ligne microruban qui sont affichés pour 2,45 GHz en fonction de l'épaisseur de la ligne microruban. Ces éléments nous permettent de constater que l'augmentation de l'épaisseur de la ligne microruban permet de réduire les pertes en transmission. Au-delà de 1 mm, la réduction des pertes se stabilise et les pertes augmentent à nouveau après les 4 mm d'épaisseur. L'épaisseur optimale de la ligne pour avoir le moins de pertes en transmission serait de 2,5 mm. Néanmoins, il est important de noter que le coefficient de réflexion diminue fortement avec l'augmentation de l'épaisseur de la ligne. Cela peut être expliqué par une modification de l'impédance, ce qui contribue à une augmentation des pertes en transmission. Cet élément est plus visible sur la figure A.2 où nous observons le changement d'impédance en fonction de l'épaisseur de la ligne. L'impédance reste tout de même proche de 50Ω , et la réadaptation de la ligne ne permettrait pas d'améliorer significativement le transfert de puissance.

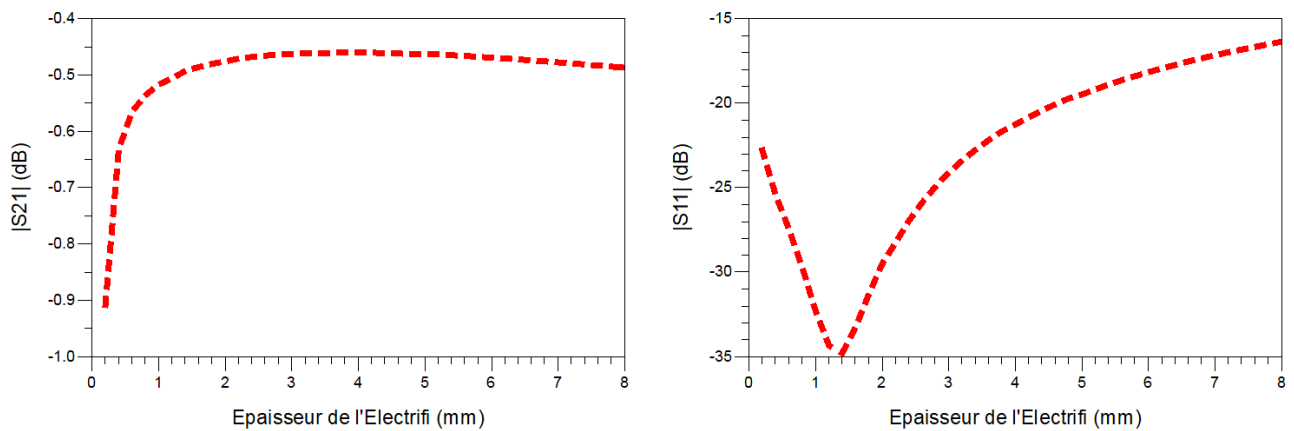


FIGURE A.1 : Coefficient de réflexion et de transmission de la ligne microruban à 2,45 GHz en fonction de l'épaisseur de la ligne en filament Electrifi.

Nous pouvons alors conclure qu'une épaisseur de 2,5 mm serait optimale concernant les pistes imprimées en Electrifi à la fréquence de 2,45 GHz. Cependant, au vu des contraintes imposées par le connecteur SMA, une épaisseur de 1 mm reste tout à fait acceptable pour limiter les pertes par métallisation dues à la conductivité du filament Electrifi.

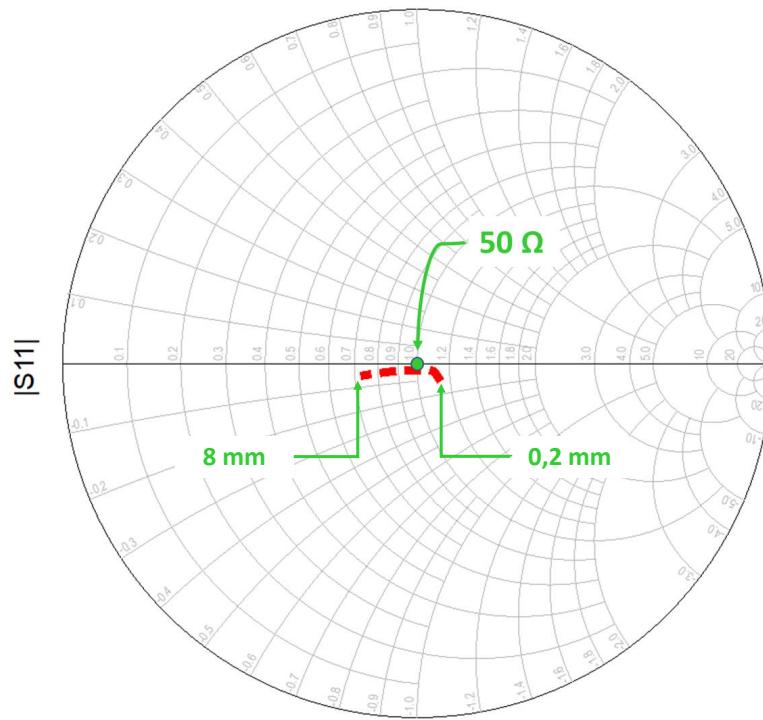


FIGURE A.2 : Impédance de la ligne de transmission microruban à 2,45 GHz en fonction de l'épaisseur de la ligne en filament Electrifi.

ANNEXE B

Processus de fabrication de circuit RF en impression 3D par
DFF avec du PLA et de l'Electrifi

Technique de changement de filament

Pour fabriquer des antennes ou des circuits RF, il est essentiel de pouvoir utiliser 2 matériaux : un diélectrique (isolant) et un conducteur. En impression 3D par DFF, il y a deux techniques pour imprimer un objet avec deux filaments différents. La première technique est l'utilisation d'une imprimante possédant 2 têtes d'impressions. Au laboratoire Energy Lab, nous possédons une BIQU SE+ (figure B.1) et une makerbot (figure B.2) qui permettent directement d'utiliser deux filaments.

Imprimante 3D à 2 buses

La Biqu SE+ (IDEX) possède deux buses indépendantes.

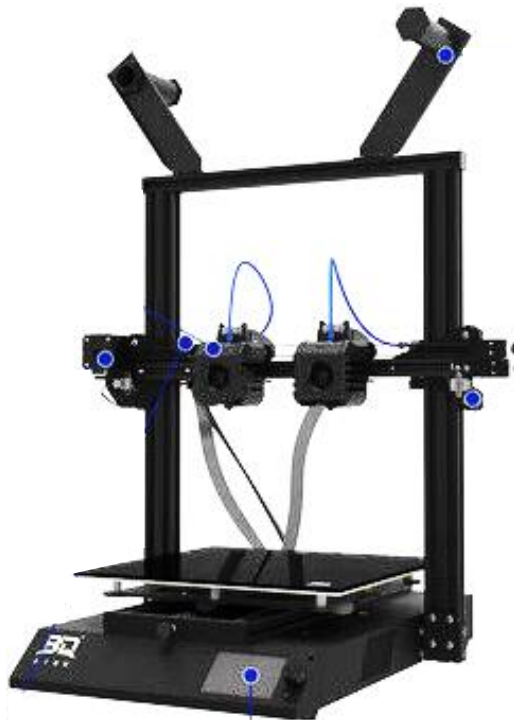


FIGURE B.1 : Photo de la Biqu SE+ avec le kit IDEX.

La makerbot quant à elle possède deux buses mais une seule tête d'impression.

Ces imprimantes sont capables d'imprimer deux filaments sans nécessité de purge. L'avantage est de pouvoir imprimer 2 matériaux sur une même couche sans purge et sans changement de filament. Le principal inconvénient de ces deux imprimantes est la précision de réalisation. En effet l'alignement des deux buses demande une calibration manuel qui introduit des erreurs non négligeable sur la précision de l'impression.

Imprimante classique

Il existe également un moyen de réaliser des antennes ou des circuits RF avec une imprimante 3D par DFF possédant un seul extrudeur et une seule buse. Cependant cette technique n'est pas adaptée

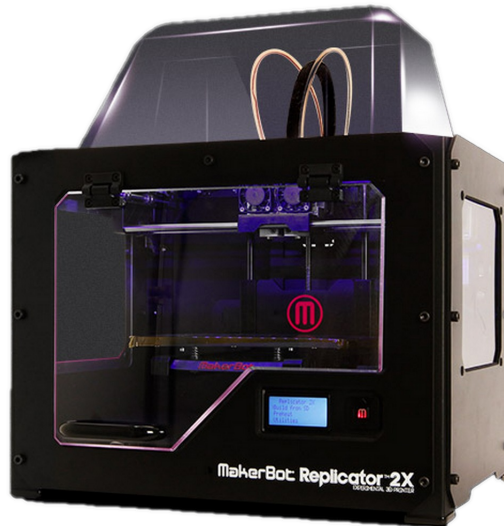


FIGURE B.2 : Photo de la makerbot Replicator x2.

pour les impressions nécessitant d'imprimer deux filaments sur une même couche. Il est beaucoup trop fastidieux de changer manuellement le filament à chaque nouvelle couche. Le laboratoire Energy Lab possède l'imprimante Elegoo Neptune 3 (voir figure B.3). Dans cette thèse, c'est cette technique qui a été privilégiée pour les réalisations.



FIGURE B.3 : Photo de l'Elegoo Neptune 3.

Pour fabriquer des circuits RF, il faut d'abord imprimer le substrat avec un matériau diélectrique, puis programmer une pause dans le Gcode pour effectuer un changement de filament. Une fois le filament changé, l'impression reprend et la partie conductrice supérieure peut être réalisée. Cette technique a été développée par Striker et al. dans leurs travaux [117]. Cette approche permet d'obtenir une précision accrue car l'alignement de la buse reste fixe.

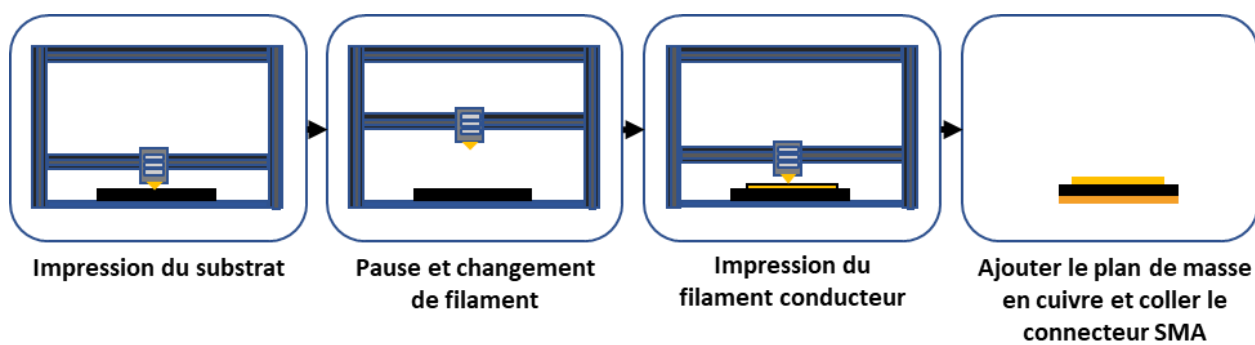


FIGURE B.4 : Processus de fabrication de circuit RF microruban en impression 3D DFF avec une imprimante classique.

ANNEXE C

Processus de fabrication de circuit RF en impression 3D par
DFF avec du PLA et du cuivre

Nous proposons ici, un processus de fabrication d'antenne patch mêlant la fabrication additive et soustractive. Cette méthode consiste dans un premier temps à imprimer le substrat de l'antenne dans le matériau souhaité. Puis, à l'aide d'une découpeuse vinyle, on découpe une feuille de ruban adhésif en cuivre de la forme souhaitée. Enfin, on vient coller sur le recto du substrat, le patch qui a été préalablement découpé et sur le verso, le plan de masse. Finalement, le connecteur SMA est collé à l'aide de la colle conductrice [109].

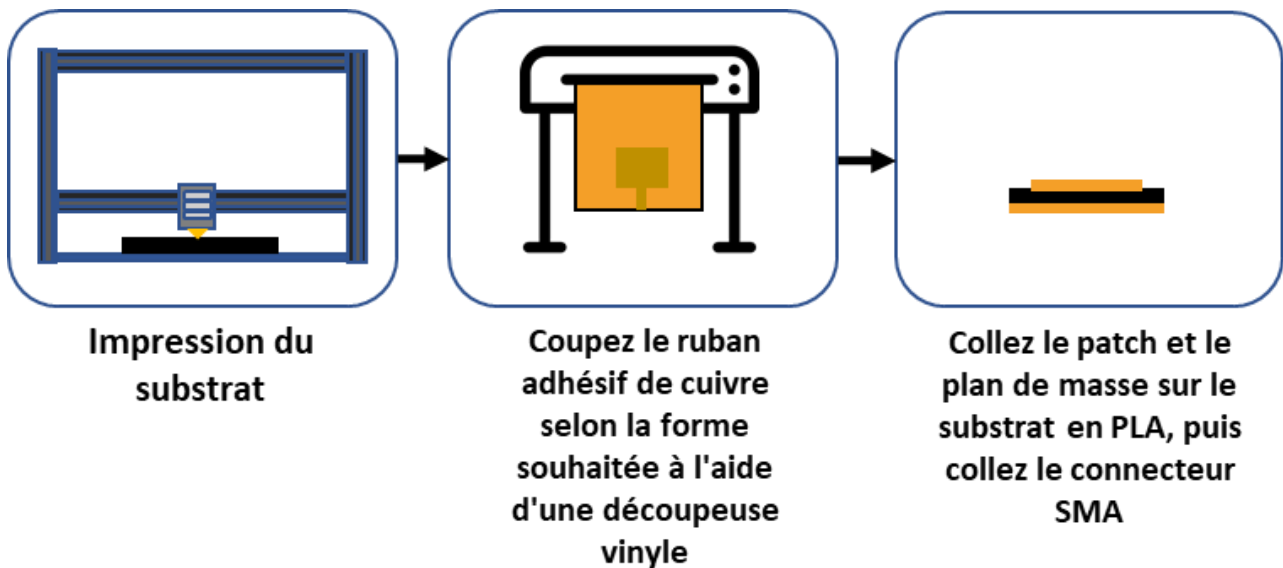


FIGURE C.1 : Étapes de fabrication de l'antenne patch avec du PLA et du ruban adhésif en cuivre.

L'inconvénient de cette méthode est qu'il est difficile d'aligner les éléments. Si des motifs sont dessinés dans le plan de masse et nécessitent d'être alignés avec l'élément rayonnant, alors la précision de l'alignement est impactée. De même, si des cavités sont insérées dans le substrat, nous rencontrons le même problème d'alignement.

◇ Liste des communications scientifiques

Publication dans une revue internationale à comité de relecture

- Tristan Fougeroux, Alexandre Douyère, Nour Mohammad Murad, Julie Sibille, Shailendra Oree, Jean-Lou Dubard, Performance enhancement of low-cost microstrip patch antennas through 3D-printed conductive geometric forms, AEU - International Journal of Electronics and Communications, Volume 177, 2024, 155211, ISSN 1434-8411.

Communication dans des conférences internationales

Oral T. Fougeroux, A. Douyère, L. Chane Kuang Sang, N.-M. Murad, J.-L. Dubard. A 3-D Printed Conformal Rectenna With Series Topology Using Fused Filament Fabrication Method. 2023 IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO), May 2023, BalACLava, Mauritius. pp.1-2.

Oral J. Sibille, P. Lucas de Peslouan, T. Fougeroux, A. Douyère, J. Chabriat, et al.. Wireless Energy Harvesting Performance of 2.45 GHz Rectennas Array Inside Wall. 2023 IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO), May 2023, BalACLava, Mauritius. pp.1-2.

Communication dans des conférences nationales

Poster T Fougeroux, A Douyère, N M Murad, Jean-Lou Dubard, L Chane-Kuang-Sang. Réalisation d'un réseau de rectennas en impression 3D DFF pour la récupération d'énergie électromagnétique. Journées Nationales des Microondes 2024, Jun 2024, Antibes, France. pp.4.

Oral Tristan Fougeroux, Alexandre Douyère, Nour Mohammad Murad, Julie Sibille, Laurent Chane Kuang, et al.. Récupération d'énergie électromagnétique avec une rectenna réalisée en impression 3D par dépôt de fil fondu. Congrès National de la Recherche des IUT - CNRIUT 2023, Jun 2023, Saint-Pierre (La Réunion), France.

Oral T Fougeroux, A Douyère, N M Murad, Jean-Lou Dubard, L Chane-Kuang-Sang. Amélioration des performances d'une antenne patch rectangulaire en impression additive DFF par cavité d'air. Journées Nationales des Microondes 2022, Jun 2022, Limoges, France. pp.4.

Poster Tristan Fougeroux, Alexandre Douyère, Pierre Olivier Lucas de Peslouan, Nour Mohammad Murad, Shailendra Oree, et al.. Circuit Model of Rectennas Array for Estimating Microwave

Energy Harvesting in Presence of Mutual Coupling Between Elements. 10ième Journées Nationales sur la Récupération et le Stockage de l'Energie (JNRSE 2021), Jun 2021, Grenoble (en ligne), France. , pp.2.

Communication dans des séminaires

Oral Les rencontres IOT au service de l'environnement, Présentation des recherches globales du laboratoire, et partage de mes travaux de recherche sur la transmission d'énergie sans fil et la récupération d'énergie sans fil appliquées à l'optimisation énergétique des objets connectés; Juin, 2022, IUT de La Réunion.

◇ Prix et distinctions

- **Prix communication orale** - Congrès National de la Recherche des IUT Nationale (CNRIUT) 2023 - "Récupération d'énergie électromagnétique avec une rectenna réalisée en impression 3D par dépôt de fil fondu."
- **1er prix du Jury** - MT180 Final régional - Récupération d'ondes électromagnétiques dédiées à l'optimisation d'objets connectés.
- **3eme prix du jury** - Les Doctoriales 2021.

◇ Évènements de vulgarisation scientifique

La science c'est aussi partager avec le plus grand nombre. Durant ma thèse, j'ai eu la chance de participer à divers événements de vulgarisation scientifique, contribuant ainsi à partager mes connaissances et mon travail avec un large public. Voici quelques-uns des événements marquants auxquels j'ai pu participer :

- **Pint of Science 2023** : J'ai eu l'opportunité de présenter mon travail lors de cet événement axé sur la diffusion de la science dans un cadre décontracté. Mon intervention portait sur le thème du "Recyclage énergétique", où j'ai pu expliquer comment les technologies de récupération d'énergie peuvent contribuer à optimiser l'alimentation des objets connectés.

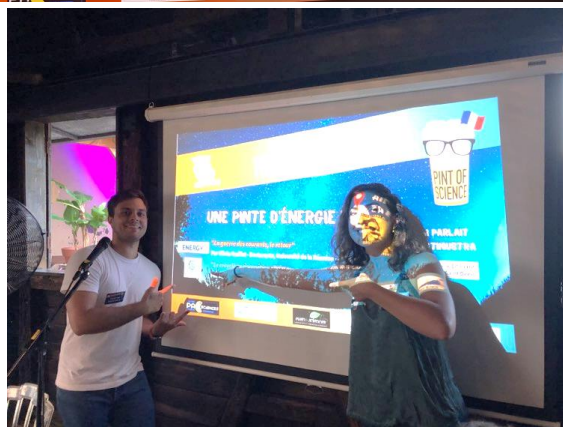


FIGURE C.2 : Photos de l'évènement "Pint of science" 2023.

- **Interventions dans les écoles du primaire sur la thématique de l'énergie** : Dans le cadre de l'initiative "Objectif 1.5" visant à sensibiliser les jeunes à la transition énergétique, j'ai eu l'occasion de rencontrer des élèves du primaire pour discuter de l'énergie, de ses enjeux et des potentielles solutions pour une utilisation plus durable. Une maquette éducative a été conçue et réalisée avec ma collègue Olivia Graillet.



FIGURE C.3 : Photos des interventions d'Objectif 1.5.

- **Nuit européenne des chercheurs 2022** : Lors de cet événement, j'ai participé à une exposition intitulée "Exposition improbable et la malle magique", où j'ai pu présenter de manière ludique et interactive les concepts de récupération d'énergie électromagnétique.



FIGURE C.4 : Photo de la nuit européenne des chercheurs 2022.

- **Ma thèse en 180 secondes (MT180) 2022** : J'ai relevé le défi de présenter l'essence de ma recherche en seulement 180 secondes lors de cette évènement.



FIGURE C.5 : Photo de Mt180 2022.

- **Fête de la Science 2022** : Lors de cet événement axé sur la découverte scientifique, j'ai animé une présentation sur "Comment réduire sa consommation d'énergie ?" en mettant en avant les avancées technologiques et les bonnes pratiques pour une utilisation plus responsable de l'énergie.

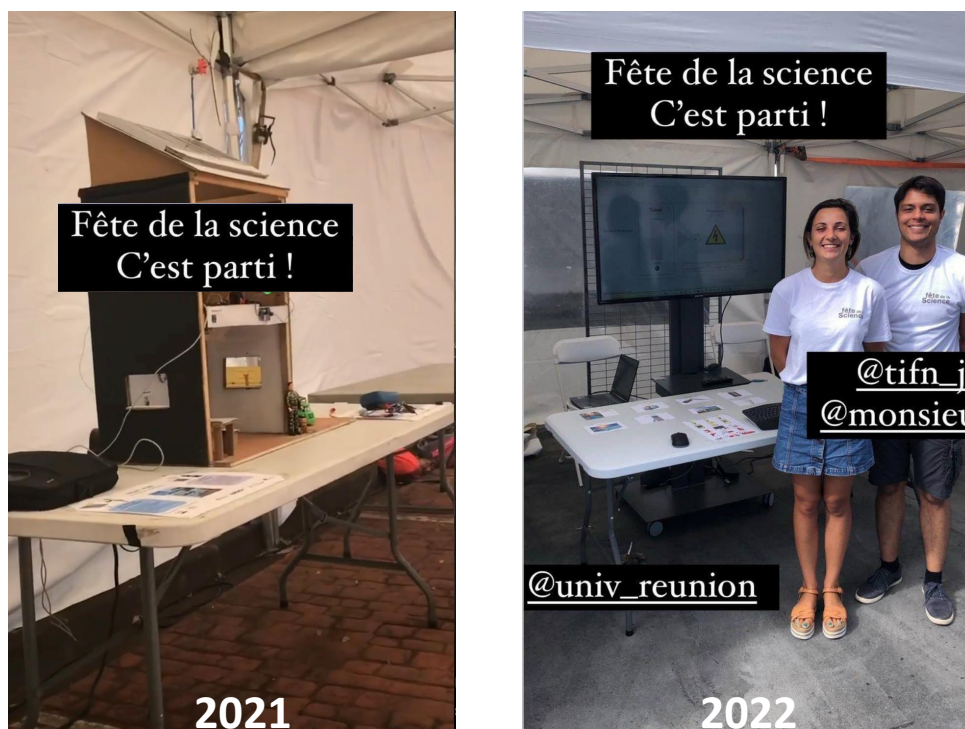


FIGURE C.6 : Photo de la fête de la science 2021/2022.

- **Fête de la Science 2021** : J'ai eu l'opportunité de participer à une exposition sur la présentation d'une maison connectée, où j'ai pu mettre en avant les technologies intelligentes et les solutions innovantes pour une gestion efficace de l'énergie dans un environnement domestique.

LETTRE D'ENGAGEMENT DE NON-PLAGIAT

Je, soussigné FOUGEROUX Tristan, en ma qualité de doctorant de l'Université de La Réunion, déclare être conscient que le plagiat est un acte délictueux passible de sanctions disciplinaires. Aussi, dans le respect de la propriété intellectuelle et du droit d'auteur, je m'engage à systématiquement citer mes sources, quelle qu'en soit la forme (textes, images, audiovisuel, internet), dans le cadre de la rédaction de ma thèse et de toute autre production scientifique, sachant que l'établissement est susceptible de soumettre le texte de ma thèse à un logiciel anti-plagiat.

Fait à Saint-Pierre, le 04/03/2021

Signature :



Extrait du Règlement intérieur de l'Université de La Réunion
(validé par le Conseil d'Administration en date du 11 décembre 2014)

Article 9. Protection de la propriété intellectuelle – Faux et usage de faux, contrefaçon, plagiat

L'utilisation des ressources informatiques de l'Université implique le respect de ses droits de propriété intellectuelle ainsi que ceux de ses partenaires et plus généralement, de tous tiers titulaires de tels droits.

En conséquence, chaque utilisateur doit :

- utiliser les logiciels dans les conditions de licences souscrites ;
- ne pas reproduire, copier, diffuser, modifier ou utiliser des logiciels, bases de données, pages Web, textes, images, photographies ou autres créations protégées par le droit d'auteur ou un droit privatif, sans avoir obtenu préalablement l'autorisation des titulaires de ces droits.

La contrefaçon et le faux

Conformément aux dispositions du code de la propriété intellectuelle, toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle d'une œuvre de l'esprit faite sans le consentement de son auteur est illicite et constitue un délit pénal.

L'article 444-1 du code pénal dispose : « Constitue un faux toute altération frauduleuse de la vérité, de nature à causer un préjudice et accomplie par quelque moyen que ce soit, dans un écrit ou tout autre support d'expression de la pensée qui a pour objet ou qui peut avoir pour effet d'établir la preuve d'un droit ou d'un fait ayant des conséquences juridiques ».

L'article L335_3 du code de la propriété intellectuelle précise que : « Est également un délit de contrefaçon toute reproduction, représentation ou diffusion, par quelque moyen que ce soit, d'une œuvre de l'esprit en violation des droits de l'auteur, tels qu'ils sont définis et réglementés par la loi. Est également un délit de contrefaçon la violation de l'un des droits de l'auteur d'un logiciel (...) ».

Le plagiat est constitué par la copie, totale ou partielle d'un travail réalisé par autrui, lorsque la source empruntée n'est pas citée, quel que soit le moyen utilisé. Le plagiat constitue une violation du droit d'auteur (au sens des articles L. 335-2 et L. 335-3 du code de la propriété intellectuelle). Il peut être assimilé à un délit de contrefaçon. C'est aussi une faute disciplinaire, susceptible d'entraîner une sanction.

Les sources et les références utilisées dans le cadre des travaux (préparations, devoirs, mémoires, thèses, rapports de stage...) doivent être clairement citées. Des citations intégrales peuvent figurer dans les documents rendus, si elles sont assorties de leur référence (nom d'auteur, publication, date, éditeur...) et identifiées comme telles par des guillemets ou des italiques.

Les délits de contrefaçon, de plagiat et d'usage de faux peuvent donner lieu à une sanction disciplinaire indépendante de la mise en œuvre de poursuites pénales.

Résumé

Les techniques de transfert et de récupération d'énergie par radiofréquence sont récemment devenues des méthodes alternatives pour alimenter les réseaux sans fil de prochaine génération. L'évolution mondiale vers la densification des points d'accès sans fil (AP) a fait allusion à la possibilité de collecter l'énergie RF ambiante inutilisée. Ces sources d'énergie inexploitées se développent de plus en plus en raison de la croissance rapide de l'activité des communications sans fil. La plupart de ces émissions sont omnidirectionnelles et permanentes dans le temps. La disponibilité de cette énergie rayonnante peut devenir intéressante pour certaines applications de faible consommation. La récupération de cette énergie peut représenter une alternative énergétique capable de remplacer, totalement ou en partie, la batterie de certains micro systèmes notamment dans le domaine des capteurs auto alimentés (WSN : Wireless Sensor Network) : c'est le concept de batterie virtuelle. Cette thèse se porte sur l'étude et l'optimisation d'un système de récupération d'énergie électromagnétique appelé « Rectenna » (RECTifying-anTENNA). L'objectif est de concevoir, optimiser, réaliser et caractériser expérimentalement des circuits rectenna innovants, compacts et performants grâce à la réalisation par impression 3D à base de filament conducteur. Cette technique permet une plus grande souplesse de conception avec la réalisation de forme géométrique complexe, permettant la modification de la propagation de l'onde dans un matériau, afin d'accroître les performances du circuit. Ce circuit doit permettre la collecte de l'énergie RF ambiante inutilisée, en particulier dans la bande industrielle, scientifique et médicale, afin d'alimenter à distance des appareils électroniques utiles, appelés plus communément l'Internet des objets à faible énergie (LEIoT).

Mots clés : Antenne, Rectenna, Impression 3D, Récupération d'énergie, TESH