

**Université Hassan 1<sup>er</sup>**  
**Centre d'Études Doctorales**

Faculté des Sciences et Techniques  
Settat

**THÈSE DE DOCTORAT**

*Pour l'obtention de grade de Docteur en Physique et Sciences de l'Ingénieur*

Spécialité: Electronique et Télécommunications

*Sous le thème*

**Etude et contribution à la réalisation des  
RECTENNAS avec des niveaux de tensions très  
élevés**

*Présentée par :*

**Abdellah TAYBI**

Soutenue le: 31 Octobre 2020

A la Faculté des Sciences et Techniques de Settat devant le jury composé de :

Pr. Larbi EL ABDELLAOUI	PES	Faculté des Sciences et Techniques SETTAT	Président
Pr. Ahmed EL OUALKADI	PES	Ecole Nationale des Sciences Appliquées TANGER	Rapporteur
Pr. Rafik LASRI	PH	Faculté Polydisciplinaire LARACHE	Rapporteur
Pr. Aali ESSAADANI	PES	Faculté des Sciences et Techniques SETTAT	Rapporteur
Pr. Ahmed LAKHSSASSI	PR	Université du Québec en Outaouais	Examineur
Pr. Jamal ZBITOU	PES	Faculté des Sciences et Techniques SETTAT	Co-Directeur de thèse
Pr. Abdelali TAJMOUATI	PES	Faculté des Sciences et Techniques SETTAT	Directeur de thèse

*Année Universitaire: 2019/2020*

# Abstract

Conventional battery or battery-powered techniques are still restrictive and even difficult to consider for some applications. Indeed, they are limited in autonomy, require periodic replacements and are expensive to recycle. Wireless microwave power transmission (WPT) has become a new alternative technology to solve all these power supply problems. A wireless power transmission system consists of a continuous power conversion unit that converts continuous power into microwave energy and is capable of transmitting in free space via a transmitting antenna. Reception is provided by a receiving antenna followed by an RF-DC conversion system. Each element of the WPT system can be characterized by its efficiency.

The key element of a WPT system is called Rectenna (for Rectifying Antenna) it's a system for converting an EM wave into a DC voltage. It consists of an antenna associated with a rectifier circuit. The antenna first converts the EM wave into an HF electrical signal. Then, the rectifier circuit converts the HF signal into a DC voltage. The rectifier circuit usually consists of an RF input filter, followed by the rectifier stage and finally a DC filter.

Our line of research focuses on the design of a Rectenna by studying separately the antenna and the rectifier circuit with satisfactory efficiency and high output voltage level, and then going deeper into the Rectenna arrays.

**Keywords:** Wireless Power Transmission, Rectenna, RF-DC conversion, Antenna, Efficiency.

# Résumé

Les techniques d'alimentation conventionnelles par câble ou par batterie restent contraignantes, voir même difficiles à envisager pour certaines applications. En effet, elles sont limitées en autonomie, nécessitent des remplacements périodiques et leur recyclage est coûteux. La transmission de puissance micro-onde sans fil (TESF) est devenue une nouvelle technologie alternative pour résoudre tous ces problèmes d'alimentation. Un système de transmission d'énergie sans fil est constitué d'un bloc de conversion d'énergie continue en énergie micro-onde capable d'assurer la transmission en espace libre par l'intermédiaire d'une antenne émettrice. La réception est assurée par une antenne réceptrice suivie d'un système de redressement RF-DC. Chaque élément du système de TESH peut être caractérisé par son efficacité.

L'élément clé d'un système de TESH est appelé Rectenna (pour Rectifying Antenna) il s'agit d'un système permettant la conversion d'une onde EM en une énergie continue. Il est composée d'une antenne associée à un circuit de redressement. L'antenne convertit l'onde EM en signal électrique HF en premier lieu. Par la suite, le circuit de redressement convertit le signal HF en énergie continue. Le circuit de redressement est généralement composé d'un filtre d'entrée HF, suivi par l'étage de redressement et enfin un filtre DC.

Notre axe de recherche se focalise sur la conception d'un RECTENNA en étudiant séparément l'antenne et le circuit de redressement avec une efficacité satisfaisante et un niveau de tension de sortie élevé, et puis approfondir vers les réseaux de Rectenna.

**Mots clés:** Transmission d'énergie sans fils, Rectenna, Circuit de redressement, Antenne, efficacité de conversion.

# Dédicaces

*A DIEU TOUT PUISSANT*

*A MES CHERS PARENTS MOHAMED ET FATIMA*

*A MA CHÈRE EPOUSE, Dr. Amal MLAHI*

*A MA FILLE, MA PETITE PERLE BASMA*

*A MES CHÈRES SŒURS*

*A MA BELLE FAMILLE MLAHI*

*A MES CHERS AMIS ET COLLEGUES ATSEP*

# Remerciements

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à mon Directeur de thèse, le professeur **Abdelali TAJMOUATI**, pour ses conseils sur mon sujet de thèse au cours de ces années. Au fil des discussions que nous avons eues, il m'a toujours offert des perspectives différentes, me donnant la force et l'encouragement nécessaires pour poursuivre mes recherches. J'ai eu la chance et le privilège de travailler sous votre direction, de profiter de votre culture scientifique, vos compétences professionnelles incontestables ainsi que vos qualités humaines qui vous valent l'admiration et le respect.

Je tiens à exprimer ma plus vive reconnaissance au Professeur **Jamal ZBITOU**, mon Co-Directeur de thèse, pour sa disponibilité et bienveillance, ses conseils et son soutien inestimables ont beaucoup ajouté à la substance de ce travail, et m'ont appris énormément de choses au cours de ce projet. Professeur, votre bonté, votre modestie, votre compréhension, ainsi que vos qualités professionnelles ne peuvent que susciter ma grande estime et profond respect. Merci pour l'encadrement et le temps consacrés pour réussir et mener dans les meilleures conditions cette thèse, spécialement au cours de mon séjour scientifique à Angers. Merci !

Mon profond respect et remerciement vont au Professeur **Ahmed ERRKIK**, Directeur du laboratoire MIET, Nous lui sommes très reconnaissants pour ses directives précieuses et conseils pertinents qui nous ont été d'un appui considérable dans notre démarche de travail.

Je remercie également le Professeur **Mohamed LATRACH** pour l'accueil chaleureux et les efforts déployés pour réussir la mission effectuée au sein de l'ESEO Angers, pour l'opportunité que vous m'avez offerte pour la réalisation des circuits et antennes et pour vos supports durant ma thèse.

Je remercie aussi **les membres de jury** pour leur présence, leur temps qu'ils ont consacré pour la lecture attentive et précieuse de mon rapport de thèse ainsi que pour les remarques et directives très utiles afin d'améliorer la qualité de mon travail.

Enfin, Je remercie toute personne ayant contribué, de près ou de loin à l'aboutissement de ce projet.

# TABLE DES MATIERES

ABSTRACT .....	1
RESUME .....	2
DEDICACES.....	3
REMERCIEMENT.....	4
LISTE DES FIGURES .....	10
LISTE DES TABLEAUX .....	14
LISTE DES ACRONYMES.....	15
INTRODUCTION GENERALE .....	17

## CHAPITRE I

### INTRODUCTION AUX SYSTEMES DE CONVERSION RF/DC

<b>I. INTRODUCTION.....</b>	<b>20</b>
<b>II. HISTORIQUE .....</b>	<b>21</b>
<b>III. TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FIL .....</b>	<b>24</b>
III.1. CONVERSION DC-RF .....	26
III.2. PROPAGATION DANS L'ESPACE LIBRE .....	27
III.3. CONVERSION RF-DC (RECTENNA).....	27
III.3.1. DIODE SCHOTTKY :.....	29
III.3.2. TOPOLOGIE SÉRIE :.....	32
III.3.3. TOPOLOGIE PARALLÈLE.....	33
III.3.4. TOPOLOGIE DOUBLEUR DE TENSION : .....	33
III.3.5. TOPOLOGIE EN PONT DE DIODES.....	34
<b>IV. SYNTHÈSE BIBLIOGRAPHIQUE DE QUELQUES TRAVAUX SUR LA RECTENNA :.....</b>	<b>34</b>
IV.1. ENQUÊTE SUR LES CONFIGURATIONS DES RÉSEAUX DE RECTENNA POUR LA COLLECTE DE L'ÉNERGIE RF AMBIANTE : .....	34
IV.2. ÉTUDE D'UN RÉSEAU DE RECTENNA EN BANDE S POUR LA TRANSMISSION DE PUISSANCE MICRO-ONDE SANS FIL :.....	37
IV.3. RECTENNA ET RÉSEAU DE RECTENNA À DOUBLE DIODE AVEC UNE POLARISATION CIRCULAIRE À 5.8-GHZ POUR LA TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FILS :.....	41
IV.4. CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN RECTENNA À HAUTE EFFICACITÉ DE CONVERSION À 5.8 GHZ.....	43

IV. 5. CONCEPTION DE RECTENNA À 2,45 GHz AVEC UNE FORTE REJECTION D'HARMONIQUES POUR LA TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FILS : .....	45
<b>V. CONCLUSION .....</b>	<b>47</b>

## CHAPITRE II

### GENERALITES SUR LES ANTENNES IMPRIMEES

<b>I. INTRODUCTION : .....</b>	<b>49</b>
<b>II. HISTORIQUE : .....</b>	<b>50</b>
<b>III. LES DIFFÉRENTS TYPES D'ANTENNES : .....</b>	<b>51</b>
III.1. ANTENNE FILAIRES : .....	52
III.1.1. ANTENNE DIPÔLE : .....	53
III.1.2. ANTENNE YAGI : .....	54
III.2. ANTENNE VOLUMIQUE : .....	55
III.2.1. ANTENNE CORNET : .....	55
III.2.2. ANTENNE PARABOLIQUE .....	55
III.3. ANTENNE IMPRIMÉE : .....	57
<b>IV. MODÉLISATION DES ANTENNES PATCH : .....</b>	<b>58</b>
IV.1. MODÉLISATION PAR LIGNE DE TRANSMISSION : .....	58
IV.2. MODÈLE DE LA CAVITÉ : .....	60
<b>V. PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES DES ANTENNES PATCH : .....</b>	<b>61</b>
V.1. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT : .....	61
V.2. POLARISATION : .....	63
V.3. DIRECTIVITÉ : .....	65
V.4. GAIN : .....	66
V.5. ADAPTATION D'IMPÉDANCE D'ENTRÉE .....	67
V.6. EFFICACITÉ DE L'ANTENNE : .....	68
V.7. TECHNIQUES D'EXCITATION D'UNE ANTENNE PATCH .....	69
V.7.1. MÉTHODES D'ALIMENTATION PAR CONTACT : .....	69
V.7.1.1. EXCITATION AVEC SONDE COAXIAL : .....	69
V.7.1.2. EXCITATION AVEC LIGNE MICROBANDE : .....	70
V.7.2. MÉTHODES D'ALIMENTATION SANS CONTACT : .....	71
V.7.2.1. EXCITATION PAR COUPLAGE PAR FENTE : .....	71
V.7.2.2. EXCITATION PAR COUPLAGE PAR PROXIMITÉ : .....	72
<b>VI. CONCLUSION .....</b>	<b>73</b>

## CHAPITRE III

CONCEPTION, OPTIMISATION ET RÉALISATION DE CONVERTISSEURS RF-DC À  
2.45 GHz ET 5.8 GHz

<b>I.</b>	<b>INTRODUCTION :</b> .....	<b>76</b>
<b>II.</b>	<b>OUTIL DE SIMULATION :</b> .....	<b>77</b>
II.1.	ADVANCED DESIGN SYSTEM :.....	77
II.2.	HARMONIC BALANCE :.....	78
II.3.	L'ANALYSE S-PARAMETER :.....	79
II.4.	LARGE-SIGNAL S-PARAMETERS :.....	80
<b>III.</b>	<b>CHOIX DE LA DIODE :</b> .....	<b>80</b>
<b>IV.</b>	<b>TRAVAUX DE CONCEPTION DES DIFFÉRENTES STRUCTURES DE REDRESSEMENT :</b> <b>82</b>	
IV.1.	CIRCUIT DE REDRESSEMENT MULTIPLIEUR DE TENSION À 2.45 GHz :.....	83
IV.2.	CIRCUIT DE REDRESSEMENT MULTIPLIEUR DE TENSION À 5.8 GHz :.....	87
IV.3.	CIRCUIT DE REDRESSEMENT DOUBLEUR DE TENSION À 2.45 GHz :.....	89
IV.4.	CIRCUIT DE REDRESSEMENT SÉRIE AVEC FILTRE PASSE-BAS À SAUT D'IMPÉDANCE À 2.45 GHz :.....	91
IV.4.1.	CONCEPTION ET SIMULATION DU CIRCUIT DE CONVERSION :.....	91
IV.4.2.	CONCEPTION ET SIMULATION DU FILTRE PASSE-BAS À SAUT D'IMPÉDANCE :.....	93
IV.4.3.	CIRCUIT DE REDRESSEMENT FINAL :.....	96
IV.5.	CIRCUIT DE REDRESSEMENT PONT DE DIODE À 2.45 GHz :.....	99
<b>V.</b>	<b>MÉTHODOLOGIE ET ÉTAPES DE RÉALISATION :</b> .....	<b>101</b>
V.1.	LABORATOIRE DE REALISATION ET TEST.....	101
V.2.	PROCEDURE DE FABRICATION.....	103
V.2.1.	IMPRESSION DU MASQUE SUR UN PAPIER CALQUE :.....	104
V.2.2.	L'INSOLATION :.....	104
V.2.3.	LA RÉVÉLATION :.....	105
V.2.4.	GRAVURE DU CIRCUIT :.....	106
V.2.5.	PASSAGE À L'ÉLIMINATEUR.....	107
V.2.6.	PERÇAGE DES TROUS (PLANS DE MASSE) ET SOUDURE DES COMPOSANTS ET PORTS SMA.....	108
V.3.	BANC DE MESURES.....	109
<b>VI.</b>	<b>RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX :</b> .....	<b>110</b>
VI.1.	CIRCUIT DE REDRESSEMENT MULTIPLIEUR DE TENSION À 2.45 GHz :.....	110
VI.2.	CIRCUIT DE REDRESSEMENT MULTIPLIEUR DE TENSION À 5.8 GHz :.....	112

VI.3. CIRCUIT DE REDRESSEMENT SÉRIE AVEC FILTRE PASSE-BAS À SAUT D'IMPÉDANCE À 2.45 GHz :.....	114
VI.4. CIRCUIT DE REDRESSEMENT PONT DE DIODE À 2.45 GHz :.....	116
<b>VII. CONCLUSION :.....</b>	<b>117</b>

## CHAPITRE IV

### CONCEPTION, OPTIMISATION ET RÉALISATION D'ANTENNES ET RÉSEAU D'ANTENNES PATCH À 2.45 GHz ET 5.8 GHz

<b>I. INTRODUCTION :.....</b>	<b>120</b>
<b>II. OUTIL DE SIMULATION :.....</b>	<b>121</b>
II.1. CST MICROWAVE STUDIO :.....	121
II.2. MOMENTUM SOLVER (ADVANCED DESIGN SYSTEM) :.....	122
II.3. CHOIX DU SUBSTRAT :.....	123
<b>III. TRAVAUX DE CONCEPTION DES DIFFÉRENTES STRUCTURES ANTENNAIRES :.....</b>	<b>125</b>
III.1. CONCEPTION DE RÉSEAU D'ANTENNE À POLARISATION CIRCULAIRE À 5.8 GHz :.....	125
III.1.1. ANTENNE ÉLÉMENTAIRE À 5.8 GHz :.....	125
III.1.2. CONCEPTION DU RÉSEAU D'ANTENNE À POLARISATION CIRCULAIRE SUR 5.8GHz :.....	127
III.2. ANTENNE PATCH MINIATURE À DÉFAUT DE PLAN DE MASSE RÉSONANT SUR 2,45 GHz :.....	129
III.2.1. CONCEPTION DE L'ANTENNE INITIALE RAYONNANT À 5.8 GHz :.....	129
III.2.2. LES STRUCTURES À DÉFAUT DE PLAN DE MASSE (DGS) :.....	131
III.2.3. CONCEPTION DE L'ANTENNE FINALE RAYONNANT À 2.45 GHz :.....	134
III.3. ANTENNE PATCH MINIATURE DOUBLE BANDE RÉSONANT SUR 2,45 GHz ET 5.8 GHz :.....	135
III.4. ANTENNE PATCH MINIATURE À POLARISATION CIRCULAIRE RÉSONANT SUR 5.8 GHz :.....	137
<b>IV. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX :.....</b>	<b>139</b>
IV.1. RÉSEAU D'ANTENNE À POLARISATION CIRCULAIRE À 5.8 GHz :.....	143
IV.2. ANTENNE PATCH MINIATURE DOUBLE BANDE RÉSONANT SUR 2,45 GHz ET 5.8GHz :.....	145
IV.3. ANTENNE PATCH MINIATURE À POLARISATION CIRCULAIRE RÉSONANT SUR 5.8 GHz :..	148
<b>V. CONCLUSION :.....</b>	<b>150</b>

CONCLUSION GENERALE .....	152
LISTE DES PUBLICATIONS SCIENTIFIQUES .....	154
CHAPITRE DE LIVRE .....	155
JOURNAUX INTERNATIONAUX INDECÉS SCOPUS .....	155
PUBLICATIONS DANS DES BIBLIOTHÈQUES DIGITALES INDEXÉES SCOPUS .....	155
CONFÉRENCES INTERNATIONALES .....	156
REFERENCES .....	154

# LISTE DES FIGURES

Figure 1. La tour utilisée par Nikola TESLA .....	21
Figure 2. Prototype de drone sous test en octobre 1964 .....	22
Figure 3. Principe d'alimentation de l'avion SHARP.....	23
Figure 4. L'avion SHARP .....	24
Figure 5. Système de transmission d'énergie sans fil (TESF).....	26
Figure 6. Schéma fonctionnel simplifié d'un Rectenna .....	28
Figure 7. L'interface Metal-Semiconducteur d'une diode Schottky .....	29
Figure 8. La caractéristique I-V globale .....	30
Figure 9. (a) Le modèle de petit signal équivalent d'une diode Schottky (b) Forme d'onde simplifiée dans le domaine temporel de la tension $V$ et $V_d$ . .....	31
Figure 10. Topologie série d'un circuit de conversion RF/DC .....	33
Figure 11. Topologie parallèle d'un circuit de conversion RF/DC .....	33
Figure 12. Topologie doubleur de tension d'un circuit de conversion RF/DC.....	34
Figure 13. Topologie en pont de diodes d'un circuit conversion RF/DC .....	34
Figure 14. Schéma des configurations de réseaux de rectenna étudiées.....	35
Figure 15. Prototype du redresseur, imprimé sur RO3206.....	35
Figure 16. Rendement mesuré et calculé pour le redresseur Greinacher présenté à 2,45 GHz. Le $S_{11}$ mesuré est également indiqué.....	36
Figure 17. Mesure de la réponse $S_{11}$ et du gain total réalisé de l'antenne proposée. L'échantillon fabriqué est montré en bas à gauche. ....	36
Figure 18. La puissance (échelle dBm) collectée par les deux topologies de rectenna. ....	37
Figure 19. (a) Face avant et (b) face arrière de l'antenne dipôle micro ruban .....	37
Figure 20. (a) Mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle (b) Résultats simulés et mesurés pour $ S_{11} $ . ....	38
Figure 21. (a) Layout et (b) photo du redresseur proposé.....	38
Figure 22. Rendement de conversion MW-DC mesuré par rapport à la charge à différentes puissances d'entrée. ....	39
Figure 23. Mesure de la tension continue et de la puissance de sortie par rapport à la charge à différentes puissances d'entrée.....	39
Figure 24. (a) Face avant et (b) face arrière du réseau de rectenna.....	39
Figure 25. Banc de mesure du Rectenna.....	40
Figure 26. Différentes formes de connexion parallèle de redresseurs à une distance de transmission proche. ....	40
Figure 27. (a) Mesure de la tension et de la puissance DC par rapport à la charge à différentes distances de transmission (b) Rendement de conversion mesuré en fonction de la charge à différentes distances de transmission. ....	41
Figure 28. Layout du rectenna à double diode, du rectenna à diode simple shunt et du CPS proposés. Toutes les dimensions sont en millimètres.....	41
Figure 29. (a) Mesure et calcul des efficacités de conversion du rectenna à double diode (b) Tensions de sortie DC mesurées des rectennas à diode double et à diode simple shunt. ....	42
Figure 30. Layout du réseau de rectennas. (a) Série. (b) Parallèle. (c) En cascade. ....	42
Figure 31. (a) Mesure de la sortie DC VR du réseau de rectenna interconnectés par rapport à l'élément à un seule rectenna (b) Tension de sortie continue mesurée du réseau de rectenna. ....	43

Figure 32. Elément de rectenna à 5.8-GHz imprimé sur un substrat RT/Duroid 5880 .....	43
Figure 33. Performances mesurées et calculées du rectenna à 5,8 GHz avec une charge de $327\Omega$ . ...	44
Figure 34. Comparaison du niveau de rayonnement de la seconde harmonique mesuré par rapport à la puissance d'entrée fondamentale.....	44
Figure 35. Comparaison globale de l'efficacité mesurée du Rectenna à 5,8 GHz pour différentes charges résistives. ....	45
Figure 36. Rectenna à rejection d'harmoniques proposée.....	45
Figure 37. Paramètres S et vue de côté de la DGS utilisés pour réduire la troisième harmonique dans la conception proposée, $e_1 = 0.255\text{mm}$ , $e_2 = 2.95\text{mm}$ , $e_3 = 2.1\text{mm}$ , $e_4 = 2.84\text{mm}$ .....	46
Figure 38. Coefficient de réflexion simulées et mesurées en fonction de la fréquence.....	46
Figure 39. Photographie du Rectenna proposé. ....	46
Figure 40. Mesure de la tension DC et de l'efficacité du Rectenna par rapport à la densité de puissance.....	47
Figure 41. Dessin de la station d'émission de télégraphie sans fil de Guglielmo Marconi à Poldhu ....	50
Figure 42. Différentes formes d'antennes filaires.....	52
Figure 43. Diagramme de rayonnement d'une antenne Dipole. ....	53
Figure 44. Formes fréquemment utilisées de l'antenne dipôle. ....	54
Figure 45. Photo d'une antenne Yagi avec 6 directeurs et un réflecteur.....	54
Figure 46. Photos d'antennes cornet. ....	55
Figure 47. Antennes paraboliques.....	56
Figure 48. Représentation d'une antenne patch. ....	57
Figure 49. Quelques formes répondues de patchs. ....	58
Figure 50. Représentation du modèle de ligne de transmission d'une antenne patch .....	59
Figure 51. Représentation du modèle de cavité d'une antenne patch.....	61
Figure 52. Différents paramètres d'un diagramme de rayonnement.....	62
Figure 53. Diagramme de rayonnement 3D.....	63
Figure 54. Représentation d'une polarisation circulaire.....	64
Figure 55. Représentation d'une polarisation linéaire.....	64
Figure 56. Diagramme de rayonnement d'une antenne directive.....	65
Figure 57. Diagramme de rayonnement d'une antenne omnidirectionnelle.....	65
Figure 58. Mesure de gain par rapport à une antenne isotrope ou demi-onde.....	66
Figure 59: Principe d'adaptation d'impédance d'entrée .....	67
Figure 60. Alimentation d'une antenne patch par sonde coaxiale. ....	70
Figure 61. Alimentation d'une antenne patch par ligne Micro ruban. ....	71
Figure 62. Alimentation d'une antenne patch par couplage par ouverture. ....	72
Figure 63. Alimentation d'une antenne patch par couplage par proximité.....	73
Figure 64. Organigramme de simulation de Harmonic Balance.....	79
Figure 65. Schéma Explicatif des paramètres S.....	79
Figure 66. Diode Schottky. ....	82
Figure 67. (a) La topologie proposée du redresseur, (b) La configuration d'amélioration de la sensibilité de détection du redresseur hyperfréquence.....	84
Figure 68. $S_{11}$ simulé en fonction de la fréquence .....	85
Figure 69. $S_{11}$ simulé en fonction de la puissance d'entrée.....	85
Figure 70. Rendement simulé du redresseur en fonction de la puissance d'entrée. ....	86
Figure 71. Tension de sortie simulée en fonction de la puissance d'entrée du redresseur.....	86
Figure 72. La topologie proposée du redresseur .....	87
Figure 73. Configuration d'amélioration de la sensibilité de détection du redresseur hyperfréquence .....	87

Figure 74. Rendement simulé du redresseur en fonction de la puissance d'entrée .....	88
Figure 75. Tension de sortie simulée en fonction de la puissance d'entrée du redresseur.....	88
Figure 76. Layout du redresseur doubleur proposé.....	89
Figure 77. Topologie du redresseur doubleur proposé.....	89
Figure 78. Résultats simulés du redresseur : (a) S11 en fonction de la fréquence et (b) Rendement de conversion en fonction de la puissance d'entrée .....	90
Figure 79. Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée.....	91
Figure 80. La topologie du redresseur mono diode proposé.....	92
Figure 81. S11 simulé en fonction de la fréquence du redresseur mono diode.....	92
Figure 82. Rendement de conversion simulé en fonction de la puissance d'entrée du redresseur mono diode.....	92
Figure 83. Structure générale des filtres microbandes passe-bas à impédance étagée.....	94
Figure 84. Type L-C de filtres passe-bas à évaluer par approximation.....	94
Figure 85. Atténuation en fonction de la fréquence normalisée pour les prototypes de filtres Maximally Flat .....	95
Figure 86. Le Layout du filtre proposé .....	95
Figure 87. Réponse du filtre simulée en fonction de la fréquence.....	96
Figure 88. Topologie du redresseur série proposé.....	97
Figure 89. Layout du redresseur série proposé.....	97
Figure 90. S11 Simulé en fonction de la fréquence pour le système complet.....	98
Figure 91. Rendement de conversion simulé en fonction de la puissance d'entrée pour le système complet.....	98
Figure 92. La tension de sortie simulée en fonction de la puissance d'entrée.....	99
Figure 93. Le Schématique du redresseur pont de diodes proposée .....	99
Figure 94. Résultats de la simulation (a) Rendement de conversion en fonction de la puissance d'entrée (b) Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée (c) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	100
Figure 95. ESEO Angers.....	102
Figure 96. Schématisation de la technologie Micro ruban.....	103
Figure 97. Les différentes couches d'une plaque photosensible .....	103
Figure 98. Les circuits et antennes imprimés sur papier calque.....	104
Figure 99. Photo de l'insoluseuse.....	105
Figure 100. Etat de la plaque après passage à l'insoluseuse.....	105
Figure 101. Opération de révélation.....	105
Figure 102. Etat de la plaque après passage à la révélation.....	106
Figure 103. Photo de l'opération de gravure.....	106
Figure 104. Etat de la plaque après gravure.....	107
Figure 105. Passage à l'éliminateur.....	107
Figure 106. Etat de la plaque après passage à l'éliminateur.....	107
Figure 107. Découpage des différents circuits et antennes.....	108
Figure 108. Circuits et antennes finales.....	108
Figure 109. Photos du banc de mesures des circuits de redressement.....	109
Figure 110. Redresseur multiplicateur de tension à 2.45 GHz fabriqué.....	110
Figure 111. Résultats simulés et mesurés du redresseur (a) S11 en fonction de la fréquence (b) Rendement de conversion en fonction de la puissance d'entrée (c) Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée.....	111
Figure 112. Redresseur multiplicateur de tension à 5.8 GHz fabriqué.....	112
Figure 113. Test du Redresseur multiplicateur de tension à 5.8 GHz.....	112

Figure 114. Résultat de mesure de S11 du redresseur en fonction de la fréquence.....	113
Figure 115. Résultat de mesure de la tension de sortie du redresseur en fonction de la puissance d'entrée. ....	113
Figure 116. Résultat de mesure du rendement de conversion du redresseur en fonction de la puissance d'entrée. ....	113
Figure 117. Test du Redresseur série avec filtre passe-bas à 2.45 GHz. ....	114
Figure 118. Banc de mesure de test du redresseur série avec filtre passe-bas à 2.45 GHz.....	114
Figure 119. Redresseur série avec filtre passe-bas à 2.45 GHz fabriqué. ....	115
Figure 120. Comparaison des résultats de simulation et de réalisation de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée du redresseur série avec filtre passe-bas à 2.45 GHz. ....	115
Figure 121. Redresseur pont de diodes à 2.45 GHz fabriqué.....	116
Figure 122. Test du Redresseur pont de diodes à 2.45 GHz.....	116
Figure 123. Résultats simulés et mesurés du redresseur pont de diodes (a) S11 en fonction de la fréquence (b) Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée.....	117
Figure 124. Aperçue de la fenêtre de conception sur CST. ....	122
Figure 125. Photo du substrat FR4. ....	124
Figure 126. L'antenne patch élémentaire proposée. ....	126
Figure 127. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence. ....	126
Figure 128. Le réseau d'antennes patch proposé. ....	128
Figure 129. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence du réseau d'antennes .....	128
Figure 130. Paramètres de l'antenne en champ lointain .....	129
Figure 131. L'antenne patch miniature proposée.....	130
Figure 132. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence. ....	131
Figure 133. Différentes géométries de DGS.....	132
Figure 134. Le modèle de circuit équivalent LC du DGS.....	133
Figure 135. Modèle de circuit équivalent de filtre passe-bas Butterworth unipolaire.....	133
Figure 136. La structure du DGS en forme d'haltère proposé. ....	134
Figure 137. Antenne finale avec DGS. ....	134
Figure 138. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence. ....	135
Figure 139. Le diagramme de rayonnement 2D de l'antenne avec DGS. ....	135
Figure 140. L'antenne patch double bande proposée. ....	136
Figure 141. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence de l'antenne double band .....	137
Figure 142. Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne proposée .....	137
Figure 143. L'antenne patch 5.8 GHz proposée. ....	138
Figure 144. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence de l'antenne 5.8 GHz .....	139
Figure 145. Paramètres de l'antenne en champ lointain. ....	139
Figure 146. Photo de l'analyseur de réseau AGILENT 8753E de 30KHz à 6GHz. ....	140
Figure 147. Procédure de calibration de l'analyseur de réseau.....	141
Figure 148. Photo de la chambre anéchoïque utilisé pour le test des antennes réalisées.....	141
Figure 149. Position de contrôle de la chambre anéchoïque.....	142
Figure 150. Réseau d'antenne sous test. ....	142
Figure 151. Photo du Réseau d'antenne réalisé.....	143
Figure 152. Photo de l'antenne élémentaire réalisée.....	143
Figure 153. Résultats simulés et mesurés du S11 en fonction de la fréquence pour l'antenne élémentaire. ....	144
Figure 154. Résultats simulés et mesurés du S11 en fonction de la fréquence pour le réseau d'antennes.....	144

Figure 155. Le diagramme de rayonnement mesuré du réseau d'antennes dans le plan E à 5,8 GHz pour des plans d'azimut de 0, 45 et 90° .....	145
Figure 156. Photo de l'antenne double bande réalisé. ....	146
Figure 157. Coefficient de réflexion simulé et mesuré en fonction de la fréquence de l'antenne patch proposée.....	147
Figure 158. Le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne double bande dans le plan E à 2.45GHz pour le plans d'azimut de 0° .....	147
Figure 159. Le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne double bande dans le plan E à 2.45GHz pour le plans d'azimut de 45° .....	147
Figure 160. Le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne double bande dans le plan E à 5.8GHz pour le plans d'azimut de 0° .....	148
Figure 161. Le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne double bande dans le plan E à 5.8GHz pour le plans d'azimut de 45° .....	148
Figure 162. Photo de l'antenne 5.8 GHz réalisé. ....	149
Figure 163. Coefficient de réflexion mesuré en fonction de la fréquence de l'antenne patch proposée .....	149
Figure 164. Le diagramme de rayonnement mesuré du réseau d'antennes dans le plan E à 5,8 GHz pour des plans d'azimut de 0, 45 et 90° .....	150

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1. Les valeurs des éléments semi-localisés pour les prototypes de filtres passe-bas pour N = 1 à 10.....	93
Tableau 2. Comparaison de performance avec d'autres recherches récentes.....	115

# LISTE DES ACRONYMES

## A

ADS Advanced Design System.

## C

CST Computer Simulation Technology.

## D

DC Direct Current.

DGS Defected Ground Structure

## E

EH Energy Harvesting.

## F

FET Field Effect Transistor.

FR4 Flame Resistant 4.

## G

GPS Global Positioning System.

GSM Global System for Mobile.

## H

HB Harmonic Balance.

HF High Frequency.

## I

IoT Internet Of Things

ISM Industrial Scientific Medical Band

## L

LHCP Left Hand Circular Polarization.

LMIET Laboratoire Mécanique Informatique Électronique et Télécommunications.

LPF Low-Pass Filter.

LSSP Large-Signal S-Parameters.

LTE Long Term Evolution.

**M**

MIMO	Multiple-Input Multiple-Output.
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit.
MPPT	Maximum Power Point Tracking

**P**

PCB	printed circuit board.
-----	------------------------

**R**

RECTENNA	Rectifying Antenna
RF	Radio frequency
RFID	Radio Frequency Identification.
RHCP	Right Hand Circular Polarization.
ROS	Rapport d'onde Stationnaire.
RSO	Radar à Synthèse d'Ouverture.

**S**

SMA	SubMiniature version A.
SPS	Solar Power Satellite

**T**

TEM	Transverse electromagnetic mode.
TESF	Transmission d'Énergie Sans Fil

**U**

UHF	Ultra High Frequency.
-----	-----------------------

**V**

VHF	Very High Frequency.
VNA	Vector Network Analyzer.

**W**

WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access.
WLAN	Wireless Local Area Network.
WPT	Wireless Power Transmission.

# Introduction Générale

L'électronique a indéniablement évolué ces dernières années. Les progrès, en particulier dans le domaine de l'électronique numérique et des circuits intégrés, ont permis de mettre au point des systèmes plus efficaces, plus miniaturisés et plus économes en énergie. Les développements technologiques, combinant les progrès de l'informatique et des technologies numériques et leur intégration croissante dans de multiples objets, ont conduit au développement d'un nouveau paradigme de systèmes qualifiés de systèmes cyber-physiques. Ces systèmes sont actuellement déployés à grande échelle en raison de l'expansion des applications de l'Internet des objets (IoT). Les cyber systèmes physiques sont basés, entre autres, sur le déploiement d'une vaste gamme de capteurs autonomes de communication sans fil, ce qui présente plusieurs avantages :

- Une grande flexibilité dans la sélection de l'emplacement. Ils permettent l'accès à des zones risquées ou difficilement accessibles.
- Les frais d'affranchissement pour les câbles lourds, encombrants et coûteux.
- Élimination des problèmes liés aux câbles (usure, étanchéité, etc.)
- Facilité de déploiement des réseaux de capteurs.

Cependant, ces capteurs sans fil ont besoin d'une autonomie d'alimentation pour fonctionner. Les techniques conventionnelles, telles que les piles ou les batteries, ne garantissent le fonctionnement des capteurs que pour une durée relativement limitée et nécessitent des changements périodiques. Cela se présente comme un obstacle dans le cas où des capteurs sans fil sont placés dans un endroit où l'accès est pratiquement impossible. En outre, la production et le transport d'énergie sont un sujet d'actualité aux multiples enjeux (économiques, environnementaux et politiques). En effet, 70% de l'électricité est produite par la combustion de ressources fossiles (pétrole, charbon...) sans oublier l'impact de ces combustions sur l'environnement (pollution, réchauffement climatique, etc.) et le stock limité de ces ressources non renouvelables. Une solution semble être l'avenir de la production d'électricité : l'exploitation des sources d'énergie renouvelables, c'est-à-dire l'exploitation de l'énergie déjà présente dans notre environnement. Les formes les plus répandues et les plus abondantes sont les énergies provenant du soleil, du vent, des masses d'eau (barrages et océans) mais aussi - pour des quantités d'énergie moins importantes - la récupération de l'énergie vibratoire sous forme mécanique, acoustique ou électromagnétique.

La transmission d'énergie sans fil par ondes RF et la récupération d'énergie RF ambiante sont des solutions très intéressantes pour l'alimentation électrique pérenne des systèmes portables de radiocommunication. Bien que les densités énergétiques utilisées dans ce cas soient relativement peu importantes par rapport aux autres micro-sources, l'énergie RF se distingue par des performances supérieures en termes de mobilité, de flexibilité et de facilité de déploiement, qui ouvrent les portes à une très large étendue d'application.

Les recherches sur la transmission sans fil de l'énergie ont commencé à la fin du XIXe siècle lorsque Hertz et Marconi ont remarqué que l'énergie pouvait être transportée d'un point à un autre sans l'existence de supports conducteurs. Les fondements théoriques de ce phénomène ont été établis par Maxwell à travers des équations établies en 1862. Au début du XXe siècle, Nikola Tesla travaillait déjà sur la "Wardenclyffe Tower", le prototype d'un émetteur pour ce qu'il appelait "World Wireless System", capable alors de fournir une alimentation sans fil au récepteur déporté. Les progrès des communications sans fil ont fortement contribué au développement des mécanismes de transmission de l'énergie sans fil.

Afin de présenter notre travail de la manière la plus exhaustive possible, ce rapport est scindé en quatre chapitres.

Le premier chapitre présente un état de l'art sur les systèmes de conversion RF/DC, leurs champ d'application, leurs éléments constitutifs, et avant tout, un bref historique sur les débuts de la transmission d'énergie sans fil. De plus, plusieurs travaux portant sur les Rectennas vont être choisis et abordés pour des fins d'analyse ainsi que pour en tirer les bases afin de construire un fondement fort pour notre projet.

Le deuxième chapitre comportera une description générale sur les systèmes antennaires, et ce, en présentant les différents types d'antennes utilisées dans la littérature avec plus d'importance accordée aux antennes micro ruban, ces dernières font l'objet de notre étude afin de les intégrer dans les systèmes Rectennas. Une partie de ce chapitre portera sur les divers indicateurs de performance d'une antenne.

Le troisième chapitre vient pour concrétiser l'étude précédemment effectuée par la conception et simulation de nouveaux systèmes de conversion RF/DC livrant des niveaux de tensions assez importants. Cette partie comportera aussi une présentation détaillée des outils de simulation utilisés ainsi que les différentes technologies employées pour aboutir aux résultats souhaités. De plus, nous allons mettre le point sur les étapes de conception ainsi que les différents choix effectués à savoir les types de diodes, les topologies utilisées, la charge, les filtres employés etc.

Des réalisations expérimentales seront recensées pour valider le bon fonctionnement des systèmes de conversion RF/DC. Ils apporteront également la possibilité de vérifier la cohérence des performances réelles mesurées avec celles découlant de calculs théoriques et de simulations et de confirmer notre méthodologie de conception.

Le quatrième et dernier chapitre fera l'objet d'une mise en place de plusieurs structures antennaires raisonnant sur 2.45 GHz et 5.8 GHz de la bande ISM (Industrial Scientific Medical band). Les étapes de conception et la démarche d'optimisation seront de même abordées afin de donner une explication logique aux résultats obtenus et ainsi appuyer la théorie précédemment détaillée. Diverses technologies seront utilisées telles que les DGS (Defected Ground Structure), les fentes, etc., pour atteindre de bon niveaux de compacité et de performance. En outre, les réseaux d'antennes auront une part de ce chapitre et ce pour pouvoir maximiser les indicateurs de performances de nos antennes élémentaires. Après réalisation des différentes structures, des mesures de chambre Anéchoïque et d'analyseur de réseau seront effectuées et comparées aux résultats obtenus par simulations de façon à valider l'étude.

Nous concluons ce mémoire en évoquant un certain nombre de perspectives d'avenir pour ce travail.

# CHAPITRE I : *INTRODUCTION AUX SYSTEMES DE CONVERSION RF/DC*

## I. INTRODUCTION

L'évolution technologique et la domination des systèmes de communication sans fil par le biais de capteurs permettent aux objets d'avoir une connaissance de leur environnement. Ce nouveau concept est nommé dans la littérature "Internet des objets" [1-3]. Ces senseurs recueillent une multitude de données qui sont ensuite utilisées pour les analyses et les calculs en local ou transmises sans fil pour le traitement ultérieur. Cette évolution des capteurs [4,5] a notamment consolidé la faisabilité des "villes intelligentes" [6-7]. Pour une meilleure intégration de ces capteurs dans l'environnement, il est nécessaire de réduire leurs tailles et d'assurer leurs autonomies en matière d'énergie. La batterie standard ou les techniques d'alimentation par piles restent limitées, si bien que, pour certaines applications, elles sont peu envisageables. Ils sont en revanche soumis à des contraintes d'autonomie, requièrent des opérations de remplacement et de maintenance régulières et leur recyclage est dispendieux.

La transmission sans fil de puissance [8-10] est désormais une nouvelle technologie alternative pour pallier tous ces obstacles d'alimentation électrique. Un système de transmission d'énergie sans fil (TESF) est constitué d'un bloc qui convertit l'énergie continue en énergie hyperfréquence qui peut être transmise dans l'espace libre par une antenne de transmission [11]. La réception est garantie par une antenne de réception [12] suivie d'un système de redressement RF-DC. Chaque module du système TESH se distingue par son efficacité.

Le Rectenna (Rectifying Antenna) [13-15] ou plus précisément le convertisseur RF/DC s'impose comme élément clé du système de transmission d'énergie sans fil. Ce circuit contient généralement une ou plusieurs diodes Schottky, un filtre d'entrée HF, un filtre de sortie DC et une charge résistive qui modélise le système électrique à alimenter. Le défi consiste à optimiser l'ensemble du Rectenna, dans le but de maximiser la sortie DC et l'efficacité de la conversion RF-DC. C'est dans cette perspective qu'une étude approfondie sur les circuits de conversion RF/DC sera abordée dans ce chapitre. Dans un premier lieu, nous allons faire un bref aperçu sur l'historique de la transmission d'énergie sans fil et les systèmes Rectenna, NIKOLA TESLA et WILLIAM BROWN étant les deux personnages qui ont pu marquer l'histoire de la TESH. Par la suite, nous allons décortiquer chaque élément du circuit RF/DC, en commençant par le filtre d'entrée HF jusqu'à la charge. Par contre nous allons nous attarder un peu plus sur l'élément actif que contient ce type de circuit, à savoir la diode Schottky, puisqu'elle représente le composant le plus indispensable du circuit. L'effet de son comportement non linéaire sur le système va être aussi évalué et pris en considération de façon à ce que le système aille un bon niveau d'adaptation et des tensions de sortie élevées.

## II. HISTORIQUE

Il y a un peu plus d'un siècle, le concept de transmission d'énergie sans fil a commencé avec les idées brevetées et les démonstrations de Tesla [16,18], il décrit « une méthode pour utiliser les effets transmis par les médias naturels ». Dans ce brevet, Tesla décrit d'abord plusieurs façons de transmettre les perturbations électriques à travers les milieux naturels : « L'un de ces moyens consiste à produire par un appareil approprié des rayons ou des radiations qui sont des perturbations qui se propagent en lignes droites à travers l'espace, à les diriger sur un appareil récepteur ou d'enregistrement à distance, et à mettre ainsi ce dernier en action. Cette méthode a été particulièrement mise en avant grâce aux recherches de Heinrich Hertz. » Bien que décrit dans un langage juridique quelque peu confus, il est évident que les perturbations dans le brevet de Tesla sont des ondes électromagnétiques. La revendication 11 de ce brevet précise que la méthode brevetée d'utilisation d'effets ou de perturbations transmis par le milieu naturel à partir d'une source éloignée, qui consiste à stocker dans un condensateur une énergie électrique provenant d'une source indépendante, et utiliser, pendant une période prédéterminée en succession ou durée, l'énergie ainsi accumulée pour l'opération du dispositif récepteur. Ce qui est décrit ci-dessus est une transmission sans fil d'énergie, stockage de l'énergie dans un condensateur et gestion de l'énergie dans le temps.

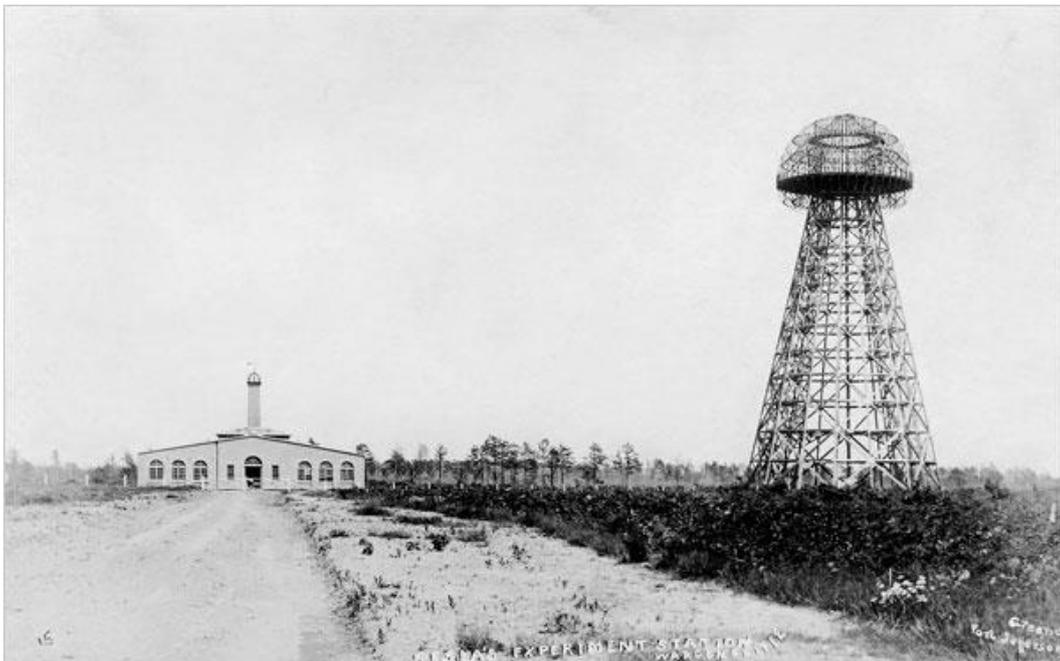


Figure 1. La tour utilisée par Nikola TESLA [19]

Bien que Tesla n'ait pas réussi à mettre en œuvre ses systèmes de transmission d'énergie sans fil à des fins commerciales, il a réussi à transmettre l'énergie de ses oscillateurs qui fonctionnaient à 150 kHz. Il a échoué parce que l'énergie transmise était diffusée dans toutes les directions avec des ondes radio de 150 kHz dont la longueur était 21 km. [20-21]

Pour concentrer la puissance transmise et augmenter l'efficacité de transmission, nous devons utiliser des fréquences plus élevées que celles utilisées par Tesla. Dans les années 1930, l'invention du magnétron et du klystron a permis de réaliser de grands progrès dans la production de micro-ondes de haute puissance à des fréquences de 1 à 10 GHz. Après la Seconde Guerre mondiale, les tubes à micro-ondes à haute puissance et haute efficacité ont progressé grâce au développement de la technologie radar.

Sur la base du développement des tubes hyperfréquences pendant la Seconde Guerre mondiale, la conversion des signaux hyperfréquences pour l'alimentation en courant continu par transmission sans fil a été proposée et étudiée dans le contexte du rayonnement à haute puissance depuis les années 1950 par W. C. Brown qui a marqué le début de l'ère moderne de la transmission d'énergie sans fil avec l'avancement des tubes hyperfréquences de haute puissance par Raytheon Company [22].

La première application sérieusement proposée en 1959 était une plate-forme d'hélicoptère à micro-ondes volant à 50 000 pieds d'altitude et pouvant communiquer avec une autre plate-forme à 700 milles de distance. La plate-forme proposée a été baptisée RAMP, acronyme de Raytheon Airborne Microwave Platform [23]. Bien que son développement n'ait jamais été activement poursuivi, l'intérêt suscité par sa proposition a incité la Force aérienne à entreprendre des développements importants pour améliorer sa base technologique.

La Force aérienne avait parrainé un programme à l'Université Purdue, afin d'étudier les redresseurs à semi-conducteurs pour convertir l'énergie hyperfréquence en courant continu, ce qui a donné naissance à l'invention du rectenna, un terme dérivé des mots "redresseur" et "antenne".

Le signal émis en direction de l'avion était à la fréquence de 2,45GHz. Celui-ci était capté par des dipôles suivis de redresseurs constituant un réseau d'antennes redresseuses permettant de fournir un signal d'alimentation pour moteur continu. Pour un bon fonctionnement de ce drone, une puissance de 200W était nécessaire [24] [25]. Un essai de cet avion était réalisé en octobre 1964, le drone n'a pu voler qu'à une altitude de 19m au-dessus de l'antenne émettrice [25].



Figure 2. Prototype de drone sous test en octobre 1964 [24]

Conçue à Raytheon, une antenne redresseuse, ou rectenna, a été développée, constituée d'une antenne dipôle demi-onde avec un pont équilibré ou une seule diode semi-conductrice placée au-dessus d'un plan réflecteur. La sortie de l'élément du rectenna est ensuite connectée à une charge résistive. 2,45 GHz s'est imposée comme la fréquence d'émission de choix en raison de

sa base technologique avancée et efficace, de son emplacement au centre d'une bande industrielle, scientifique et médicale (ISM), et de son atténuation minimale dans l'atmosphère même en cas de fortes pluies orageuses, puis l'efficacité de conversion du rectenna a continué à augmenter à cette fréquence entre les années 1960 et 1970. S'appuyant sur les travaux de Brown, P.E. Glaser a proposé un satellite d'énergie solaire (SPS) en 1968[26], un développement qui allait profondément influencer l'orientation future de la technologie dans ce domaine. Le SPS est un gigantesque satellite conçu comme une centrale électrique en orbite sur l'orbite géostationnaire terrestre (GEO). Il se compose principalement de trois segments : un capteur d'énergie solaire pour convertir l'énergie solaire en courant continu, un convertisseur de courant continu en hyperfréquences et un grand réseau d'antennes pour transmettre l'énergie hyperfréquence au sol. Cela devrait se réaliser vers 2030.

En 1982, Brown (Raytheon) et James F. Trimer (NASA) ont annoncé la mise au point d'un rectenna en plastique à couche mince utilisant la technologie des circuits imprimés qui ne pesait qu'un dixième du poids des rectennas précédents [27] Cette nouvelle antenne rectangulaire, plus légère, a conduit au développement de la plate-forme stationnaire de relais à haute altitude (SHARP). Le but de ce programme, comme son nom l'indique, était de mettre au point un aéronef sans pilote qui maintiendrait une trajectoire circulaire au-dessus d'un champ d'antennes hyperfréquences afin de relayer les communications de divers terminaux au sol. Aucun développement commercial au-delà du stade du prototype n'a été financé.

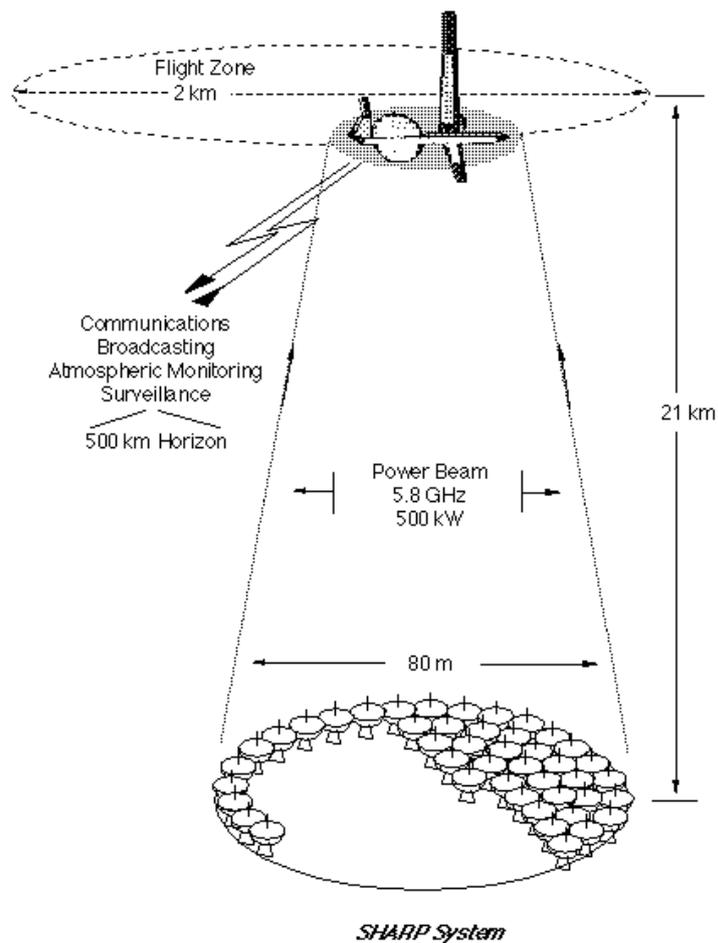


Figure 3. Principe d'alimentation de l'avion SHARP [28]



Figure 4. L'avion SHARP [28]

L'efficacité de conversion est déterminée par la quantité de puissance micro-ondes qui est convertie en puissance continue par un élément de rectenna, la plus grande efficacité de conversion jamais enregistrée par un élément de rectenna s'est produite en 1977 par Brown dans Raytheon Company en utilisant une diode barrière Schottky GaAsPt, une efficacité de conversion de 90,6% a été enregistrée avec une puissance micro-ondes de 8W en entrée. Cet élément de rectenna a utilisé des barres d'aluminium pour construire le dipôle et la ligne de transmission.

Une autre application importante de la transmission d'énergie sans fil est l'utilisation des tags d'identification. Inventée en 1980, la technologie RFID (identification par radiofréquence) a eu tendance, ces dernières années, à passer des laboratoires aux applications commerciales. Dans cette application, le système doit maximiser la distance de lecture et la robustesse face aux collisions avec la fabrication de tags à bas prix. Les tags peuvent être utilisés pour garder la trace de certains produits de commerce pour le contrôle des stocks, les systèmes de paiement automatique, les systèmes intelligents domotiques, et ainsi de suite. RF-ID est le premier système commercial de transmission de puissance sans fil au monde.

### III. TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FIL

Un système de transmission d'énergie sans fil comprend un bloc qui convertit l'énergie continue en énergie hyperfréquence capable de transmettre en espace libre au moyen d'une antenne de transmission. La réception est assurée par une antenne de réception suivie d'un système de conversion RF-DC. Chaque élément du système TESF peut être caractérisé par son efficacité [29].

La transmission sans fil de puissance est largement basée sur le rayonnement des champs électromagnétiques. Cependant, il existe des limites de sécurité qui déterminent les niveaux d'exposition humaine aux champs électromagnétiques. Actuellement, deux organismes mondiaux donnent des directives sur les exigences en matière d'exposition humaine. Il s'agit de l'Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE) et de l'International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP). Les principales normes sont les suivantes : « Norme IEEE pour les niveaux de sécurité relatifs à l'exposition humaine aux champs

électromagnétiques radiofréquences, 3 kHz à 300 GHz » et « Directives de l'ICNIRP pour limiter l'exposition aux champs électriques, magnétiques et électromagnétiques variables dans le temps (jusqu'à 300 GHz) »

Les buts des directives de l'IEEE et de l'ICNIRP sont similaires :

"Le but de cette norme est de fournir des limites d'exposition pour protéger contre les effets nocifs établis sur la santé humaine induits par l'exposition aux champs RF (radiofréquences) électriques, magnétiques et électromagnétiques dans la gamme de fréquences de 3 kHz à 300 GHz"[IEEE].

"L'objectif principal de cette publication est d'établir des directives pour limiter l'exposition aux CEM (champs électromagnétiques) qui fourniront une protection contre les effets néfastes connus sur la santé. Un effet néfaste sur la santé entraîne une détérioration détectable de la santé de la personne exposée ou de sa progéniture ; un effet biologique, en revanche, peut ou non entraîner un effet néfaste sur la santé"[ICNIRP].

Les groupes de l'IEEE et de l'ICNIRP affirment dans leurs récentes publications qu'il n'y a aucune preuve justifiée pour démontrer que l'exposition humaine aux champs électromagnétiques radiofréquences (RF) cause le cancer, mais que les champs électromagnétiques RF pourraient en fait élever la température d'un être humain, provoquer un réchauffement des tissus du corps et peuvent stimuler les tissus nerveux et les muscles. C'est à cet égard que les deux organismes recommandent de limiter l'exposition humaine aux champs électromagnétiques à des niveaux sans danger inférieurs à ceux qui causent des dommages aux êtres humains. Dans le cas du chauffage des tissus, l'IEEE et l'ICNIRP recommandent de limiter le taux d'absorption spécifique ou SAR, une mesure de la quantité d'énergie électromagnétique absorbée par le corps humain et transformée en chaleur.

Pour récupérer l'énergie rayonnée dans le milieu ambiant (respectant les normes et les directives citées ci-dessus), il suffit de procéder de la même manière que pour la récupération d'un signal radio, en le recevant d'une ou plusieurs antennes de réception, puis en le soumettant à une conversion RF/DC [30-31]. Un circuit d'adaptation [32] entre le redresseur et l'antenne contribue à une meilleure efficacité de la conversion RF/DC et minimise les dissipations de réflexion sur l'antenne, en plus de l'adaptation, ce module doit jouer le rôle de filtre passe bande. En effet, le redresseur, la diode par exemple, est un élément non linéaire qui génère des harmoniques lorsque le signal RF est redressé, ces harmoniques se propageant de part et d'autre de la diode. Il est nécessaire d'éviter que ces harmoniques n'atteignent l'antenne, en particulier les harmoniques  $2f_0$  et  $3f_0$ , qui sont généralement les plus importantes, car elles peuvent être réémises par l'antenne et entraîner des pertes de rayonnement. De l'autre côté du redresseur, il y a un filtre passe-bas [33], son rôle est de filtrer toutes les composantes du signal fondamental vers  $nf_0$ , et de ne garder que la composante DC, qui représente le signal DC utile pour alimenter le capteur sans fil, ce capteur est généralement modélisé par une charge (résistance) ou l'énergie est stockée dans une batterie pour utilisation ultérieure.

Dans le cas du transfert d'énergie par rayonnement, deux cas de figure existent : Le premier est le transfert d'énergie sans fil (TESF) [34]. Dans ce cas, une source exclusive est utilisée pour la transmission, l'antenne d'émission est le plus souvent directionnelle [35], le rectenna est placé dans le champ de vision opposé à l'antenne d'émission. Un tel transfert d'énergie présente l'avantage d'une connaissance préalable de la fréquence, de la direction d'arrivée de l'onde électromagnétique et de sa polarisation. A la lumière de ces informations, il est possible d'estimer à l'avance l'emplacement de l'antenne du rectenna et la densité de puissance reçue. D'autre part, cela nécessite que l'antenne de réception soit placée à des positions spécifiques afin de recevoir une densité de puissance maximale. Les expériences évoquées dans la partie

historique, qui visent à faire voler des plates-formes aéroportées, sont un exemple de cette situation. L'alimentation à distance des tags [36] est un exemple similaire à la TESF. Dans ce cas, il faut envisager de concevoir une antenne rectangulaire à bande unique, avec une antenne directive ayant la même polarisation que l'antenne d'émission, afin de maximiser l'efficacité.

Le deuxième cas de figure est la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante (EH : Energy Harvesting) [37-39]. Ce scénario est pertinent, par exemple, dans les villes où les sources d'énergie électromagnétique sont de plus en plus nombreuses et disponibles. Dans ce cas, l'énergie peut provenir de n'importe quelle direction. L'avantage de l'EH est la flexibilité de la mise en place du rectenna. D'autre part, en raison de la restriction des niveaux d'exposition aux champs électromagnétiques prescrite par la loi et de la non directivité des antennes d'émission, les densités de puissance sont peu importantes pour la réception. En outre, la densité de puissance dépend également de l'environnement. C'est le plus grand défi pour les systèmes de récupération d'énergie électromagnétique. Si l'on ajoute les limites technologiques des composants électroniques, il devient très difficile alors de parvenir à des rendements très élevés. Cependant, la diversité des fréquences utilisées présente un grand avantage, la récupération d'énergie peut être effectuée à plusieurs fréquences simultanément, ce qui augmenterait l'efficacité.

Ainsi, en guise de synthèse, dans le cas de l'alimentation à distance définie ci-dessus, la distance entre la source de rayonnement et le récepteur est étudiée pour que ce dernier soit en mesure de récupérer le signal émis avec une puissance en niveau suffisant pour pouvoir ainsi faire fonctionner le système autoalimenté. Dans le cas de la récupération d'énergie électromagnétique dans le milieu ambiant, les niveaux de puissance sont très faibles, variables d'un endroit à un autre et répartis sur une large bande de fréquence.

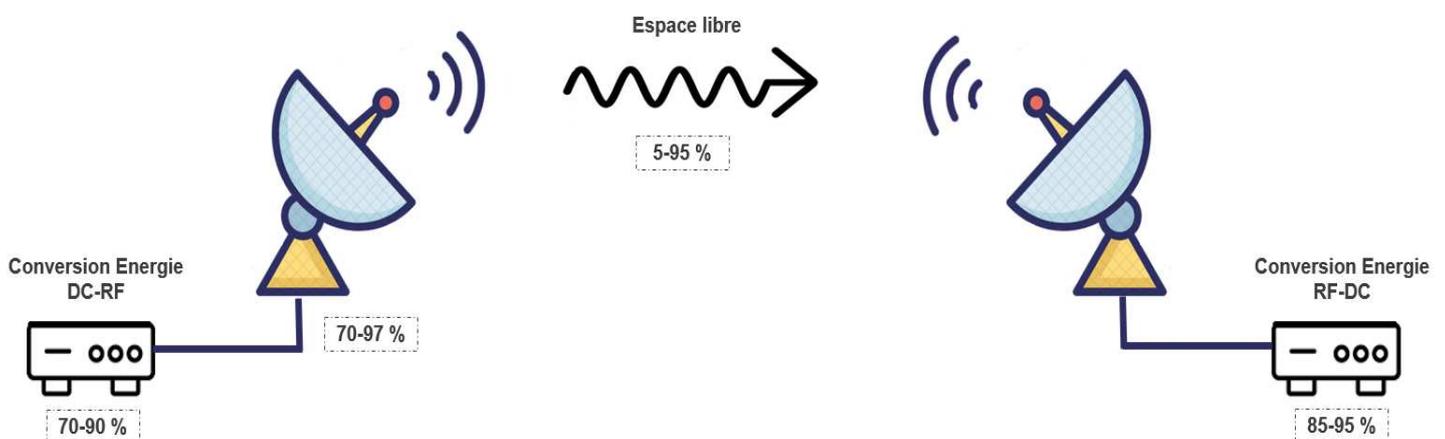


Figure 5. Système de transmission d'énergie sans fil (TESF)

### III. 1. CONVERSION DC-RF

Les sources de haute fréquence sont fondées sur des technologies variées. Les sources à semi-conducteurs sont largement répandues, mais subissent des contraintes en matière de puissance fournie aux hautes fréquences. A une fréquence de 2,45 GHz, la puissance max délivrable est limitée à quelques centaines de Watts.

### III.2. PROPAGATION DANS L'ESPACE LIBRE

Une onde électromagnétique est formée de deux composantes (électrique et magnétique) qui oscillent en phase, dans des plans perpendiculaires l'une par rapport à l'autre et par rapport à la direction de propagation. Les composantes  $E$  et  $B$  obéissent aux relations suivantes :

$$\nabla^2 \vec{E} = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (\text{I.1})$$

$$\nabla^2 \vec{B} = \mu_0 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \vec{B}}{\partial t^2} \quad (\text{I.2})$$

Dans le cas d'une antenne émettrice isotropique, et dans un certain point de l'espace la puissance est distribuée de manière uniforme sur la surface d'une sphère de rayon  $D$  ( $D$  étant la distance entre l'antenne émettrice et le point d'observation). La densité de puissance en tout point de la surface de la sphère s'écrit :

$$P_d = \frac{P_t}{4\pi D^2} \quad (\text{I.3})$$

Afin de déterminer la puissance captée par une antenne placée en ce point, les gains de l'antenne émettrice et réceptrice doivent être pris en compte. Le bilan de la transmission entre l'émetteur et le récepteur est donné par l'équation de Friis :

$$P_r = P_t G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi D} \right)^2 = \frac{A_t A_r}{(\lambda D)^2} \quad (\text{I.4})$$

Avec

$P_r$  puissance disponible en réception ;

$P_t$  puissance disponible en émission ;

$G_r$  gain de l'antenne de réception ;

$G_t$  gain de l'antenne d'émission ;

$A_r$  ouverture de l'antenne de réception ;

$A_t$  ouverture de l'antenne d'émission ;

$\lambda$  longueur d'onde utilisée.

Cette équation est valable pour une transmission idéale, sans trajets multiples.

### III.3. CONVERSION RF-DC (RECTENNA)

L'énergie électromagnétique incidente est captée par une antenne de réception et envoyée au convertisseur RF-DC sous forme d'onde sinusoïdale haute fréquence. L'étage de redressement est l'élément clé d'un système de Rectenna qui transforme cette onde en tension et en courant continu. Le niveau de tension obtenu à la sortie du rectenna est souvent trop faible pour pouvoir alimenter directement un circuit électronique ou charger une batterie, surtout lorsque la distance émetteur-récepteur est grande. Un étage élévateur de tension est souvent utilisé pour obtenir un

niveau de tension continue suffisant [40-41], tandis que des stratégies de conversion DC-DC de type MPPT sont souvent utilisées pour assurer le transfert de puissance entre le rectenna et la charge [42]. Parallèlement, en suivant la tendance générale à la miniaturisation des appareils électroniques, de nouvelles batteries rechargeables à petite échelle sont développées et peuvent représenter des sources d'énergie viables pour des capteurs isolés rechargeables sans fil [43-44].

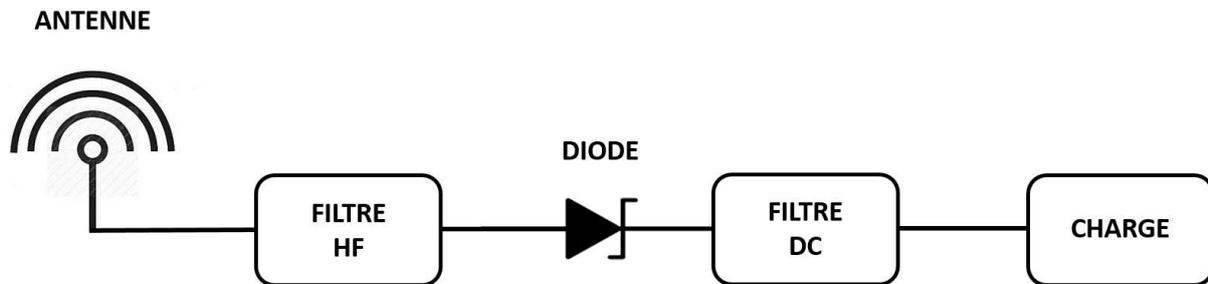


Figure 6. Schéma fonctionnel simplifié d'un Rectenna

Il y a au moins deux avantages à utiliser les rectennas pour récupérer l'énergie dissipée dans l'air : (1) la durée de vie du rectenna est presque illimitée et elle n'a pas besoin d'être remplacée (contrairement aux piles). (2) Il est "écologique" pour l'environnement (contrairement aux piles, pas de dépôt polluant pour l'environnement).

En général, il y a trois limites communes à la plupart des conceptions courantes de rectennas. La première est que la plupart des rectennas ont été réalisés en bande étroite, en particulier une seule fréquence. La deuxième limite est qu'un haut rendement de conversion RF vers DC nécessite un niveau de puissance d'entrée élevé. Le dernier problème est que les rectennas à large bande avaient un faible rendement de conversion RF vers DC ou une faible tension de sortie DC. La première motivation de cette recherche est de surmonter ces limites. L'augmentation réussie de la tension de sortie et l'amélioration de l'efficacité de conversion RF vers DC pour les rectennas à faible densité de puissance d'entrée sont les principales motivations. Les rectennas à faible puissance d'entrée peuvent être utilisés efficacement dans les zones à faible densité de puissance avec un rendement de conversion élevé et constant.

Les structures de conversion RF-DC sont généralement conçues sur la base de diodes ou de transistors montés comme diodes [45]. Les diodes sont caractérisées par une tension de seuil qui doit être dépassée afin de les mettre en conduction. Lorsque le niveau de puissance incidente est élevé, la tension de seuil des diodes n'est pas un facteur limitatif, car l'amplitude du signal incident est nettement supérieure à la tension de seuil des diodes [46]. Dans le cas de très faibles niveaux de puissance incidente, les pertes dues aux tensions de seuil des diodes deviennent prédominantes. En revanche, la diode Schottky [47] est un meilleur candidat dans ce contexte. En effet, sa tension de seuil varie entre 0,1V et 0,3V, elle est plus sensible aux faibles tensions délivrées par l'antenne et peut fournir une tension continue à faible densité de puissance. De plus, la diode Schottky a un temps de commutation très rapide en raison de sa très faible capacité de jonction, ce qui justifie son utilisation très efficace dans les applications micro-ondes.

Par ailleurs, la limitation de fréquence d'une diode Schottky est beaucoup plus élevée que celle d'une simple jonction PN. Cette limitation peut être étendue au-delà de 100 GHz avec des diodes Schottky à base d'arséniure de gallium.

### III.3.1 DIODE SCHOTTKY

Depuis l'introduction des diodes Schottky, elles ont été largement utilisées. Datant de 1904, des diodes de type Schottky ont été utilisées comme détecteurs radio (jusqu'à 60 GHz) par Jagadis C. Bose [48, 49]. Pendant la Seconde Guerre mondiale, les diodes ont été utilisées comme détecteurs de radar à micro-ondes. Dans les années 1960, les diodes ont été utilisées comme pinces pour améliorer la vitesse de commutation des circuits intégrés bipolaires [50] et comme portes pour les transistors à effet de champ (FET) [51].

Le fonctionnement fondamental d'une diode Schottky est attribué à des mécanismes de transport de porteurs par l'intermédiaire d'une barrière Schottky, qui est formée à une interface métal-semi-conducteur. La figure illustre l'interface métal-semi-conducteur :

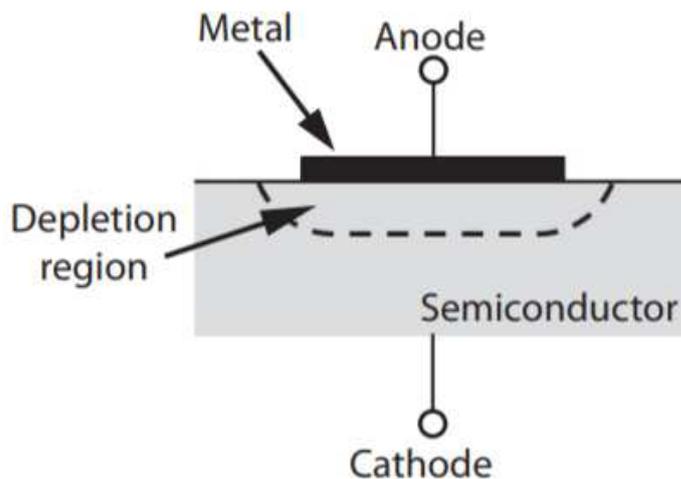


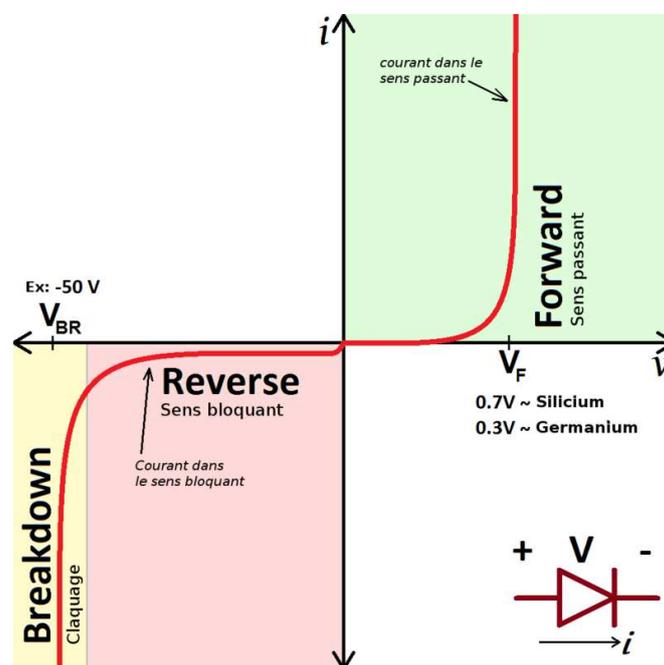
Figure 7. L'interface Metal-Semiconducteur d'une diode Schottky

Dans la conception des diodes Schottky, les semi-conducteurs de type N peuvent être utilisés. Les semi-conducteurs couramment utilisés sont l'arséniure de gallium (GaAs), le silicium (Si), le nitrure de gallium (GaN), le carbure de silicium (SiC), le phosphore d'indium (InP) et l'arséniure de gallium (InGaAs). Le titane (Ti), le platine (Pt), le chrome (Cr), le tungstène (W), le molybdène (Mo) et divers alliages sont des exemples de métaux utilisés pour les contacts anodiques Schottky.

Les diodes Schottky ont un avantage considérable par rapport aux diodes à jonction PN, en termes de vitesse de commutation. Si le semi-conducteur est de type N, les charges majoritaires (électrons) sont injectées avec rapidité dans la bande de conduction du contact métallique et deviennent des électrons libres. Il n'y a donc pas de processus lent de recombinaison des porteurs de type n- et p+, comme dans le cas des diodes PN, ce qui se traduit par un temps de commutation réduit. Ce temps est essentiellement dicté par la capacité de jonction. Il est de l'ordre de quelques centaines de picosecondes pour des diodes petits signaux, comparé à quelques centaines de nanosecondes pour les diodes PN. Ceci rend les diodes Schottky omniprésentes dans les détecteurs RF ainsi que dans les mélangeurs, ou ils peuvent fonctionner à des fréquences allant jusqu'à plusieurs dizaines de GHz. En même temps, les diodes Schottky

offrent l'avantage d'avoir des tensions de seuils plus faibles que leurs équivalents PN. Cette caractéristique est un avantage dans des applications de redressement de puissance car les pertes dans les diodes seront réduites. La tension de seuil des diodes joue un rôle important dans l'efficacité de conversion RF-DC car l'amplitude du signal incident est souvent inférieure à la tension de seuil des diodes. Les hautes fréquences de fonctionnement exigent des dispositifs de redressement rapides. Les caractéristiques des diodes Schottky les recommandent pour une utilisation dans des circuits de redressement RF-DC.

La caractéristique I-V globale est illustrée ci-dessous. On peut voir que la diode Schottky a la caractéristique typique d'une diode semi-conductrice, mais avec une tension de seuil beaucoup plus faible. A des niveaux de courant élevés, il se stabilise et est limité par la résistance en série ou le niveau maximum d'injection de courant. Dans le sens inverse, la décomposition se produit au-delà d'un certain niveau. Le mécanisme est similaire à celui du claquage d'ionisation par impact d'une jonction PN.



Le modèle de petit signal équivalent d'une diode Schottky sans boîtier, connectée en parallèle avec une charge  $R_L$ , est représenté sur la figure 9(a).

Avec

$R_S$  : résistance du semi-conducteur.

$R_J$  : résistance de jonction.

$C_J$  : capacité de jonction.

$R_L$  : résistance de la charge.

$V$  : tension aux bornes de la jonction métal semi-conducteur.

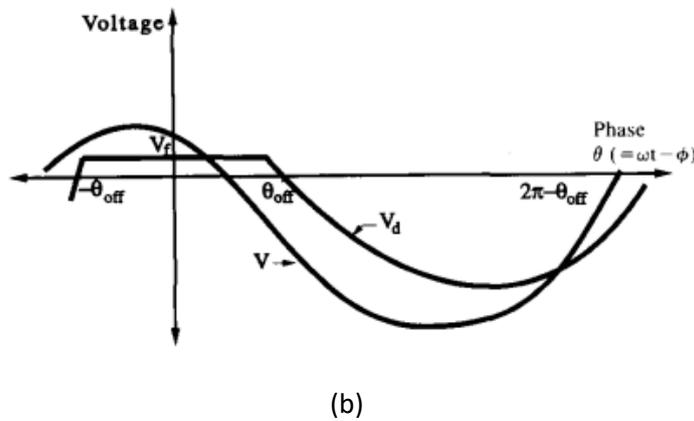
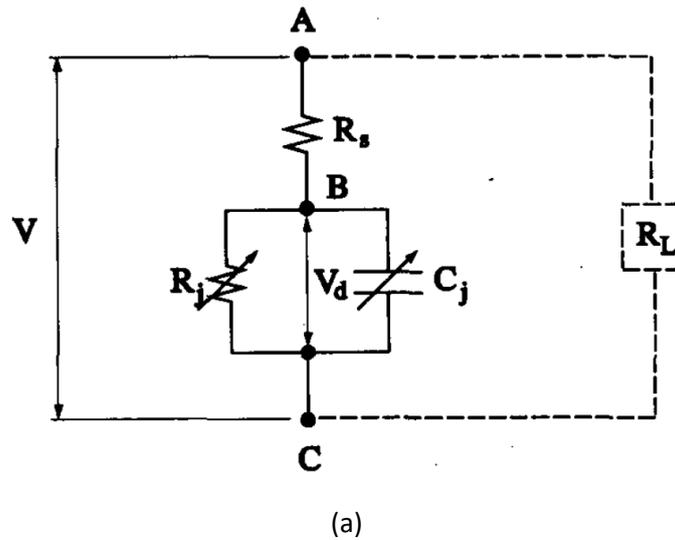


Figure 9. (a) Le modèle de petit signal équivalent d'une diode Schottky (b) Forme d'onde simplifiée dans le domaine temporel de la tension  $V$  et  $V_d$ .  $V_d$  est la tension entre la diode intrinsèque.  $V$  est la tension entre A et C de la figure 9(a). [52]

$$V = -V_0 + V_1 \cos(\omega t) \tag{I.5}$$

$$V_d = \begin{cases} -V_{d0} + V_{d1} \cos(\omega t - \phi) & \text{si la diode est dans l'état off} \\ V_f & \text{si la diode est dans l'état on} \end{cases} \tag{I.6}$$

La résistance de jonction  $R_j$  peut être exprimée par la relation suivante :

$$R_j = \frac{nkT}{q(I_s + I_b)} \tag{I.7}$$

Avec

- $n$ : facteur d'idéalité.
- $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{J/}^\circ\text{K}$ : constante de Boltzmann
- $T$ : température de jonction en  $^\circ\text{K}$
- $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ : charge électrique d'un électron
- $I_s$ : courant de saturation
- $I_b$ : courant de polarisation

Les caractéristiques de la diode ont un impact majeur sur l'un des plus importants indicateurs de performance, il s'agit de l'efficacité de conversion qui s'écrit de la façon suivante :

$$Efficacité = \frac{P_{DC}}{P_{Loss} + P_{DC}} \quad (I.8)$$

Avec

$$P_{DC} = \frac{V_0^2}{R_L} \quad (I.9)$$

Et

$$P_{Loss} = LOSS_{on,Rs} + LOSS_{on,diode} + LOSS_{off,Rs} + LOSS_{off,diode} \quad (I.10)$$

$$LOSS_{on,Rs} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_{off}}^{\theta_{off}} \frac{(V-V_f)^2}{R_s} d\theta \quad (I.11)$$

$$LOSS_{on,diode} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_{off}}^{\theta_{off}} \frac{(V-V_f)V_f}{R_s} d\theta \quad (I.12)$$

$$LOSS_{off,Rs} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_{off}}^{2\pi-\theta_{off}} \frac{(V-V_d)^2}{R_s} d\theta \quad (I.13)$$

$$LOSS_{off,diode} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_{off}}^{2\pi-\theta_{off}} \frac{(V-V_d)V_d}{R_s} d\theta \quad (I.14)$$

Selon l'application, plusieurs topologies de redresseurs à diodes sont possibles :

### III.3.2. TOPOLOGIE SÉRIE :

C'est la topologie la plus simple [53] ; elle utilise une simple diode en série pour redresser le signal RF (Figure 10). Il s'agit d'un redressement à simple alternance, le filtre passe-bas, généralement un condensateur, permet de récupérer la composante DC. Ce type de redresseur est le plus souvent utilisé pour les faibles niveaux de puissance d'entrée, de l'ordre de -15 dBm. Si l'efficacité de conversion doit être maximisée à une fréquence particulière, un circuit d'adaptation est utilisé en amont de la diode. Il peut être composé de composants localisés tels que des condensateurs et des inductances ou d'éléments distribués tels que des stubs. La simplicité de cette topologie et ses résultats de faible puissance en font la plus répandue dans la conception de rectennas.

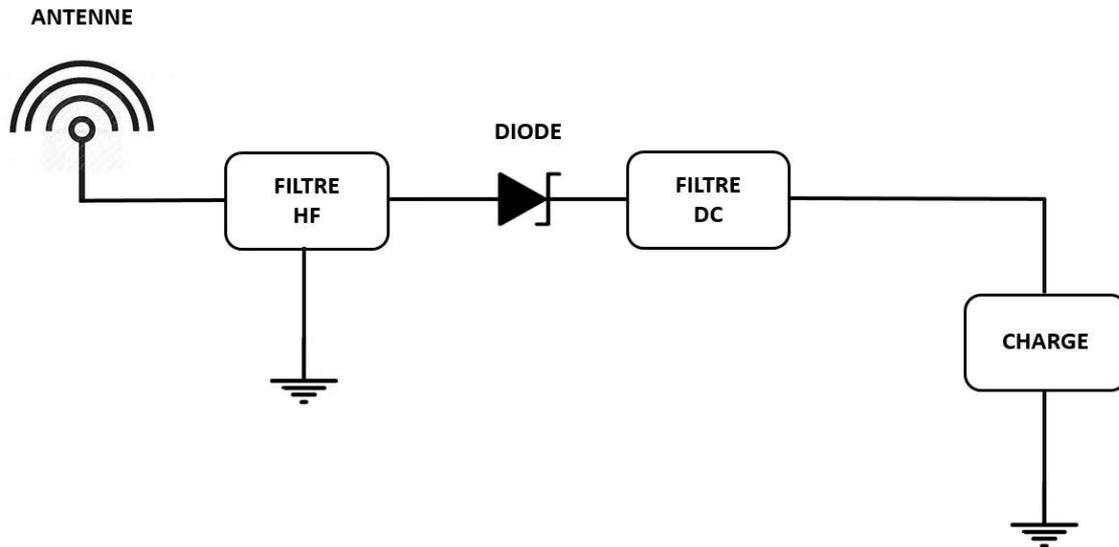


Figure 10. Topologie série d'un circuit de conversion RF/DC

### III.3.3. TOPOLOGIE PARALLÈLE

C'est aussi une topologie de redresseur simple alternance, la diode est connectée en parallèle, avec l'anode ou la cathode connectée à la masse [54].

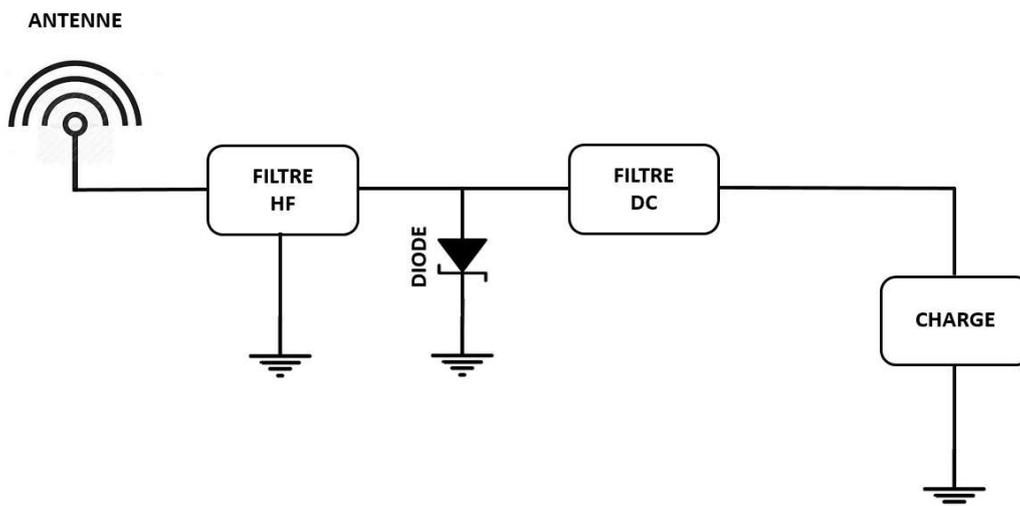


Figure 11. Topologie parallèle d'un circuit de conversion RF/DC

### III.3.4. TOPOLOGIE DOUBLEUR DE TENSION :

Le doubleur de tension [55] peut être considéré comme la combinaison des deux topologies décrites ci-dessus, avec une capacité de stockage d'entrée supplémentaire pour l'une des deux alternances. Il s'agit d'un redressement à double alternance, pour l'alternance positive par exemple, la diode D1 est en mode passante et la diode D2 est bloquée, donc le signal est transféré vers la charge. En cas d'alternance négative, la diode D2 est en mode passant et la diode D1 est bloquée, le signal redressé est stocké dans la capacité à l'entrée et transmis en même temps que l'alternative positive suivante.

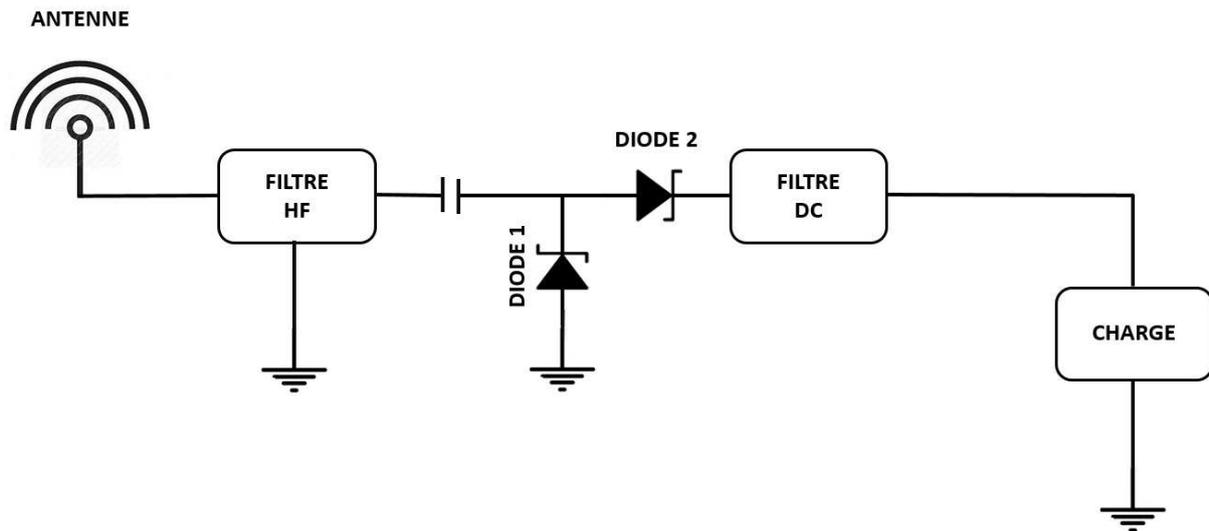


Figure 12. Topologie doubleur de tension d'un circuit de conversion RF/DC

### III.3.5. TOPOLOGIE EN PONT DE DIODES

La topologie du "pont de diodes" peut également être utilisée pour le redressement du signal RF. De même que le doubleur ou multiplieur, il s'agit d'un redressement à double alternance. [56]

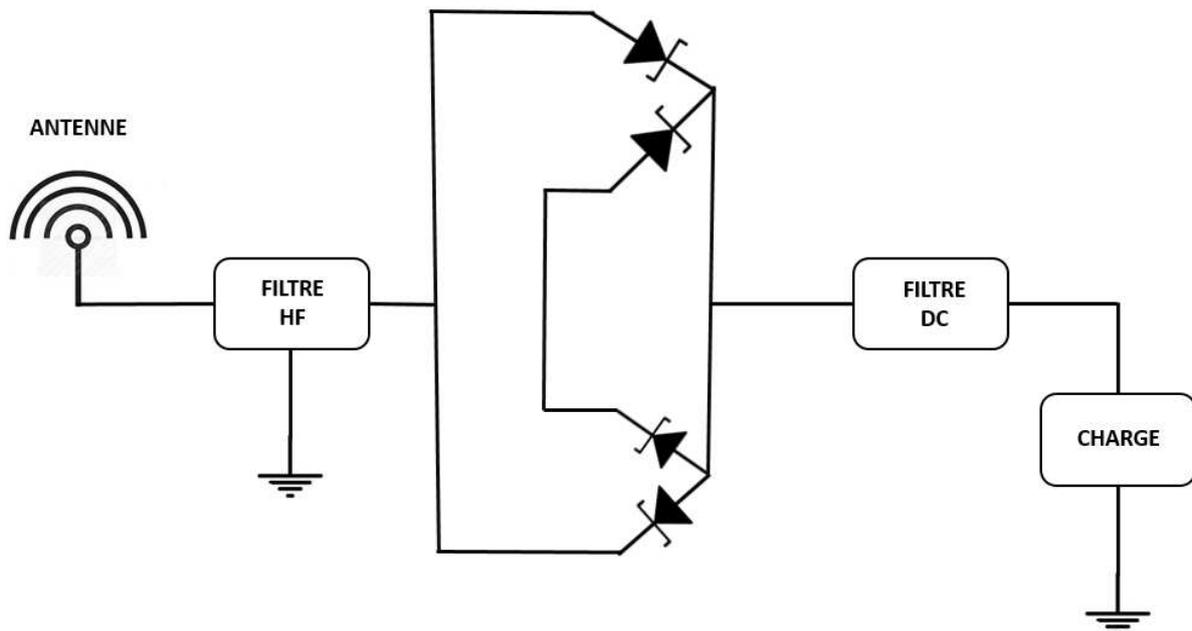


Figure 13. Topologie en pont de diodes d'un circuit conversion RF/DC

## IV. SYNTHÈSE BIBLIOGRAPHIQUE DE QUELQUES TRAVAUX SUR LE RECTENNA :

### IV.1. ENQUÊTE SUR LES CONFIGURATIONS DES RÉSEAUX DE RECTENNA POUR LA COLLECTE DE L'ÉNERGIE RF AMBIANTE :

Dans ce travail [57], un procédé destiné à comparer la puissance RF collectée par deux topologies différentes de rectenna a été présenté. La première topologie combine le signal RF issue du réseau d'antennes vers un seul redresseur (a). La deuxième topologie rectifie le signal RF reçu de chaque élément d'antenne avant de les combiner à la sortie DC (b).

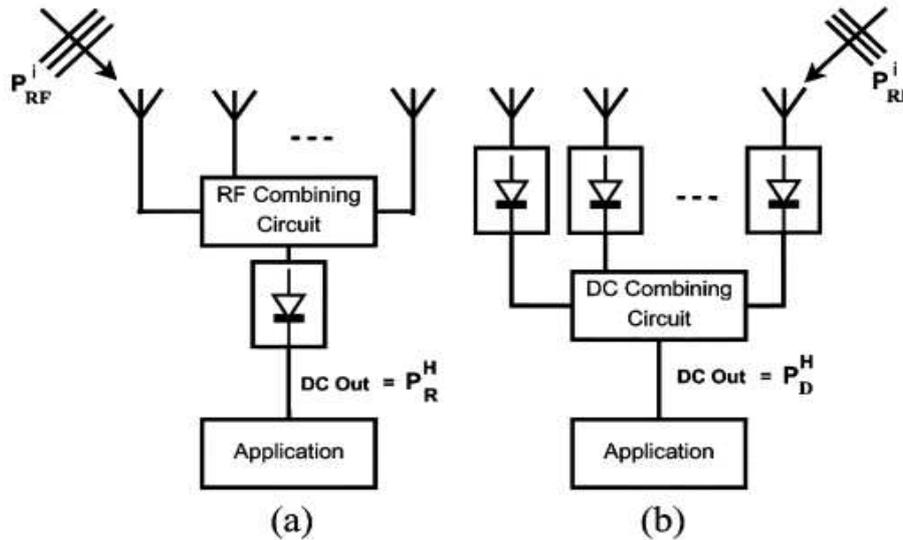


Figure 14. Schéma des configurations de réseaux de rectenna étudiées.  $P_{RF}^i$  est la puissance RF incidente qui atteint les antennes,  $P_D^H$  fait référence à la puissance DC récoltée par la topologie du combineur RF et  $P_R^H$  indique la puissance DC récoltée par la diode.

Le modèle du redresseur utilisé est le suivant :

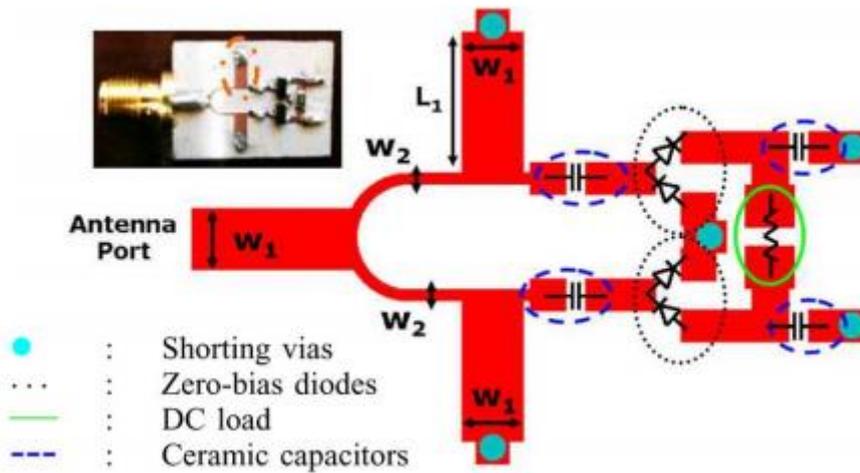


Figure 15. Prototype du redresseur, imprimé sur RO3206.

Le rendement mesuré et calculé pour le redresseur Greinacher ainsi que le S11 mesuré sont présentés dans le graphe suivant à 2,45 GHz :

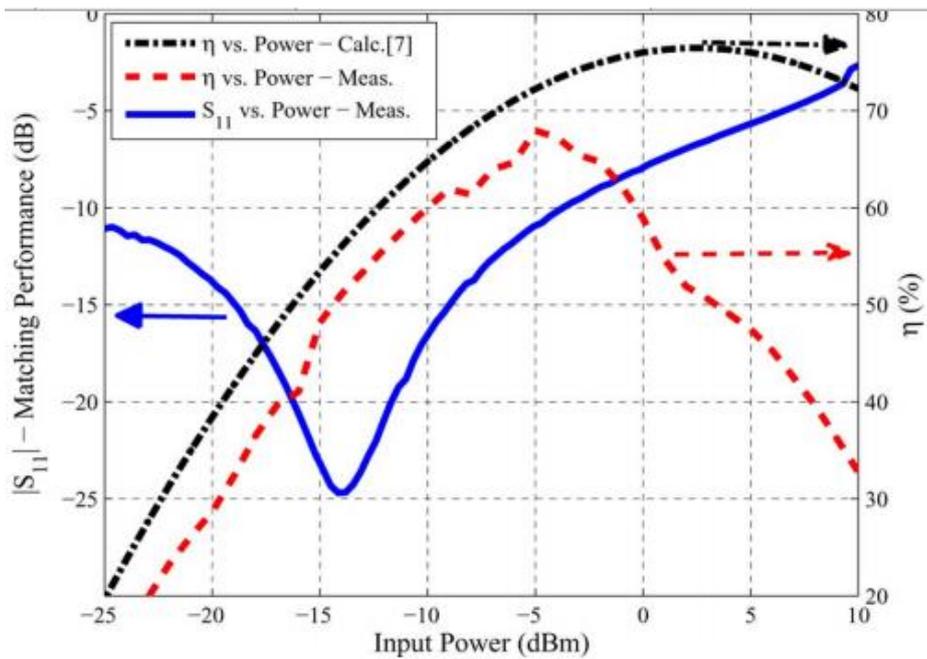


Figure 16. Rendement mesuré et calculé pour le redresseur Greinacher présenté à 2,45 GHz. Le S11 mesuré est également indiqué.

Concernant l'antenne, une version modifiée de la deuxième itération de la géométrie fractale de KOCH a été proposée pour réduire la taille du patch.

Les courbes suivantes représentent le S11 mesuré et le gain total (à la ligne de visée) de l'antenne proposée. L'échantillon fabriqué est représenté en bas à gauche.

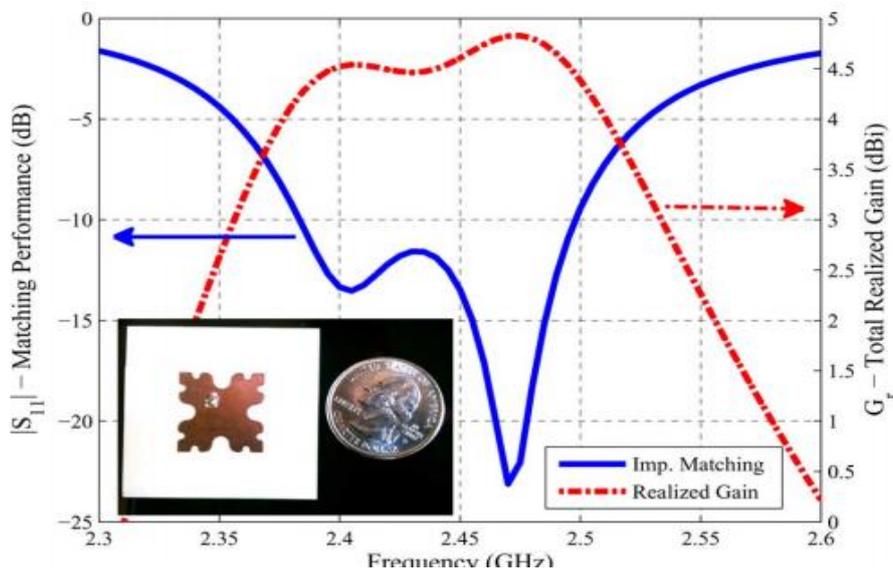


Figure 17. Mesure de la réponse S11 et du gain total réalisé de l'antenne proposée. L'échantillon fabriqué est montré en bas à gauche.

Les configurations ont été validées en utilisant un réseau d'antennes 2 \* 2 employant des éléments de rectenna de petite taille mais efficace (jusqu'à 70% d'efficacité de conversion).

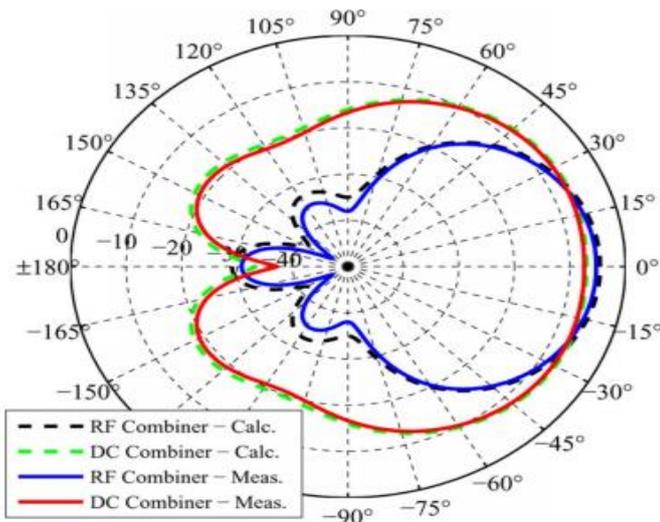


Figure 18. La puissance (échelle dBm) collectée par les deux topologies de rectenna.

#### IV.2. ÉTUDE D'UN RÉSEAU DE RECTENNA EN BANDE S POUR LA TRANSMISSION DE PUISSANCE MICRO-ONDE SANS FIL :

Dans ce projet [58], un réseau de rectenna a été conçu et fabriqué avec  $8 * 9$  unités en bande S. Chaque rectenna est constitué d'une antenne micro ruban dipolaire et un circuit de redressement à haute efficacité, qui sont liés ensemble par des connecteurs.

Le prototype d'antenne réalisée est le suivant :

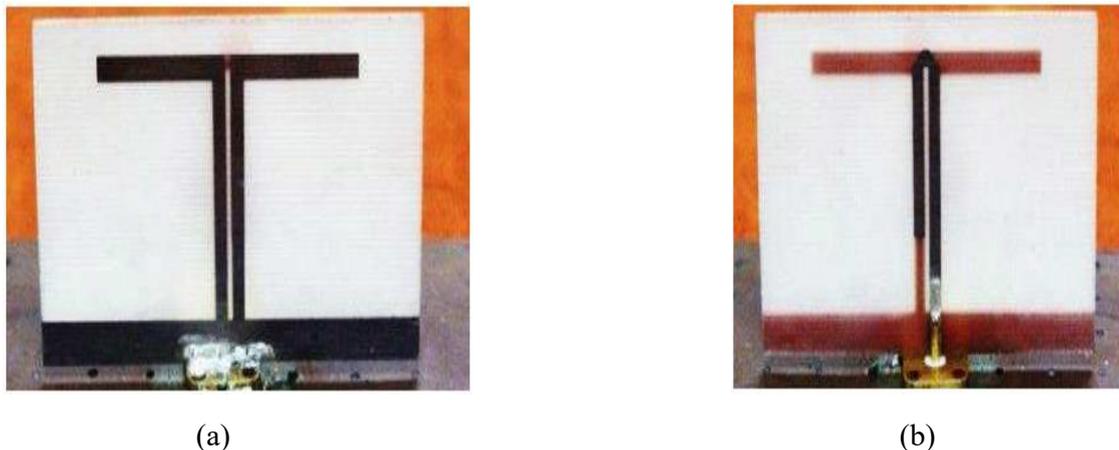


Figure 19. (a) Face avant et (b) face arrière de l'antenne dipôle micro ruban

L'antenne est imprimée sur un substrat FR-4 ( $\epsilon_r = 4.4$ ) d'épaisseur de 1 mm.

- Sur la face avant, la longueur du dipôle représenté en (a) est de  $\lambda / 4$ .
- La face arrière montre un stub d'adaptation ouvert.

Les résultats de mesure sont représentés dans les graphes suivants :

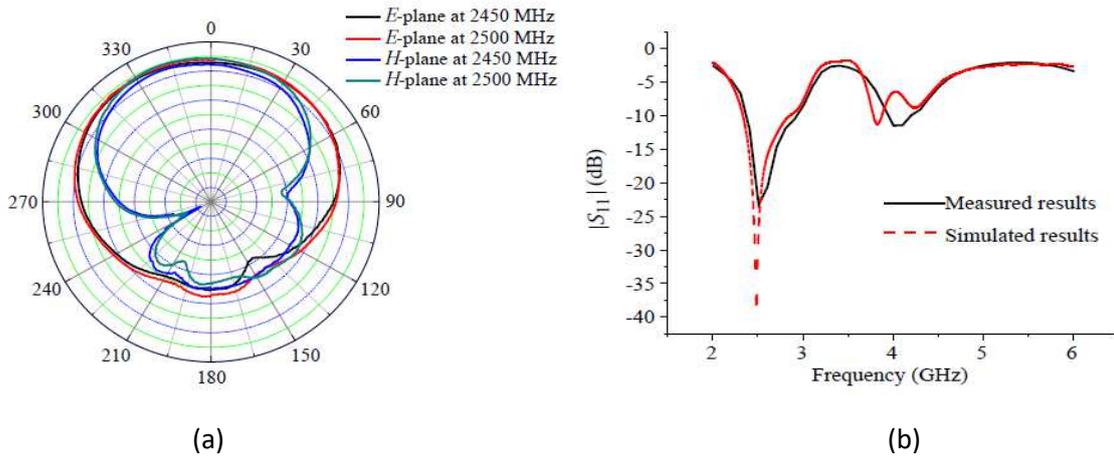


Figure 20. (a) Mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle (b) Résultats simulés et mesurés pour  $|S_{11}|$ .

Le circuit micro-ondes de redressement à 2,45 GHz est construit d'une diode Schottky HSMS-282, imprimé sur un substrat F4B-2 ( $\epsilon_r = 2,65$ ) d'épaisseur de 1 mm. Le redresseur est constitué de deux lignes microbandes coniques, un condensateur de blocage DC, une diode Schottky, une ligne micro ruban  $\lambda / 8$ , une ligne d'adaptation, et un filtre passe-bas de sortie.

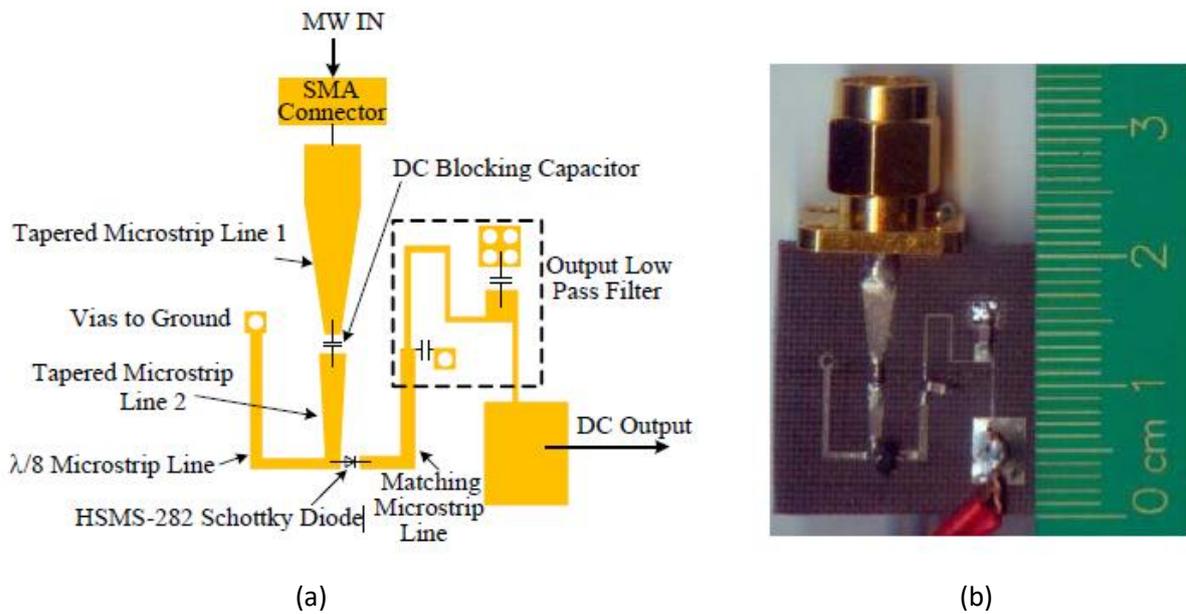


Figure 21. (a) Layout et (b) photo du redresseur proposé.

- La tension maximale atteinte est de 10,06 V.
- La plus grande efficacité de 83,1% est obtenue à une puissance d'entrée de 20dBm et une charge de 600 Ohm.

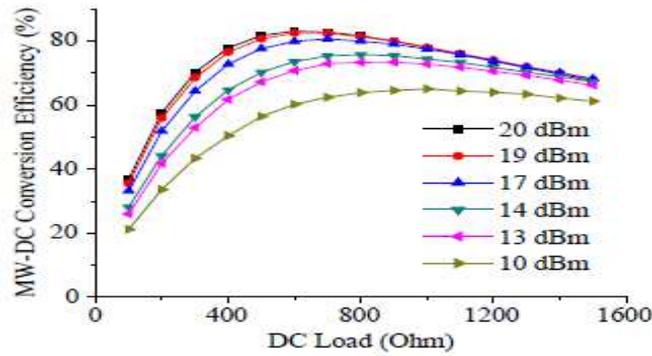


Figure 22. Rendement de conversion MW-DC mesuré par rapport à la charge à différentes puissances d'entrée.

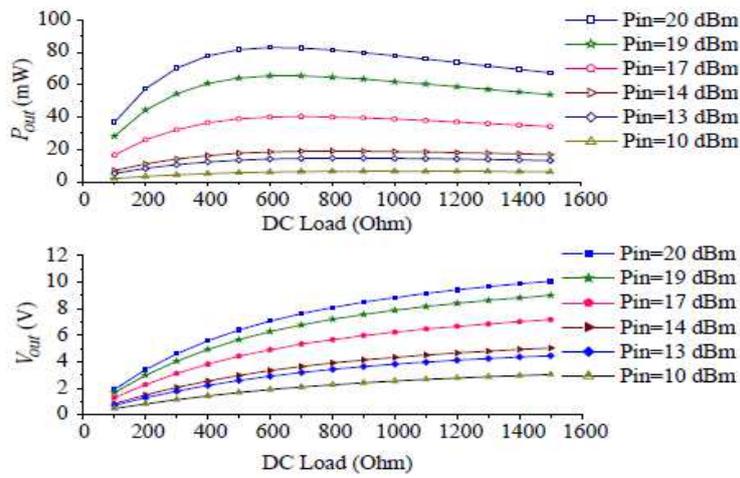


Figure 23. Mesure de la tension continue et de la puissance de sortie par rapport à la charge à différentes puissances d'entrée.

Les 72 éléments du réseau de rectenna réalisé sont arrangés sous forme de triangle équilatéral de lignes de  $\lambda/2$ . Chaque élément est placé sur le sommet du triangle.

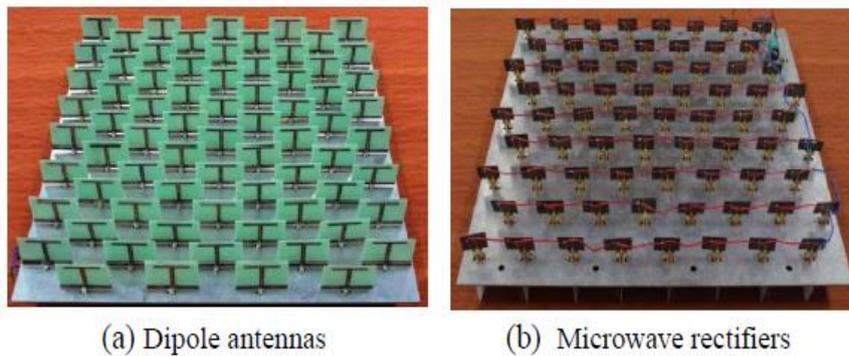


Figure 24. (a) Face avant et (b) face arrière du réseau de rectenna.

Le réseau de rectenna a été testé à des distances proches et lointaines. Dans les proches distance, l'écart entre l'antenne de transmission et le réseau de rectenna est  $\lambda$  et la distribution d'énergie sur le réseau n'est pas uniforme.

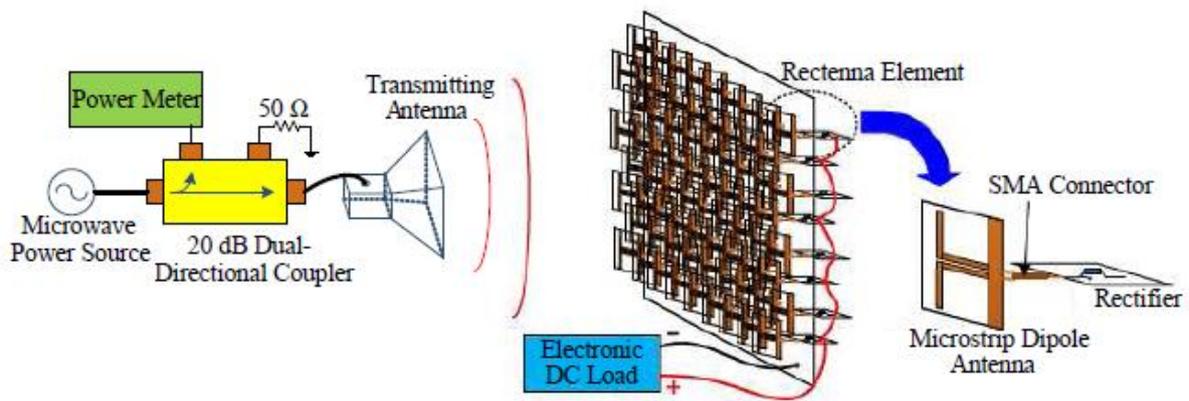


Figure 25. Banc de mesure du Rectenna.

Dans un premier temps, les redresseurs sont connectés en parallèle comme le montre la figure 26 (a), tandis que  $R_1$  est égale à  $10\Omega$ . Ensuite, en changeant la forme de connexion présentée dans la figure 26 (b),  $R_2$  et  $R_3$  égale  $15\Omega$  et  $25\Omega$ .

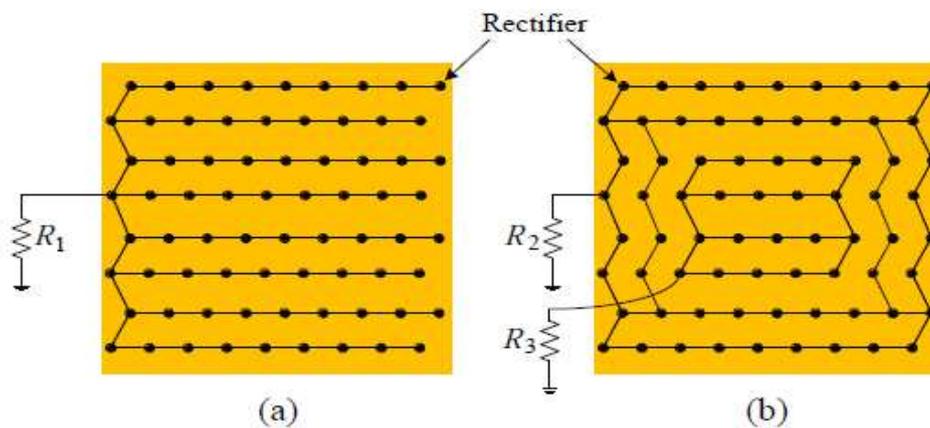


Figure 26. Différentes formes de connexion parallèle de redresseurs à une distance de transmission proche.

Utiliser plusieurs charges est un moyen efficace pour améliorer l'efficacité de la transmission totale lorsque la distribution de puissance n'est pas uniforme sur le réseau pour la transmission de puissance à distance proche.

Dans les expériences de champ lointain, la distance de transmission est supérieure à  $29\lambda$ , Les redresseurs sont connectés en parallèle et les densités de puissance à 3,5 m, 4,5 m et 4 m sont  $55.6\text{ W / m}^2$ ,  $35.7\text{ W / m}^2$  et  $25,3\text{ W / m}^2$ .

L'efficacité basse est attribuée à la densité de puissance non uniforme sur le réseau à 3,5 m. Cependant, l'efficacité est meilleure à 4 m et 4,5 m en général parce que la distribution de puissance est meilleure.

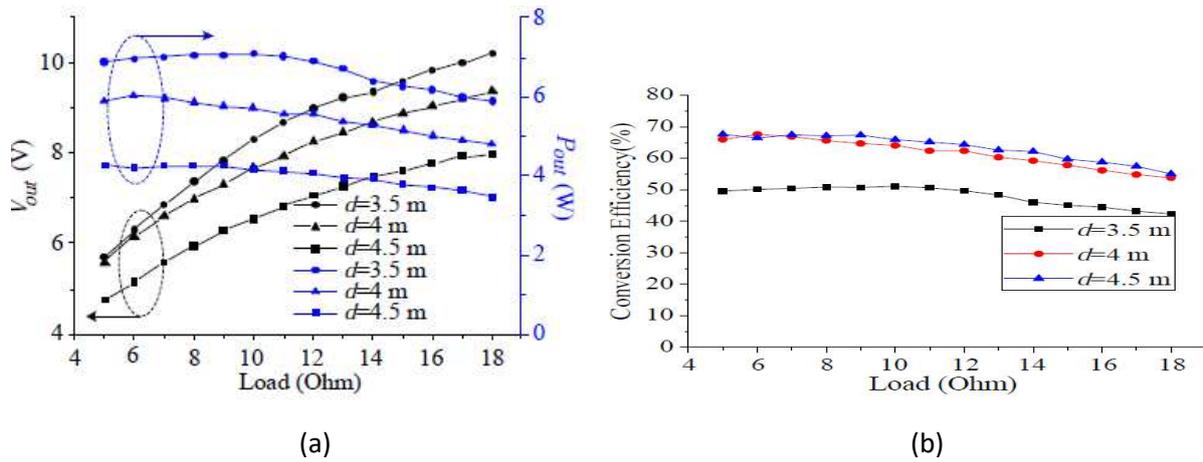


Figure 27. (a) Mesure de la tension et de la puissance DC par rapport à la charge à différentes distances de transmission (b) Rendement de conversion mesuré en fonction de la charge à différentes distances de transmission.

### IV.3. RECTENNA ET RÉSEAU DE RECTENNA À DOUBLE DIODE AVEC UNE POLARISATION CIRCULAIRE À 5.8-GHZ POUR LA TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FILS :

Cet article [59] présente un nouveau rectenna polarisé circulairement dont le circuit redresseur comprend deux diodes. Les rectennas proposés peuvent être reliés entre eux pour former un réseau de rectenna.

Le système se compose de :

- Une paire d'antennes patch tronquées polarisées circulairement
- Un filtre passe bande à rejection d'harmoniques.
- Deux diodes de détection pour la conversion RF-DC.
- Un filtre DC (capacitif).

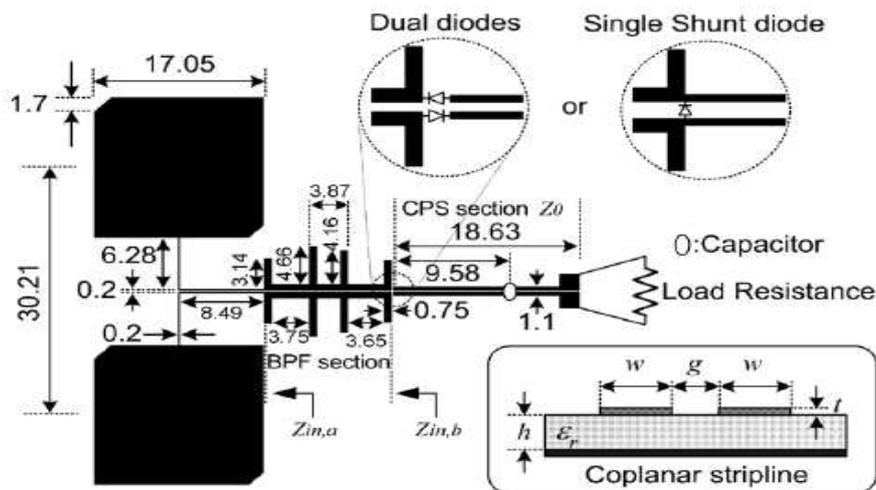


Figure 28. Layout du rectenna à double diode, du rectenna à diode simple shunt et du CPS proposés. Toutes les dimensions sont en millimètres.

Le rectenna développé peut produire au moins deux fois la tension continue d'un rectenna à diode unique malgré leurs dimensions identiques.

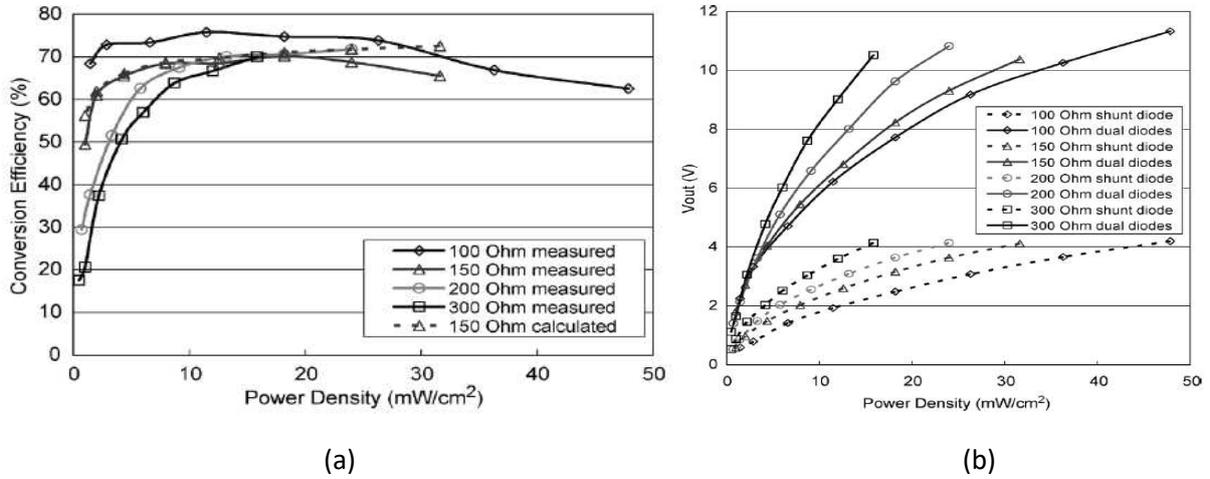


Figure 29. (a) Mesure et calcul des efficacités de conversion du rectenna à double diode (b) Tensions de sortie DC mesurées des rectennas à diode double et à diode simple shunt.

$$\begin{aligned}
 I_s &= \frac{1}{2} (I_1 + I_2) \\
 V_s &= (V_1 + V_2) \\
 P_s &= \frac{1}{2} (I_1 + I_2) \cdot (V_1 + V_2)
 \end{aligned}
 \left. \vphantom{\begin{aligned} I_s \\ V_s \\ P_s \end{aligned}} \right\} \begin{array}{l} \text{Connexion} \\ \text{Série} \end{array}$$
  

$$\begin{aligned}
 I_s &= (I_1 + I_2) \\
 V_s &= \frac{1}{2} (V_1 + V_2) \\
 P_s &= (I_1 + I_2) \cdot \frac{1}{2} (V_1 + V_2)
 \end{aligned}
 \left. \vphantom{\begin{aligned} I_s \\ V_s \\ P_s \end{aligned}} \right\} \begin{array}{l} \text{Connexion} \\ \text{Parallèle} \end{array}$$

En théorie, la connexion en série doit produire deux fois la tension de sortie et la connexion parallèle doit générer la même tension de sortie par rapport à un seul élément. Trois types de connexions de rectenna ont été testés « en série (a), en parallèle (b) et en cascade (c)»

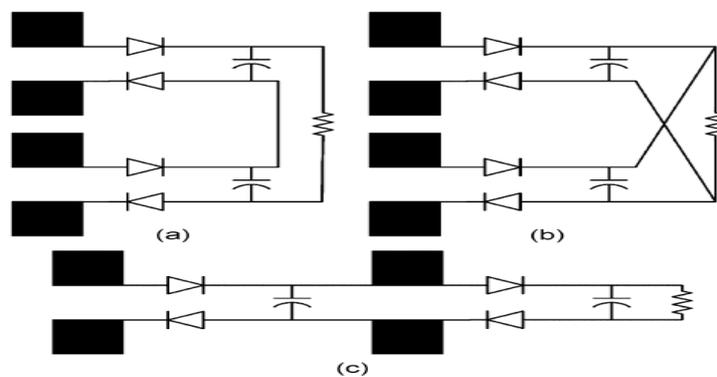


Figure 30. Layout du réseau de rectennas. (a) Série. (b) Parallèle. (c) En cascade.

Pour des connexions série et en cascade, il est constaté que la connexion en cascade du réseau de rectenna peut fournir plus de tension de sortie que celle d'un réseau connecté en série.

Le réseau de rectenna connecté en série fournit environ 2,1 fois la tension de sortie, tandis que la configuration parallèle génère environ 1,14 fois la tension de sortie.

Ces résultats correspondent bien aux prédictions théoriques.

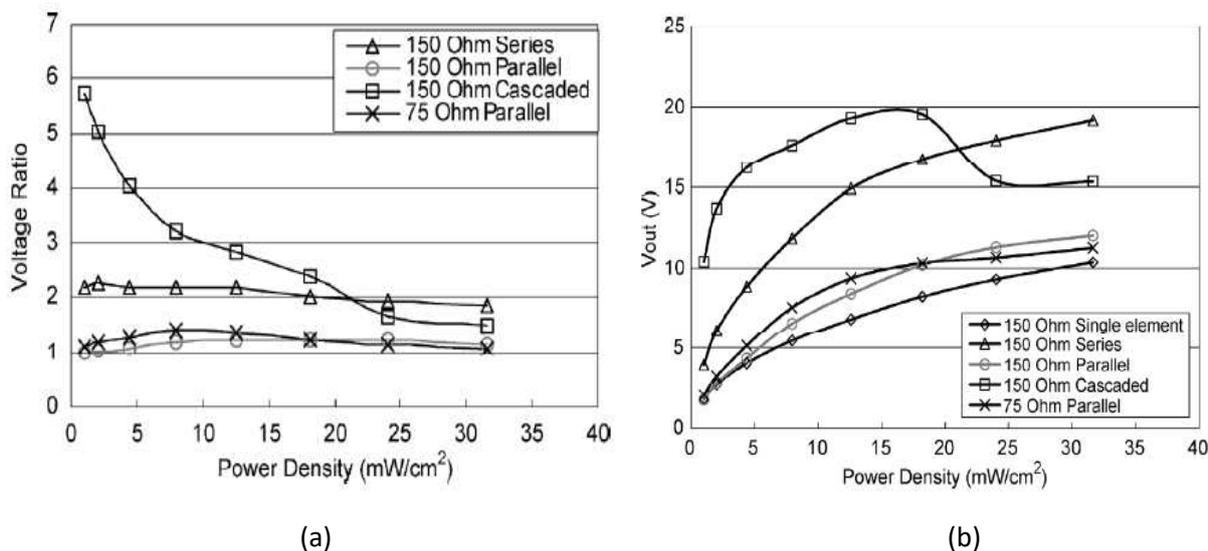


Figure 31. (a) Mesure de la sortie DC VR du réseau de rectenna interconnectés par rapport à l'élément à une seule rectenna (b) Tension de sortie continue mesurée du réseau de rectenna.

#### IV.4. CONCEPTION ET RÉALISATION D'UN RECTENNA À HAUTE EFFICACITÉ DE CONVERSION À 5.8 GHz

Un élément de rectenna à haute efficacité a été conçu et testé à 5,8 GHz pour les applications impliquant la transmission d'énergie micro-ondes [60]. L'antenne dipôle et un circuit de filtrage sont imprimées sur un substrat duroid mince. Une diode Schottky de silicium avec une faible tension de claquage est utilisée comme dispositif de redressement. Le rectenna est testé dans un simulateur de guide d'onde et atteint une efficacité de de conversion RF-DC de 82% à un niveau de puissance d'entrée de 50 mW et une charge de 327 Ohms.

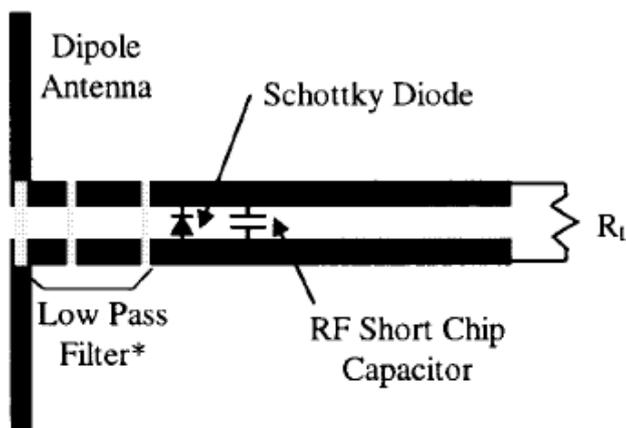


Figure 32. Élément de rectenna à 5.8-GHz imprimé sur un substrat RT/Duroid 5880

La figure montre les efficacités globales et de conversion du rectenna mesurées utilisant une charge de 327 Ω.

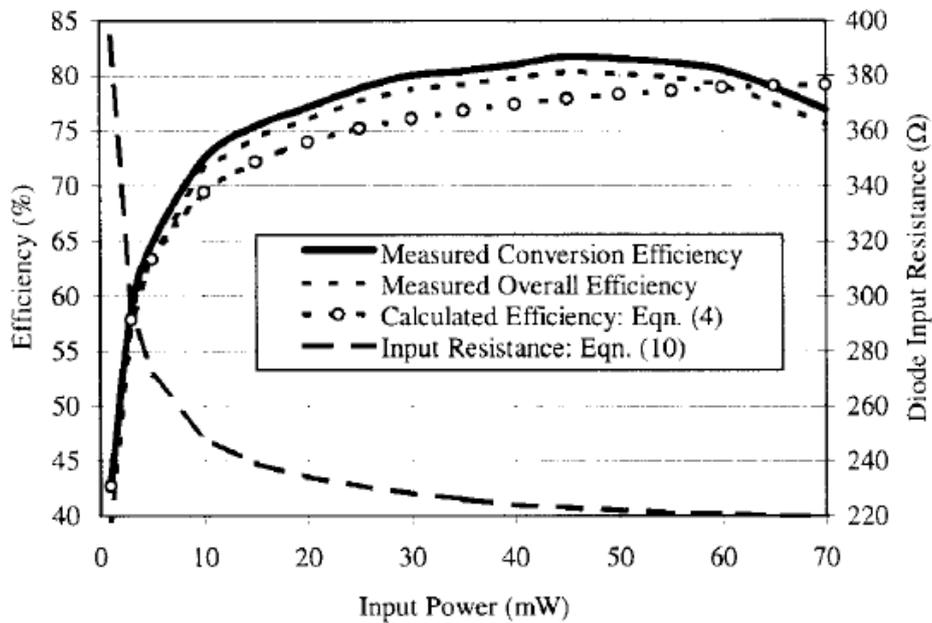


Figure 33. Performances mesurées et calculées du rectenna à 5,8 GHz avec une charge de 327Ω.

Le graphe suivant montre la comparaison du niveau de rayonnement de la seconde harmonique mesurée par rapport à la puissance d'entrée fondamentale. En moyenne, la deuxième harmonique est plus petite de 21 dB par rapport à la fondamentale.

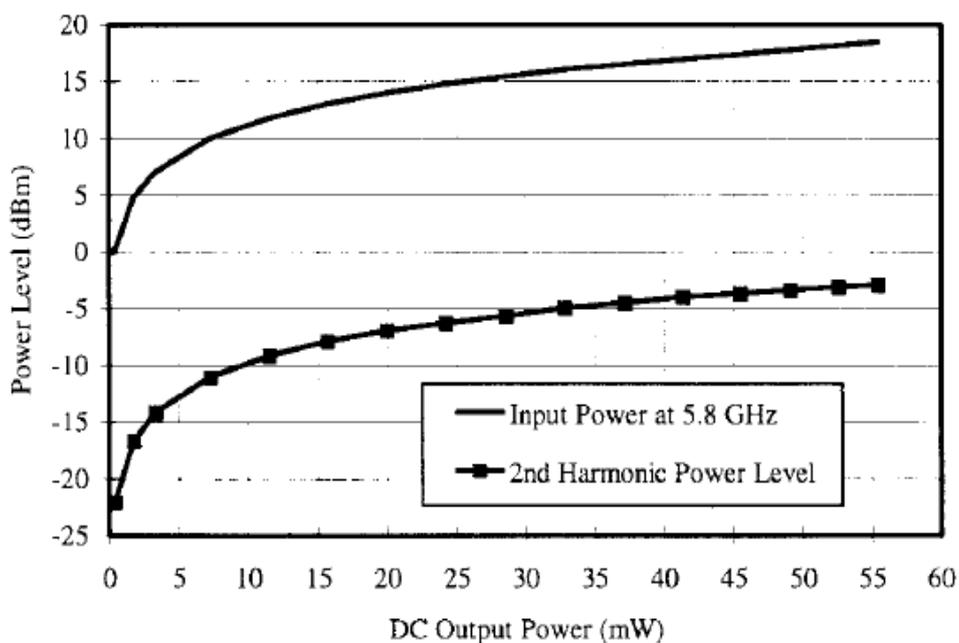


Figure 34. Comparaison du niveau de rayonnement de la seconde harmonique mesuré par rapport à la puissance d'entrée fondamentale.

Le deuxième graphe montre les effets de la variation de la charge résistive sur le rectenna à 5,8 GHz. La gamme de charges utilisée indique de très faibles changements dans l'efficacité globale.

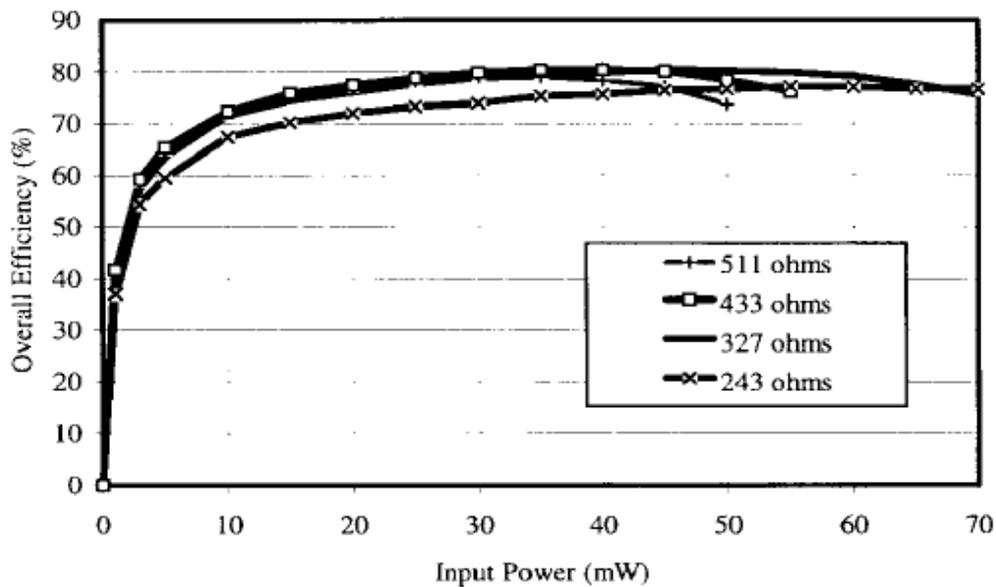


Figure 35. Comparaison globale de l'efficacité mesurée du Rectenna à 5,8 GHz pour différentes charges résistives.

#### IV.5. CONCEPTION DE RECTENNA À 2,45 GHz AVEC UNE FORTE REJECTION D'HARMONIQUES POUR LA TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FILS :

Le but de ce travail [61] est de proposer un rectenna efficace avec la technologie micro ruban fonctionnant sur la bande ISM à rejection d'harmoniques.

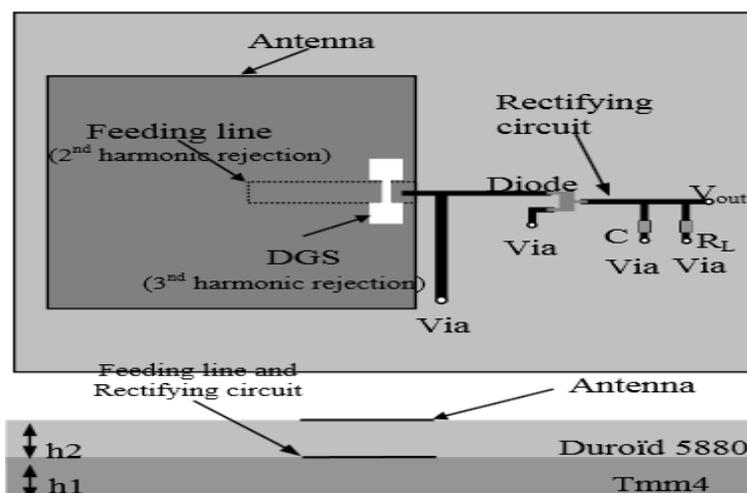


Figure 36. Rectenna à rejection d'harmoniques proposée.

Le patch rectangulaire est imprimé sur le côté du premier substrat tandis que la ligne d'alimentation micro ruban se trouve sur la face supérieure du deuxième substrat ; le plan de masse, et la fente en forme d'haltère, sont sur le côté bas du deuxième substrat. La longueur et la largeur du patch sont de 34,2 mm et 34,9 mm respectivement, qui sont dimensionnées pour résonner à la fréquence de 2,45 GHz.

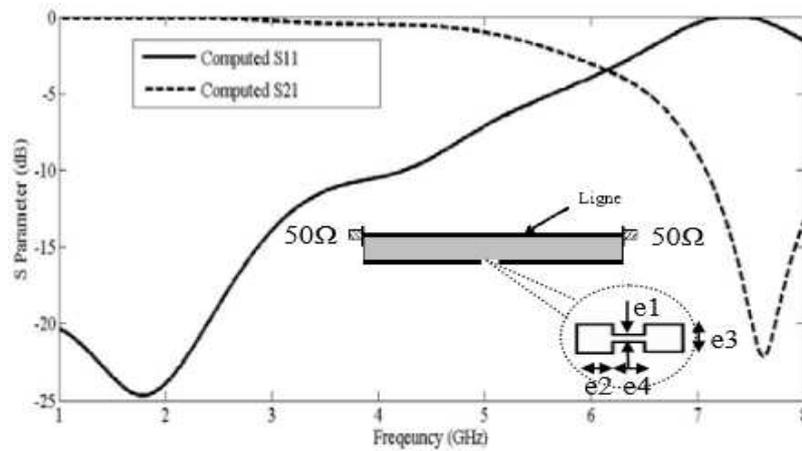


Figure 37. Paramètres S et vue de côté de la DGS utilisés pour réduire la troisième harmonique dans la conception proposée,  $e1 = 0.255\text{mm}$ ,  $e2 = 2.95\text{mm}$ ,  $e3 = 2.1\text{mm}$ ,  $e4 = 2.84\text{mm}$

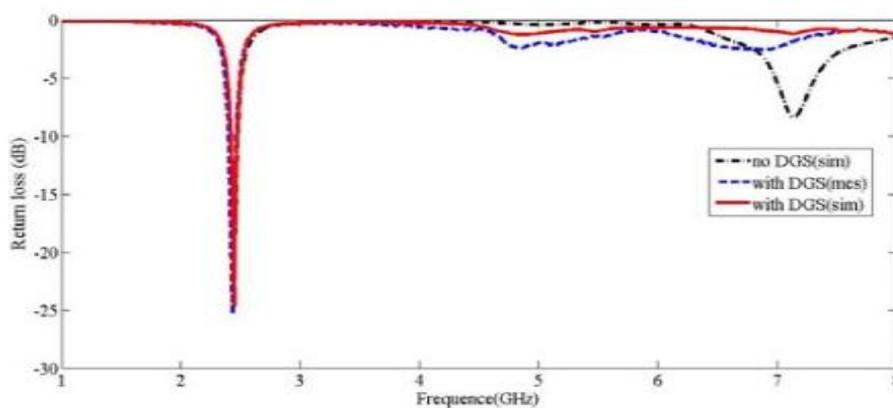


Figure 38. Coefficient de réflexion simulées et mesurées en fonction de la fréquence.

L'antenne de réception et le circuit de redressement sont reliés par des connecteurs SMA comme représenté sur la figure.

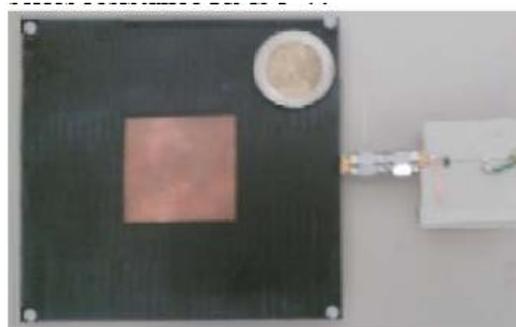


Figure 39. Photographie du Rectenna proposé.

Le rectenna est éclairé par une onde plane à polarisation linéaire de  $0,10 \text{ mW} / \text{cm}^2$  à son côté large. Du côté de l'émetteur, un amplificateur de puissance à gain 30 dB à 2,45 GHz connecté à un générateur de signal a été utilisé. La tension de sortie et l'efficacité augmentent lorsque la densité de puissance augmente.

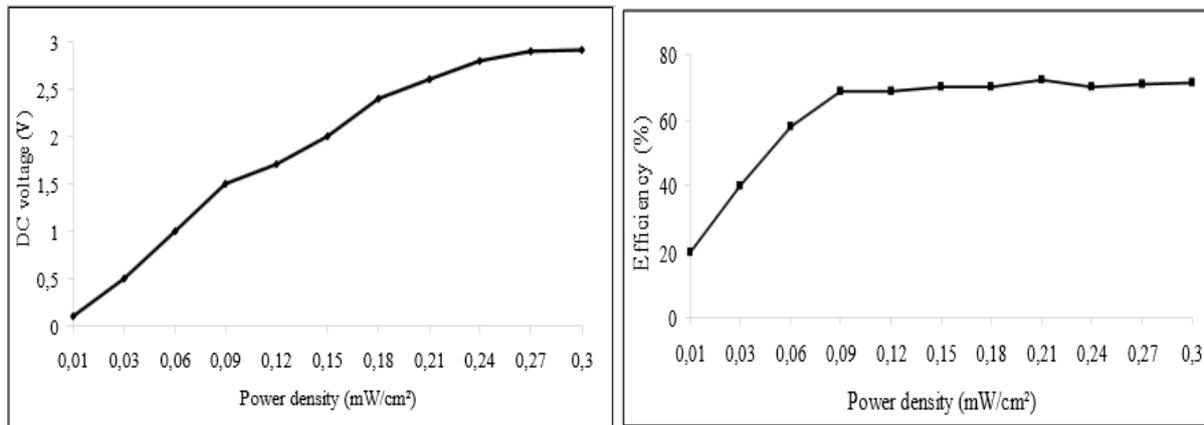


Figure 40. Mesure de la tension DC et de l'efficacité du Rectenna par rapport à la densité de puissance.

## V. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons détaillé le contexte du projet avec notamment la définition de la transmission d'énergie sans fil et les systèmes Rectenna. Ces deux concepts ont vu le jour pour palier à des problèmes d'alimentation des systèmes électronique surtout pour les capteurs utilisés dans des zones accidentée ou difficile d'accès, sans oublié l'avantage de l'élimination de l'encombrement causé par les câbles. Par contre, l'utilisation des ondes électromagnétique pour la transmission d'énergie sans fil reste régie par des exigences fixées par les organismes compétents afin de limiter l'exposition de l'être humain à ce type d'ondes qui peut nuire à la santé dans le cas où on dépasse certains niveaux. Une partie de ce chapitre nous a fait un flashback sur les conditions d'apparition des systèmes Rectenna et les personnes qui ont contribué à cet exploit par le biais de plusieurs projets innovateurs.

La deuxième partie de ce chapitre nous a permis de détailler la partie circuit du système Rectenna en décrivant le rôle de chaque composant à part. La diode Schottky étant l'élément clé du circuit de conversion RF-DC, elle s'est réservé plusieurs pages pour son analyse et les avantages découlant de son utilisation puisqu'elle est répondeuse et fortement recommandée pour les applications radiofréquences plus précisément dans les systèmes Rectenna. Concernant la partie antennaire, elle sera traitée dans le deuxième chapitre.

Vers la fin de ce chapitre, nous avons présentés maints travaux de conception et réalisation de circuits Rectenna. Nous avons pu conclure d'après cette étude que la technologie micro ruban est la plus sollicitée, de plus, nous devons concevoir des Rectenna adaptés pour des petits et forts signaux afin de collecter le maximum d'énergie quel que soit son niveau et cibler plusieurs applications. Sans oublier le défi d'obtenir des niveaux de tension de sortie très élevée et une efficacité de conversion RF-DC satisfaisante. Ainsi, de nombreux paramètres (diode, résistance de charge, lignes de transmission ...) doivent être optimisés et bien dimensionnés afin d'arriver aux résultats souhaités. Cet état de l'art a donc constitué une base pour entamés les outils de simulation et arriver aux objectifs tracés dans la phase de réalisation et test.

# Chapitre II : *GENERALITES SUR LES ANTENNES IMPRIMEES*

## I. INTRODUCTION :

Pour les systèmes de communication sans fil, l'antenne est l'un des composants les plus critiques. Une bonne conception de l'antenne peut assouplir les exigences du système et améliorer ces performances globales. Un exemple typique est celui de la télévision dont la réception globale peut être améliorée par l'utilisation d'une antenne haute performance. Une antenne est le composant du système qui est conçu pour émettre ou recevoir des ondes électromagnétiques. En d'autres termes, l'antenne est le transducteur électromagnétique qui est utilisé pour convertir, en mode émission, les ondes guidées à l'intérieur d'une ligne de transmission en ondes rayonnées en espace libre ou pour convertir, en mode réception, les ondes en espace libre en ondes guidées. Dans un système sans fil moderne, l'antenne doit également servir de dispositif directionnel pour optimiser ou accentuer l'énergie transmise ou reçue dans certaines directions tout en la supprimant dans d'autres.

Les antennes utilisées pour les ondes HF sont différentes de celles utilisées pour les VHF, qui à leur tour sont différentes des antennes pour les micro-ondes. La longueur d'onde est différente à diverses fréquences, donc les antennes doivent être de taille non identique pour émettre des signaux à la bonne longueur d'onde. Nous sommes particulièrement intéressés par les antennes fonctionnant dans le domaine des micro-ondes, en particulier dans les fréquences 2,45 GHz et 5.8 GHz de la bande ISM (Industrial Scientific Medical band) pour les applications Rectenna.

Dans le domaine du transfert d'énergie sans fil, une antenne à gain élevé est préférable. Cela permet de récupérer plus de puissance RF, et par conséquent augmenter la puissance continue au niveau de la charge. En revanche, la surface effective d'une antenne est relative à son gain. En effet, il y a un équilibre à faire entre le gain de l'antenne et sa taille. Les antennes dipôles câblées ou imprimées et les antennes patch à polarisation linéaire sont traditionnellement utilisées dans les circuits de Rectenna.

En complément du chapitre précédent, l'analyse abordée porte sur la partie antennaire d'un système Rectenna. Dans un premier lieu, un bref historique sur les antennes sera présenté, puis, nous allons citer les différents types d'antennes avec plus d'importances accordée aux antennes patch qui constitue la catégorie la plus répondue pour les applications de transmission d'énergie sans fil. Ensuite, nous définissons les principaux caractéristiques et paramètres des antennes pour arriver vers la fin à faire des conclusions pertinentes servant ainsi comme guide pour la conception de nouvelles structures antennaires intégrables au circuits de conversion RF/DC afin d'obtenir un système Rectenna complet.

## II. HISTORIQUE :

L'histoire des antennes [62] remonte à James Clerk Maxwell qui a unifié les théories de l'électricité et du magnétisme, et a représenté avec éloquence leurs relations à travers un ensemble d'équations profondes mieux connues sous le nom d'équations de Maxwell. Son travail a été publié pour la première fois en 1873 [63]. Il a également montré que la lumière était électromagnétique et que la lumière et les ondes électromagnétiques voyagent par des perturbations d'ondes de la même vitesse. En 1886, le professeur Heinrich Rudolph Hertz a fait la démonstration du premier système électromagnétique sans fil.

Ce n'est qu'en 1901 que Guglielmo Marconi put envoyer des signaux sur de grandes distances. En 1901, il a effectué la première transmission transatlantique de Poldhu à Cornwall, en Angleterre, à St. John's, Terre-Neuve. Son antenne d'émission se composait de 50 fils verticaux sous la forme d'un ventilateur relié à la terre par un émetteur. Les fils étaient soutenus horizontalement par un fil haubané entre deux poteaux en bois de 60 m de long. L'antenne de réception à St. John's était un câble de 200 m tiré et soutenu par un cerf-volant. C'était l'aube de l'ère des antennes.

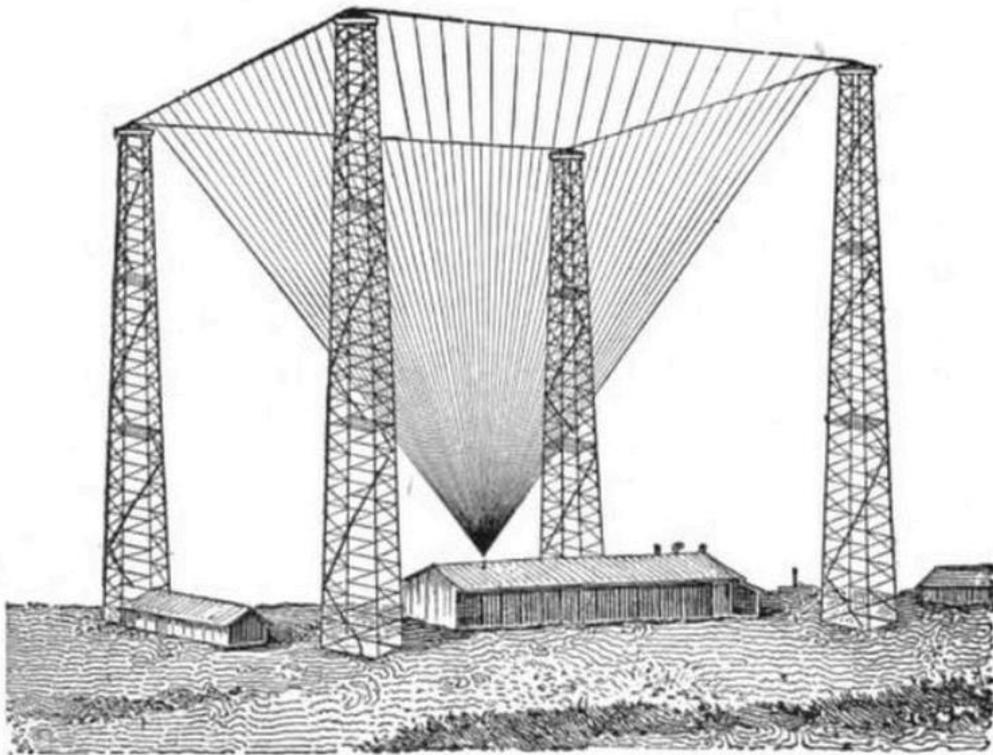


Figure 41. Dessin de la station d'émission de télégraphie sans fil de Guglielmo Marconi à Poldhu

Depuis les débuts de Marconi jusqu'aux années 1940, la technologie des antennes était principalement centrée sur les éléments rayonnants filaires et les fréquences jusqu'à environ UHF. Ce n'est qu'au cours de la Première Guerre mondiale que la technologie moderne des

antennes a été lancée et que de nouveaux éléments (tels que les guides d'ondes, les cornes, les réflecteurs, etc.) ont été introduits. L'invention des sources hyperfréquences (comme le klystron et le magnétron) [64] avec des fréquences de 1 GHz et plus a contribué à cette nouvelle ère.

Alors que la Première Guerre mondiale a marqué le début d'une nouvelle ère dans le domaine des antennes, les progrès de l'architecture et de la technologie informatiques ont eu un impact majeur sur les progrès de la technologie des antennes modernes, et on s'attend à ce qu'ils aient une influence encore plus grande sur le génie des antennes dans les années qui suivent. À partir du début des années 1960, des méthodes numériques ont été introduites qui ont permis d'analyser et de concevoir très précisément des configurations de systèmes d'antennes complexes auparavant insolubles. De plus, des méthodes asymptotiques pour les basses fréquences et les hautes fréquences ont été introduites, contribuant de manière significative à la maturité du champ de l'antenne. Alors que dans le passé, la conception des antennes pouvait être considérée comme une question secondaire dans la conception globale du système, elle joue aujourd'hui un rôle crucial. En fait, le succès de nombreux systèmes repose sur la conception et les performances de l'antenne.

D'autre part, les antennes micro ruban se sont distingués parmi plusieurs types d'antennes dans la littérature, ils ont été introduite pour la première fois dans les années 1950. Cependant, ce concept a dû attendre environ 20 ans avant d'être réalisé après le développement de la technologie des circuits imprimés (PCB) dans les années 1970. Depuis lors, les antennes à microbande sont les types d'antennes les plus courants avec une large gamme d'applications en raison de leurs avantages apparents de légèreté, de faible encombrement, de faible coût, de configuration plane, de facilité de conformité, de portabilité supérieure, de facilité de fabrication et d'intégration aux circuits intégrés monolithiques (MMIC) à micro-ondes. Ils ont été largement utilisés pour des applications civiles et militaires telles que les systèmes Rectenna, l'identification par radiofréquence (RFID)[65], la radiodiffusion, la radio, les systèmes mobiles [66], le système de positionnement mondial (GPS)[67], la télévision, les systèmes à entrées multiples et sorties multiples (MIMO), les systèmes de prévention des collisions de véhicules, les communications par satellite, les systèmes de surveillance, les systèmes radar, la télédétection, le guidage des missiles, etc.

### III. LES DIFFÉRENTS TYPES D'ANTENNES :

Les antennes sont des composants clés de tout système sans fil [68-69]. Une antenne est un dispositif qui émet et/ou reçoit des ondes électromagnétiques. La plupart des antennes sont des dispositifs résonnants qui fonctionnent efficacement sur une bande de fréquences relativement étroite. Une antenne doit être réglée sur la même bande de fréquence que celle dans laquelle fonctionne le système radio auquel elle est raccordée, sinon la réception et/ou la transmission seront perturbées. L'antenne de réception en tant que partie du système est responsable de la transformation des ondes électromagnétiques dans leur forme originale (signal électrique). Les propriétés des antennes d'émission et de réception sont pleinement représentées par les équations de Maxwell.

En raison de leur importance dans la communication, les antennes se développent de temps à autre en fonction des besoins. Les antennes sont conçues pour différentes applications de divers matériaux et de structures pour une meilleure communication. Elles sont conçues pour la radio, la télévision, le satellite, la radiodiffusion, les systèmes cellulaires, les communications, etc. Les types d'antennes utilisées dépendent de l'application ciblée. Dans certains systèmes, les propriétés directionnelles des antennes sont conçues en fonction des caractéristiques opérationnelles du système, alors que les antennes sont simplement utilisées pour transmettre de l'énergie électromagnétique omnidirectionnelle dans d'autres systèmes, ou dans certains, elles pourraient être utilisées pour des communications point à point où un gain élevé est nécessaire. Le domaine des antennes compte plusieurs types (filaires, volumiques, imprimés ...), les paragraphes qui suivent vont présenter une description détaillée de chaque type à part.

### III. 1. ANTENNE FILAIRES

Les antennes filaires sont bien connues par le grand public parce qu'on les voit pratiquement partout, sur les automobiles, les bâtiments, les navires, les avions, les engins spatiaux, etc. Il existe différentes formes d'antennes filaires telles qu'un fil droit (dipôle), une spirale et une hélice qui sont représentées sur la Figure 42. Les antennes de ce genre ne sont pas uniquement circulaires, elles peuvent prendre la forme d'un rectangle, d'un carré, d'une ellipse ou de toute autre configuration. La structure circulaire est la plus courante en raison de sa simplicité de construction.

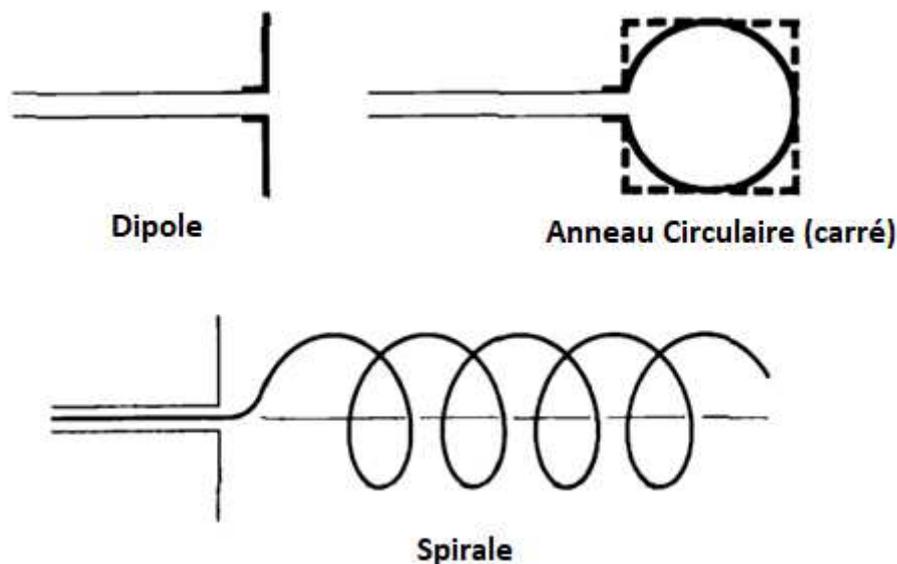


Figure 42. Différentes formes d'antennes filaires.

### III. 1. 1. ANTENNE DIPÔLE :

Les antennes dipôles [70] sont largement utilisées depuis les débuts de la radio. La simplicité et l'efficacité pour un large éventail de besoins de communication en sont les raisons. Le dipôle tire son nom de ses deux moitiés - une de chaque côté de son centre. (Au contraire, un monopôle [71] a un seul élément). Un dipôle est une antenne symétrique, ce qui signifie que les "pôles" sont symétriques : ils sont de longueurs égales et s'étendent dans des directions opposées à partir du point d'alimentation. Dans sa forme la plus simple, un dipôle est une antenne faite de fil et alimentée en son centre comme le montre la figure.

Cette antenne se compose de deux fils (ou traces sur un circuit imprimé). La taille de chaque fil est d'environ un quart de la longueur d'onde de la fréquence de fonctionnement désirée. Par exemple, pour la bande ISM 2,4 GHz avec une longueur d'onde d'environ 12 cm, la taille de chaque fil est d'environ 3 cm. Puisque la longueur totale de cette antenne est d'environ une demi-longueur d'onde, on l'appelle aussi antenne dipôle demi-onde.

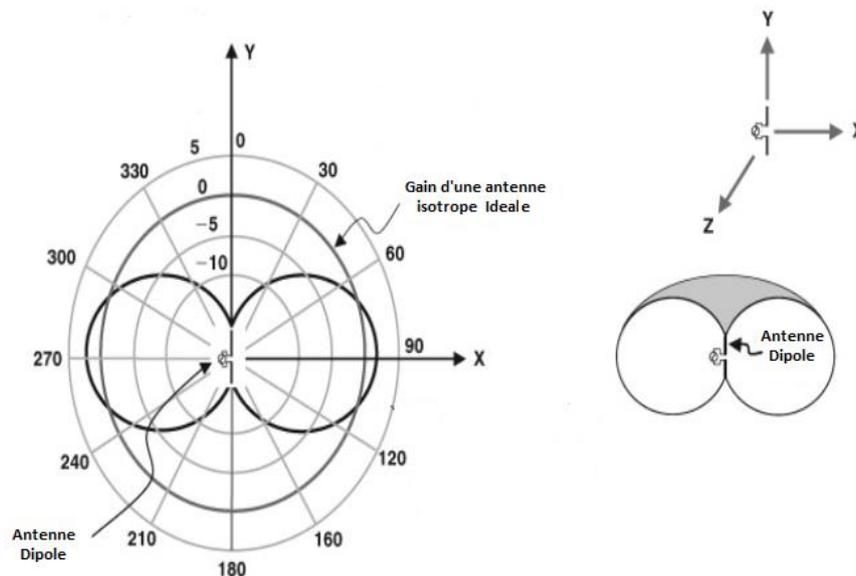


Figure 43. Diagramme de rayonnement d'une antenne Dipole.

Une antenne dipôle idéale, éloignée de tout matériau conducteur ou diélectrique, peut être modélisée approximativement par une résistance de 73 ohms. Si un dipôle est implémenté sur un circuit imprimé, le type de matériau diélectrique et la proximité d'un plan de masse peuvent modifier l'impédance de l'antenne. L'impédance de l'antenne peut être réglée en modifiant la longueur ou la forme des fils. La figure 44 montre un certain nombre de formes fréquemment utilisées de l'antenne dipôle. Le diagramme de rayonnement a la forme d'un anneau dont l'antenne passe par le centre. Il n'y a pas de rayonnement à l'extrémité de l'antenne.

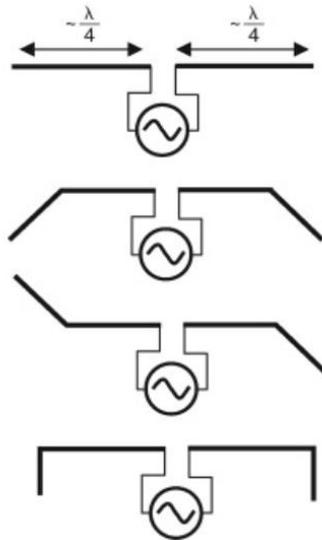


Figure 44. Formes fréquemment utilisées de l'antenne dipôle.

### III. 1.2. ANTENNE YAGI :

Un Yagi [72] de base se compose d'un certain nombre d'éléments droits, chacun mesurant environ la demi longueur d'onde. L'élément rayonnant ou actif d'un Yagi est l'équivalent d'une antenne dipôle demi-onde à alimentation centrale. Parallèlement à l'élément actif, et environ 0,2 à 0,5 longueur d'onde de part et d'autre de celui-ci, on trouve des barres droites ou des fils appelés réflecteurs et directeurs, ou des éléments passifs tout simplement. Un réflecteur est placé derrière l'élément actif et est légèrement plus long que la moitié de la longueur d'onde ; un directeur est placé devant l'élément actif et est légèrement plus court que la moitié de la longueur d'onde. Un Yagi typique a un réflecteur et un ou plusieurs directeurs. L'antenne propage l'énergie du champ électromagnétique dans la direction allant de l'élément actif vers les directeurs, et est plus sensible à l'énergie du champ électromagnétique entrant dans cette même direction. Plus un Yagi a de directeurs, plus le gain est important. Cependant, plus il y a de directeurs ajoutés à un Yagi, plus il devient long. Voici la photo d'une antenne Yagi avec 6 directeurs et un réflecteur.

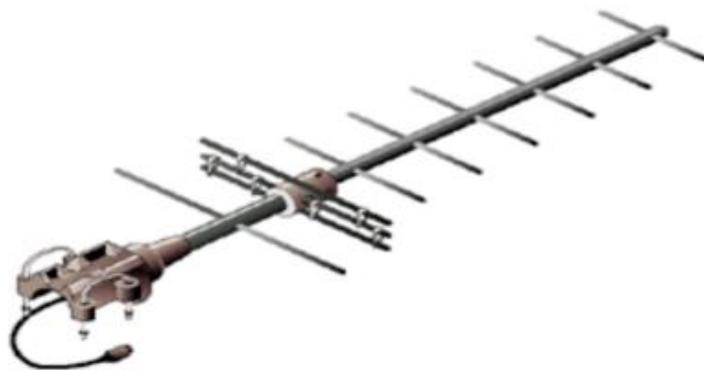


Figure 45. Photo d'une antenne Yagi avec 6 directeurs et un réflecteur.

## III.2. ANTENNE VOLUMIQUE :

### III.2.1. ANTENNE CORNET :

L'antenne cornet [73] tire son nom de son aspect évasé. La portion évasée peut être carrée, rectangulaire, cylindrique ou conique. La direction du rayonnement maximal correspond à l'axe du cornet. Il est facilement alimenté par un guide d'ondes, mais peut être alimenté par un câble coaxial. Les antennes à cornet sont couramment utilisées comme élément actif dans une antenne parabolique. Le cornet est dirigé vers le centre du réflecteur de la parabole. L'utilisation d'un cornet, plutôt que d'une antenne dipôle ou de tout autre type d'antenne, au point focal de la parabole minimise la perte d'énergie autour des bords du réflecteur.

L'antenne cornet utilise le principe d'ouverture rayonnante, la forme de cornet assurant simplement l'adaptation progressive de l'onde électromagnétique entre le point de couplage et la surface de rayonnement.

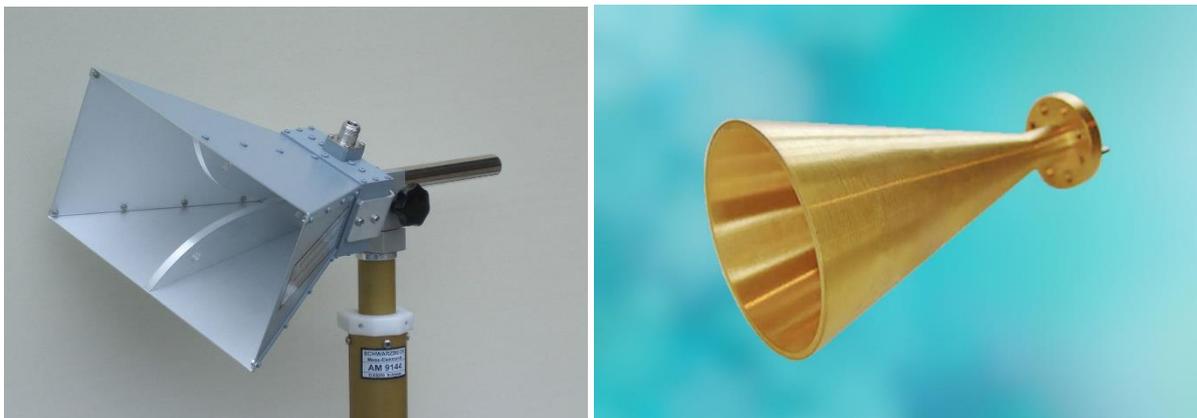


Figure 46. Photos d'antennes cornet.

### III.2.2. ANTENNE PARABOLIQUE

Les antennes basées sur des réflecteurs paraboliques [74] sont le type d'antenne directive le plus courant lorsqu'un gain élevé est requis. L'avantage principal est qu'ils sont conçus pour avoir un gain et une directivité aussi importants que nécessaire. Le principal inconvénient est que les grandes antennes sont difficiles à monter et sont susceptibles d'avoir un vent fort.

La propriété de base d'un réflecteur parabolique parfait est qu'il convertit une onde sphérique irradiant d'une source ponctuelle placée au centre vers une onde plane. Inversement, toute l'énergie reçue par l'antenne parabolique d'une source éloignée est réfléchiée en un seul point au centre de l'antenne. La position de la cible, ou distance focale, est donnée par :

$$f = \frac{D^2}{16 \times c} \quad (\text{II.1})$$

Où  $D$  est le diamètre de la parabole et  $c$  est la profondeur de la parabole en son centre.

La taille de la parabole est le facteur le plus important puisqu'elle détermine le gain maximum qui peut être obtenu à la fréquence donnée et la largeur de faisceau qui en résulte. Le gain et la largeur de faisceau obtenus sont donnés par :

$$G = \frac{(\pi \times D)^2}{\lambda^2} \times \eta \quad (\text{II.2})$$

$$BW = \frac{70\lambda}{D} \quad (\text{II.3})$$

Les paraboles jusqu'à un mètre sont généralement faites de matériaux solides. L'aluminium est fréquemment utilisé pour son avantage en termes de poids, sa durabilité et ses bonnes caractéristiques électriques. L'effet du vent augmente rapidement avec la taille de la parabole et devient alors un sérieux problème. On utilise souvent des antennes dont la surface réfléchissante est à mailles ouvertes. Celles-ci ont un rapport avant/arrière plus faible, mais sont plus sûres à utiliser et plus faciles à construire. Le cuivre, l'aluminium, l'acier galvanisé et le fer sont des matériaux de maillage appropriés.



Figure 47. Antennes paraboliques

### III.3. ANTENNE IMPRIMÉE :

Les antennes patch [75-77] sont populaires pour leurs caractéristiques attrayantes bien connues, telles qu'un profil compact, leur poids léger et leur compatibilité avec les circuits intégrés monolithiques à micro-ondes (MMIC). Leur principal inconvénient est une limitation intrinsèque de la bande passante, qui est due à la résonance de la structure du patch. D'autre part, les systèmes de communication modernes, tels que ceux des liaisons par satellite (GPS, véhicules, etc.), ainsi que les applications émergentes, telles que les réseaux locaux sans fil (WLAN), nécessitent souvent des antennes compactes et peu coûteuses, rendant ainsi la technologie plane utile, et parfois inévitable. De plus, grâce à leur légèreté, les antennes patch sont bien adaptées aux systèmes destinés à être montés sur des plates-formes aéroportées, comme les radars à synthèse d'ouverture (RSO) et les diffusiomètres. A partir de ces applications, une nouvelle motivation est donnée à la recherche de solutions innovantes qui surmontent les limites de bande passante des antennes patch.

L'antenne imprimée ou micro ruban est un modèle monocouche qui se compose généralement de quatre parties (patch, plan de masse, substrat et la partie d'alimentation). L'antenne patch peut être classée comme antenne résonnante à élément unique. Le patch est une bande métallique rayonnante très mince ( $t \ll \lambda_0$ , où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans l'espace libre) située d'un côté d'un substrat mince non conducteur, le plan de masse est le même métal situé de l'autre côté du substrat. La pièce métallique est normalement faite d'une mince couche de cuivre plaquée d'un métal résistant à la corrosion, comme l'or, l'étain ou le nickel. De nombreuses formes de patches sont conçues, certaines sont illustrées dans la figure 49 et la forme la plus populaire est le patch rectangulaire et circulaire. L'épaisseur de la couche de substrat est de 0,01-0,05 de longueur d'onde en espace libre. Il est utilisé principalement pour fournir un espacement approprié et un support mécanique entre le patch et son plan de masse. Il est aussi souvent utilisé avec des matériaux à constante diélectrique élevée pour réduire la taille du patch. La perte d'insertion du matériau de substrat doit être faible avec une tangente de perte minimale.

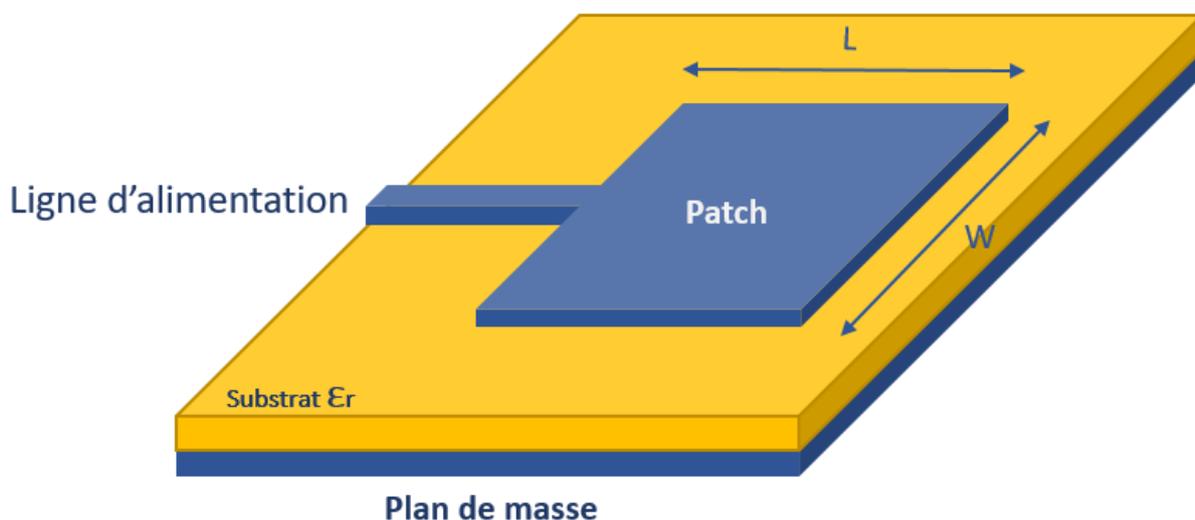


Figure 48. Représentation d'une antenne patch.

Il existe un grand nombre de formes d'antennes patch; elles ont été conçues pour répondre à des caractéristiques spécifiques. Certains des types courants sont illustrés à la figure 49 ; pour les fréquences d'ondes millimétriques, les types les plus courants sont les patches rectangulaires, les carrés et les circulaires.

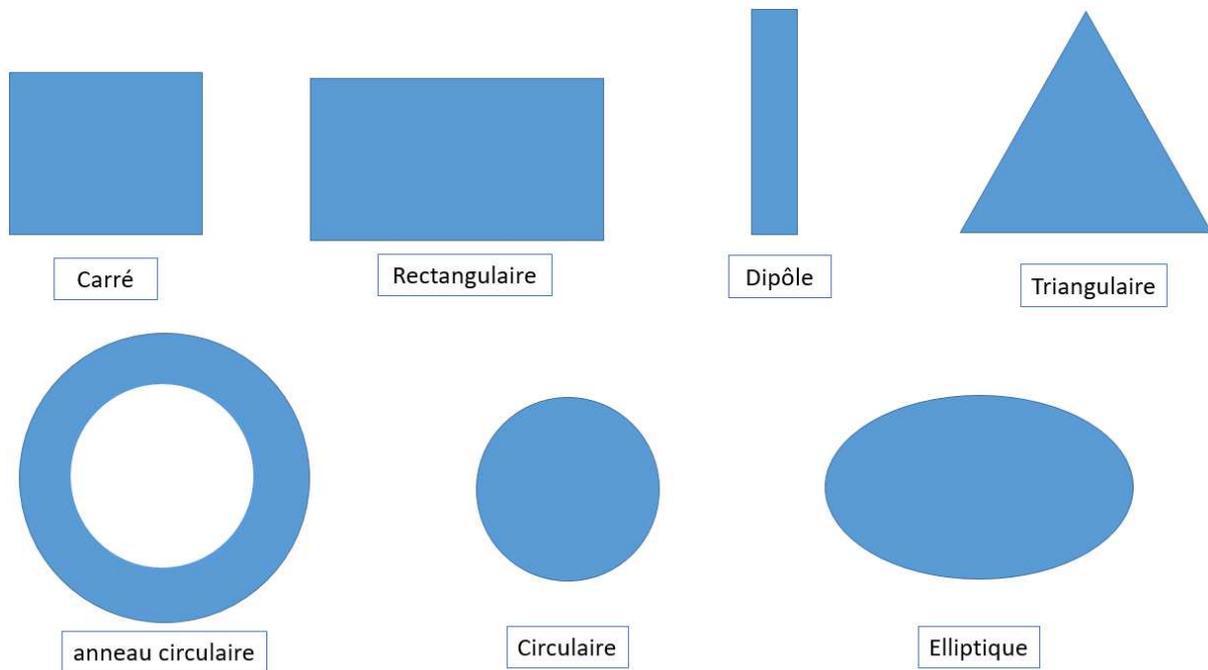


Figure 49. Quelques formes répondues de patches.

#### IV. MODÉLISATION DES ANTENNES PATCH

Il existe plusieurs façons de modéliser un patch en microbande. Cette modélisation est utilisée pour prédire les caractéristiques d'un patch microbande telles que la fréquence de résonance, la largeur de bande, le diagramme de rayonnement, etc. Les modèles habituellement utilisés sont le modèle de ligne de transmission [78-79] et le modèle de cavité [80], ces modèles sont basés sur certaines hypothèses, ce qui simplifie les calculs au détriment de la précision. Il existe d'autres modèles qui offrent une plus grande précision, comme le modèle Momentum à ondes entières, mais qui sont aussi plus complexes à analyser.

##### IV.1. MODÉLISATION PAR LIGNE DE TRANSMISSION

Ce modèle représente l'antenne à microbande par deux fentes de largeur  $W$  et de longueur  $\Delta L$ , séparées par une ligne de transmission de longueur  $L$  et de largeur  $W$ . La ligne de transmission est essentiellement une ligne non homogène de deux diélectriques, généralement le substrat et l'air. Par conséquent, cette ligne de transmission ne peut pas supporter le mode de transmission purement électromagnétique transversal (TEM), car les vitesses de phase seraient différentes dans l'air et dans le substrat. La valeur de  $\epsilon_{\text{reff}}$  est légèrement inférieure à celle de  $\epsilon_r$  car les champs de surface autour de la périphérie du patch ne sont pas confinés dans le substrat diélectrique mais sont également répartis dans l'air.

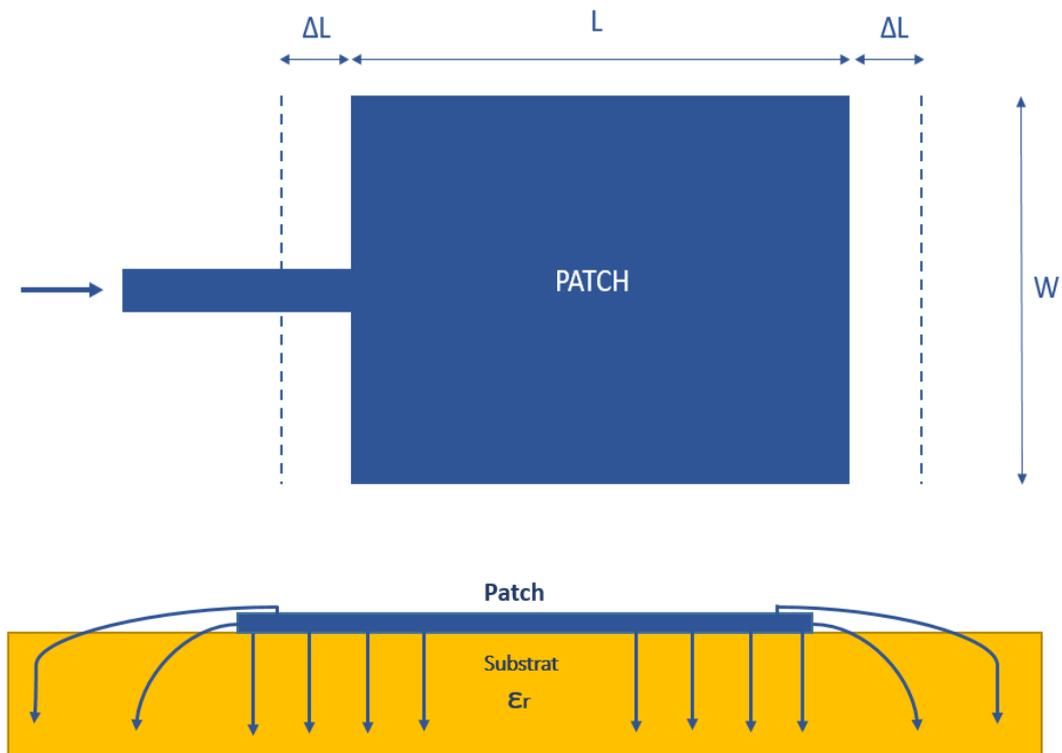


Figure 50. Représentation du modèle de ligne de transmission d'une antenne patch

La première approximation à prendre en considération est de supposer que l'épaisseur du conducteur  $t$  qui forme la ligne n'a aucun effet sur nos calculs, car elle est très mince par rapport au substrat  $h$ , ( $h \gg t$ ) ; nous utilisons donc ici des formules qui dépendent uniquement des dimensions de la ligne : La largeur  $W$ , la longueur  $L$  ainsi que la hauteur  $h$  et la constante diélectrique du substrat. L'impédance caractéristique de la ligne microbande peut s'écrire comme suit :

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{reff}} \left( 1.393 + \frac{w}{h} + \frac{2}{3} \ln\left(\frac{w}{h} + 1.444\right) \right)} \quad (\text{II.4})$$

La largeur du patch a un effet mineur sur les fréquences de résonance et le diagramme de rayonnement de l'antenne. D'autre part, il joue un rôle dans l'impédance d'entrée (sur le bord) de l'antenne et dans la largeur de bande à ses résonances. Pour permettre une bonne performance de l'antenne, une largeur pratique  $W$  est [68] :

$$W = \frac{C_0}{2F_0} \sqrt{\frac{2}{1 + \epsilon_r}} \quad (\text{II.5})$$

Où  $C_0$  est la vitesse de la lumière en espace libre, c'est-à-dire  $3 \times 10^8$  m/s et  $\epsilon_r$  est la constante diélectrique du matériau.

La longueur du patch détermine les fréquences de résonance de l'antenne. Il est important de ne pas oublier de déduire deux fois la longueur  $\Delta L$  qui correspond aux champs de surface [68] :

$$L = \frac{\lambda_{eff}}{2} - 2\Delta L \quad (II.6)$$

La longueur  $L$  doit être légèrement inférieure à la longueur d'onde du diélectrique. A cette fréquence d'opération,  $\lambda$  dépend de la constante diélectrique effective ( $\epsilon_{reff}$ ). Les bords du patch subissent des champs de surface car les dimensions qui sont la longueur et la largeur du patch sont finies. La quantité de ces champs est fonction de la hauteur du substrat et des dimensions du patch. Leur effet influence également la fréquence de résonance, de plus, ils donnent l'impression que la ligne de transmission a augmenté en taille électriquement par rapport à ses dimensions physiques. Par conséquent, on découvre que certaines de ces ondes se propagent dans le substrat et peu dans l'air, la constante diélectrique effective est introduite pour tenir compte de l'effet des champs de surface et aussi de la propagation des ondes dans la ligne. La valeur de cette constante diélectrique effective est donnée par :

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (II.7)$$

Il y a donc une augmentation de  $\Delta L$  de chaque côté du patch exprimée de la manière suivante :

$$\Delta L = 0.412 h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (II.8)$$

## IV.2. MODÈLE DE LA CAVITÉ

Malgré la facilité d'utilisation du modèle de la ligne de transmission, ce modèle a quelques inconvénients inhérents. Pour pallier à ce problème, on peut employer le modèle de la cavité. Dans ce modèle, la région intérieure (le substrat diélectrique) est modélisée comme une cavité limitée par des "murs électriques" horizontaux (l'élément rayonnant et le plan de masse) et des "murs magnétiques" transversaux à pertes. Les conditions aux limites de la structure nous mènent à des modes de type  $TM_{mp}$  (avec  $p=0$  dans le cas de substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement). Le modèle de cavité n'est pas un modèle idéalement convenable à résoudre le problème de réseaux et de balayage, mais il a été employé avec grand succès pour l'élément simple.

L'hypothèse ci-dessus est basée sur la constatation de :

- Il n'y a que trois composantes de champ dans la région délimitée par la cavité :  $E$  dans l'axe  $z$  et deux composantes de  $H$  le long des axes  $x$  et  $y$ .
- Comme  $h$  (hauteur du substrat) est très mince ( $h \ll \lambda$ ), le champ dans la zone intérieure ne subit aucune variation en fonction des coordonnées  $z$  de toutes les fréquences.

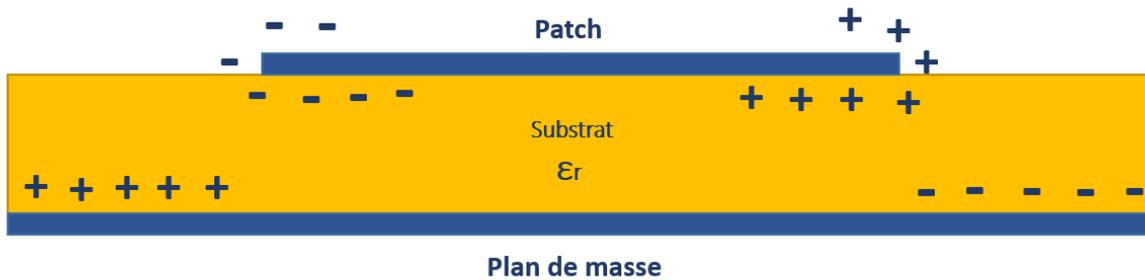


Figure 51. Représentation du modèle de cavité d'une antenne patch.

Ce modèle est assez utile pour analyser les résonateurs à microbande dont le bord s'étend légèrement pour tenir compte du champ de surface. On peut interpréter le mécanisme du modèle cavité comme suit :

Lorsque l'antenne microbande est connectée à une source hyperfréquence, la distribution de charge sera établie sur les plans supérieur et inférieur de l'antenne comme indiqué sur la figure. La répartition de la charge est contrôlée par deux mécanismes : attractif et répulsif. La force d'attraction se situe entre les charges opposées sur le patch et sur le plan de masse, elle crée une densité de courant à l'intérieur du diélectrique au bas du patch. La zone de force répulsive se situe entre les charges similaires, ce qui a pour effet de les déplacer du bas du patch vers le haut, ce qui crée une densité de courant comme indiqué sur la figure.

Dans le cas des antennes à microbande  $W \gg h$ , le mécanisme attractif domine et la concentration des charges sera dans le diélectrique sous le patch, et le flux de courant autour du bord peut être négligé car il diminue lorsque le rapport hauteur/largeur diminue. Cela permettrait de modéliser les quatre parois latérales comme de parfaites surfaces magnétiques conductrices qui, idéalement, ne perturberaient pas le champ magnétique et, par conséquent, la distribution du champ électrique sous le patch. Cette bonne approximation du modèle de cavité nous amène à considérer les parois latérales comme de parfaites parois magnétiques conductrices.

## V. PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES DES ANTENNES PATCH

Il existe de divers paramètres et figures de mérite qui caractérisent la performance d'un système antennaire, certains d'entre eux sont indissociablement liés et il n'est pas nécessaire de les spécifier tous pour décrire complètement les performances de l'antenne.

### V.1. DIAGRAMME DE RAYONNEMENT

Le diagramme de rayonnement est défini comme une fonction mathématique ou une représentation graphique des propriétés de rayonnement de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales. Les propriétés de rayonnement comprennent la densité du flux de puissance, l'intensité du rayonnement, la force du champ, la directivité de phase ou la polarisation. La propriété du rayonnement la plus préoccupante est la distribution spatiale en deux ou trois dimensions de l'énergie rayonnée, en fonction de la position de l'observateur sur

un chemin ou une surface à rayons constants. Dans la pratique, le modèle tridimensionnel est mesuré et enregistré dans une série de modèles bidimensionnels. Cependant, pour la plupart des applications pratiques, quelques tracés du modèle en fonction de  $\theta$  pour certaines valeurs particulières de  $\phi$ , plus quelques tracés en fonction de  $\phi$  pour certaines valeurs particulières de  $\theta$ , fournissent la plupart des informations utiles et requises. Un digramme de rayonnement comprend plusieurs types de lobes à savoir :

Un lobe principal (majeur) est défini comme le lobe de rayonnement contenant la direction du rayonnement maximal. Dans certaines antennes, comme les antennes multi lobes ou à faisceau divisé, il peut y avoir plusieurs lobes principaux.

Un lobe secondaire est défini comme un lobe de rayonnement dans toute direction autre que celle du lobe principal. Le niveau d'amplitude d'un lobe secondaire par rapport au lobe principal (habituellement exprimé en décibels) est appelé niveau du lobe secondaire.

La largeur de faisceau (ou angle d'ouverture) d'une antenne est généralement interprétée comme étant la largeur de faisceau à mi- puissance. L'intensité de rayonnement maximale est trouvée, puis les points de chaque côté du pic qui représentent la moitié de la puissance de l'intensité maximale sont situés. La distance angulaire entre les demi-points de puissance est définie comme la largeur du faisceau. La moitié de la puissance exprimée en décibels est de -3 dB, de sorte que la largeur de faisceau de la moitié de la puissance est parfois appelée largeur de faisceau de 3 dB. En général, les largeurs de faisceau horizontales et verticales sont prises en compte.

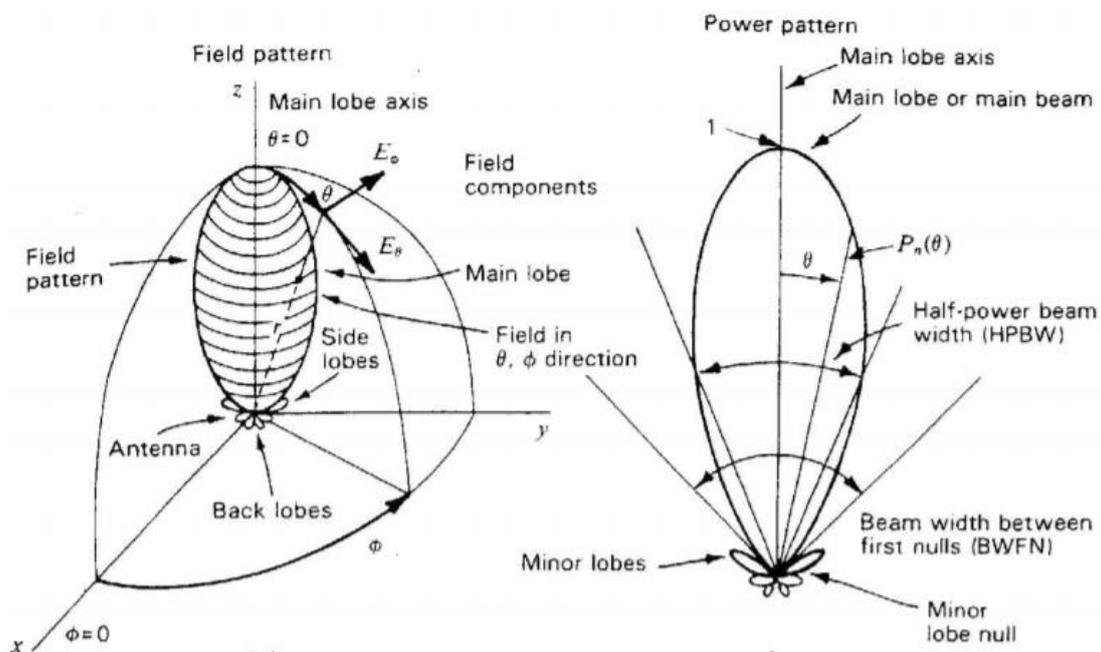


Figure 52. Différents paramètres d'un digramme de rayonnement.

Dans un diagramme de rayonnement d'antenne, on constate l'existence de zone de silence, il s'agit d'une zone dans laquelle la puissance apparente rayonnée est au minimum. Un zéro a

souvent un angle de directivité étroit par rapport à celui du faisceau principal. Ainsi, la valeur nulle est utile à plusieurs fins, telles que la suppression des signaux brouilleurs dans une direction donnée.

Il existe deux types de diagramme de rayonnement : absolu et relatif. Les diagrammes de rayonnement absolus sont présentés en unités absolues d'intensité de champ ou de puissance. Les diagrammes de rayonnement relatifs sont exprimés en unités relatives d'intensité de champ ou de puissance. La plupart des mesures du diagramme de rayonnement sont relatives à l'antenne isotrope.

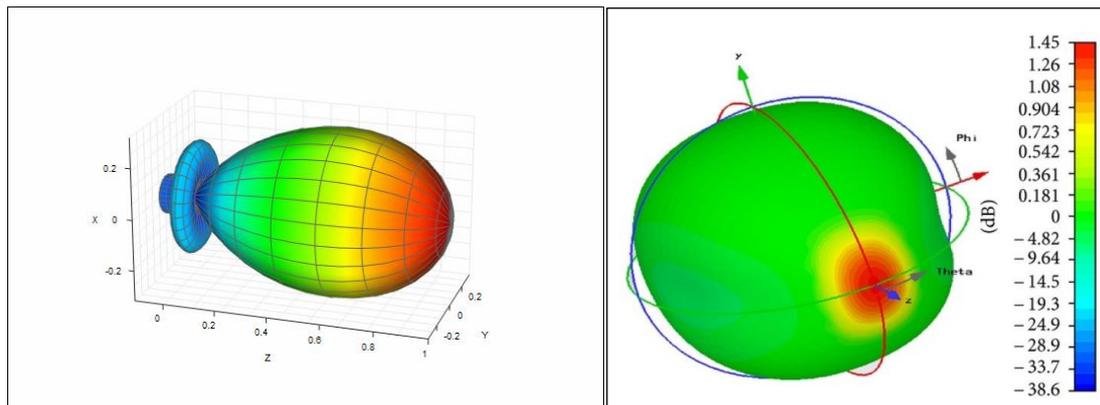


Figure 53. Diagramme de rayonnement 3D.

### **Champ proche et champ lointain :**

Le diagramme de rayonnement dans la région proche de l'antenne n'est pas le même que le diagramme à grande distance. Le terme champ proche désigne le diagramme qui existe à proximité de l'antenne, tandis que le terme champ lointain désigne le diagramme à grande distance. Le champ lointain est aussi appelé champ de rayonnement, et c'est ce qui est le plus souvent d'intérêt. Normalement, c'est la puissance rayonnée qui est intéressante, et c'est pourquoi les diagrammes d'antenne sont habituellement mesurés dans la région de champ lointain. Pour la mesure de diagramme, il est important de choisir une distance suffisamment grande pour être dans le champ lointain, bien en dehors du champ proche. La distance minimale admissible dépend des dimensions de l'antenne par rapport à la longueur d'onde.

## V.2. POLARISATION

La polarisation est la courbe tracée par le point final de la flèche (vecteur) représentant le champ électrique instantané. Autrement dit, la polarisation est une propriété de l'onde électromagnétique ; elle décrit l'amplitude et la direction du vecteur champ électrique en fonction du temps, c'est-à-dire "l'orientation du champ électrique pour une position donnée dans l'espace". Le champ doit être observé dans le sens de la propagation. La polarisation est de trois catégories : linéaire, circulaire ou elliptique. En général, le graphe que le champ électrique trace est une ellipse, et on dit que le champ est elliptiquement polarisé.

D'un point de vue technique, la polarisation linéaire est définie comme la polarisation d'une onde électromagnétique dans laquelle le vecteur électrique en un point fixe de l'espace reste orienté dans une direction fixe, bien que son amplitude varie. Il existe deux formes de

polarisation linéaire : verticale, où le champ électrique est perpendiculaire à la surface de la Terre, et horizontale, où le champ électrique est parallèle à la surface de la Terre. Les deux directions peuvent être utilisées simultanément sur la même fréquence. Un fil droit simple a une polarisation lorsqu'il est monté verticalement et une polarisation différente lorsqu'il est monté horizontalement. Par contre, l'antenne à polarisation circulaire rayonne dans tous les plans dans la direction de propagation (verticale, horizontale et entre eux). Le plan de propagation tourne en cercle faisant un cycle complet en une période d'onde. La polarisation peut être dans le sens des aiguilles d'une montre (RHCP, polarisation à droite) ou dans le sens inverse (LHCP, polarisation à gauche). La polarisation linéaire est utilisée dans des applications telles que la transmission TV. La polarisation circulaire est largement utilisée dans les communications par satellite parce que la polarisation linéaire est faible et difficile à adapter dans les satellites à cause de ce que l'on appelle la rotation de Faraday de l'onde électromagnétique, qui signifie que "l'onde électromagnétique polarisée linéairement peut tourner d'une quantité inconnue (dépendent de l'épaisseur et de la température de l'ionosphère, ainsi que de la fréquence; la rotation est élevée aux basses fréquences et faible aux hautes fréquences)".

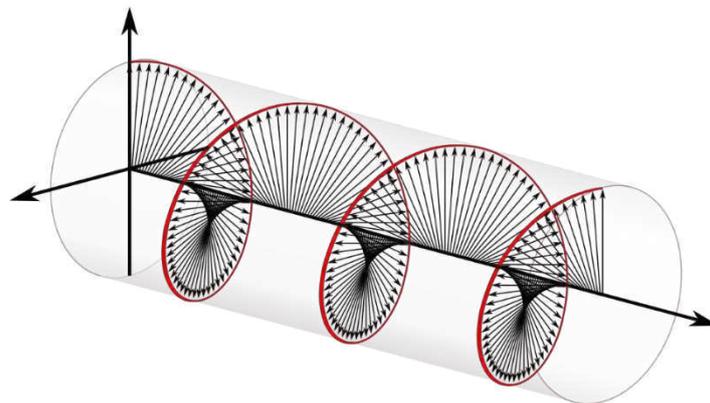


Figure 54. Représentation d'une polarisation circulaire.

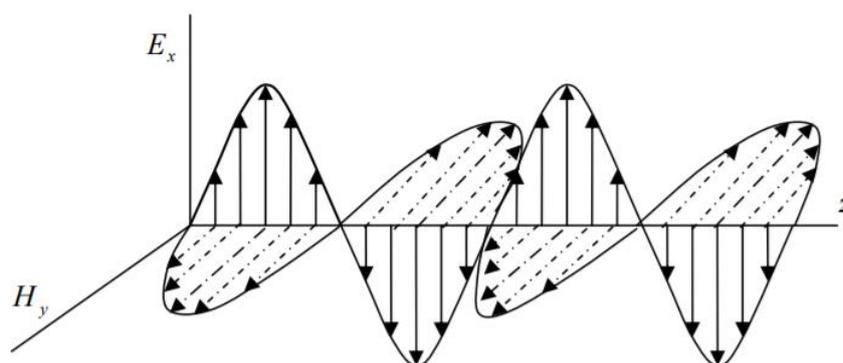


Figure 55. Représentation d'une polarisation linéaire.

### V.3. DIRECTIVITÉ

La directivité est la capacité d'une antenne à focaliser l'énergie dans une direction particulière lorsqu'elle émet, ou à mieux recevoir l'énergie d'une direction particulière lorsqu'elle reçoit. Dans une situation statique, il est possible d'utiliser la directivité de l'antenne pour concentrer le faisceau de rayonnement dans la direction souhaitée. Cependant, dans un système dynamique où l'émetteur-récepteur n'est pas fixe, l'antenne doit rayonner de façon égale dans toutes les directions, ce que l'on appelle une antenne omnidirectionnelle. La directivité d'une antenne dans une direction  $(\varphi, \theta)$  donnée peut donc être exprimée par le rapport de la densité de puissance rayonnée  $P_r$  sur la puissance rayonnée par une antenne isotrope.

$$D(\varphi, \theta) = \frac{P_r(\varphi, \theta)}{P_{r-isotrope}/4\pi} \quad (\text{II.9})$$

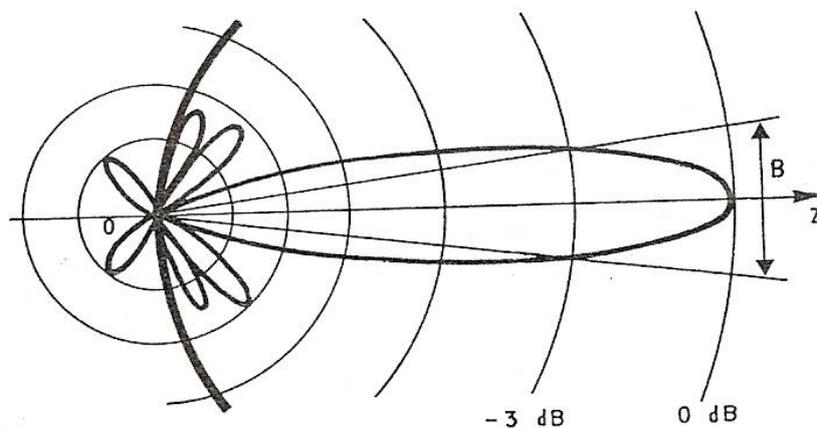


Figure 56. Diagramme de rayonnement d'une antenne directive.

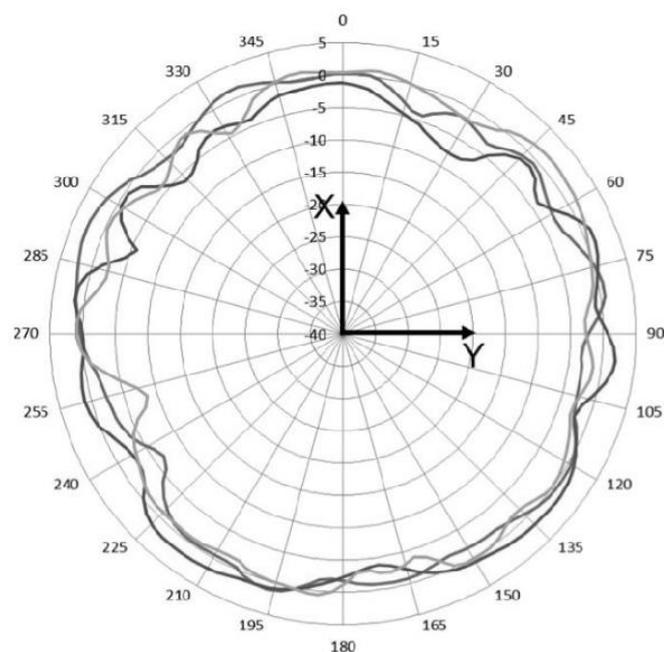


Figure 57. Diagramme de rayonnement d'une antenne omnidirectionnelle.

## V.4. GAIN

Le gain n'est pas une notion qui peut être définie en termes de grandeur physique telle que le Watt ou l'Ohm, cependant c'est un rapport sans dimension. Le gain est donné en référence à une antenne standard. Les deux antennes de référence les plus courantes sont l'antenne isotrope et l'antenne dipôle résonnante demi-onde. L'antenne isotrope rayonne uniformément dans toutes les directions. Les antennes isotropes réelles n'existent pas, mais elles fournissent des diagrammes d'antenne théoriques simples et utiles pour comparer les antennes réelles. Toute antenne réelle rayonnera plus d'énergie dans certaines directions que dans d'autres. Puisqu'elle ne peut pas créer d'énergie, la puissance totale rayonnée est la même que celle d'une antenne isotrope, donc dans d'autres directions elle doit rayonner moins d'énergie. Le gain d'une antenne dans une direction donnée est la quantité d'énergie rayonnée dans cette direction par rapport à l'énergie qu'une antenne isotrope rayonnerait dans la même direction avec la même puissance d'entrée. Habituellement, nous ne nous intéressons qu'au gain maximal, qui est le gain dans la direction dans laquelle l'antenne rayonne la plus grande partie de la puissance. Un gain d'antenne de 3 dB par rapport à une antenne isotrope serait écrit 3 dBi. Le dipôle résonnant demi-onde peut être un repère utile pour la comparaison avec d'autres antennes à une fréquence ou sur une bande très étroite de fréquences. Un gain d'antenne de 3 dB par rapport à une antenne dipôle serait de 3 dBd. La méthode de mesure du gain par comparaison de l'antenne testée avec une antenne standard connue, qui a un gain étalonné, est techniquement connue sous le nom de technique de transfert de gain. Une autre méthode pour mesurer le gain est la méthode des 3 antennes, où la puissance émise et reçue aux bornes de l'antenne est mesurée entre trois antennes arbitraires à une distance fixe connue. Le gain peut être donc exprimé de la façon suivante :

$$G(\varphi, \theta) = \frac{P_r(\varphi, \theta)}{P_a/4\pi} \quad (\text{II.10})$$

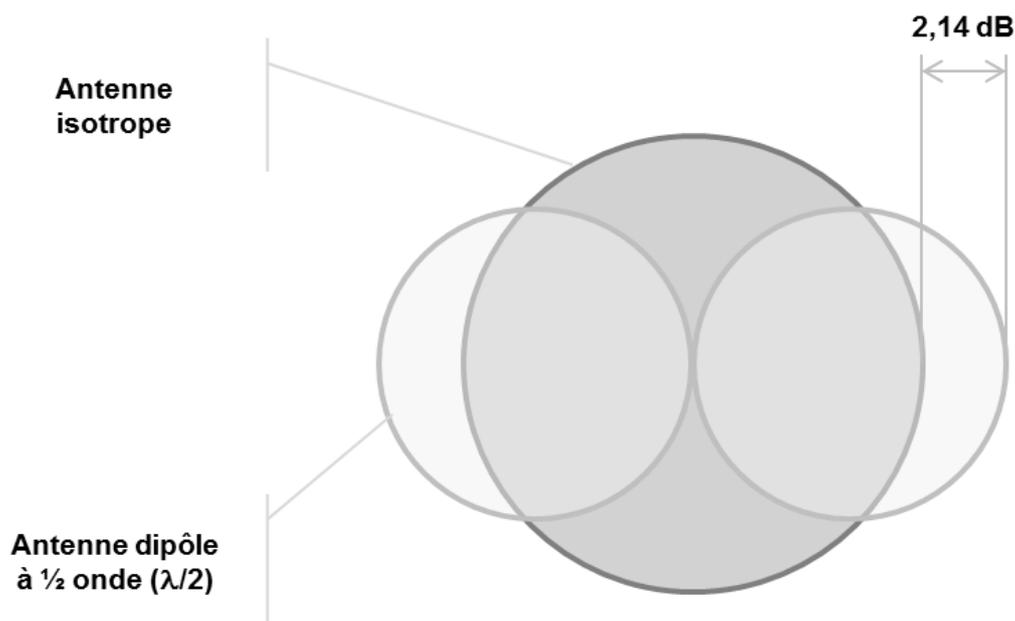


Figure 58. Mesure de gain par rapport à une antenne isotrope ou demi-onde.

## V.5. ADAPTATION D'IMPÉDANCE D'ENTRÉE

Les lignes de transmission sont le plus souvent utilisées pour adapter les impédances réelles. L'adaptation d'impédance à une fréquence peut être obtenue en allongeant la longueur de la ligne d'alimentation de l'antenne ou bien en concevant des réseaux d'adaptions ayant différentes formes afin de parvenir à l'état d'adaptation voulu. Bien qu'il s'agisse d'une procédure complexe nécessitant des essais et une validation, l'adaptation d'antenne est essentielle dans toutes les conceptions RF. L'adaptation d'impédance d'entrée assure une efficacité maximale; sans une bonne adaptation, l'antenne devient un point d'étranglement de performance en raison d'une portée réduite, d'une consommation d'énergie accrue et d'une mauvaise qualité de transmission. Les progrès récents de l'Internet des objets et des applications intelligentes exigent des systèmes d'antennes très efficaces et fiables.

L'adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne à  $50 \Omega$  est une condition nécessaire pour s'assurer que la puissance est transférée du circuit RF à l'antenne avec une quantité négligeable de réflexion. Le rapport d'onde stationnaire (ROS) est une mesure qui définit à quel point l'impédance de l'antenne est adaptée à l'impédance de la ligne  $T_x$  connectée. Une valeur inférieure à 1,5 est souhaitable. Un faible ROS permet un transfert de puissance maximal de la ligne de transmission. Le ROS peut être exprimé en termes de coefficient de réflexion  $\Gamma$  (S11), qui renvoie à la puissance réfléchiée par l'antenne.  $\Gamma$  est une fonction de l'impédance de charge,  $Z_c$  et de l'impédance caractéristique,  $Z_0$ .

$$SWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (\text{II.10})$$

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (\text{II.12})$$

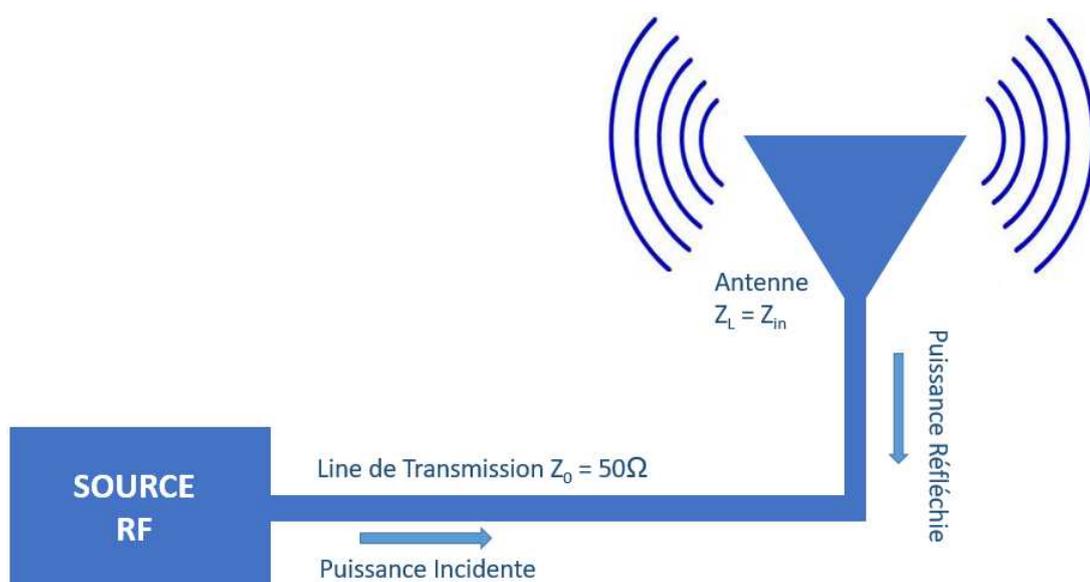


Figure 59: Principe d'adaptation d'impédance d'entrée

## V.6. EFFICACITÉ DE L'ANTENNE

L'efficacité de rayonnement est une mesure de la puissance rayonnée par l'antenne sous forme d'onde électromagnétique par rapport à l'énergie fournie aux bornes de l'antenne. Si une antenne est considérée comme un composant électrique totalement idéal, elle transformerait toute l'énergie fournie à ses bornes en une énergie électromagnétique rayonnante qui se propage dans l'espace avoisinant. Cela n'est possible qu'en théorie, et ainsi dans la vie réelle, une partie de la puissance fournie aux bornes de l'antenne est toujours perdue. Par exemple, la désadaptation entre l'élément d'antenne et le réseau d'alimentation entraîne des pertes de puissance. De plus, le matériau de l'antenne perd de l'énergie simplement par sa nature et crée de la chaleur involontaire. L'ensemble de ces pertes conduit à des situations où l'efficacité rayonnée de l'antenne en fonctionnement réel est toujours inférieure à 100% (égale à 0 dB). L'efficacité de l'antenne est mesurée dans une chambre anéchoïque en fournissant de l'énergie aux éléments d'alimentation de l'antenne et en mesurant l'intensité du champ électromagnétique rayonné dans l'espace environnant. Une bonne antenne, en général, rayonne 50 à 60 % de l'énergie qui lui est fournie (-3 à -2,2dB).

L'efficacité de l'antenne est une mesure utile et pertinente de "l'efficacité économique" de l'antenne. D'un simple coup d'œil, il est possible d'évaluer la capacité de l'antenne à utiliser l'énergie fournie aux blocs de connexion et de déterminer la quantité d'énergie requise du module radio afin d'atteindre un certain niveau de performance. L'efficacité de l'antenne ne tient pas compte de la direction du rayonnement et constitue donc une mesure de performance utile pour mesurer l'efficacité des appareils mobiles, qui ont un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Dans les appareils mobiles, aucune direction spécifique de rayonnement n'est soulignée. Par contre, si l'antenne est censée rayonner dans une direction spécifique (c'est-à-dire si l'antenne est conçue pour avoir certaines caractéristiques de directivité dans son diagramme de rayonnement), le gain d'antenne est une meilleure mesure de performance. Il est possible qu'une antenne ait un bon rendement, mais dans une ou plusieurs directions spécifiques, le diagramme de rayonnement est nul et aucun rayonnement n'est donc enregistré dans cette direction particulière.

L'expression générale de l'efficacité du rayonnement peut être trouvée dans la plupart des livres d'antennes :

$$E = \frac{P_{rad}}{P_{rec}} \quad (\text{II.13})$$

Avec  $P_{rad}$  est la puissance rayonnée par l'antenne.

$P_{rec}$  est la puissance reçue par l'antenne.

L'efficacité peut également être exprimée en termes de facteur de qualité Q comme suit :

$$E = \frac{1/Q_{rad}}{1/Q_t} = \frac{Q_t}{Q_{rad}} \quad (\text{II.14})$$

Avec  $Q_t$  est le facteur de qualité total

$Q_{rad}$  est le facteur de qualité due au pertes par rayonnement.

$$\frac{1}{Q_t} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{sw}} \quad (\text{II.15})$$

Avec  $Q_c$  est le facteur de qualité due au pertes par conduction (ohmic).

$Q_d$  est le facteur de qualité due au pertes du diélectrique.

$Q_{sw}$  est le facteur de qualité due aux ondes de surface.

## V.7. TECHNIQUES D'EXCITATION D'UNE ANTENNE PATCH

Le processus d'alimentation est un point crucial dans l'étude des antennes imprimées. En effet, l'énergie est fournie à l'élément rayonnant d'une manière qui peut avoir un impact immédiat sur son rayonnement et ainsi modifier ses performances. L'alimentation électrique de l'antenne est aussi fonction de la façon dont l'antenne est intégrée dans le système. D'autre part, l'adaptation d'impédance est l'aspect le plus important dans l'alimentation d'une antenne, quelle que soit la technique utilisée. Ce paramètre assure que la plus grande partie de la puissance est transférée de l'alimentation au patch rayonnant. Mais l'adaptation d'impédance est également associée aux rayonnements non désirés et aux pertes d'ondes de surface, qui sont causés par des discontinuités telles que des coudes, des jonctions, des stubs, et des transformateurs à impédance étagée. Il est également important de considérer la pertinence d'une alimentation pour les réseaux d'antennes.

Les méthodes d'alimentation des antennes patch peuvent être classées en deux catégories [81]:

- Méthode d'alimentation par contact.
- Méthode d'alimentation par couplage.

Dans les méthodes d'excitation avec contact, la puissance est acheminée aux patchs rayonnants en utilisant un élément de contact tels le câble coaxial et la ligne microbande. Dans la deuxième classe d'excitation, le couplage électromagnétique est utilisé pour transmettre la puissance de la ligne microbande au patch rayonnant.

### V.7.1. MÉTHODES D'ALIMENTATION PAR CONTACT

#### V.7.1.1 EXCITATION AVEC SONDE COAXIAL

L'alimentation coaxiale [82] ou l'alimentation par sonde est une technique très courante utilisée pour alimenter les antennes patch Micro ruban. Le conducteur interne du connecteur coaxial traverse le diélectrique et est soudé à la plaque rayonnante, tandis que le conducteur externe est

relié au plan de masse. Le principal avantage de ce type d'excitation est que l'alimentation peut être placée à n'importe quel endroit désiré à l'intérieur du patch afin de l'adapter à son impédance d'entrée.

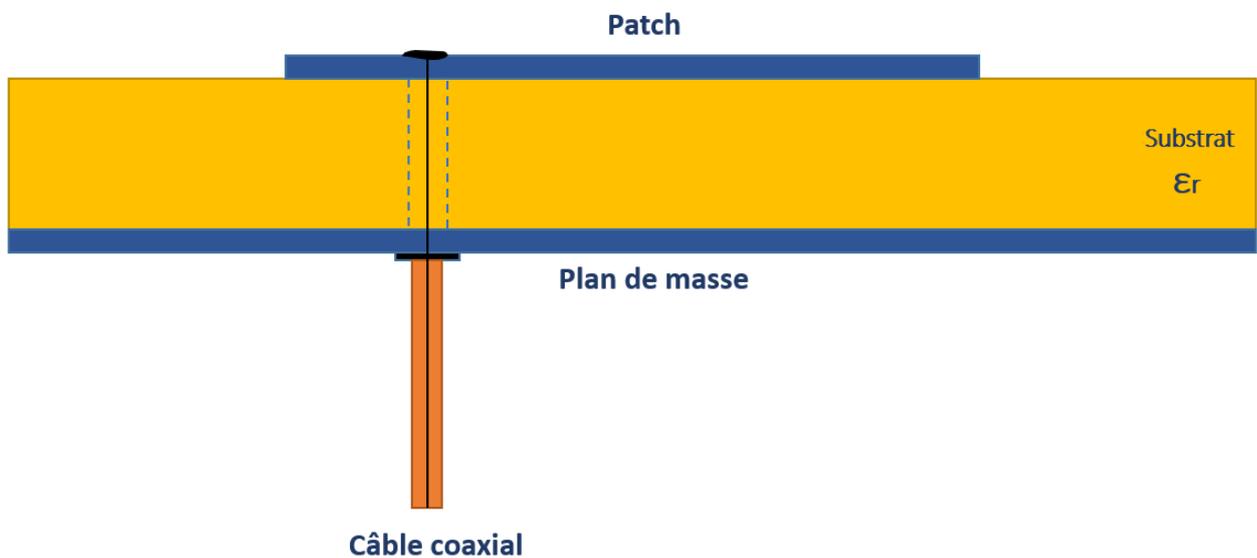


Figure 60. Alimentation d'une antenne patch par sonde coaxiale.

Avantages :

- Simplicité.
- Compatibilité parfaite avec les câbles coaxiaux.
- Adaptation facile à obtenir grâce au réglage de la position de l'alimentation.

Inconvénients :

- Rayonnement significatif de la sonde (alimentation) pour les substrats plus épais.
- Inductance significative de la sonde pour les substrats plus épais (limite la largeur de bande).
- Difficilement compatible avec les réseaux d'antennes.

### V.7.1.2 EXCITATION AVEC LIGNE MICRO RUBAN

Le moyen le plus performant d'alimenter une antenne patch est la connexion directe par l'intermédiaire d'une microbande [83]. Dans ce type d'alimentation, une bande de cuivre est connectée directement au bord de l'antenne en question. La ligne de cuivre est plus petite en largeur par rapport au patch. L'avantage de ce type d'alimentation est qu'il peut être gravé sur le même plan de l'antenne, il est facile à fabriquer et simple à adapter à la résonance. C'est l'une des techniques les plus utilisées dans les antennes imprimées, et c'est aussi celle utilisée dans nos structures d'antennes.

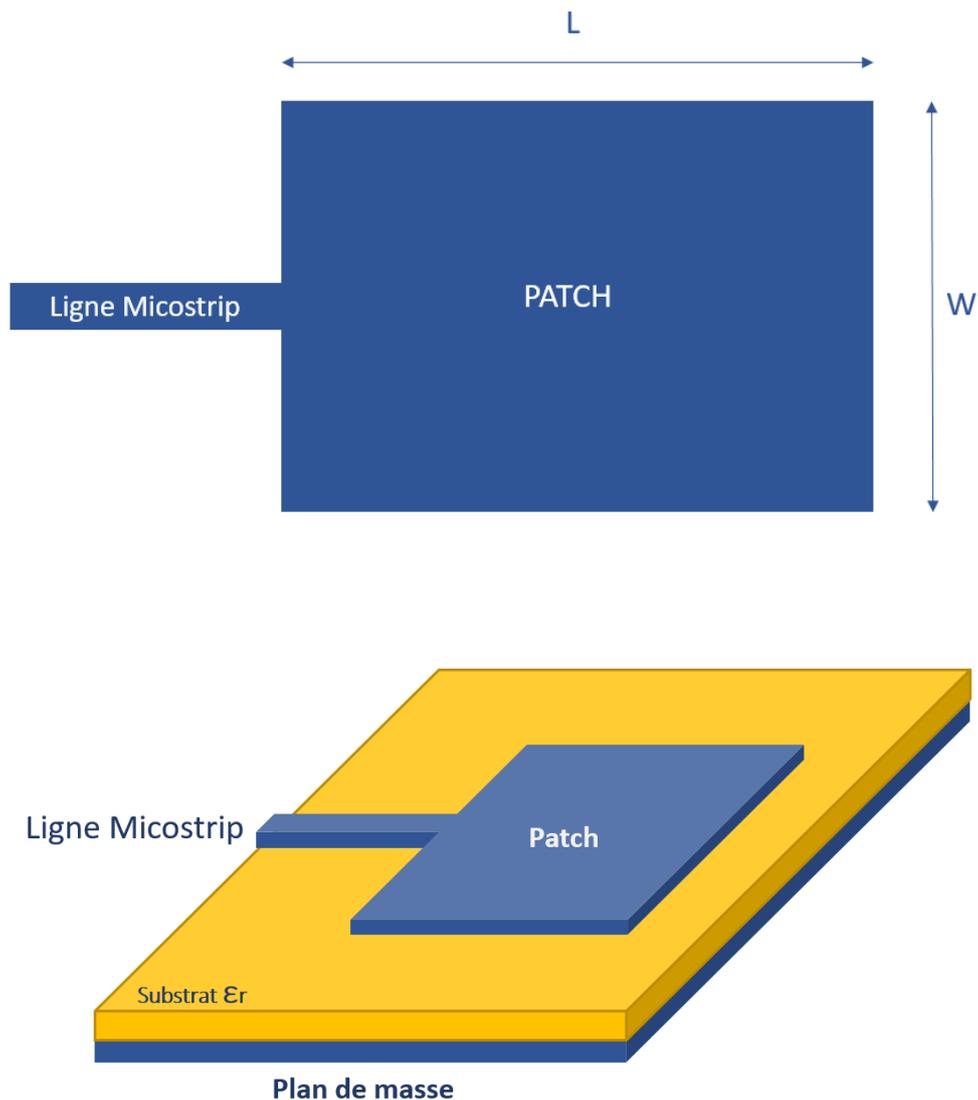


Figure 61. Alimentation d'une antenne patch par ligne Micro ruban.

Parfois nous avons recours à faire avancer la ligne d'alimentation sur le patch de tel façon à former une encoche, le but de la section en encoche dans le patch est de faire adapter l'impédance de la ligne d'alimentation au patch sans avoir besoin d'un élément d'adaptation supplémentaire. Ceci est obtenu en contrôlant correctement la position de l'encoche.

## V.7.2. MÉTHODES D'ALIMENTATION SANS CONTACT

### V.7.2.1. EXCITATION PAR COUPLAGE PAR OUVERTURE

Dans cette technique [84], le réseau d'alimentation est séparé du patch rayonnant par un plan de masse commun, l'élément de la surface rayonnante microbande est gravé sur le dessus du substrat 1 de l'antenne et la ligne d'alimentation est gravée sur le dessous du substrat 2, l'énergie est couplée électromagnétiquement par une ouverture du plan de masse et l'on peut donc choisir indépendamment l'épaisseur et la constante diélectrique des deux substrats pour optimiser les fonctions électriques distinctes du rayonnement et du circuit. L'utilisation d'une fente rectangulaire améliore le couplage, pour une zone d'ouverture donnée, en raison de sa

polarisabilité magnétique accrue, la plupart des antennes microbande à couplage par ouverture utilisent maintenant des fentes rectangulaires, ou leurs variations. Cette ouverture est généralement centrée par rapport à l'antenne patch où le champ magnétique maximal de l'antenne est présent. Pour un couplage maximal, il est préférable d'utiliser une fente rectangulaire parallèle aux deux bords rayonnants. Deux mécanismes de couplage très similaires ont lieu, l'un entre la ligne d'alimentation et la fente et l'autre entre la fente et le patch, la figure montre la géométrie de l'antenne patch excitée par couplage par proximité :

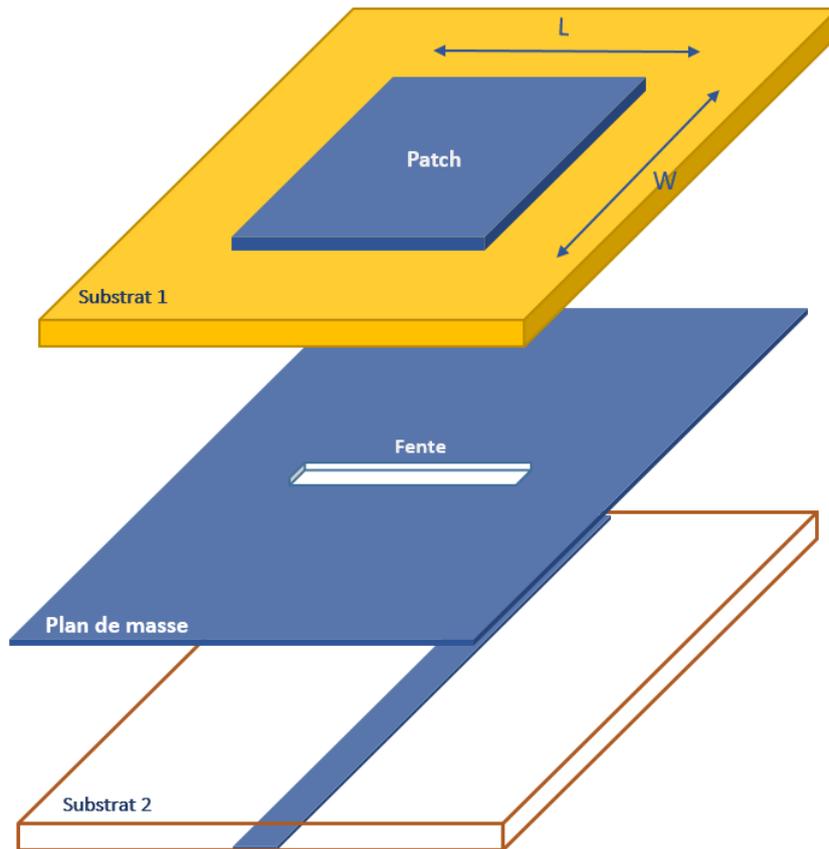


Figure 62. Alimentation d'une antenne patch par couplage par ouverture.

Généralement, des matériaux à haute permittivité sont utilisés pour le substrat inférieur, tandis que des matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur afin d'optimiser le rayonnement du patch. Ce type d'alimentation est difficile à concevoir en raison des multiples couches qui augmentent l'épaisseur de l'antenne.

#### V.7.2.2. EXCITATION PAR COUPLAGE PAR PROXIMITÉ

La méthode d'alimentation couplée par proximité [85] est basée sur deux substrats diélectriques utilisés de sorte que la ligne d'alimentation se trouve entre les deux substrats et l'antenne patch rayonnante se trouve sur le substrat supérieur. Le principal avantage de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine le rayonnement parasite de l'alimentation et fournit une bande passante élevée due à l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne. Ce système offre aussi le choix entre deux milieux diélectriques, l'un pour le patch et l'autre pour la ligne d'alimentation

afin d'optimiser les performances de l'antenne. L'adaptation peut être obtenue en contrôlant la profondeur de la ligne d'alimentation sous le patch et la largeur du patch. Parmi les inconvénients de cette méthode d'alimentation, citons la difficulté de fabrication en raison des deux couches diélectriques nécessitant un alignement correct, ainsi que la difficulté d'intégrer des dispositifs actifs. Notons aussi qu'il y a une augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne et du coût.

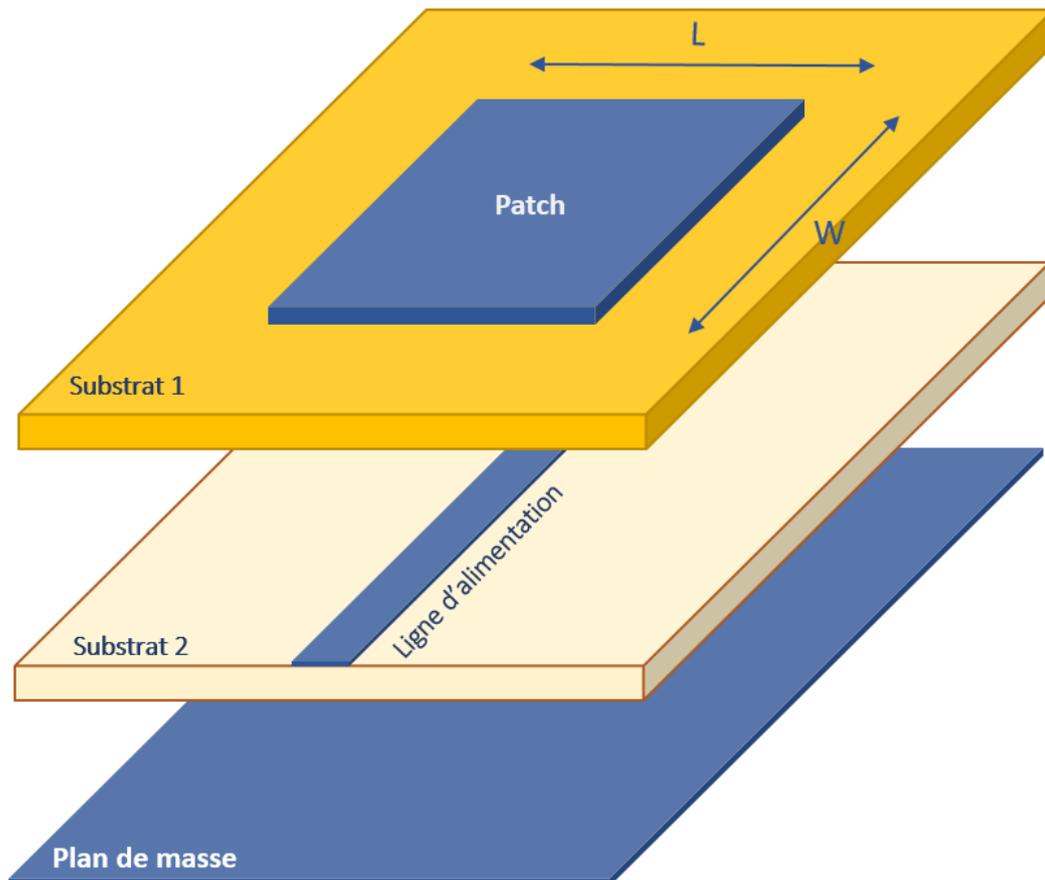


Figure 63. Alimentation d'une antenne patch par couplage par proximité.

## VI. CONCLUSION

Par le biais de ce chapitre nous avons mis le point sur la partie antenne d'un système de transmission d'énergie sans fil. Nous avons dû souligner l'importance qu'occupe cet élément dans un système Rectenna, et ce, grâce au véritable succès que l'ingénierie des antennes a connu au cours de ces dernières décennies. Plusieurs types d'antennes sont à disposition pour les travaux de conception et de réalisation, par contre, les antennes patch prédomine les applications de récupération d'énergie sans fil suite aux multitudes d'avantages que présente cette catégorie d'antenne tels que :

- Poids faible et encombrement réduit.
- Configuration plane à profil bas qui peut être facilement adaptée à la surface du montage.

- Faible coût de fabrication, elle peut donc être fabriquée en grandes quantités.
- Prise en charge de la polarisation linéaire et circulaire.
- Peut être facilement connectée à des circuits intégrés micro-ondes.
- Capable de fonctionner sur multiples bandes de fréquences.
- Mécaniquement robuste lorsqu'elle est montée sur des surfaces rigides.

De plus, la manière dont on alimente une antenne patch a un impact majeur sur les performances ainsi que sur la compacité de l'élément rayonnant. La méthode la plus optimale, d'après l'étude conclue dans ce présent chapitre, est celle utilisant une ligne micro ruban sur le même plan que l'antenne cible. D'autre part, les performances d'une antenne sont évaluées à l'aide de plusieurs paramètres et figures de mérite on en cite à titre d'exemple : le gain, la directivité, l'efficacité, la polarisation, l'adaptation d'impédance, etc...

Dans un autre volet, et afin d'améliorer et rendre facile la conception et la modélisation des antennes, un progrès de l'architecture informatique et des méthodes de calcul numérique ont vu le jour, en contribuant ainsi au succès de la technologie des antennes. Aujourd'hui, l'ingénierie des antennes est considérée comme un véritable art d'ingénierie.

# Chapitre III :

## Conception, optimisation et réalisation de convertisseurs RF-DC dans la bande ISM

## I. INTRODUCTION

Au fur et à mesure que la fréquence augmente, les appareils à micro-ondes sont de plus en plus variés et intègrent de plus en plus de composants et de fonctions. Un système peut aussi bien inclure des composants de puissance que des modules rayonnants, des lignes de transmission, etc. De plus, les composants peuvent avoir des formes très diverses. Dans la plupart des cas, la simulation et l'optimisation individuelle de chaque fonction est jugée insuffisante. De larges écarts entre les résultats expérimentaux et les simulations peuvent être constatés. Ces divergences s'expliquent le plus souvent par la modélisation numérique, qui ne prend pas en compte tous les phénomènes physiques, y compris les couplages et les échanges entre les différents éléments de la structure de l'appareil. Pour étudier un appareil à micro-ondes, il existe plusieurs démarches, selon la façon dont le problème est traité et la fiabilité recherchée. En effet, il y a la méthode électromagnétique qui est basée sur les équations de Maxwell et qui tient compte de la totalité des phénomènes électromagnétiques existants sur le dispositif. D'autre part, il y a aussi la méthode des circuits qui est fondée sur des modèles de circuits équivalents. Ces modèles, pour lesquels des simplifications sont couramment appliquées, ne sont efficaces que dans un contexte spécifique et moyennant le respect de diverses exigences. Ceci souligne la nécessité d'une conception minutieuse qui tient pleinement considération de tous les phénomènes physiques dans un appareil à micro-ondes. Le dispositif à micro-ondes qui fait l'objet de cette thèse est le rectenna. Une conception et une optimisation minutieuses requièrent une association de compétences en électronique hyperfréquence et en électrotechnique. Du fait que le but est d'optimiser l'efficacité de conversion RF-DC, il est assez difficile d'envisager l'optimisation indépendante des différents composants qui constituent un circuit Rectenna. De plus, pour tenir compte des couplages et interactions existant entre les divers éléments, la simulation et l'optimisation doivent être effectuées sur la globalité du circuit et dans le même environnement de simulation.

Les techniques avancées qui associent les lois de l'électromagnétisme et la théorie des circuits sont amplement préférables pour nous. Une contrainte supplémentaire dans la conception est relative aux tailles des divers modules. Les composants d'un Rectenna sont de dimensions très diverses. En outre, une maille très fine reposant sur le tout petit composant est par ailleurs peu envisageable par souci évident du temps et de la capacité de calcul.

Dans ce type de difficultés, on a généralement tendance à utiliser des modèles plus souples et plus faciles à gérer. Il y a beaucoup d'outils de simulation électromagnétique, ces logiciels sont destinés aux systèmes distribués dont les tailles sont de l'ordre de la longueur d'onde. La distinction majeure entre ces outils de simulation se situe dans la technique de résolution des équations de Maxwell. En pratique, ils peuvent être résolus soit dans le domaine temporel, soit dans le domaine fréquentiel.

L'analyse temporelle offre la possibilité de représenter la caractérisation d'une large bande au cours d'une même simulation et de tenir également compte de la présence de composantes non-linéaires. Son handicap majeur est le délai de traitement, qui peut se révéler assez important. Les plus communément utilisées sont : la méthode des différences finies dans le domaine temporel et la méthode de la ligne de transmission. Par ailleurs, il y a un autre moyen, l'analyse

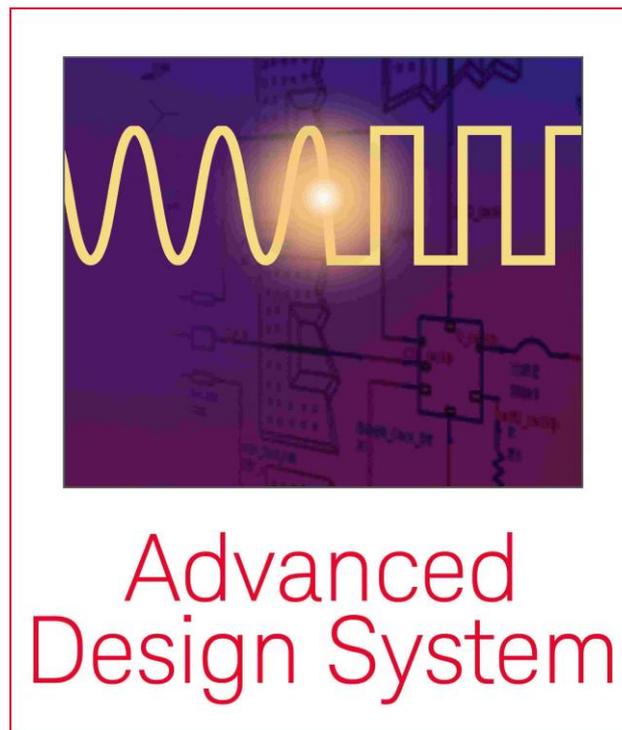
fréquentielle, qui est plus efficace en termes de rapidité. Cependant, la caractérisation d'une large bande nécessite autant de simulations que de points de fréquence dans la bande.

En outre, les systèmes non linéaires sont complexes à représenter dans le domaine fréquentiel. Parmi les méthodes de fréquence les plus couramment appliquées, on peut mentionner par exemple la méthode des moments et la méthode des éléments finis. Des techniques d'analyse de circuits, pour évaluer les systèmes de Rectennas, ont été évoquées dans la littérature. Cependant, étant donné que le circuit de conversion RF-DC est non linéaire et produit de ce fait des harmoniques d'ordre supérieur, il n'est pas de toute façon simple de mettre au point un modèle analytique qui soit parfaitement correct.

## II. OUTIL DE SIMULATION

Le redressement est intrinsèquement une opération à grand signal et, par conséquent, l'hypothèse d'une valeur constante de  $R_s$  (modèle linéaire) n'est pas valide. De plus, la capacité de jonction est très importante aux hautes fréquences. Pour ces raisons, l'outil de simulation Harmonic Balance (HB) d'Agilent ADS [86] a été choisi pour concevoir et simuler des modèles de rectennas à différentes fréquences et niveaux de puissance d'entrée.

### II.1. ADVANCED DESIGN SYSTEM



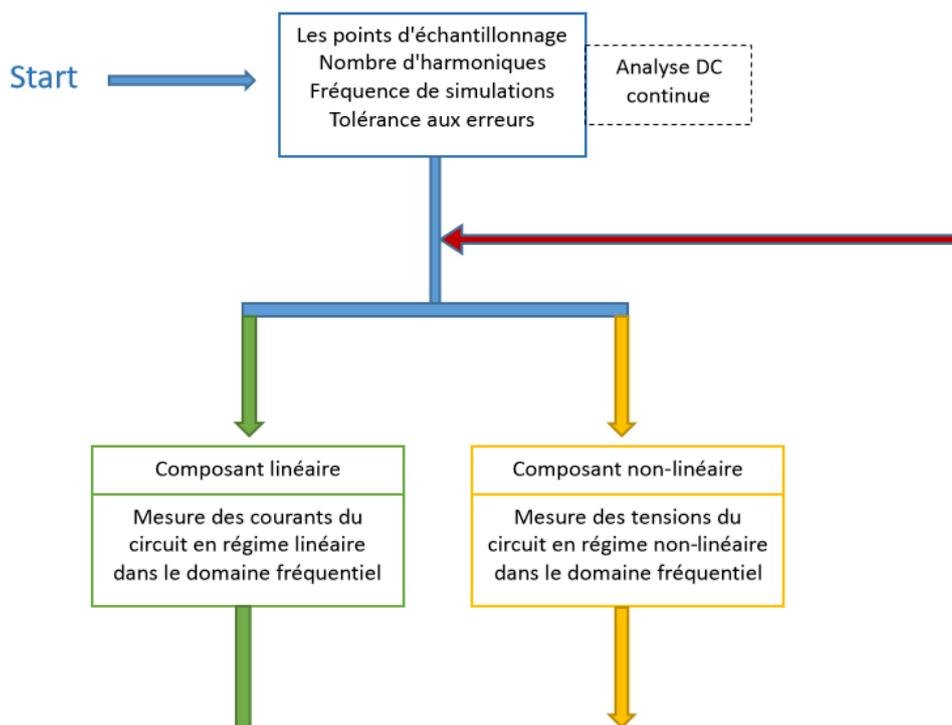
Dans ce travail de thèse, nous avons utilisé le logiciel commercial ADS (Advanced Design System) Keysight EEsof EDA. Le logiciel ADS [86] est développé par Agilent Technologies. Il est dédié à la simulation et à la conception des circuits et des systèmes électroniques RF. Il offre tout un ensemble d'environnements de simulation de types circuit et électromagnétique.

Agilent ADS est un logiciel de simulation qui permet de modéliser des circuits dans les domaines du temps et des fréquences. Dans le domaine temporel, la tension et le courant varient avec le temps à chaque point du circuit. D'autre part, le domaine fréquentiel obtient la tension,

les courants et la puissance en fonction de la fréquence sur une largeur de bande prescrite. Nous pouvons choisir parmi une gamme complète de composants dans les bibliothèques et construire n'importe quel circuit ou système désiré. Nous pouvons aussi balayer les paramètres en assignant simplement une variable à différentes grandeurs, telles que la puissance d'entrée, la fréquence, le temps et ainsi de suite. Ces plans de balayage peuvent fournir une image complète de la performance des circuits dans les cas non idéaux car l'ADS inclut tous les effets d'ordre supérieur tels que les réflexions, les pertes et l'intermodulation.

## II.2. HARMONIC BALANCE

Harmonic balance [87] est une méthode d'analyse de la perturbation dans les circuits ou systèmes non linéaires. Cette méthode est généralement appliquée lorsqu'il s'agit de simuler des problèmes RF ou hyperfréquences, étant donné qu'ils sont le plus naturellement traités dans le domaine fréquentiel. La tension et le courant de source d'un circuit peuvent générer des fréquences discrètes en différents points du système. Les composantes linéaires d'un circuit sont modélisées dans le domaine fréquentiel tandis que les composantes non linéaires sont modélisées d'abord dans le domaine temporel, puis subissent la transformation de Fourier avant chaque étape de résolution dans le domaine fréquentiel. Cette méthode divise d'abord le circuit en deux groupes, les éléments linéaires, où sont également incluses les impédances d'entrée des sources, et le groupe des éléments non linéaires. On considère qu'une solution a été trouvée lorsque le courant entre les groupes est le même pour les éléments linéaires et pour les éléments non linéaires. C'est pourquoi la méthode est appelée harmonic balance, car le courant entre les deux groupes doit être équilibré pour chaque fréquence harmonique. Il est également possible de connaître toutes les tensions à chacune des interconnexions entre les deux groupes, une fois connues ces valeurs de tensions et courants équilibrés, il effectue une analyse AC classique et on peut connaître la tension et la valeur actuelle à n'importe quel point du circuit.



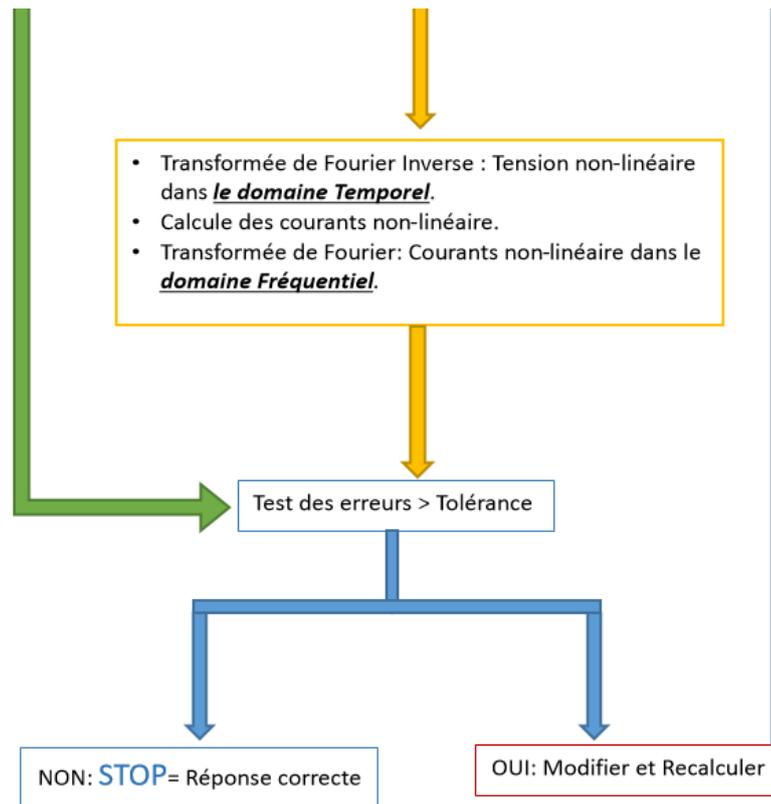


Figure 64. Organigramme de simulation de Harmonic Balance [88]

### II.3. L'ANALYSE S-PARAMETER

Les paramètres S [89] sont des matrices complexes qui montrent les caractéristiques de réflexion/transmission (Amplitude/Phase) dans le domaine fréquentiel. Ce type d'équipement d'essai est appelé "Stimulus/Response" et s'applique aux analyseurs de réseaux vectoriels (VNA) et aux réflectomètres à domaine temporel (TDR). Un appareil à deux ports possède quatre paramètres S. La convention de numérotation pour les paramètres S est que le premier nombre suivant le "S" est le port où le signal émerge, et le second nombre est le port où le signal est appliqué. S21 est donc une mesure du signal sortant du port 2 par rapport au signal RF entrant au port 1. Lorsque les chiffres sont identiques (p. ex. S11), cela indique une mesure de réflexion, car les ports d'entrée et de sortie sont identiques.

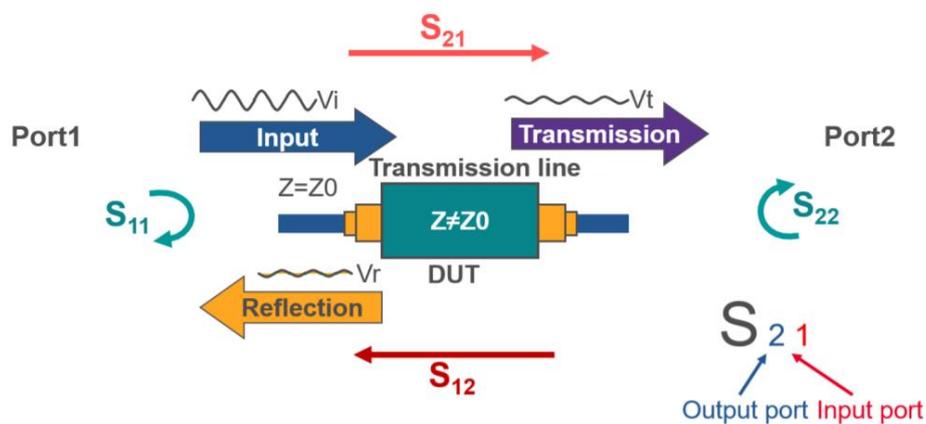


Figure 65. Schéma Explicatif des paramètres S [90]

Grâce aux informations d'amplitude et de phase, nous pouvons quantifier les caractéristiques de réflexion et de transmission des dispositifs. Certains des termes couramment mesurés sont de nature scalaire (la partie phase est ignorée ou non mesurée), tandis que d'autres sont vectoriels (l'amplitude et la phase sont mesurées). Par exemple, les pertes de réflexion sont une mesure scalaire de la réflexion, tandis que l'impédance résulte d'une mesure vectorielle de réflexion.

## II.4. LARGE-SIGNAL S-PARAMETERS

Contrairement à la simulation paramètres S, qui est essentiellement une simulation petits signaux pour des circuits linéaires ou linéarisés autour d'un point de fonctionnement, la simulation LSSP [91] utilise une méthode de type Harmonic Balance, dédiée aux circuits non-linéaires. Comme la simulation Harmonic balance est une simulation grands signaux, ses solutions incluent des effets non-linéaires, ce qui signifie que les paramètres S grands signaux changent avec les niveaux de puissance. Comme les paramètres S petits signaux, les paramètres S grands signaux sont définis comme des quotients entre ondes incidentes et ondes réfléchies:

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad (\text{III.1})$$

Les ondes incidentes et réfléchies sont définies comme :

$$a_j = \frac{V_j + Z_{0j} \cdot I_j}{2 \cdot \sqrt{R_{0j}}} \quad (\text{III.2})$$

$$b_i = \frac{V_i - Z_{0i}^* \cdot I_i}{2 \cdot \sqrt{R_{0i}}} \quad (\text{III.3})$$

avec :

$V_i, V_j$  coefficients de Fourier des tensions aux ports  $i$  et  $j$  à la fréquence fondamentale ;

$I_i, I_j$  coefficients de Fourier des courants aux ports  $i$  et  $j$  à la fréquence fondamentale ;

$Z_{0i}, Z_{0j}$  impédances de référence aux ports  $i$  et  $j$  ;

$R_{0i}, R_{0j}$  parties réelles de  $Z_{0i}, Z_{0j}$

## III. CHOIX DE LA DIODE

Lors de la recherche d'une diode redresseuse dans le cadre de la transmission de l'énergie sans fil, une diode à haut rendement de conversion, même pour de très faibles niveaux de puissance incidente, est nécessaire. On souhaite donc trouver un bon compromis entre les caractéristiques propres à la diode et les performances globales du système Rectenna tout entier. L'efficacité de conversion du redresseur dépend principalement de ce qui suit :

- Résistance en série de la diode ( $R_s$ ), qui détermine l'efficacité du redresseur.
- Capacité de jonction ( $C_{j0}$ ) qui affecte l'oscillation des courants harmoniques à travers la diode.
- Tension de claquage de la diode ( $V_{br}$ ).

- Vitesse de commutation de la diode qui doit être rapide pour pouvoir suivre un signal haute fréquence.
- Tension de seuil basse pour pouvoir fonctionner à basse puissance d'entrée RF.

La fréquence maximale de fonctionnement de la diode est limitée par la capacité de jonction ( $C_j$ ). Les pertes de substrat et de ligne de transmission contribuent également à la réduction globale de l'efficacité des dispositifs de récupération d'énergie qui dépend du type de substrat choisi et de la longueur de la ligne de transmission.

Généralement mis en œuvre à l'aide d'une ou de plusieurs diodes, le choix de la diode est d'une importance primordiale car elle peut être une source majeure de perte et sa performance détermine l'efficacité du système. L'emballage est une autre préoccupation lors du choix de la bonne diode. En principe, le plus petit emballage est le meilleur choix en raison de la diminution des effets parasites. Mais il y a une limitation de taille qui s'impose dans l'étape de la réalisation au moment de la soudure de la diode dans le circuit.

Il est bien connu aussi que les diodes produisent des harmoniques et des produits d'intermodulation en raison de leurs caractéristiques non linéaires. Par conséquent, ils réduisent l'énergie qui doit être convertie en courant continu, réduisant ainsi l'efficacité. L'augmentation de la puissance incidente entraîne une augmentation des pertes dues aux harmoniques ; il y a donc un compromis entre la production d'harmoniques, les effets parasites, la tension de claquage inverse et la tension seuil. Pour les applications nécessitant une faible puissance nominale, une diode avec une tension de seuil minimale est préférée, tandis qu'une diode avec une tension de claquage plus élevée est préférée pour les applications de forte puissance, où la capacité du paramètre de jonction et la résistance série sont de moindre importance.

Il existe un certain nombre de diodes disponibles dans le marché qui conviennent aux applications de récupération d'énergie RF en veillant à ce que la tension de seuil basse, la faible résistance en série, la capacité de jonction et la tension de claquage élevée soient respectées. En revanche, la diode Schottky [92][93] est un meilleur candidat dans ce contexte. En effet, sa tension de seuil varie entre 0,1V et 0,3V, elle est plus sensible aux faibles tensions délivrées par l'antenne et peut fournir une tension continue à faible densité de puissance. De plus, la diode Schottky a un temps de commutation très rapide en raison de sa très faible capacité de jonction, ce qui justifie son utilisation très efficace dans les applications micro-ondes [94]. La plupart des redresseurs utilisent des diodes de la série HSMS28xx en raison de leurs meilleures caractéristiques. Dans notre cas, nous avons opté pour la série HSMS-2820 [95] de la diode Schottky, il s'agit d'une diode barrière Schottky RF conçue pour montage en surface. Elle est spécialement développée pour les applications analogiques et numériques. Cette série offre un large éventail de spécifications et de configurations d'emballage pour donner au concepteur une grande flexibilité. Les applications typiques de ces diodes Schottky sont le mixage, la détection (Rectenna), la commutation, l'échantillonnage, etc... La diode HSMS 2820 s'impose comme meilleur choix pour la plupart des applications, avec une faible résistance en série, une faible tension de seuil à tous les niveaux de courant et de bonnes caractéristiques RF.

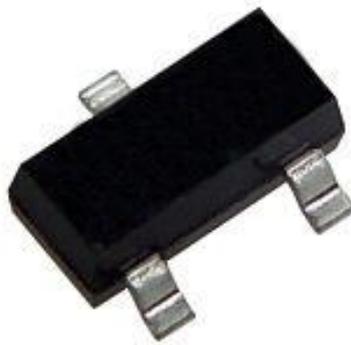


Figure 66. Diode Schottky.

#### IV. TRAVAUX DE CONCEPTION DES DIFFÉRENTES STRUCTURES DE REDRESSEMENT

L'objectif de ce projet est de concevoir, optimiser, réaliser et caractériser expérimentalement des circuits de redressement innovants, compacts et avec une tension de sortie importante. La simulation et l'optimisation des circuits ont été réalisées sous le solveur Advanced Design System ADS avec un couplage entre harmonique balance et Large-Signal S-Parameters. Avant l'étape d'optimisation, des études paramétriques ont été conduites dans le but de déterminer la sensibilité de l'efficacité de conversion à certains paramètres importants et plus particulièrement, la charge ( $R_L$ ), les paramètres de la diode, la capacité du filtre DC, les sections des lignes de transmission. Les résultats qui ressortent de cette étude nous ont permis de faire certains choix et de simplifier le processus d'optimisation. D'autre part, Le nombre de diodes Schottky et la façon dont elles sont réparties dans le circuit ont une importance significative.

En outre, le souci d'obtenir un meilleur rendement de conversion à de faibles niveaux de puissance d'entrée se réserve une importance accrue. En tant qu'élément clé du Rectenna, l'efficacité de conversion globale dépend fortement de l'efficacité de conversion RF-DC de la diode Schottky. En raison de la caractéristique de la diode, l'efficacité de conversion RF en courant continu d'une diode dépend de l'intensité de la puissance d'entrée micro-ondes et de la charge optimale connectée au système. Lorsque la puissance d'entrée ou la charge n'est pas adaptée, le rendement devient très faible. De plus, la diode possède sa propre tension de jonction et sa propre tension de claquage. Si la tension d'entrée de la diode est inférieure à la tension de jonction ou supérieure à la tension de claquage, la diode ne montre aucun caractère rectificateur. Par conséquent, l'efficacité de conversion RF-DC diminue avec une entrée inférieure ou supérieure à l'optimum. Il est par ailleurs observé qu'une diode devient un redresseur plus efficace à des niveaux de puissance d'entrée plus élevés. Ainsi, la première approche pour augmenter l'efficacité de conversion du rectenna est d'augmenter la puissance reçue par la diode redresseuse. Cependant, l'utilisation de bandes RF à puissance d'émission restreinte représente un défi en raison de la norme IEEE pour les niveaux de sécurité concernant l'exposition humaine aux champs électromagnétiques radiofréquences. Donc on a recours à faire des optimisations circuit afin d'obtenir les résultats souhaités en terme de rendement de conversion et de tension de sortie.

L'efficacité ( $\eta$ ) du redresseur hyperfréquence est définie par:

$$\eta = \frac{P_{dc}}{P_r} = \frac{V_{dc}^2}{P_r R_L} \quad (III.4)$$

Où  $P_{DC}$  est la puissance DC produite à la résistance de charge ( $R_L$ ) du redresseur et  $P_r$  est la puissance reçue à l'antenne du rectenna ou de toute autre source d'énergie micro-onde.  $P_r$  est calculé à partir de l'équation de transmission de Friis qui donne la quantité de puissance qu'une antenne reçoit dans des conditions idéales d'une autre antenne. La puissance d'une l'antenne isotrope chute selon  $R^2$ , de sorte que la densité de puissance ( $p$ ) soit :

$$P = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (III.5)$$

Multiplié par le gain de l'antenne d'émission, on obtient un diagramme d'antenne réel.

$$P = \frac{P_t}{4\pi R^2} G_t \quad (III.6)$$

Si l'antenne de réception a une ouverture effective de  $A_{eff}$ , la puissance reçue par cette antenne ( $P_r$ ) est la suivante :

$$P_r = P \cdot A_{eff} \quad (III.7)$$

Ainsi

$$P_r = \frac{P_t}{4\pi R^2} G_t A_{eff} \quad (III.8)$$

L'ouverture effective d'une antenne peut s'écrire comme :

$$A_{eff} = (\lambda^2 / 4\pi) \cdot G \quad (III.9)$$

Ainsi, nous concluons que l'équation de transmission de Friis pourrait être exprimée comme suit :

$$P_r = P_t G_t G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (III.10)$$

## IV. 1. CIRCUIT DE REDRESSEMENT MULTIPLIEUR DE TENSION À 2.45 GHz

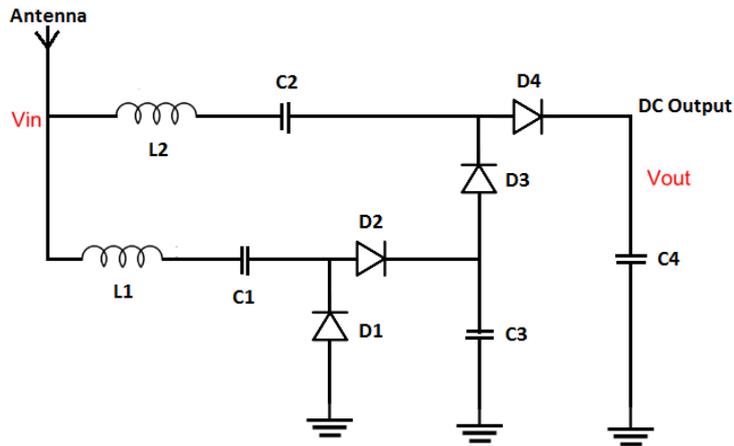
Le convertisseur micro-ondes RF-DC proposé a été conçu et simulé à l'aide du logiciel Advanced Design System (ADS) sur un substrat FR4 de permittivité relative  $\epsilon_r = 4.4$ , d'épaisseur  $h = 1.6$  mm et de pertes tangentielles 0.025.

Dans cette structure, et pour obtenir un comportement de redressement maximal, une topologie de multiplicateur de tension est adoptée dans le circuit conçu [96]. Nous avons utilisé une combinaison de 4 diodes HSMS 2820 Schottky fonctionnant à la fréquence de 2,45 GHz. La topologie est illustrée à la figure 67 (a). Nous avons utilisé (comme le montre la figure 67(b)) une technique utilisant la même diode Schottky en série avec l'impédance de charge [97] pour améliorer la sensibilité de détection. De sorte que le courant produit par les diodes constitue le

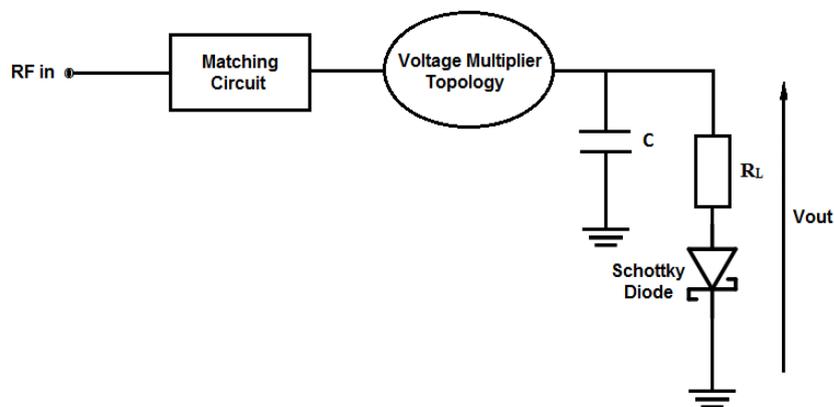
courant de polarisation externe de la diode insérée. Par conséquent, cette diode agira comme une résistance variable en raison de sa dépendance de courant dans la résistance de jonction, comme indiqué par :

$$R_j = \frac{nkT}{q(I_s - I_b)} \quad (\text{III.11})$$

Où  $n$  est le facteur d'idéalité de la diode,  $K$  est la constante de Boltzmann,  $q$  est la charge électronique,  $I_s$  est le courant de saturation de la diode,  $I_b$  est le courant de polarisation externe et  $T$  est la température de la diode en degrés Kelvin.



(a)



(b)

Figure 67. (a) La topologie proposée du redresseur, (b) La configuration d'amélioration de la sensibilité de détection du redresseur hyperfréquence.

La conception du circuit redresseur est réalisée à l'aide du simulateur Harmonic Balance (HB) du logiciel Advanced Design System (ADS) et du simulateur LSSP (Large Signal S-Parameters) pour vérifier l'impédance d'entrée et la puissance d'entrée du circuit de conversion. Pour assurer une bonne adaptation de l'impédance d'entrée à la fréquence de résonance, nous avons utilisé des lignes en microbande de différentes longueurs et dans différentes positions, ces lignes ont été optimisées en utilisant la fonction d'optimisation intégrée dans ADS. Le coefficient de réflexion simulé de ce redresseur est illustré à la figure 68. Il est clair que la

conception proposée fournit une bonne adaptation d'impédance d'entrée avec un bon niveau de coefficient de réflexion.

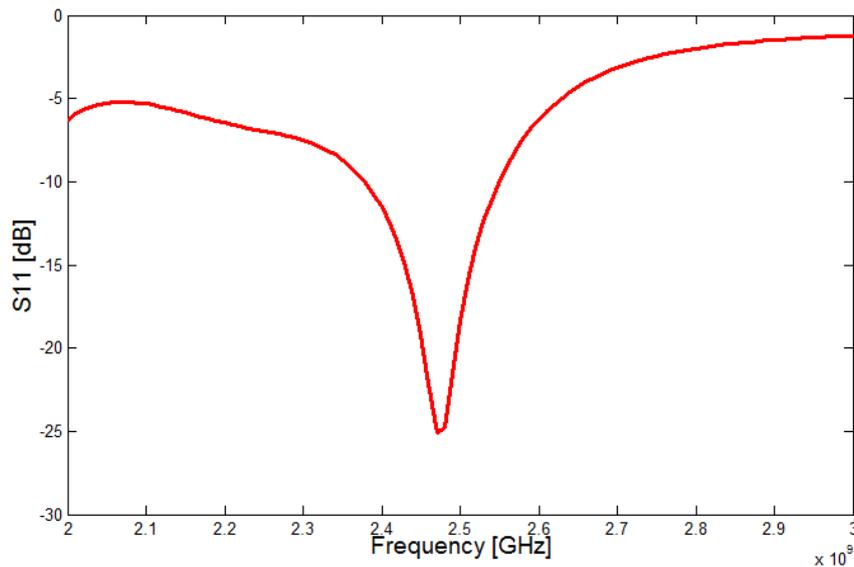


Figure 68. S11 simulé en fonction de la fréquence

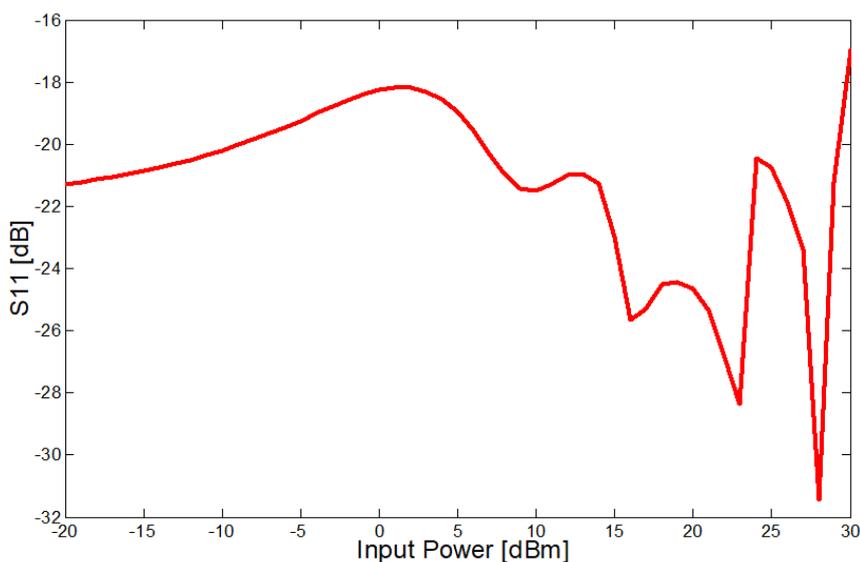


Figure 69. S11 simulé en fonction de la puissance d'entrée

Après une étude paramétrique réalisée à l'aide de l'ADS, la valeur de charge optimale qui donne des résultats satisfaisants est égale à 2KOhm.

Le rendement de conversion atteint une valeur importante de 69% pour une puissance d'entrée maximale de 25dBm. Le circuit commence à détecter à un faible niveau de puissance et le rendement augmente au fur et à mesure que le niveau de puissance d'entrée augmente. Un autre paramètre à prendre en considération pour l'évaluation des performances du redresseur est la tension de sortie. La structure présente un niveau de tension de sortie très élevé (30V) en comparaison avec les valeurs existant dans la littérature, et ce, suite à l'utilisation de la

technologie micro ruban avec des dimensions bien optimisés ainsi qu'un transfert maximal d'énergie grâce à l'adaptation réussie et la connexion d'une charge optimale.

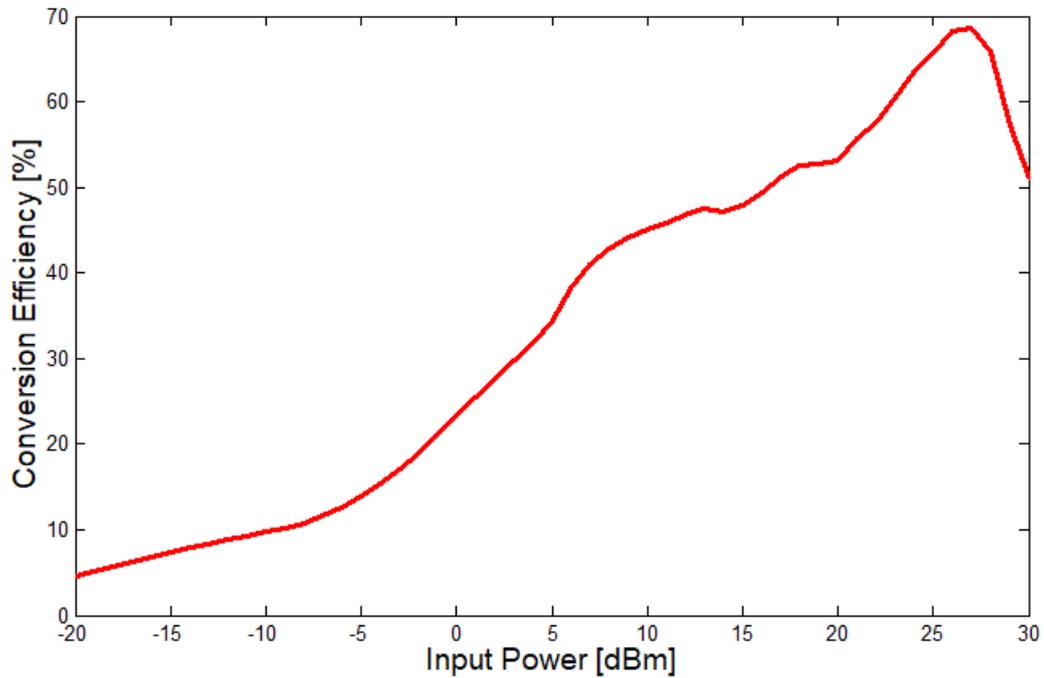


Figure 70. Rendement simulé du redresseur en fonction de la puissance d'entrée.

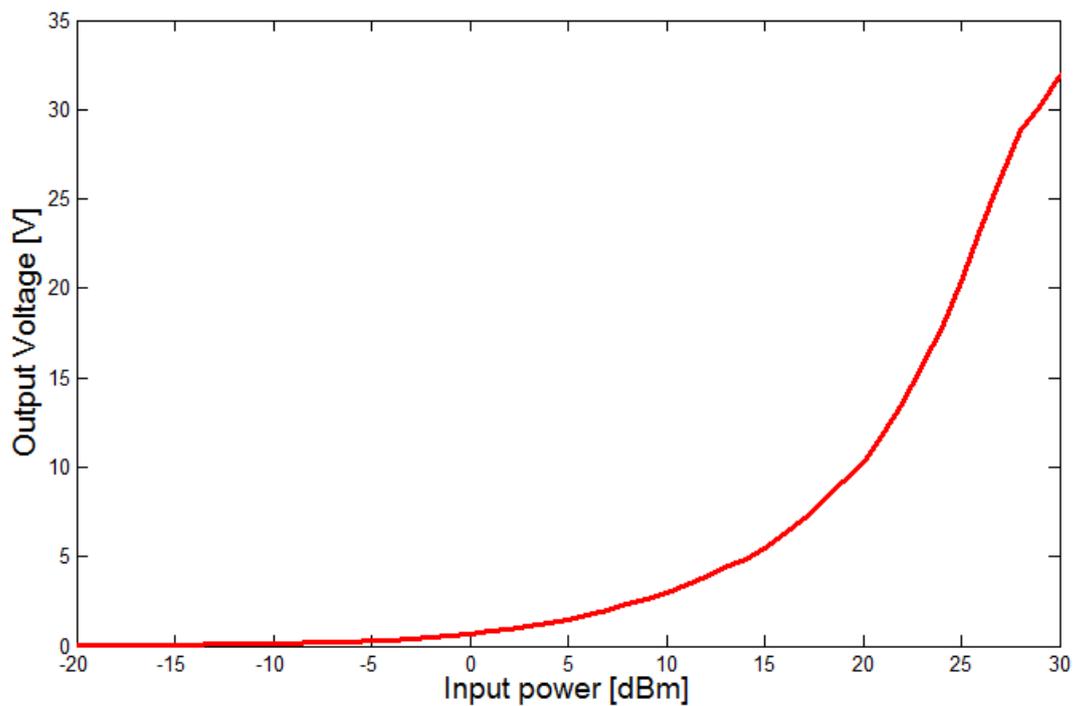


Figure 71. Tension de sortie simulée en fonction de la puissance d'entrée du redresseur

## IV.2. CIRCUIT RECTIFIEUR MULTIPLIEUR DE TENSION À 5.8 GHZ

La structure du circuit redresseur multiplieur de tension est donnée à la figure 72. Elle a été conçu pour une gamme de puissance d'entrée de -20dBm à 30dBm [98]. Le choix a été fait d'utiliser des diodes Schottky avec des tensions de seuil bas et des capacités de jonction basse, à savoir le modèle HSMS2820. Cinq de ce type de diodes ont été utilisées pour concevoir la structure du redresseur, interconnectée en utilisant la technologie des microbandes bien connue pour son faible coût de fabrication. La difficulté rencontrée dans l'optimisation d'un rectenna vient de l'aspect non linéaire de la diode redresseuse, qui provoque une variation de l'impédance du circuit global en fonction de la puissance de fonctionnement. Par conséquent, la puissance de sortie n'est plus une fonction linéaire de la puissance d'entrée. Ainsi, en fonction de la puissance incidente et de la charge du redresseur, on obtient une efficacité maximale pour un point de fonctionnement bien défini. La procédure d'optimisation est basée sur le rapport entre la puissance de sortie DC et la puissance incidente (captée par l'antenne), en optimisant les dimensions du circuit d'adaptation en entrée. Pour l'optimisation, nous considérons que l'impédance de l'antenne tend vers  $50\Omega$  à  $f_0$ , ce qui nous permet de la remplacer par un générateur  $50\Omega$ . Les lignes microbande ont été optimisées en définissant les critères d'analyse des longueurs et des largeurs (fonction d'optimisation disponible dans ADS) pour permettre un transfert d'énergie maximum et, par conséquent, de bonnes performances en termes de tension de sortie et de rendement de conversion.

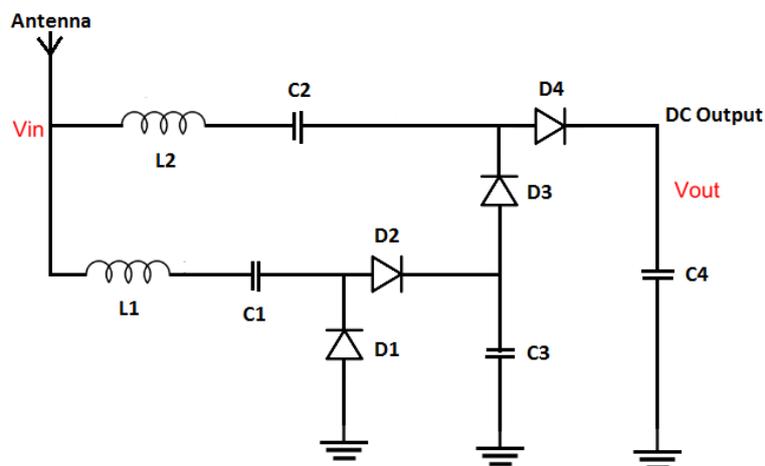


Figure 72. La topologie proposée du redresseur

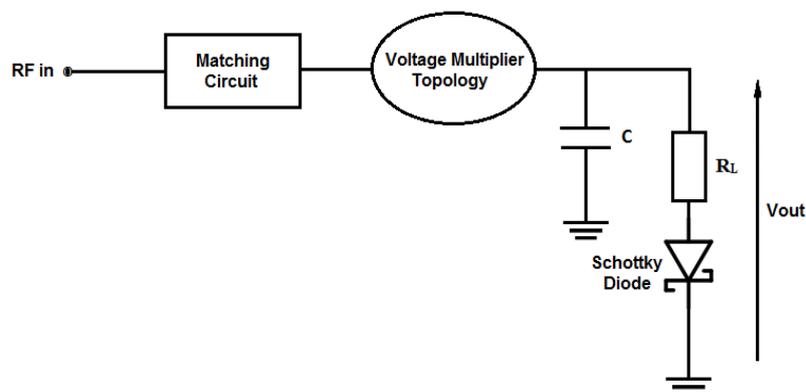


Figure 73. Configuration d'amélioration de la sensibilité de détection du redresseur hyperfréquence.

Pour pouvoir juger les performances du redresseur, de nombreux indicateurs doivent être présentés et analysés. L'efficacité de conversion est en tête de liste des indicateurs de performance les plus importants. L'efficacité du système de rectenna est pratiquement équivalente à sa fonction de transfert. La définition générale de tout rendement ( $\eta$ ) utilisée ci-après est le rapport de la puissance de sortie  $P_{out}$  sur la puissance d'entrée  $P_{in}$  :  $P_{out} / P_{in}$ . La figure 74 montre l'efficacité de conversion simulée en fonction de la puissance d'entrée. Le rendement de conversion atteint une valeur de 43% pour une puissance d'entrée de 27dBm. Le circuit commence à détecter à un faible niveau de puissance et le rendement augmente à mesure que le niveau de puissance d'entrée dans le circuit augmente. Comme deuxième indicateur de performance majeur, nous avons simulé la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée, comme le montre la figure 75 ; une tension élevée de 18 V est atteinte à 30 dBm.

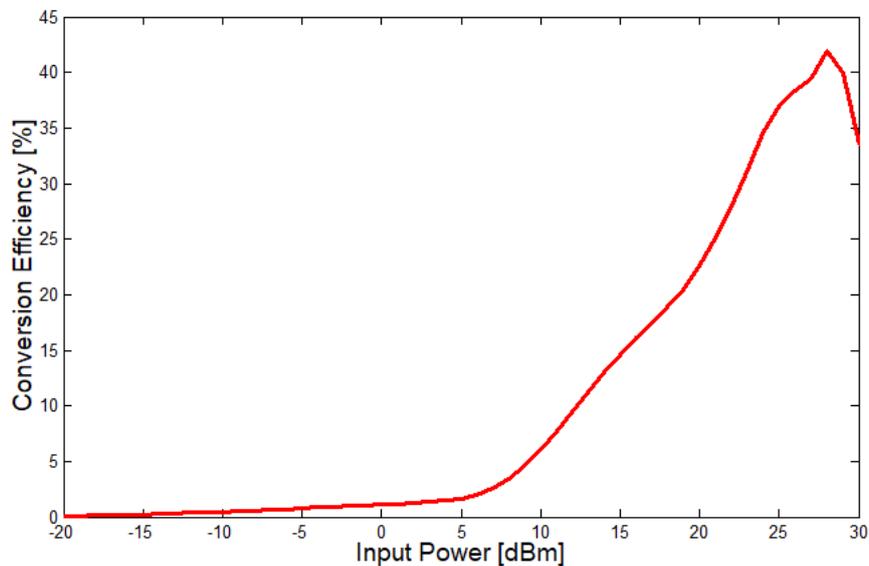


Figure 74. Rendement simulé du redresseur en fonction de la puissance d'entrée

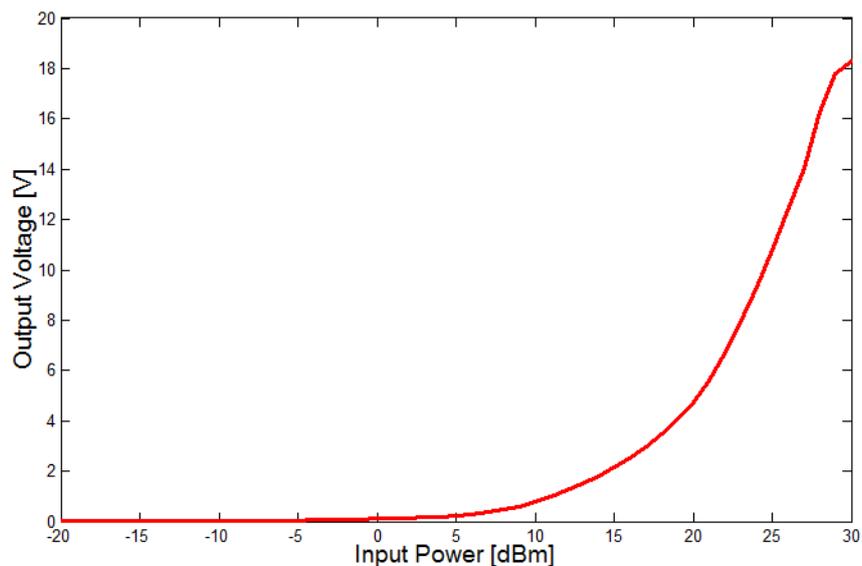


Figure 75. Tension de sortie simulée en fonction de la puissance d'entrée du redresseur.

### IV.3. CIRCUIT DE REDRESSEMENT DOUBLEUR DE TENSION À 2.45 GHz

Pour concevoir la structure de redressement proposée, nous avons utilisé 3 diodes Schottky HSMS2820 gravées sur un substrat FR4 ayant une constante diélectrique  $\epsilon_r=4.4$ , une épaisseur de substrat  $h=1.6$  mm et une tangente de perte 0.025. Une topologie doubleur de tension basée sur la technologie des microbandes a été utilisée. Elle fonctionne comme suit, sur le demi-cycle négatif de la tension d'entrée, le condensateur C1 se charge en tension. Sur le demi-cycle positif, la tension d'entrée, en série avec la tension de C1, charge le condensateur C2 à la tension de sortie souhaitée. Le condensateur C1, qui aide à la charge du condensateur C2, voit le courant alternatif AC tandis que C2 ne voit que le courant continu DC. Ainsi, la tension du condensateur de sortie est environ deux fois supérieure à la tension de crête de la diode. De plus, une charge résistive de 500 ohms modélisant le dispositif à alimenter a été placée sur la sortie du circuit. Cependant, des simulations et des optimisations ont été effectuées au moyen d'Advanced Design System. La figure suivante illustre la structure finale du redresseur :

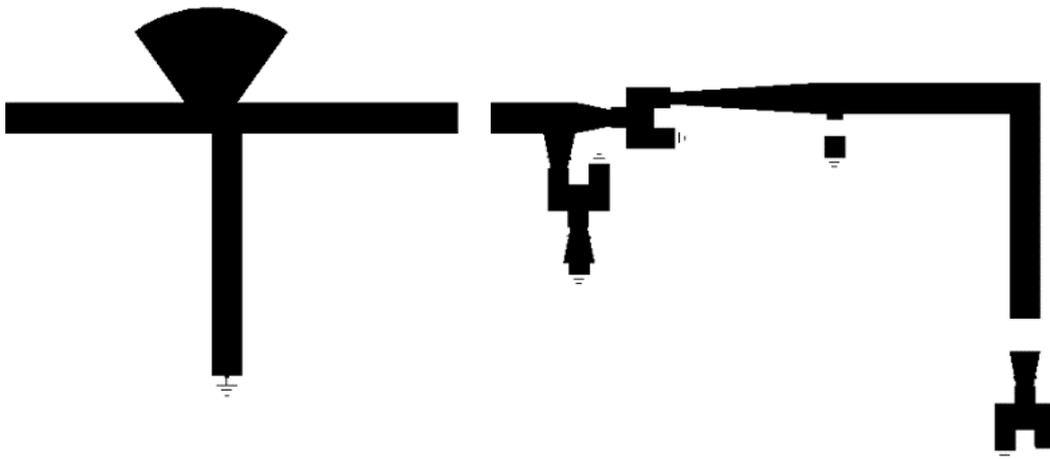


Figure 76. Layout du redresseur doubleur proposé.

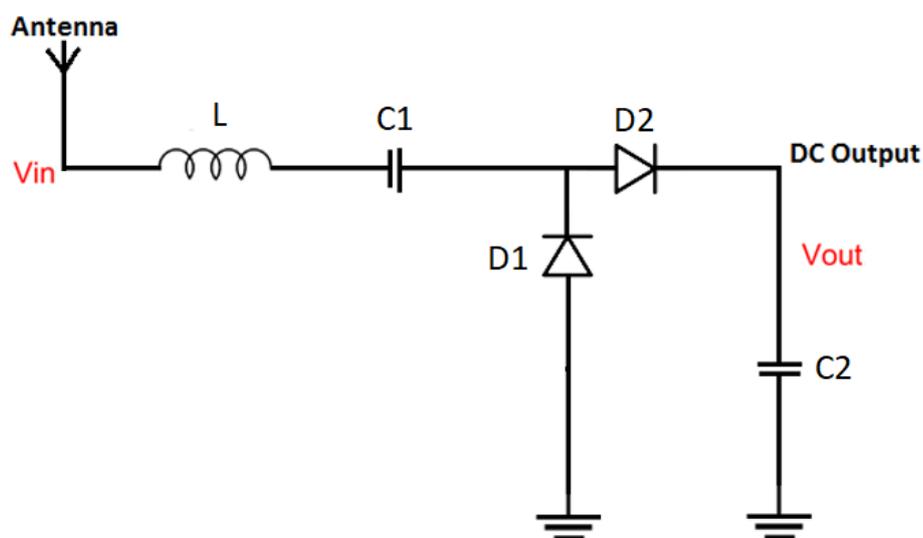


Figure 77. Topologie du redresseur doubleur proposé.

Les résultats de la simulation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de la structure du redresseur sont présentés à la figure 78. Nous pouvons conclure, d'après le graphe, que le redresseur doubleur de tension à microbande est bien adapté à 2,45 GHz. Généralement, un rectenna est caractérisé par deux critères, à savoir la tension de sortie et/ou l'efficacité de conversion. L'efficacité de conversion est la capacité de récupérer l'énergie en ondes radiofréquence et de la transformer en signaux continus. Il existe deux types d'efficacité, l'efficacité de conversion RF-DC et l'efficacité globale. Le premier (rendement de conversion RF-DC) correspond au rapport de la puissance DC consommée par la charge à la puissance à l'entrée du circuit de conversion RF-DC. Le second (rendement global) correspond au rapport de la puissance continue consommée par la charge à la puissance reçue à l'entrée de l'antenne de réception du rectenna. Pour définir les indicateurs de performance du redresseur conçu, nous avons utilisé le simulateur Harmonic Balance de ADS, la figure 79 montre la tension de sortie simulée et le rendement de conversion. Le circuit a atteint une tension de sortie de 15V et un rendement de conversion de 62% pour les faibles niveaux de puissance avec un maximum de 80% pour les niveaux de puissance élevés, ce qui valide la structure en petits et forts signaux.

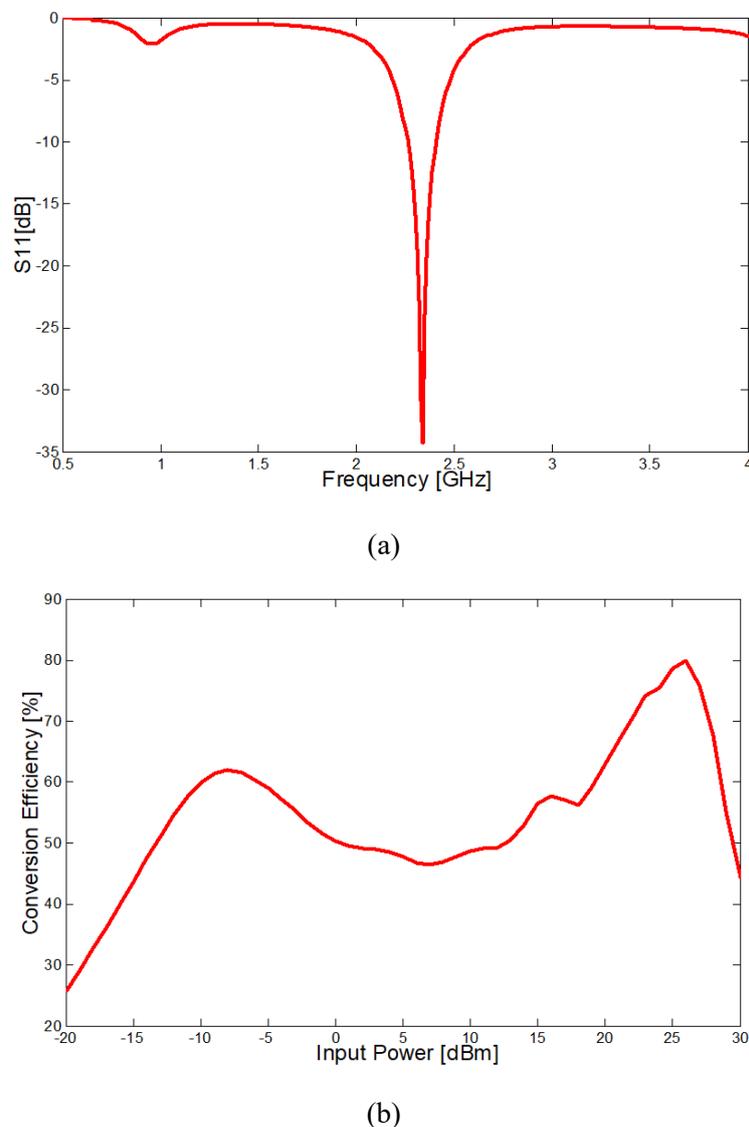


Figure 78. Résultats simulés du redresseur : (a)  $S_{11}$  en fonction de la fréquence et (b) Rendement de conversion en fonction de la puissance d'entrée

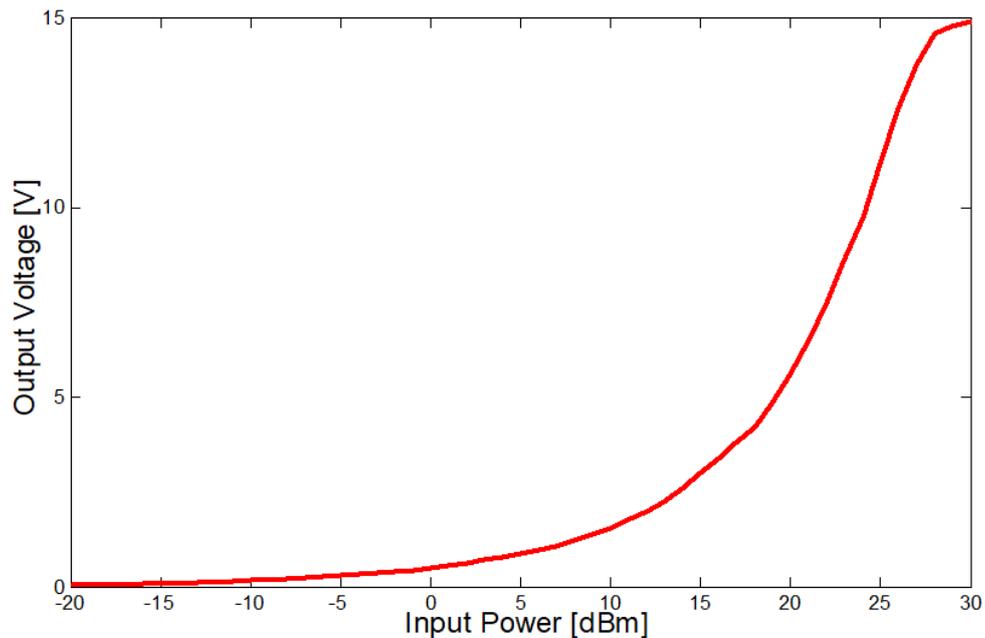


Figure 79. Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée.

#### IV.4. CIRCUIT DE REDRESSEMENT SÉRIE AVEC FILTRE PASSE-BAS À SAUT D'IMPÉDANCE À 2.45 GHz

L'objectif de ce travail [99] est de concevoir et optimiser un circuit redresseur innovant, compact et avec une tension de sortie importante. Une topologie en série est utilisée et un filtre passe-bas à saut d'impédance LPF est placé à la sortie du circuit pour obtenir une tension de sortie DC stable et bien lisse. Cette partie se subdivise en deux sections :

##### IV.4.1. CONCEPTION ET SIMULATION DU CIRCUIT DE CONVERSION

Dans cette structure, nous avons utilisé une topologie série bien connue par sa simplicité du fait qu'on intègre qu'un seul élément actif et, par conséquent, limiter les effets secondaires qu'une diode Schottky peut générer dans le circuit de conversion RF-DC. Le circuit développé contient une diode Schottky de type HSMS 2820 comme convenue dans la partie choix de diode, et qui a une faible capacité de jonction  $C_{j0}$  (0.18 pF), une faible résistance série  $R_s$  (5  $\Omega$ ). Le circuit est alimenté par une ligne microbande d'impédance caractéristique 50  $\Omega$ , il a été gravé sur le substrat FR4 ( $\epsilon_r = 4.4$ ,  $h = 1.6$  mm,  $\tan\delta = 0.025$ ). La figure 80 présente le circuit conçu sur Advanced Design System. Dans un premier lieu, nous avons procédé à la simulation du circuit sans filtre à l'aide du simulateur Harmonic Balance, de plus, et pour obtenir un bon niveau d'adaptation, nous avons eu recours à concevoir un circuit d'adaptation basé principalement sur un stub parapluie dont l'angle et la largeur sont optimisés en définissant les OptimGoal ainsi que les critères d'ajustement des différents paramètres influençant sur le niveau d'adaptation. La phase d'optimisation des diverses lignes de transmissions ainsi que du circuit d'entrée s'avère primordiale afin de garantir un transfert maximal d'énergie et, par conséquent, atteindre les résultats souhaités en terme de rendement de conversion et tension de sortie. Une résistance

de charge de 2 kOhm a été choisie pour remplacer le système final à alimenter. Les figures 81 et 82 montrent les résultats simulés du redresseur proposé, le circuit a une bonne adaptation d'impédance d'entrée aux environs de 2,45 GHz dans la bande ISM. La sensibilité du redresseur est directement liée à la sensibilité des diodes utilisées et à leur caractéristique non linéaire. Les sections suivantes décrivent la méthodologie et les différentes étapes suivies pour optimiser le redresseur proposé.

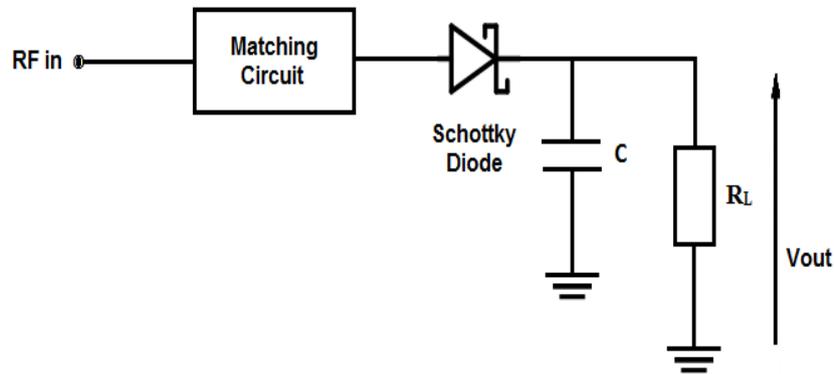


Figure 80. La topologie du redresseur mono diode proposé.

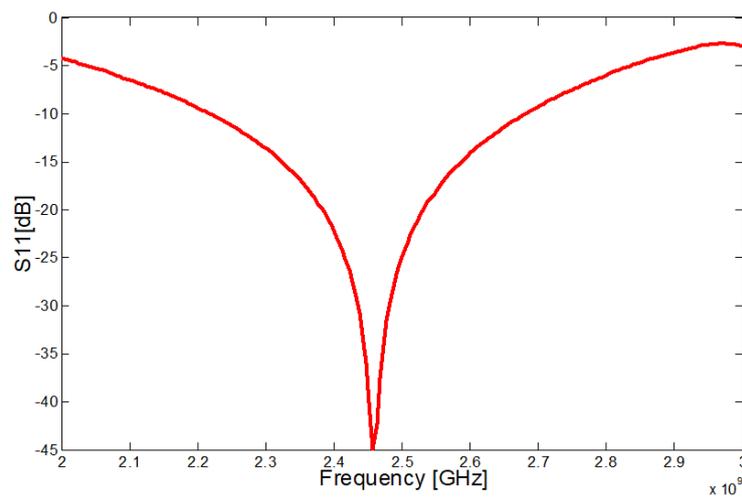


Figure 81.  $S_{11}$  simulé en fonction de la fréquence du redresseur mono diode.

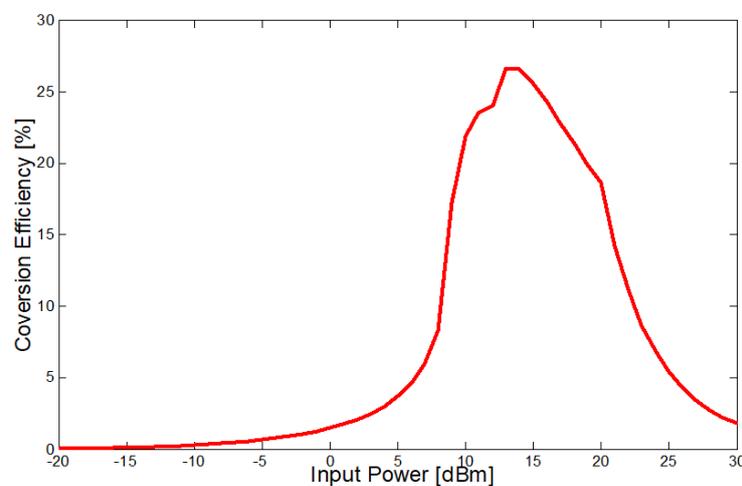


Figure 82. Rendement de conversion simulé en fonction de la puissance d'entrée du redresseur mono diode.

#### IV.4.2. CONCEPTION ET SIMULATION DU FILTRE PASSE-BAS À SAUT D'IMPÉDANCE

Les filtres passifs hyperfréquences sont une partie très importante des systèmes de télécommunication modernes (applications de type Rectenna). La technologie des filtres hyperfréquences a fait ses preuves, tant du point de vue de la conception et de la miniaturisation, que du point de vue de l'utilisation de matériaux spécifiques, afin d'obtenir de meilleures réponses de sélectivité, facteur de qualité et accordabilité dans les fréquences. Des performances électriques améliorées, une sélectivité accrue, une taille compacte et des coûts de production réduits sont les principales contraintes auxquelles est confrontée la conception des filtres RF. Dans ce contexte, le développement de filtres hautement sélectifs, à faibles pertes et de taille compacte, est aujourd'hui un domaine d'activité d'intérêt fondamental. Ces filtres sont réalisés par différentes technologies, lignes micro ruban, lignes à fentes et guides d'ondes coplanaires. La technologie Micro ruban [100] est l'une des technologies dominantes, qui peut être utilisée dans les topologies à profil réduit.

Un moyen efficace de mettre en œuvre des filtres passe-bas dans la technologie des microbandes est d'utiliser des sections alternées de lignes à très haute et très basse impédance caractéristique. De tels filtres sont généralement appelés filtres à impédance étagée. Ce type de filtre est populaire parce qu'il est plus facile à concevoir et prend moins de place qu'un filtre passe-bas similaire utilisant des stubs. Le filtre à impédance étagée est l'un des filtres conventionnels, principalement en raison de sa facilité de mise en œuvre en technologie microbande ou coplanaire. Ce filtre est normalement composé de régions alternées à basse et haute impédance (les lignes à haute impédance agissent comme des inductances en série et les lignes à basse impédance agissent comme des condensateurs shunt), où la variation de l'impédance est contrôlée par la largeur de la ligne de transmission. Pour obtenir un haut degré d'atténuation dans la bande de stop, il est nécessaire d'obtenir un bon rapport impédance haute/basse ( $Z_H/Z_L$ ) ou d'augmenter l'ordre du filtre. De plus, l'une des principales exigences pour le filtre à impédance étagée est que chaque section doit être inférieure au huitième de la longueur d'onde à la fréquence de coupure ( $\lambda/8$ ). La taille totale du filtre sera importante dans les basses fréquences, surtout si le nombre d'éléments est augmenté pour répondre à des exigences particulières, comme dans le cas des filtres à bords tranchants.

Tableau 1. Les valeurs des éléments semi-localisés pour les prototypes de filtres passe-bas pour  $n = 1$  à 10.

N	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$	$g_{11}$
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

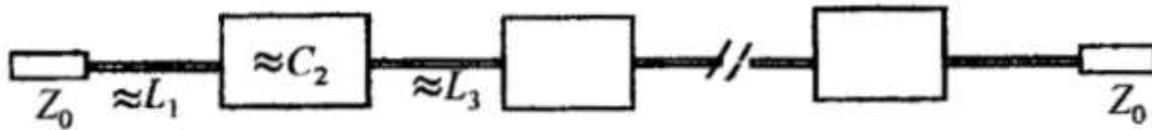


Figure 83. Structure générale des filtres microbandes passe-bas à impédance étagée.

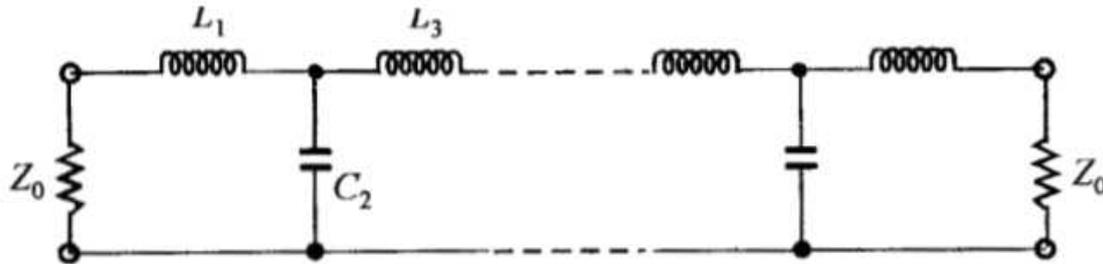


Figure 84. Type L-C de filtres passe-bas à évaluer par approximation.

La figure 83 montre une structure générale des filtres à microbandes passe-bas à impédance étagée, qui utilisent une structure en cascade de lignes de transmission à haute et basse impédance alternées. Celles-ci sont beaucoup plus courtes que la longueur d'onde guidée associée, de manière à agir comme des éléments semi-localisés. Par conséquent, cette structure de filtre réalise directement les filtres passe-bas de type échelle L-C de la figure 84. Certaines informations de conception a priori doivent être fournies sur les lignes micro ruban, car les expressions d'inductance et de capacité dépendent à la fois de l'impédance et de la longueur caractéristiques. Il serait pratique de fixer d'abord les impédances caractéristiques des lignes à haute et basse impédance en tenant compte de :

- $Z_L < Z_0 < Z_H$ , où  $Z_L$  et  $Z_H$  représentent respectivement les impédances caractéristiques des lignes à basse et haute impédance, et  $Z_0$  est l'impédance source, qui est généralement de 50 ohms pour les filtres à microbande.
- Une valeur  $Z_L$  plus faible donne une meilleure approximation d'un condensateur à éléments localisés, mais la largeur de ligne  $W_C$  résultante ne doit pas permettre qu'une résonance transversale se produise aux fréquences de fonctionnement.
- Un  $Z_H$  plus élevé conduit à une meilleure approximation d'une inductance à éléments localisés, mais  $Z_H$  ne doit pas être si élevé que sa fabrication devient excessivement difficile comme une ligne étroite, ou que sa capacité à véhiculer un courant devient une limite.

Dans cette section, un filtre passe-bas à saut d'impédance est conçu et simulé. Il s'agit d'un FPB ayant une réponse Maximally Flat et une fréquence de coupure de 1,5 GHz. Une perte d'insertion supérieure à 20 dB est souhaitée à 2,5 GHz. L'impédance du filtre est de 50  $\Omega$ , l'impédance pratique de ligne la plus élevée est 120 $\Omega$ , et la plus basse est 20 $\Omega$ . Il faut tenir compte de l'effet des pertes lorsque ce filtre est réalisé avec un substrat FR4 et des conducteurs en cuivre. Pour concevoir le filtre désiré, nous devons d'abord définir l'ordre approprié en utilisant la figure suivante.

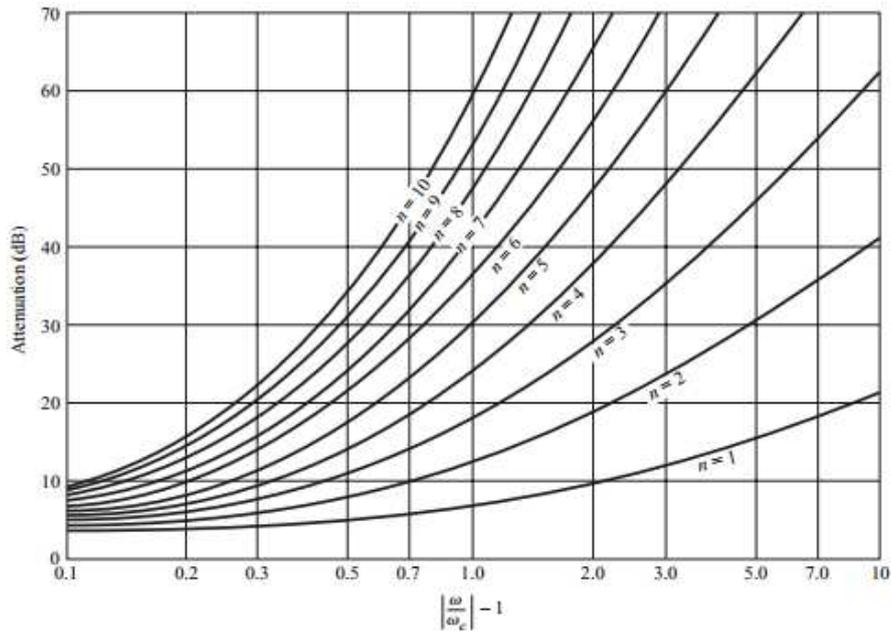


Figure 85. Atténuation en fonction de la fréquence normalisée pour les prototypes de filtres Maximally Flat [101].

Ensuite, les valeurs des éléments pour les circuits de la figure 84 peuvent être tabulées. Le tableau 1 donne les valeurs de ces éléments pour les prototypes de filtres passe-bas pour  $n = 1$  à 10. Ces données peuvent être utilisées avec l'un ou l'autre des circuits de la figure 84 de la manière suivante. Les valeurs des éléments sont numérotées de  $g_0$  à l'impédance du générateur à  $g_{N+1}$  à l'impédance de charge pour un filtre ayant  $N$  éléments réactifs. Pour remplacer les inductances série et les condensateurs shunt par des sections de lignes à basse et haute impédance, les longueurs de lignes électriques requises,  $\beta l_i$ , ainsi que les largeurs de lignes physiques des microbandes,  $W_i$  et longueurs,  $L_i$ , sont données par :

$$\beta l = \frac{LR_0}{Z_H} \text{ (Inductance)} \tag{III.12}$$

$$\beta l = \frac{CZ_L}{R_0} \text{ (Condensateur)} \tag{III.13}$$

La conception finale du filtre passe-bas à saut d'impédance est illustrée dans la figure suivante:

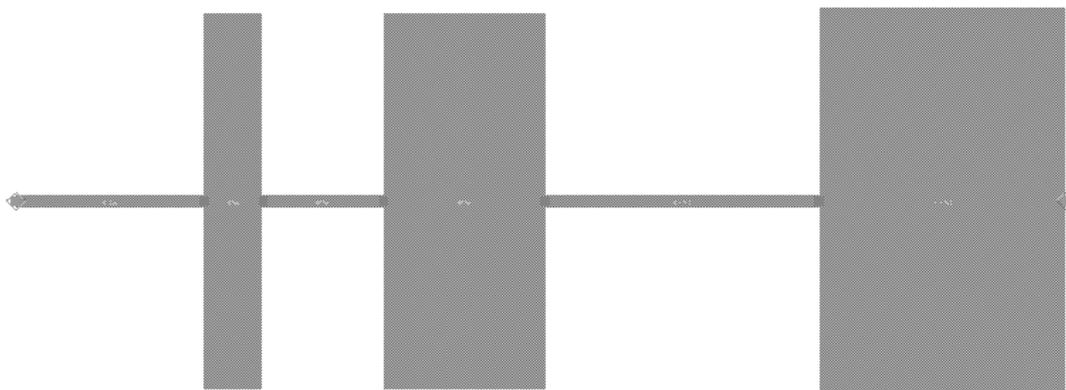


Figure 86. Le Layout du filtre proposé

La figure suivante montre une bonne réponse du filtre en rejetant les bandes de fréquences indésirables (harmoniques d'ordre supérieur générées par la diode Schottky).

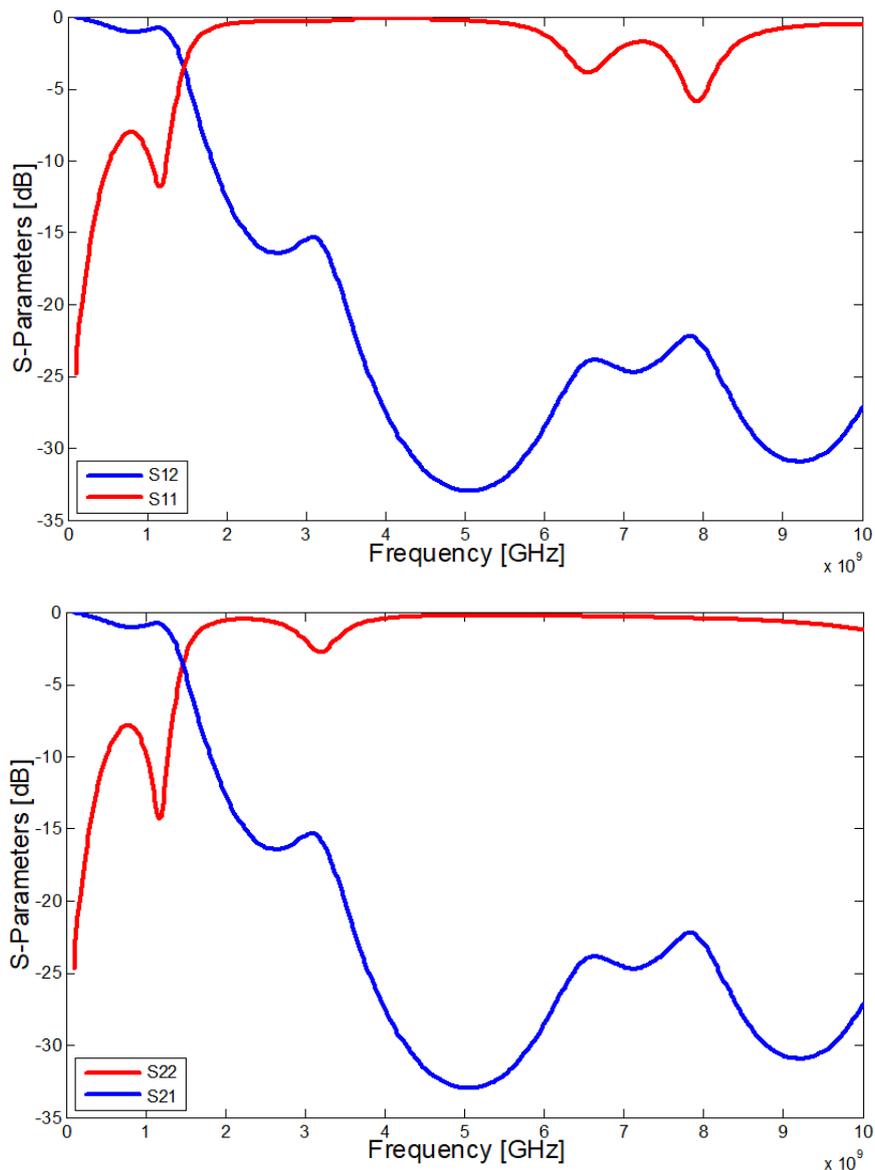


Figure 87. Réponse du filtre simulée en fonction de la fréquence.

#### IV.4.3. CIRCUIT DE REDRESSEMENT FINAL

La figure 88 montre le circuit De redressement conçu où la structure initiale du redresseur et le filtre passe-bas à saut d'impédance ont été associés. Le point de contact entre le circuit initial et le filtre ne doit monter aucune discontinuité ou désadaptation dans le but de garantir un fonctionnement correct de la structure globale et garder un niveau d'adaptation acceptable. De plus, la même diode Schottky mentionnée dans la section de conception du redresseur initiale a été utilisé dans la partie DC du circuit de conversion, en série avec  $R_L$  [97] afin d'améliorer la sensibilité de détection, pour que la diode agisse comme une résistance variable :

$$R_j = \frac{nkT}{q(I_s - I_b)} \quad (\text{III.14})$$

Où  $n$  est le facteur d'idéalité de la diode,  $K$  est la constante de Boltzmann,  $q$  est la charge électronique,  $I_s$  est le courant de saturation de la diode,  $I_b$  est le courant de polarisation externe et  $T$  est la température de la diode en degrés Kelvin.

Des simulations ont été effectuées en utilisant Harmonic Balance comme analyse temps-fréquence du comportement non linéaire du circuit. De plus, l'adaptation d'impédance d'entrée est validée à l'aide de Large-Signal S-Parameters (LSSP).

L'efficacité ( $\eta$ ) du redresseur hyperfréquence est définie par :

$$\eta = \frac{P_{dc}}{P_r} = \frac{V_{dc}^2}{P_r R_L} \quad (\text{III.15})$$

Où  $P_{DC}$  est la puissance en courant continu produite à la résistance de charge ( $R_L$ ) du redresseur et  $P_r$  est la puissance reçue à l'antenne du rectenna ou de toute autre source d'énergie micro-onde.  $P_r$  est calculé à partir de l'équation de transmission de Friis qui donne la quantité de puissance qu'une antenne reçoit dans des conditions idéales d'une autre antenne.

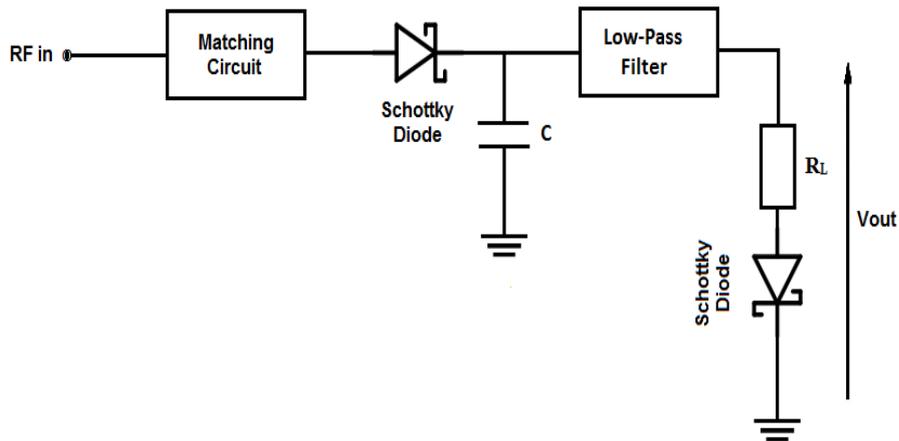


Figure 88. Topologie du redresseur série proposé.

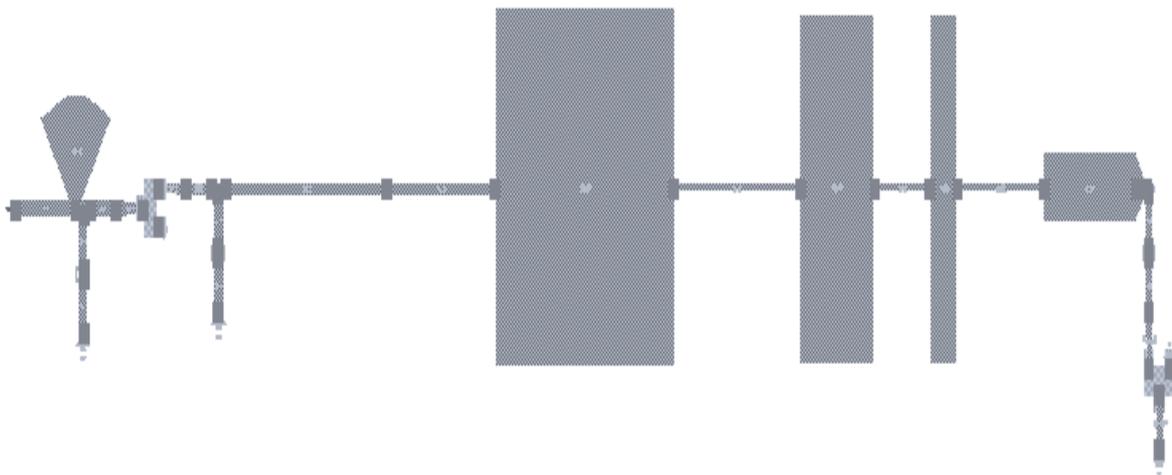


Figure 89. Layout du redresseur série proposé.

Les figures suivantes montrent les résultats de la simulation après optimisation du circuit, il ressort clairement des graphiques que les performances du redresseur ont été remarquablement améliorées.

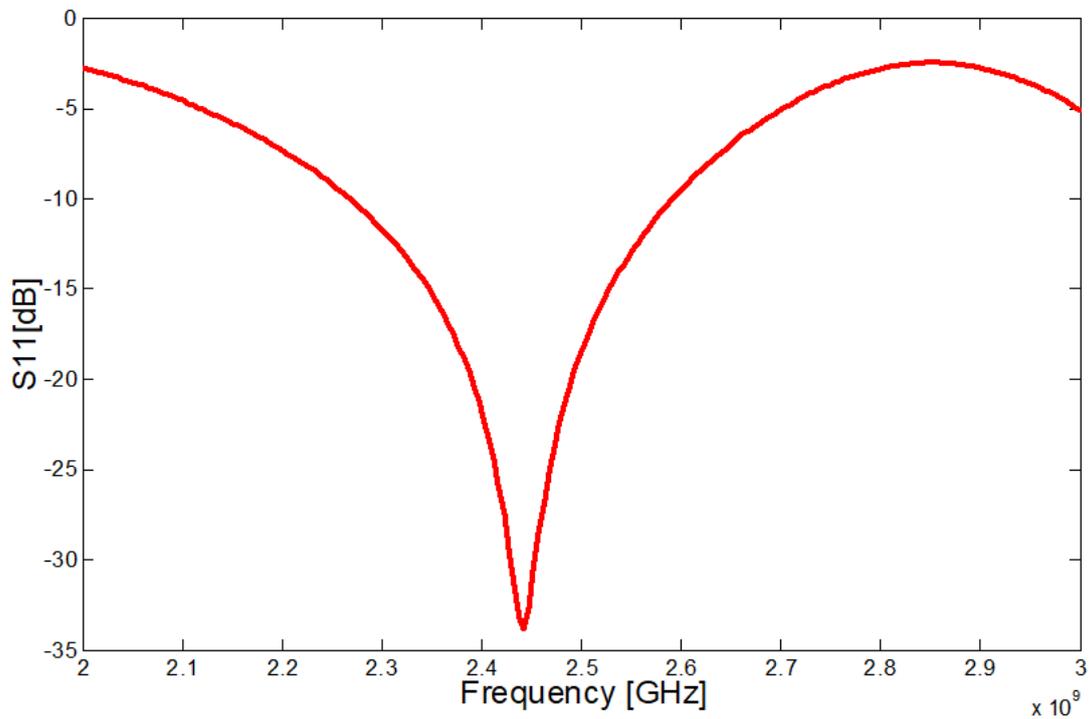


Figure 90. S11 Simulé en fonction de la fréquence pour le système complet

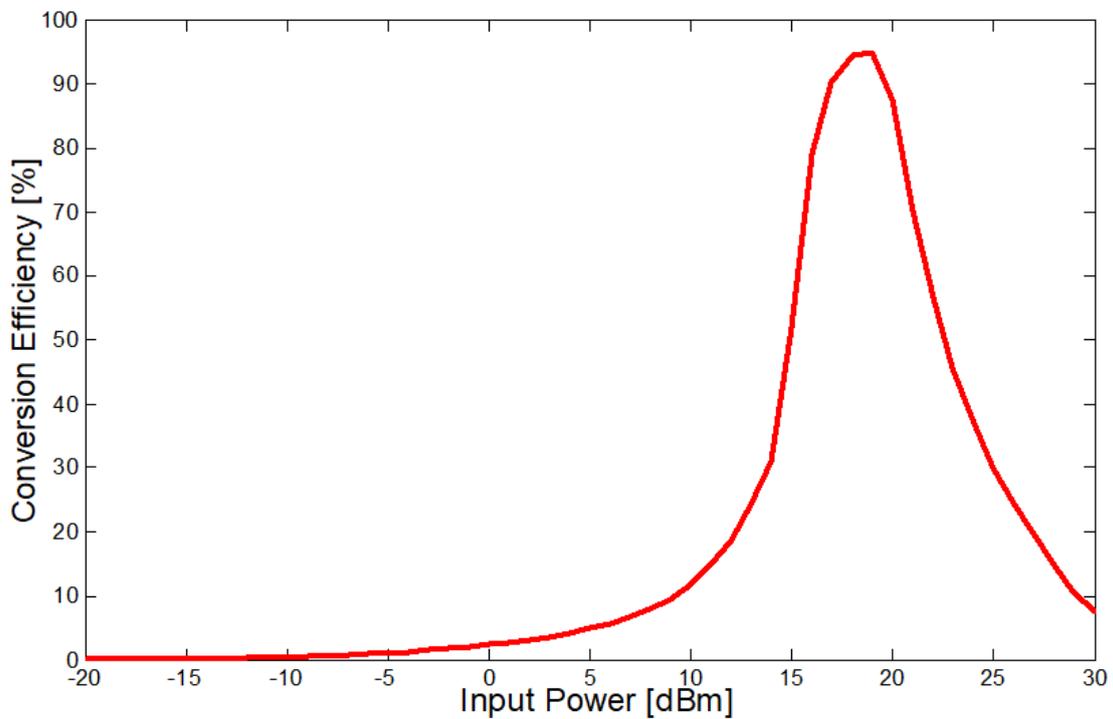


Figure 91. Rendement de conversion simulé en fonction de la puissance d'entrée pour le système complet.

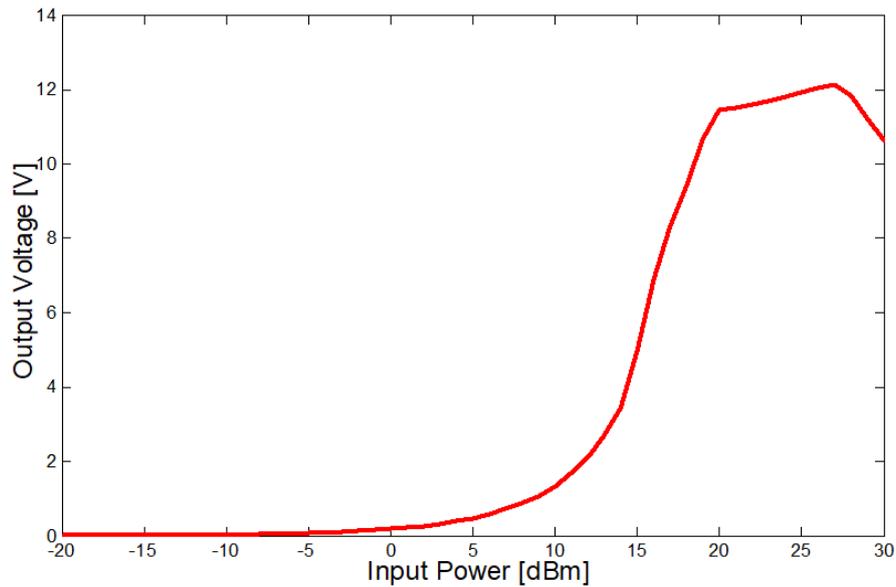


Figure 92. La tension de sortie simulée en fonction de la puissance d'entrée.

#### IV.5. CIRCUIT DE REDRESSEMENT PONT DE DIODE À 2.45 GHz

La structure du redresseur proposé [56] est illustrée à la figure 93, il est constitué de 5 diodes Schottky HSMS2820 intégrées avec topologie en pont de diodes afin de convertir l'énergie RF captée par l'antenne. Pour ce faire, à partir des théories sur les redresseurs patches et des séries d'optimisations effectuées à la lumière de diverses expériences avec le logiciel Advanced Design System, nous avons pu obtenir un redresseur efficace dont les performances sont attrayantes dans le domaine de transmission de puissance sans fil. Nous avons atteint une tension de sortie importante de 5.7V à 30dBm, en plus, la structure a été bien adaptée pour fonctionner à 2.45 GHz de la bande ISM (Industrial Scientific Medical Band) en optimisant les longueurs et largeurs des lignes de micro bandes assurant l'interconnexion entre les différentes parties du circuit. Toutes les étapes de simulation ont été effectuées par le solveur Harmonic Balance et Large-Signal S-Parameters.

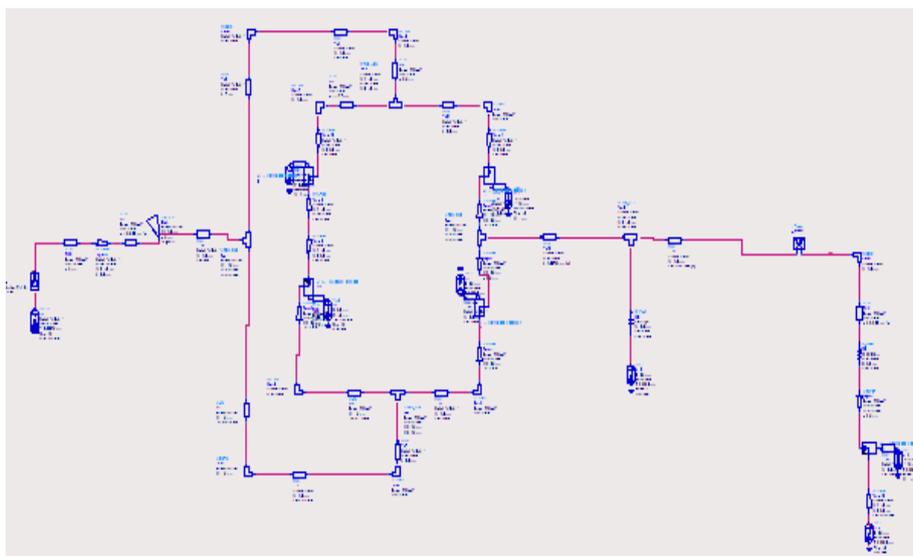


Figure 93. Le Schématique du redresseur pont de diodes proposée

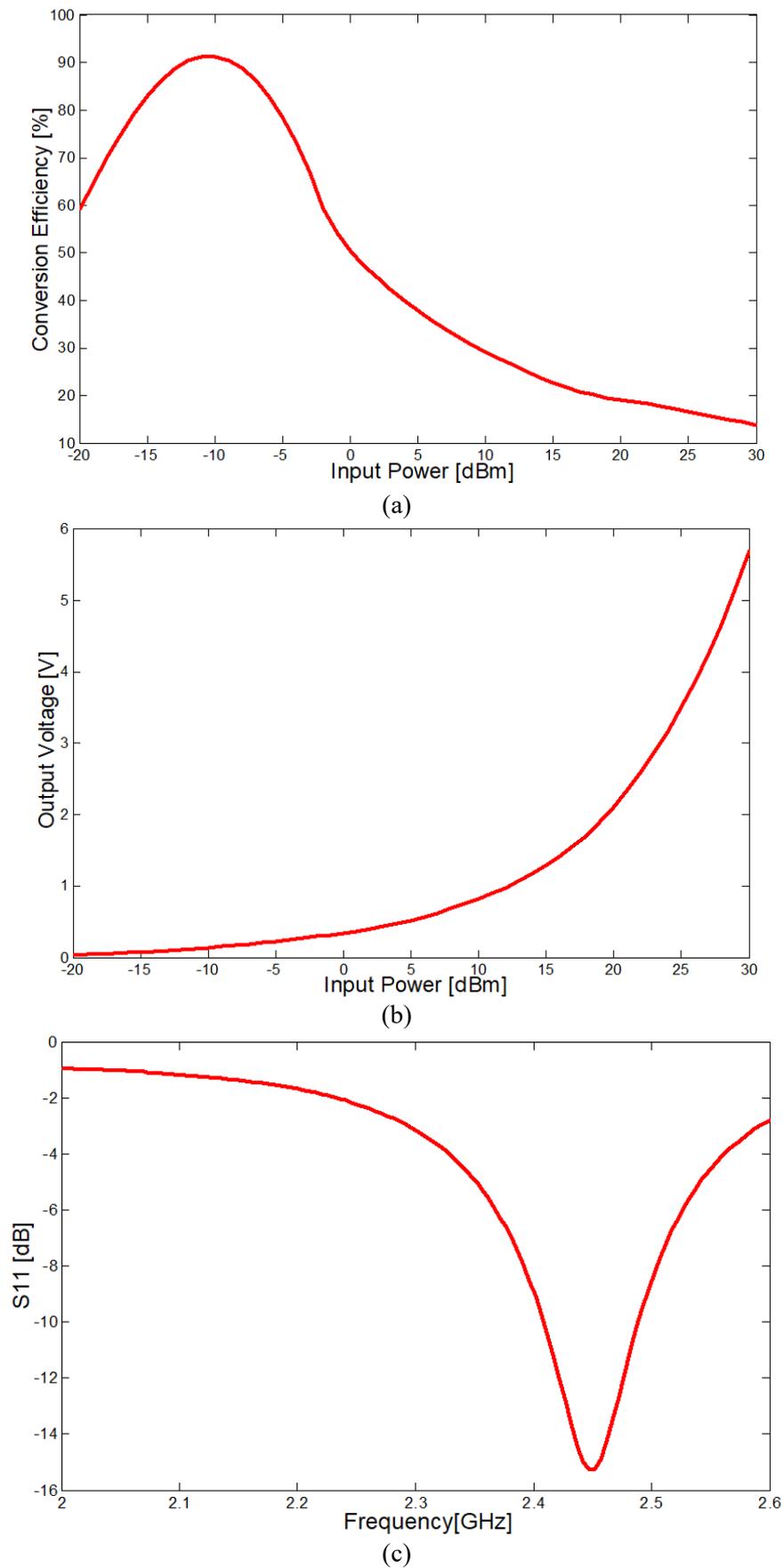


Figure 94. Résultats de la simulation (a) Rendement de conversion en fonction de la puissance d'entrée (b) Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée (c) Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

## V. MÉTHODOLOGIE ET ÉTAPES DE RÉALISATION

Dans le cadre du partenariat liant notre laboratoire MIET avec l'Ecole Supérieure de l'Electronique de l'Ouest (ESEO) Angers, j'ai eu l'honneur d'être sélectionné pour effectuer un séjour scientifique à l'ESEO afin de mettre en évidence les résultats obtenus et validés en simulation, et ce, en effectuant la réalisation et les test pratiques de l'ensemble des circuits et antennes conçus.

Le plan adopté pour mener dans les meilleurs conditions le séjour scientifique programmé au sein de L'ESEO ANGERS sous l'encadrement du professeur Mohamed LATRACH était le suivant :

- ✓ Formation et familiarisation avec les appareils d'expérimentation.
- ✓ Réalisation du circuit de redressement multiplieur de tension à la fréquence 2.45 GHz.
- ✓ Réalisation du circuit de redressement multiplieur de tension à la fréquence 5.8 GHz.
- ✓ Réalisation du circuit de redressement topologie bridge à la fréquence 2.45 GHz.
- ✓ Réalisation du circuit de redressement topologie série avec filtre passe-bas à rejection d'harmoniques à la fréquence 2.45 GHz.
- ✓ Réalisation d'une antenne patch à polarisation circulaire opérant sur la fréquence 5.8 GHz.
- ✓ Réalisation d'un réseau d'antennes patch à polarisation circulaire opérant sur la fréquence 5.8 GHz.
- ✓ Réalisation d'une antenne patch double bande opérant sur les fréquences 2.45 et 5.8 GHz.
- ✓ Test des circuits et antennes réalisés.

### V.1. LABORATOIRE DE RÉALISATION ET TEST:

Créée à Angers en 1956 par le chanoine Jeanneteau comme école d'ingénieurs en électronique, reconnue par la Commission des Titres d'Ingénieurs (CTI) depuis 1962, l'ESEO a progressivement étendu son champ d'activité pour s'affirmer comme la référence des écoles d'ingénieurs généralistes en Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication.

Après son déménagement en 2012 dans deux nouveaux campus ingénieur à Angers et à Paris, l'ESEO est dotée des moyens les plus modernes pour permettre une pédagogie largement tournée vers les projets et les réalisations pratiques, le tout dans un cadre particulièrement agréable à vivre.

Fortement ancrée dans ses relations avec l'entreprise, riche de son réseau de 5300 ingénieurs dans tous les domaines de l'économie, l'ESEO peut malgré la crise revendiquer un taux d'emploi au plus haut parmi l'ensemble des écoles d'ingénieurs françaises, à plus de 99% d'emploi en 6 mois.

L'Ecole d'ingénieur ESEO est aussi :

- Une pionnière dans l'ouverture internationale, avec ses Premiers Cycles internationaux et 41 bi-diplômes internationaux.
- Une ouverture vers des domaines nouveaux tels que le biomédical ou l'environnement.
- Une offre d'alternance : formation d'ingénieurs par apprentissage, contrats Pro.
- Une grande diversité de recrutement avec des cursus adaptés.

- Une grande importance accordée aux sciences humaines et sociales, aux langues et à la vie associative, très riche avec plus de 30 clubs étudiants permettant d'allier les loisirs et une expérience de la direction de grands projets collectifs.
- Un grand centre de recherche et de transfert de technologie vers l'entreprise, fort d'une expertise pointue dans des domaines tels que les systèmes embarqués intelligents et communicants ou le génie logiciel.



Figure 95. ESEO Angers.

La formation a été effectuée au sein du groupe de recherche RF-EMC.

Ce groupe de recherche a comme thématiques :

- ✓ Antennes et dispositifs associés à base de nouveaux matériaux artificiels dits "métamatériaux"
- ✓ Mesures et modélisation en champ proche
- ✓ Circuits et systèmes en technologie hybride et monolithique intégrée (MMIC)
- ✓ Règles de conception et outils pour l'amélioration de la CEM
- ✓ Modélisation d'éléments linéaires, non-linéaires et de la propagation en milieux complexes
- ✓ Modélisation prédictive de l'émission et de la susceptibilité dans la bande 150 kHz - 18 GHz
- ✓ Récupération et transmission d'énergie.
- ✓ Systèmes RFID, capteurs et objets connectés.
- ✓ Robustesse des composants (vieillesse, fiabilité, obsolescence)
- ✓ Effets transitoires (ESD, EFT)

Compétences

- ✓ Mesures et modélisation de l'émission et de la susceptibilité électromagnétique dans les circuits intégrés
- ✓ Développement de nouveaux matériaux, des techniques et des architectures permettant d'innover, de réduire l'encombrement, d'améliorer les performances des dispositifs de transmission et de créer de nouvelles fonctionnalités
- ✓ Modélisation comportementale
- ✓ Conception et réalisation des circuits intégrés analogiques et numériques
- ✓ Développement des systèmes en technologie hybride et monolithique intégrée (MMIC) avec le souci d'une minimisation de la consommation énergétique et du coût

- ✓ Développements de moyens de mesures innovants sur puces
- ✓ Développement des dispositifs innovants de transmission d'énergie sans fils (Rectennas ou antennes redresseuses, ...) en vue d'accentuer l'autonomie énergétique des systèmes de communication, des objets connectés, ..., d'augmenter leur durée de vie et leur portée
- ✓ Etude et conception des systèmes de Radio-Identification (RFID), Capteurs, etc.
- ✓ Développement de cartes de test et leurs logiciels associés

## V.2. PROCEDURE DE FABRICATION

Le procédé de fabrication des antennes et circuits de conversion s'est fait en utilisant la technologie micro ruban bien connue par son faible cout. Elle est basée sur l'impression d'une couche fine de cuivre sur un substrat (Dans notre cas : FR4) formant ainsi le circuit ou l'antenne désirée avec bien sur un plan de masse dans l'autre côté du substrat. Cette technologie est schématisée dans la figure suivante :

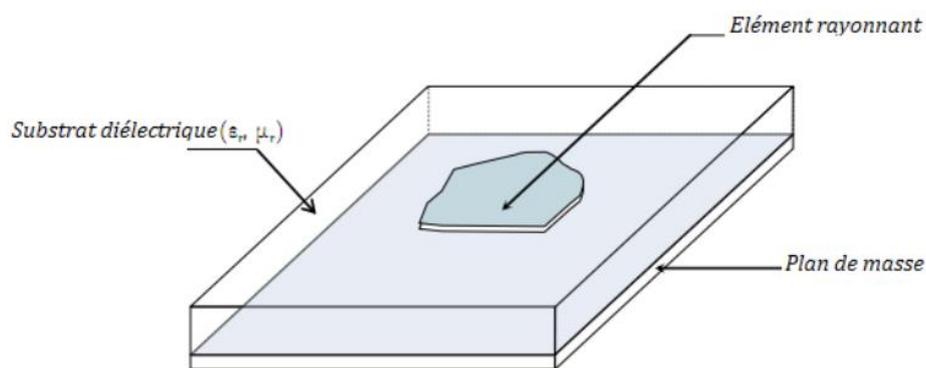


Figure 96. Schématisation de la technologie Micro ruban.

Dans notre projet on a utilisé des plaques photosensibles composées de trois couches distinctes. La première couche généralement verte est une résine sensible aux rayonnements UV (résine photosensible). La deuxième est une fine couche de cuivre (35  $\mu\text{m}$ ) qui est un excellent conducteur. Et la dernière couche est constituée d'une substance isolante et résistante à la chaleur (FR4 de permittivité relative  $\epsilon_r = 4.4$ , d'épaisseur  $h = 1.6$  mm et de pertes tangentielles 0.025)

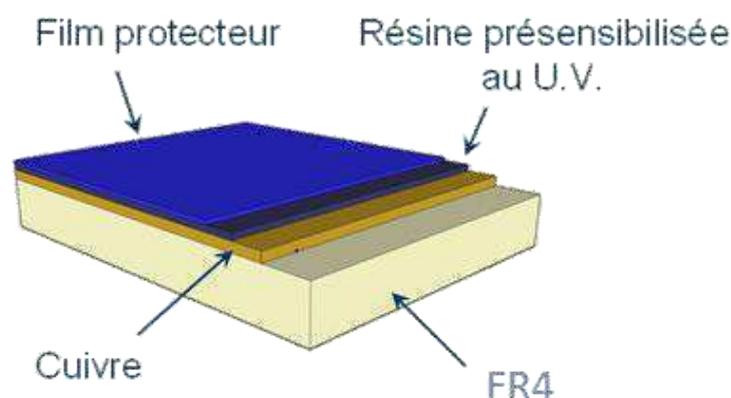


Figure 97. Les différentes couches d'une plaque photosensible

Voici un résumé du processus que nous avons utilisé lors de la fabrication de la plaque des circuits et antennes du Rectenna. Ce processus compte six étapes :

- ✓ Impression du masque sur un papier calque.
- ✓ Insolation de la résine photosensible à l'aide du rayonnement ultraviolet (UV).
- ✓ La révélation : développement de la plaque (dissolution de la résine photosensible exposée aux rayonnements UV).
- ✓ Gravure du circuit en retirant le cuivre non protégé par la résine photosensible.
- ✓ Le passage à l'éliminateur.
- ✓ Perçage des trous (Plans de masse) et soudure des composants et ports SMA.

### V.2.1. IMPRESSION DU MASQUE SUR UN PAPIER CALQUE

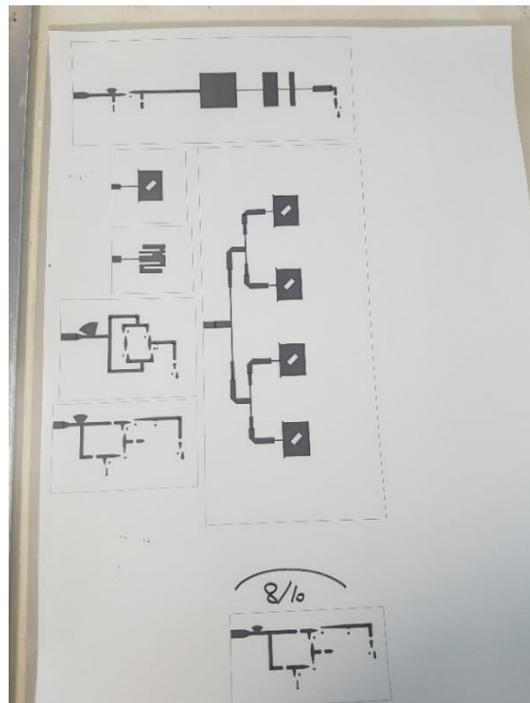


Figure 98. Les circuits et antennes imprimées sur papier calque.

Nous observons facilement comment seront les pistes et où se positionneront les composants, ainsi que la forme des antennes.

N.B : Plus le support est transparent et plus l'encre est opaque, meilleur seront les résultats.

### V.2.2. L'INSOLATION

Après avoir retiré le film protecteur de la plaque époxy, la résine se trouve à la surface. Cette résine a pour propriété de se modifier lorsqu'elle est exposée aux rayonnements U.V. Cette propriété est intéressante car il suffit d'isoler des U.V certaines parties de cette résine pour qu'elle ne soit pas modifiée. L'objectif de l'insolation consiste non seulement à transférer l'image du papier calque sur la plaque d'époxy en l'exposant aux U.V mais aussi à détériorer la résine photosensible non couverte par le masque. Pour cela on utilise une insoleuse. Le papier calque où est imprimé le dessin des pistes réalisé sur ordinateur, est plaqué (sous vide) sur la carte et celle-ci est soumise aux rayonnements U.V pendant 120 secondes.



Figure 99. Photo de l'insoluseuse.

Après insolation, le dessin du papier calque apparaît sur la résine photo sensible :

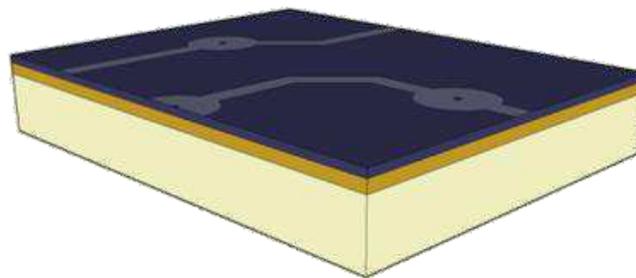


Figure 100. Etat de la plaque après passage à l'insoluseuse.

### V.2.3. LA RÉVÉLATION

Le révélateur positif permet de dissoudre la résine photosensible qui a été préalablement endommagé par les U.V de l'insoluseuse. Si le produit avoisine une température égale ou supérieure à 25°C, un bref passage du circuit dans le produit dévoile le tracé du masque. (10 à 15 secondes) Pour se faire, il faut plonger intégralement le circuit dans le révélateur et faire des va-et-vient avec le bac pour créer une vague sur la surface de la carte pour enlever la résine.



Figure 101. Opération de révélation.

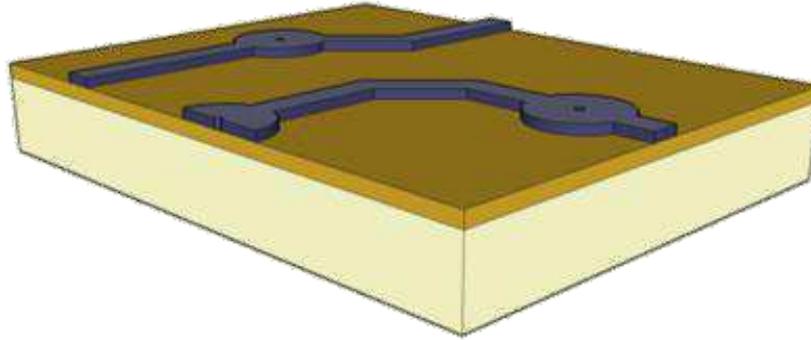


Figure 102. Etat de la plaque après passage à la révélation.

#### V.2.4. GRAVURE DU CIRCUIT

Lors de l'insolation, le papier calque joue deux rôles simultanés. Dans un cas, celui d'une barrière protectrice aux U.V sur les zones noires (pistes, plans ...), et dans l'autre cas, il laisse passer les rayons aux endroits transparents. Le perchlorure de fer dans la graveuse doit dissoudre le cuivre sur les zones qui ont reçu des U.V (elles ne disposent plus de protection de résine). Il faut glisser la carte (perpendiculaire aux rouleaux) sur la partie gauche de la graveuse. Le variateur de vitesse doit rester sur 2.5, cependant, si à la fin de ce cycle, il venait à rester de cuivre sur la carte, il faudrait effectuer un deuxième passage à vitesse maximale. Le cycle dure approximativement 4 minutes et à la fin il faut récupérer la carte de l'autre côté de la graveuse et la rincer sous l'eau.



Figure 103. Photo de l'opération de gravure.

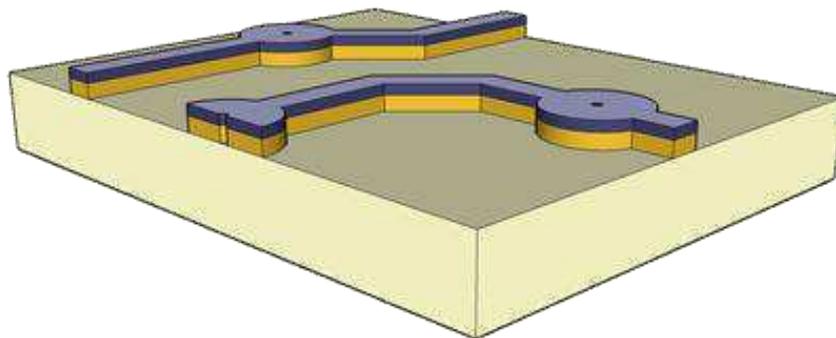


Figure 104. Etat de la plaque après gravure.

### V.2.5. PASSAGE À L'ÉLIMINATEUR

L'éliminateur nettoie la plaque des derniers résidus de résine pour redonner au cuivre son aspect naturel rosé. Pour se faire, il faut plonger le circuit entier dans l'éliminateur et exécuter des mouvements de temps en temps pour créer des vagues à la surface de la carte. (Idem au révélateur)



Figure 105. Passage à l'éliminateur.

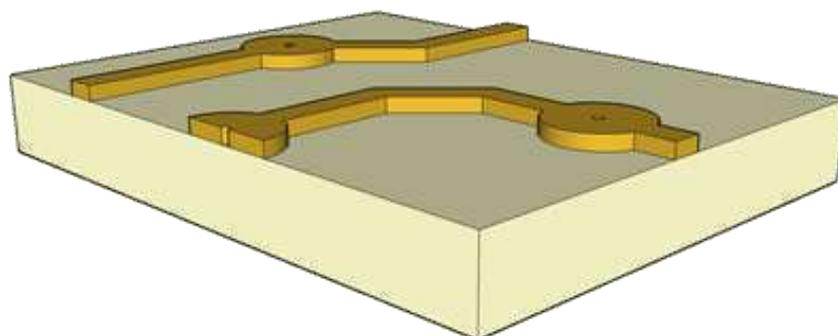


Figure 106. Etat de la plaque après passage à l'éliminateur.

Après avoir finalisé toutes les étapes de fabrication chimique de la carte contenant les différents circuits de redressement ainsi que les antennes, on procède au découpage à l'aide d'un massicot disponible dans le même laboratoire de fabrication.

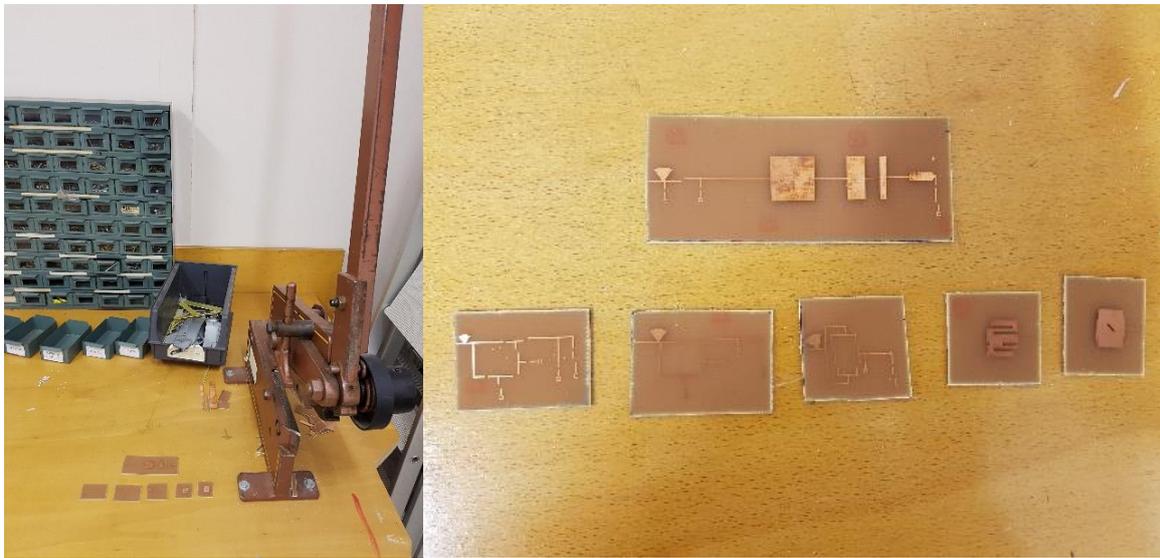


Figure 107. Découpage des différents circuits et antennes.

### V.2.6. PERÇAGE DES TROUS (PLANS DE MASSE) ET SOUDURE DES COMPOSANTS ET PORTS SMA

Les différents composants RF nécessaires pour achever la réalisation des circuits de redressement ont été commandés en se basant sur plusieurs critères, à savoir la bande de fréquence de fonctionnement, la technologie utilisée, le niveau de puissance supporté et les dimensions du boîtier déjà défini au niveau de la simulation. La soudure se fait d'une manière très précise pour ne pas surchauffer les composants et risquer de les perdre. De même pour les ports SMA soudés à l'entrée des antennes et des circuits.

Le produit final est le suivant :



Figure 108. Circuits et antennes finales.

### V.3. BANC DE MESURES

Le banc de mesure utilisé pour tester les circuits De redressement se compose de :

- Un Analyseur de réseau AGILENT 8753E de 30KHz à 6GHz pour la récupération des coefficients de réflexion S11.
- Un générateur RF ANRITSU 68347C 10 MHz-20 GHz pour alimenter les circuits avec le signal RF à la fréquence souhaitée.
- Un multimètre pour mesurer la tension et le courant à la sortie du circuit.

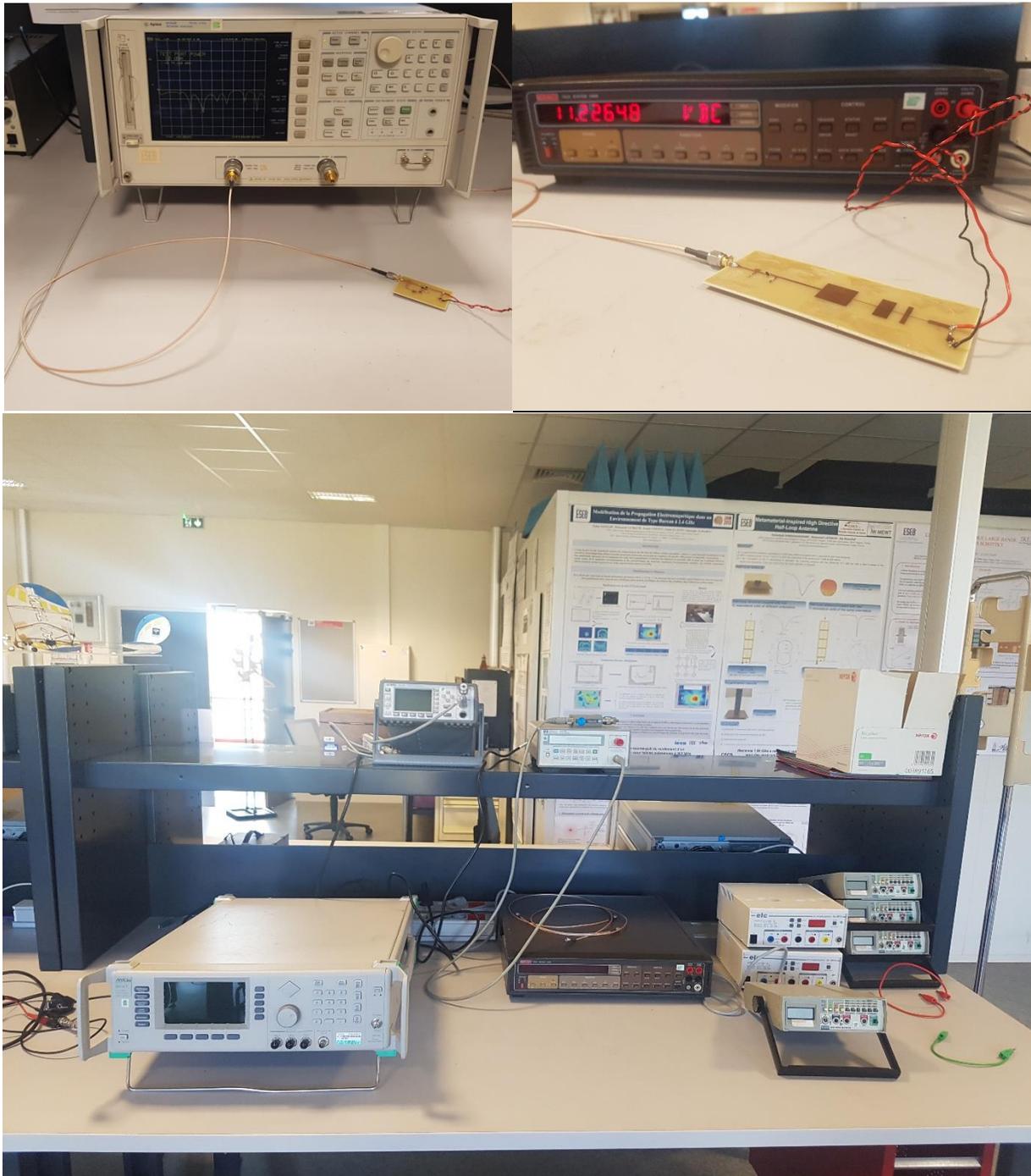


Figure 109. Photos du banc de mesures des circuits de redressement.

## VI. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

### VI.1. CIRCUIT DE REDRESSEMENT MULTIPLIEUR DE TENSION À 2.45 GHz

Un prototype de circuit redresseur a été fabriqué et testé pour valider les résultats de la simulation. Les mesures ont été effectuées à l'aide de la configuration illustrée à la figure 110. Le circuit a été fabriqué sur un substrat FR4 avec une constante diélectrique de 4,4 et une épaisseur de 1,6 mm. En raison des limitations de l'équipement, une puissance d'entrée maximale de 24 dBm a été appliquée et une analyse des résultats a été effectuée pour extraire les indicateurs de performance du redresseur. Le coefficient de réflexion mesuré du redresseur dans la bande de fréquences de fonctionnement est illustré à la figure 111(a) et on observe un bon accord en termes d'adaptation d'impédance d'entrée. La figure 111(b) montre la variation de l'efficacité par rapport à la puissance d'entrée. Comme prévu, il y a une forte correspondance avec les résultats simulés. La tension de sortie mesurée atteint une valeur élevée de 18V pour une puissance d'entrée de 24 dBm, cette tension de sortie importante pourrait être utilisée pour résoudre de nombreux problèmes d'alimentation électrique dans différentes applications.

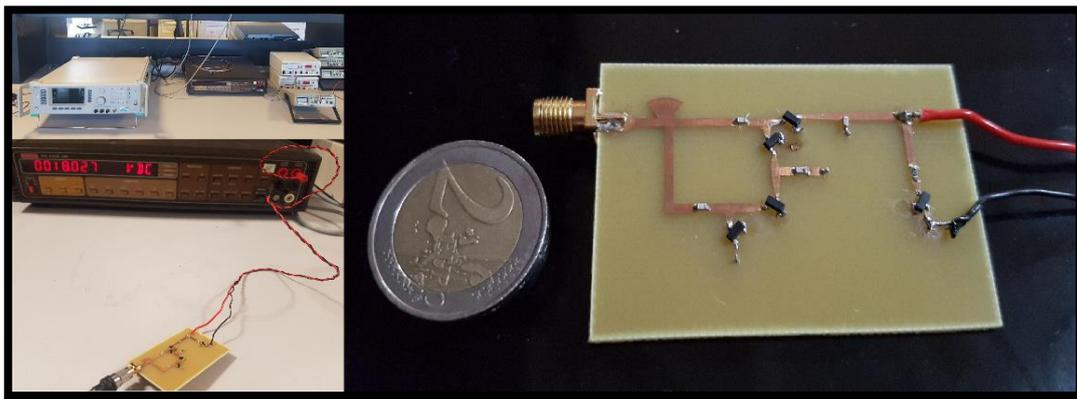
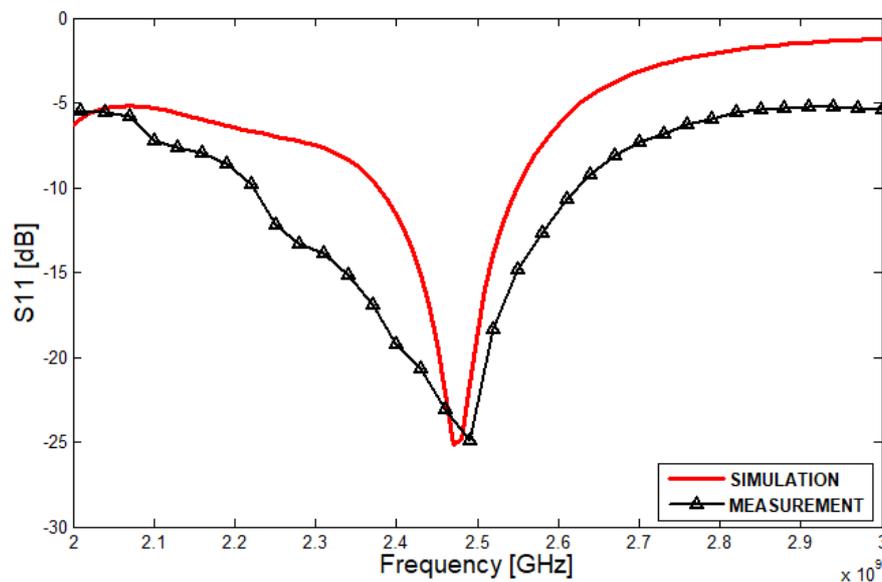
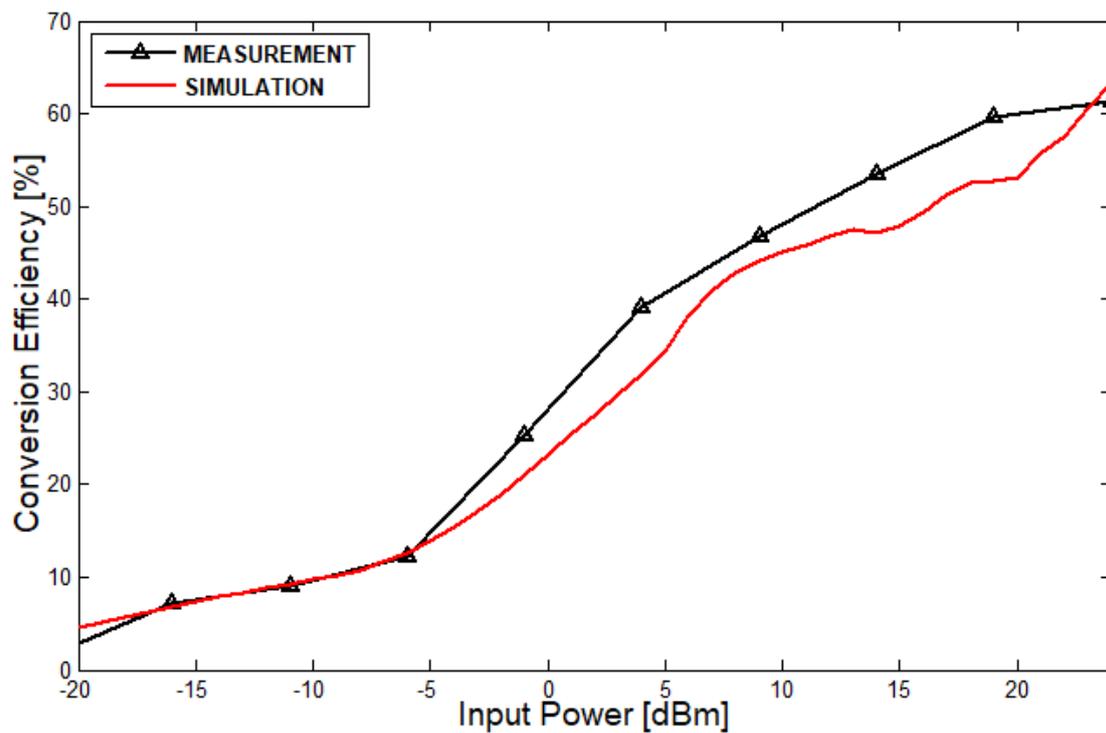


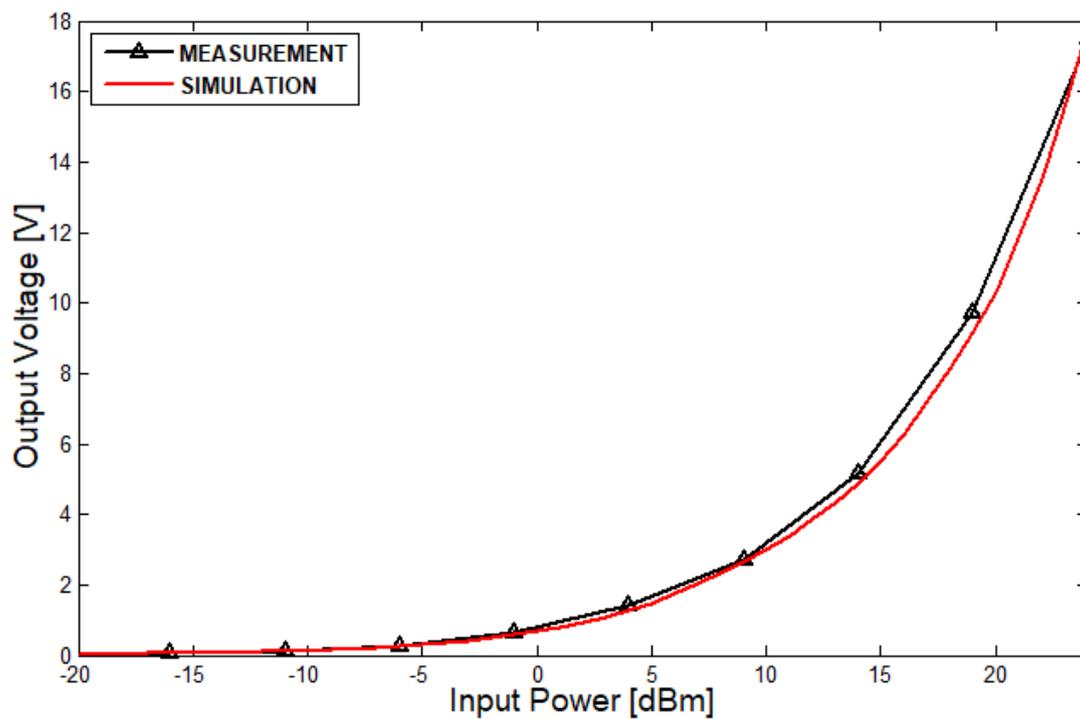
Figure 110. Redresseur multiplicateur de tension à 2.45 GHz fabriqué.



(a)



(b)



(c)

Figure 111. Résultats simulés et mesurés du redresseur (a)  $S_{11}$  en fonction de la fréquence (b) Rendement de conversion en fonction de la puissance d'entrée (c) Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée.

## VI.2. CIRCUIT DE REDRESSEMENT MULTIPLIEUR DE TENSION À 5.8 GHz

Il est nécessaire de vérifier les résultats fournis par le simulateur. La meilleure façon étant la mesure, le circuit de conversion a été dimensionnée pour répondre aux applications à 5,8 GHz de la bande ISM. En raison des limitations de l'équipement, une puissance d'entrée maximale de 18 dBm a été appliquée. Nous avons utilisé comme substrat le FR4 avec une constante de permittivité diélectrique 4,4, épaisseur de 0.8mm et tangente de perte de 0,025. Plusieurs étapes (de l'impression du masque sur un papier calque à la soudure des composants et des ports SMA) ont été réalisées pour fabriquer la structure de De redressement en utilisant la méthode chimique détaillée dans la partie précédente. À l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel nous avons pu valider l'adaptation d'impédance d'entrée. De plus, les performances du redresseur ont été confirmées par l'utilisation du dispositif de mesure illustré à la figure 109. Les coefficients de réflexion mesurés sont représentés à la figure 114, les valeurs sont enregistrées dans la bande de fréquences [5,6-6] GHz pour le redresseur. Les coefficients de réflexion mesurés et simulés à 5,8 GHz sont en bon accord.



Figure 112. Redresseur multiplicateur de tension à 5.8 GHz fabriqué.

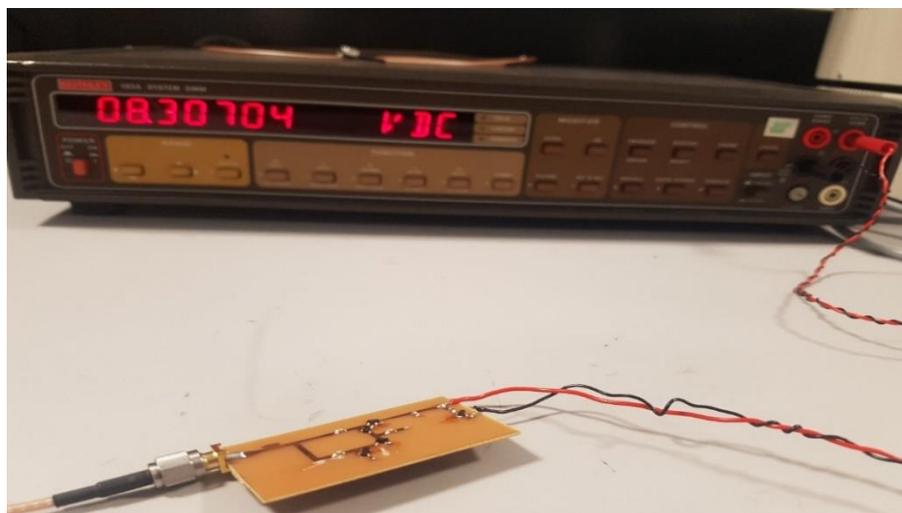


Figure 113. Test du Redresseur multiplicateur de tension à 5.8 GHz.

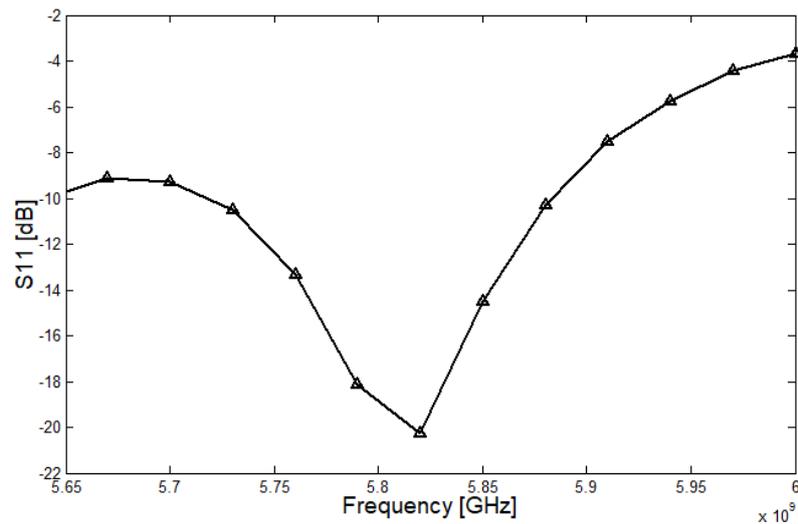


Figure 114. Résultat de mesure de  $S_{11}$  du redresseur en fonction de la fréquence.

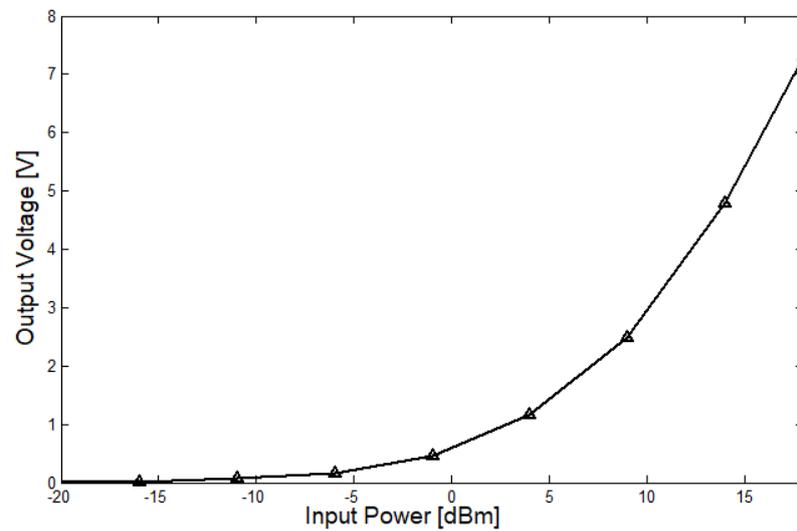


Figure 115. Résultat de mesure de la tension de sortie du redresseur en fonction de la puissance d'entrée.

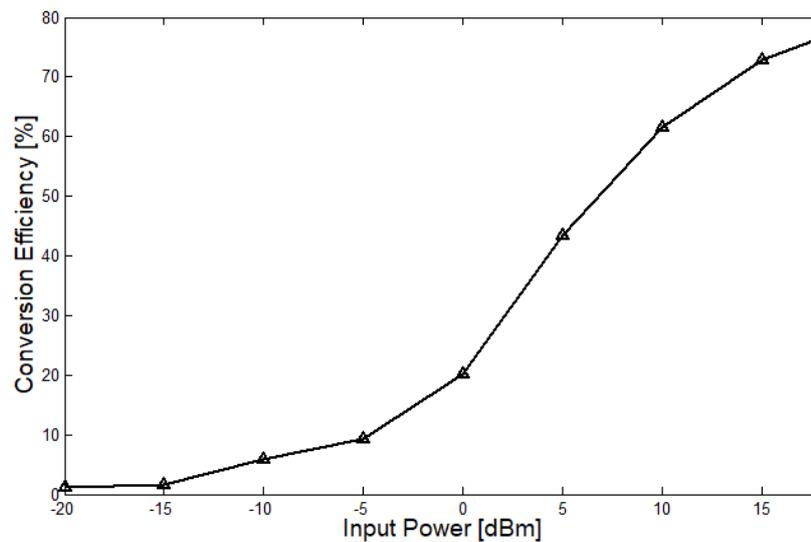


Figure 116. Résultat de mesure du rendement de conversion du redresseur en fonction de la puissance d'entrée.

### VI.3. CIRCUIT DE REDRESSEMENT SÉRIE AVEC FILTRE PASSE-BAS À SAUT D'IMPÉDANCE À 2.45 GHZ

Le redresseur monté en série a été fabriqué dans le but de mesurer ses performances pour différents points de puissance d'entrée : -20 dBm à 20 dBm. Il a été imprimé sur un substrat FR4 avec une constante diélectrique de 4,4 et une épaisseur de 1,6 mm. La structure du redresseur est illustrée à la figure 119 ; il se compose d'une diode Schottky en série avec un filtre passe bas à saut d'impédances à la sortie du circuit pour éliminer la composante RF indésirable au niveau de la charge, cette dernière a été choisie pour être 2 kOhm. Pour la conception et la réalisation du redresseur, nous rappelons que nous avons utilisé une diode Schottky type HSMS-2820. Le dispositif de mesure utilisé pour la caractérisation expérimentale du circuit de conversion a été introduit dans la partie méthodologie et étapes de réalisation. Nous tenant à rappeler qu'il contient un générateur RF ANRITSU 68347C 10 MHz-20 GHz pour alimenter les circuits avec le signal RF à la fréquence souhaitée et un multimètre pour mesurer le niveau de tension de sortie du circuit. La figure 120 montre le niveau de tension de sortie mesuré par rapport au niveau simulé, une valeur intéressante est observée avec une seule diode de redressement, ces résultats montrent la possibilité d'utiliser ce redresseur dans des applications pratiques de télé-alimentations sur 2,45 GHz de la bande ISM.

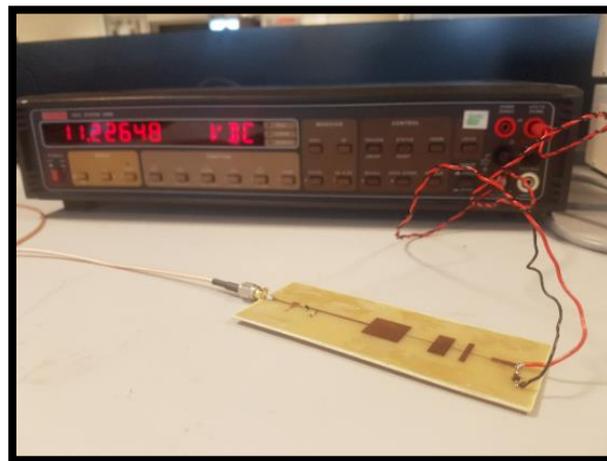


Figure 117. Test du Redresseur série avec filtre passe-bas à 2.45 GHz.



Figure 118. Banc de mesure de test du redresseur série avec filtre passe-bas à 2.45 GHz

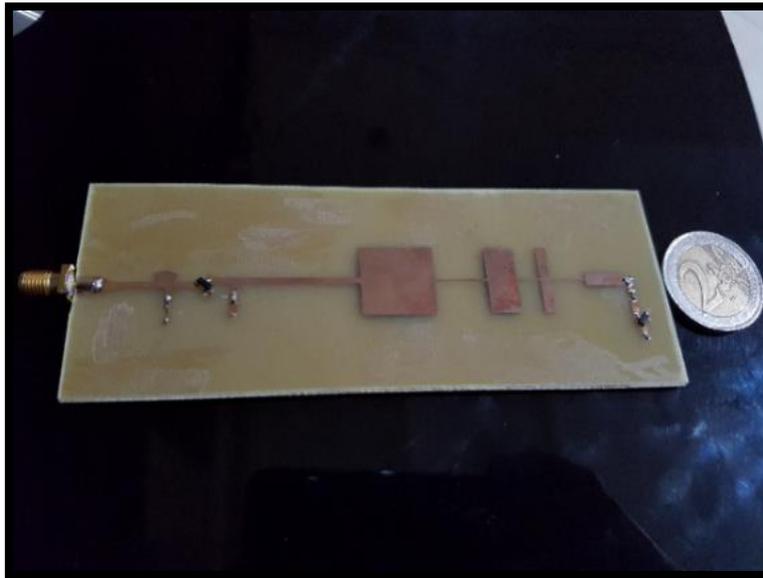


Figure 119. Redresseur série avec filtre passe-bas à 2.45 GHz fabriqué.

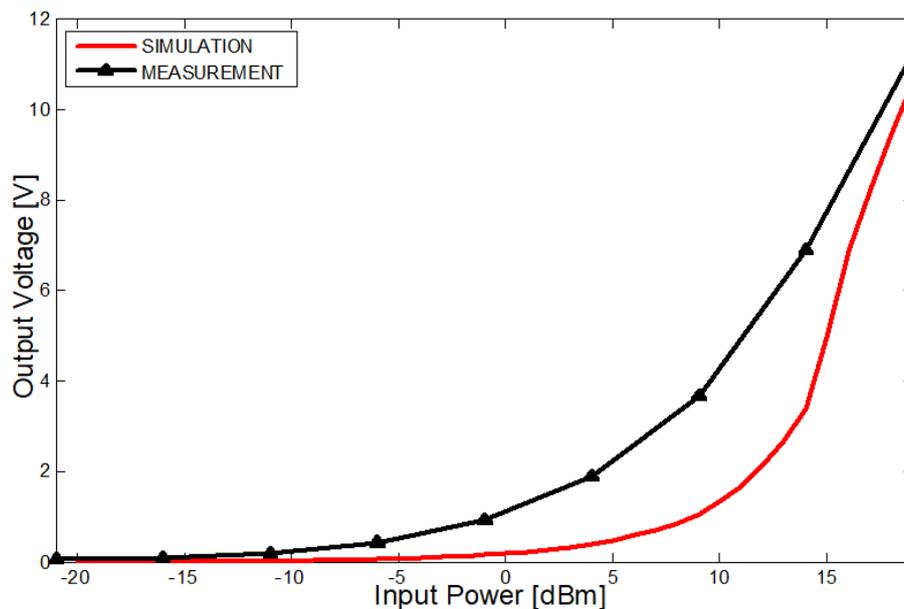


Figure 120. Comparaison des résultats de simulation et de réalisation de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée du redresseur série avec filtre passe-bas à 2.45 GHz.

Le tableau ci-dessous met le point sur une étude comparative de performance de différentes structures de redressement disponible dans la littérature avec celle que nous avons conçus et réalisé. Il est bien clair que notre structure présente des performances améliorés par rapport aux autres circuits et ceci en utilisant une seule diode dans la partie de redressement.

Tableau 2. Comparaison de performance avec d'autres recherches récentes

Source	Fréquence	Technologie	Tension de sortie
[102]	2.45 GHz	Doubleur de tension	10.75V (20 dBm)
[103]	2.45 GHz	Doubleur de tension	2.3V (Max)
Cette structure	2.45 GHz	Une seule diode (série)	11.23V (20 dBm)

#### VI.4. CIRCUIT DE REDRESSEMENT PONT DE DIODE À 2.45 GHZ

Pour examiner et valider la structure du pont de diodes redresseur, il a fallu procéder à la réalisation du prototype. Nous avons respecté le même processus que celui présenté dans la partie de fabrication. Après avoir soudé les diodes Schottky HSMS2820, les condensateurs et la résistance de charge, le circuit a été testé en utilisant un générateur RF ANRITSU 68347C 10 MHz-20 GHz pour alimenter les circuits avec le signal RF à la fréquence souhaitée et un multimètre pour mesurer la tension de sortie du circuit. L'adaptation de l'impédance d'entrée a été vérifiée au moyen d'un analyseur de réseau d'Agilent Technologies. Cependant, en raison de la limitation du matériel, la puissance d'entrée maximale que nous avons pu atteindre était de 24 dBm au lieu de 30dBm pour les simulations. Une photographie du dispositif de mesure et du circuit fabriqué est présentée à la figure 122 ; en outre, une comparaison des résultats simulés et mesurés est présentée à la figure 123. La légère différence est généralement due à la tolérance de fabrication puisque les étapes ont été effectuées entièrement en mains propres.

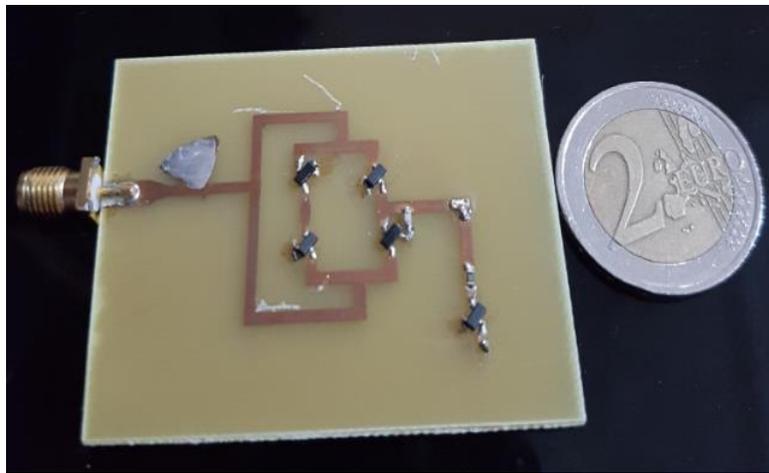


Figure 121. Redresseur pont de diodes à 2.45 GHz fabriqué.

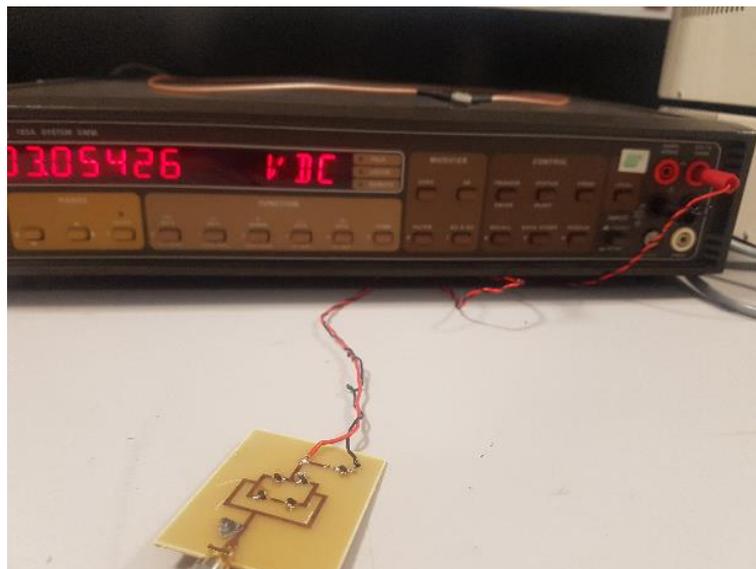


Figure 122. Test du Redresseur pont de diodes à 2.45 GHz.

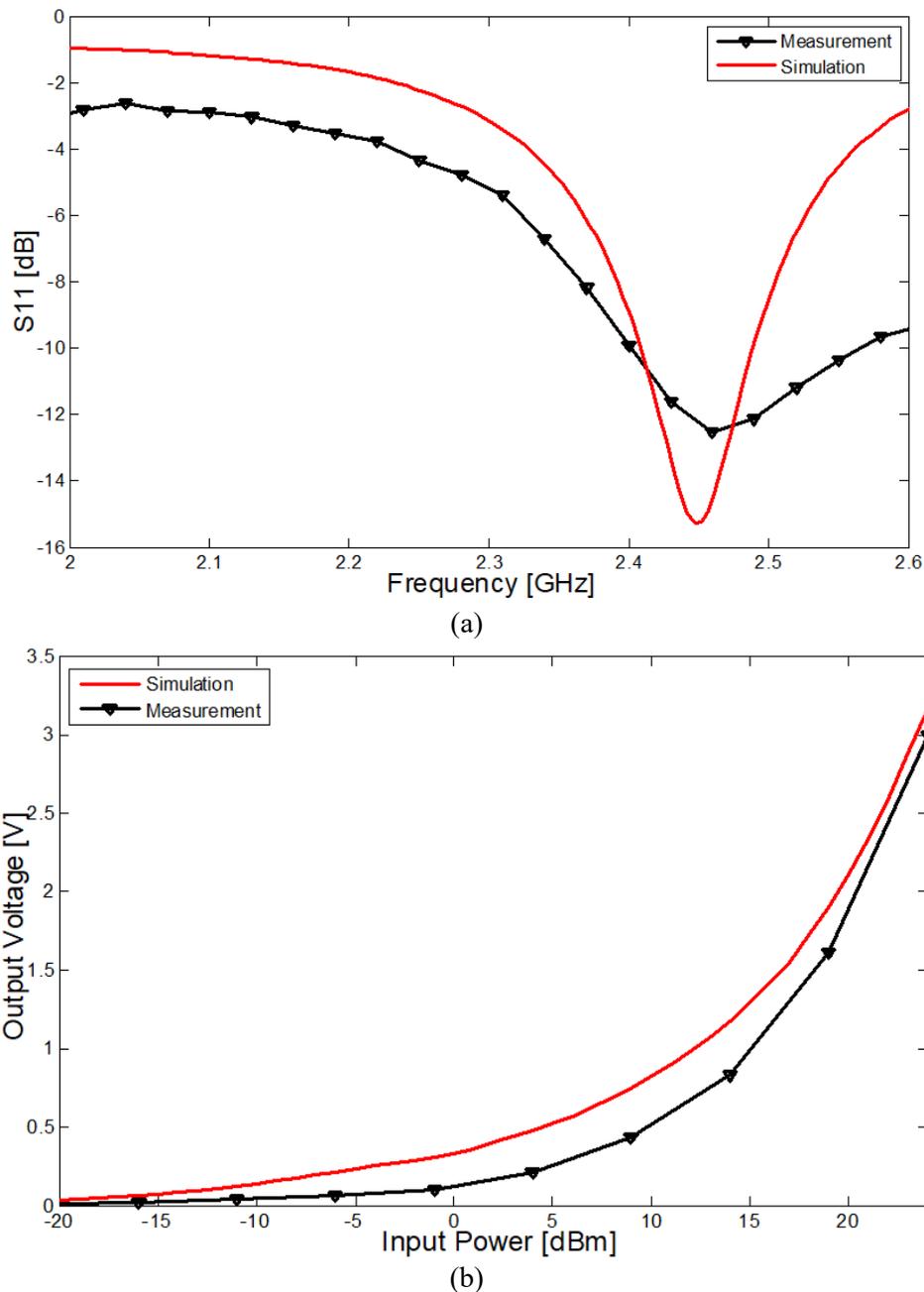


Figure 123. Résultats simulés et mesurés du redresseur pont de diodes (a)  $S_{11}$  en fonction de la fréquence (b) Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée.

## VII. CONCLUSION

Les simulations effectuées et les résultats obtenus ont mis en évidence quelques-unes des difficultés de la conception des Rectennas, du fait de l'obligation de travailler simultanément sur deux milieux différents à savoir la modélisation électromagnétique et la théorie des circuits. D'où la nécessité d'introduire de divers outils de simulations permettant une coexistence des deux aspects et une rapidité d'exécution des différentes opérations de simulation. De plus, il fallait prévoir un outil qui prend en considération la caractéristique non-linéaire que présentent les diodes Schottky en tant qu'éléments clé d'un circuit de redressement. Le solveur Harmonic

Balance du logiciel Advanced Design System a été adopté pour prendre en charge la conception et la simulation de l'ensemble des circuits de redressement. D'autre part, Une analyse cohérente a été effectuée lors de la sélection d'un dispositif de détection pouvant fonctionner à des fréquences supérieures à la bande ISM de 2,4 GHz. De plus, une comparaison approfondie des détecteurs sélectionnés dans différentes configurations a été effectuée et une gamme de fréquences claire a été établie pour chaque dispositif. La diode Schottky HSMS-2820 a montré de bonnes performances en termes de tension de seuil et de vitesse de commutation. En revanche, ces diodes ainsi que les composants constituant le circuit de redressement sont interconnectés à l'aide de lignes de transmission micro ruban, ces dernières ont été soumises à une série d'optimisation afin d'offrir un transfert maximal d'énergie avec l'existence d'un circuit d'adaptation basé sur la technologie micro ruban pour une bonne adaptation d'impédance d'entrée. Ce paramètre est vérifié à l'aide de Large-Signal S-Parameters de Advanced Design System. Une fois les résultats validés en simulation, la réalisation s'impose comme étape primordiale de manière à confirmer et renforcer ce qui a été obtenu en simulation. La fabrication pratique a été décrite étape par étape dans ce chapitre, depuis l'impression des circuits dans un papier calque, jusqu'à la soudure des différents composants, de plus, les structures ont été testées à l'aide d'un banc de mesure constitué d'un analyseur de réseau AGILENT 8753E de 30KHz à 6GHz pour la récupération des coefficients de réflexion S11, d'un générateur RF ANRITSU 68347C 10 MHz-20 GHz pour alimenter les circuits avec le signal RF à la fréquence souhaitée et un multimètre pour mesurer la tension et le courant à la sortie du circuit. Les indicateurs de performances étant la tension de sortie et l'efficacité de conversion, les différentes structures réalisées ont montré un bon niveau de fonctionnement avec des tensions de sortie très importantes allant jusqu'à 18 V pratique pour des faibles niveaux de puissance d'entrée, ce qui nous a donné la possibilité de balayer un large éventail d'applications en faibles et forts signaux afin d'adapter les différentes structures aux besoins du marché en énergie écologique.

# Chapitre IV : Conception, optimisation et réalisation d'antennes et réseau d'antennes patch dans la bande ISM

## I. INTRODUCTION

En raison de leurs nombreuses propriétés uniques et attrayantes (p. ex. poids léger, faible coût et compatibilité avec les circuits intégrés), les antennes patch trouvent de nombreuses applications. En conséquence, ces dernières années, un certain nombre de méthodes théoriques et expérimentales ont été proposées pour déterminer leurs propriétés électromagnétiques. En traitant l'antenne rectangulaire comme deux fentes parallèles interconnectées par une ligne de transmission à basse impédance, il est possible d'obtenir des prédictions utiles des propriétés radiatives. Cependant, ce modèle simple n'est pas adéquat pour prédire la variation de l'impédance en fonction de la position de l'alimentation. En outre, le modèle de ligne de transmission ne peut pas être appliqué à des antennes à microbandes autres que rectangulaires. Pour analyser une plus grande variété de formes de microbandes, un modèle de cavité a été proposé. Bien que le modèle de cavité prévoie assez précisément le diagramme de rayonnement, il nécessite une correction semi-empirique de la fréquence de résonance afin de faire correspondre les résultats calculés avec les données expérimentales. Cet écart peut être dû au fait que le champ de surface sur les bords du patch n'est pas incorporé dans la formulation et que le substrat diélectrique à épaisseur finie est remplacé par un milieu homogène ayant une constante diélectrique équivalente. Il est donc indispensable de disposer de techniques d'analyse plus rigoureuses pour les antennes à microbande. D'autres part, il est nécessaire de prédire exactement le comportement d'une antenne avant sa fabrication. La modélisation et la simulation prédisent les caractéristiques de rayonnement d'une antenne et suggèrent les modifications nécessaires avant la fabrication. Il existe actuellement plusieurs outils et produits de modélisation électromagnétique complets tels que Advanced Design System, Computer Simulation Technology and Microwave Studio (CST MS) et High Frequency Structure Simulation (HFSS) qui sont utilisés dans la modélisation et la simulation de circuits et antennes complexes. Le défi repose donc sur une modélisation rigoureuse des différentes structures antennaires et réseau d'antennes afin de s'approcher le plus possible du comportement pratique et réel d'une antenne patch à des fréquences de 2.45 GHz allons jusqu'à 5.8 GHz de la bande ISM. Plusieurs critères et paramètres s'imposent pour garantir un maximum de concordance, à savoir le choix du substrat, la technique d'alimentation, la technologie utilisée, la méthode d'adaptation ainsi qu'un outil de simulation se basant sur des méthodes fiable, rapide et efficace. Dans ce chapitre, nous allons présenter un ensemble de structures antennaires adaptées à des fréquences dans la bande ISM en utilisant la technologie micro ruban pour des applications de télé-alimentation. Dans un premier lieu, nous définissons les outils de simulation utilisés avec les méthodes dont ils se basent pour la résolution des différentes équations numériques, puis nous justifions les divers choix pris lors de l'opération de conception et d'optimisation pour présenter par la suite les résultats de simulation obtenus. Vers la fin nous allons mettre le point sur la partie réalisation en tant qu'étape primordiale pour la validation des résultats et la mise en évidence des études théoriques conduites tout au long de ce rapport de thèse. Le banc de mesures utilisé sera présenté ainsi qu'une comparaison entre les résultats de simulation et de mesure pour évaluer la performance des antennes réalisées.

## II. OUTILS DE SIMULATION

Les simulateurs de champ électromagnétique sont devenus un outil largement utilisé dans un processus de conception de circuits et de systèmes hyperfréquences. Une bonne utilisation des simulateurs de champ électromagnétique (EM) permet de réduire considérablement le temps de conception et d'obtenir des résultats fiables. Dans ce cas, les paramètres requis du circuit conçu peuvent être atteints dès le premier prototype fabriqué, malgré la grande complexité de la structure. Cependant, la simulation électromagnétique en tant que processus numérique souffre d'erreurs systématiques et aléatoires similaires à la mesure avec un équipement réel. C'est pourquoi le réglage du simulateur de champ électromagnétique, comme la plage de fréquence, les propriétés de maillage, l'utilisation des parois PEC et PMC, etc. doit être effectué avec la plus grande attention et les résultats de la simulation doivent toujours être vérifiés en utilisant des techniques bien affinées et fiables. L'utilisation de logiciels de simulation est donc un élément incontournable pour mener à bien cet objectif. La simulation des antennes à microbande présentées dans le cadre de ce projet s'est faite à l'aide des outils ADS et CST Microwave Studio. L'acronyme ADS correspond à Advanced Design System déjà abordé et défini dans la partie simulation des circuits de redressement RF-DC, tandis que l'acronyme CST signifie Computer Simulation Technology.

### II.1. CST MICROWAVE STUDIO

Fondé en 1992, le logiciel de simulation électromagnétique CST STUDIO SUITE [104] est l'aboutissement de nombreuses années de recherche et de développement dans les solutions les plus efficaces et précises de calcul pour la conception électromagnétique. CST Microwave Studio est un logiciel performant pour l'analyse et la conception électromagnétique dans le domaine des hautes fréquences. Il facilite le processus de création de la structure en fournissant une puissante interface graphique de modélisation. Une fois le modèle achevé, une procédure de maillage entièrement automatique est appliquée avant le démarrage d'un simulateur. Une caractéristique déterminante de CST est l'approche à la demande qui permet de choisir le simulateur ou le type de maillage le mieux adapté à un problème particulier. Comme aucune méthode ne fonctionne aussi bien pour toutes les applications, le logiciel contient plusieurs techniques de simulation différentes (solveur transitoire, solveur fréquentiel, solveur intégral, solveur multicouche, solveur asymptotique et solveur modal) pour mieux répondre aux différentes applications.

Le solveur du domaine fréquentiel contient également des méthodes spécialisées pour l'analyse de structures hautement résonnantes telles que les filtres. L'outil le plus flexible est le solveur transitoire, qui peut récupérer l'ensemble du comportement en fréquence large bande du système simulé à partir d'un seul calcul (contrairement à l'approche par pas de fréquence de nombreux autres simulateurs). Ce solveur est considérablement efficace pour la majorité des applications à haute fréquence telles que les lignes de transmission, les filtres, les antennes et plus encore.

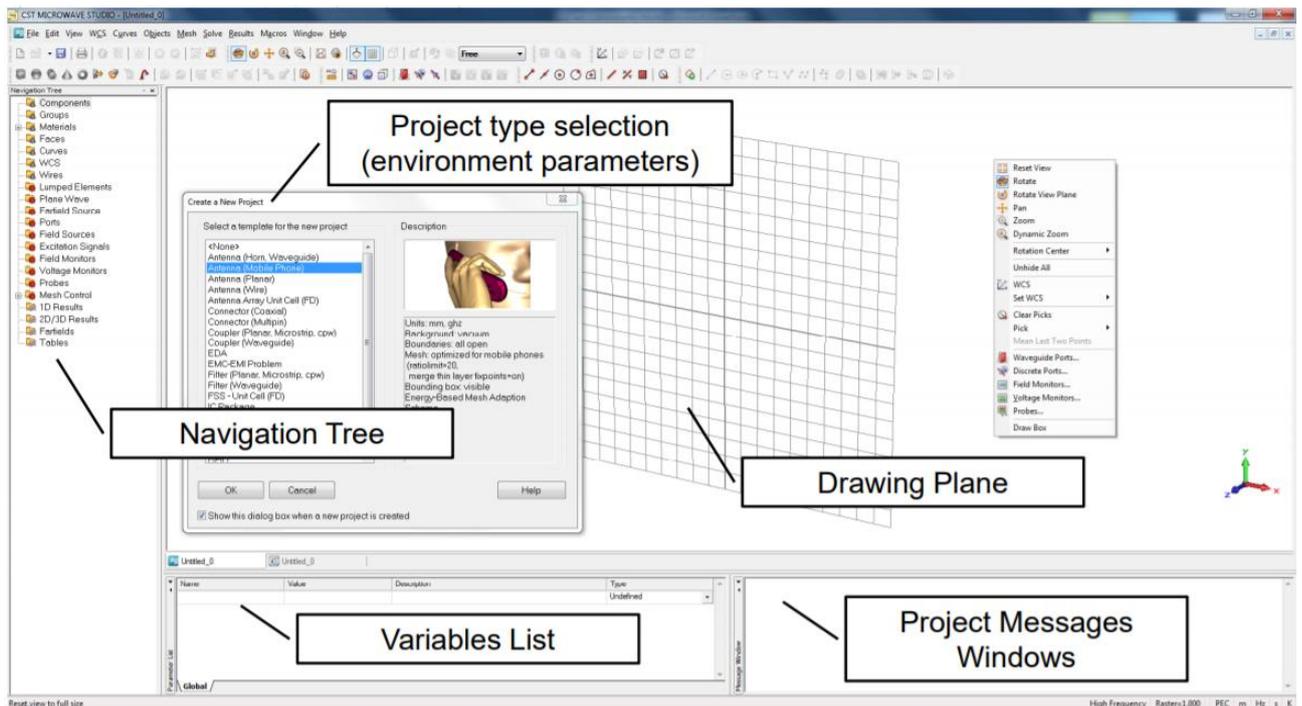


Figure 124. Aperçue de la fenêtre de conception sur CST.

Le solveur transitoire a été examiné aux fins d'analyse plus loin dans le présent chapitre en tant que composante principale de CST Microwave Studio. La modélisation de structures arrondies à l'aide de la technique Perfect Boundary Approximation® et la modélisation de minces plaques conductrices parfaitement électriques avec la Thin Sheet Technique® tente de faire face aux difficultés inhérentes aux méthodes classiques. L'analyse transitoire des antennes proposées est effectuée à l'aide du type à mailles hexaédriques. Le générateur automatique de maillage détecte les points importants à l'intérieur de la structure (points fixes) et y localise les nœuds de maillage. L'utilisateur peut ajouter manuellement des points fixes sur une structure, ainsi que contrôler entièrement le nombre de lignes de maillage dans chaque coordonnée par rapport à la longueur d'onde spécifiée. L'adaptation énergétique du maillage permet de l'affiner en un nombre prédéfini de passes, ce qui permet d'affiner les caractéristiques de conception sophistiquées du maillage pour le tribut d'un temps de simulation global plus long. Les analyses de ce chapitre utilisent le maillage direct automatique sans aucun réglage local. CST, en tant que progiciel à usage général, étant un véritable concurrent de ADS, a gagné en popularité au cours des dernières années. Aussi pour l'analyse et la conception de petites antennes et d'antennes planaires, on trouve de plus en plus de résultats obtenus avec CST dans la littérature.

## II.2. MOMENTUM SOLVER (ADVANCED DESIGN SYSTEM)

HP-Momentum [105] est le solveur intégré dans le système Advanced Design System d'Agilent Technologies. Les équations intégrales sont formulées sous forme de potentiel mixte et les éléments de la matrice sont entièrement évalués dans le domaine spatial. Momentum a été développé à l'origine pour analyser les circuits planaires. Une combinaison de rectangles et de triangles représente les cellules de la grille de maillage de Momentum. La fréquence de maillage et le nombre de cellules par longueur d'onde sont utilisés pour déterminer la densité de maillage de l'ensemble du circuit ou d'un seul objet. L'option de maillage des bords ajoute un maillage

relativement dense le long des bords des objets. Comme la densité de courant est plus élevée le long des bords des objets, le maillage des bords peut améliorer la précision et la vitesse d'une simulation.

Le Momentum est basé sur une technique de discrétisation numérique appelée méthode des moments. Cette technique est utilisée pour résoudre les équations électromagnétiques de Maxwell pour les structures planes imbriquées dans un substrat diélectrique multicouche. Les modes de simulation disponibles dans Momentum (micro-ondes et RF) sont tous les deux basés sur cette technique, mais utilisent différentes variations de la même technologie pour atteindre leurs résultats. Momentum a deux modes de fonctionnement, le mode micro-ondes ou pleine onde et le mode RF ou quasi statique. La principale différence entre ces deux modes réside dans les formulations des fonctions Green qui sont utilisées. Le mode pleine onde utilise des fonctions Green pleine onde, ce sont des fonctions Green générales dépendantes de la fréquence qui caractérisent entièrement le substrat sans simplifier les équations de Maxwell. Il en résulte des éléments L et C complexes et dépendants de la fréquence. Le mode quasi statique utilise des fonctions Green indépendantes de la fréquence, ce qui donne des éléments L et C qui sont réels et insensibles à la fréquence. En raison de l'approximation faite en mode quasi-statique, les simulations RF sont beaucoup plus rapides puisque les éléments matriciels L et C ne doivent être calculés que pour le premier point de simulation de fréquence. L'approximation implique également que le mode quasi-statique devrait généralement être utilisé pour les structures inférieure à la moitié de la longueur d'onde. Les deux moteurs utilisent également un algorithme de réduction de maillage qui réduit le nombre d'inconnues dans la simulation en générant un maillage polygonal. Cet algorithme de réduction de maillage peut être activé ou désactivé.

Momentum Optimization étend la capacité de Momentum à un véritable outil d'automatisation de la conception. Le processus d'optimisation du Momentum varie automatiquement les paramètres géométriques pour aider à obtenir la structure optimale qui répond aux objectifs de performance du circuit ou de l'appareil.

La visualisation Momentum est une option qui donne aux utilisateurs une perspective tridimensionnelle des résultats de simulation, leur permettant de visualiser et d'animer le flux de courant dans les conducteurs et les fentes, et de visualiser des représentations 2D et 3D des diagrammes de rayonnement en champ lointain.

### II.3. CHOIX DU SUBSTRAT

Le substrat remplit un double rôle dans la technologie des microbandes. En effet, il s'agit à la fois d'un matériau diélectrique, où les circuits sont imprimés, et d'une pièce mécanique, car il supporte la structure. Ils se distinguent en principe par trois grandeurs physiques : la conductivité, la constante diélectrique relative, l'angle de perte. Les substrats sur lesquels sont conçues les antennes imprimées sont multiples et doivent être en adéquation avec le matériau du patch. Quand le matériau de l'antenne est normal comme le cuivre, la permittivité relative du substrat varie de 1 à 12. Dans certains cas, il est recommandé de privilégier l'utilisation de substrats diélectriques de forte épaisseur et de faible permittivité pour atteindre un rendement élevé et une grande largeur de bande. Par contre, les pertes par ondes de surface augmentent et l'antenne devient de plus en plus encombrante. En revanche, il est recommandé de recourir à

des substrats minces à haute permittivité pour les circuits hyperfréquences en vue de minimiser les ondes de surface et les rayonnements non désirés. Toutefois, l'efficacité et la largeur de bande baissent en raison de la perte élevée dans le substrat.

En hyperfréquences, les principales caractéristiques d'un substrat sont :

- L'épaisseur  $h$ .
- La constante diélectrique.
- Le coefficient de dilatation thermique (en ppm/°C).
- Le facteur de dissipation (tangente delta).
- Conductivité thermique (en W/m. °K).

Dans notre cas, nous avons choisi un substrat FR4 [106] avec une constante de permittivité diélectrique de 4,4, une épaisseur de 1,6 mm et une tangente de perte de 0,025. Les substrats en verre époxy FR4 sont le plus souvent le matériau de premier choix pour la majorité des circuits imprimés. Le matériau est très économique et se distingue par d'excellentes propriétés mécaniques, ce qui le rend optimal pour une large gamme d'applications de composants électroniques. Alors que les systèmes hyperfréquences visant les marchés de grand public se développent de plus en plus, il y a un considérable intérêt à minimiser les coûts liés à ces systèmes. Des économies significatives peuvent être atteintes en optant pour le FR4 au lieu de substrats coûteux pour les circuits hyperfréquences et les antennes. Le substrat FR4 est fabriqué en compressant une résine époxy à haute pression et un mat (ou des mats) en fibre de verre est intégré dans la structure. La fibre de verre donne la résistance au substrat et augmente la constante diélectrique du matériau composite. Le matériau est donc intrinsèquement anisotrope, avec une faible variation de la constante diélectrique dans différents plans. De plus, la technique de fabrication employée introduit des incohérences dans l'épaisseur des plaques, ce qui peut entraîner des variations dans les paramètres des circuits microbande. La caractérisation typique des cartes FR4 est généralement effectuée par les fabricants à 1MHz. Aux fréquences micro-ondes, la constante diélectrique globale est généralement similaire à la valeur à 1 MHz, diminuant légèrement aux fréquences suivantes au-dessus de quelques GHz.



Figure 125. Photo du substrat FR4.

### III. TRAVAUX DE CONCEPTION DES DIFFÉRENTES STRUCTURES ANTENNAIRES

L'antenne fait partie intégrante du Rectenna, ce qui devrait poser plusieurs exigences pour exploiter l'énergie RF omniprésente et la convertir en une tension continue de sortie utile. Les antennes à polarisation circulaire sont préférables dans les conceptions de Rectennas car elles peuvent recevoir des signaux RF à polarisation linéaire et circulaire sans perte de polarisation. En revanche, les antennes à polarisation linéaire ne reçoivent que la moitié de la puissance de l'onde à polarisation circulaire et souffrent également du facteur de perte de polarisation lors de la capture d'ondes à polarisation linéaire. Il en résulte une dégradation de l'efficacité globale du Rectenna. En outre, l'antenne doit être à large bande afin de pouvoir recevoir toute l'énergie RF ambiante présente dans les sources de fréquences multiples présentes dans l'environnement. Ceci est dû au fait que les niveaux de puissance des signaux ambiants sont déjà en microwatts et qu'il faut plus d'énergie pour obtenir une tension de sortie suffisante pour alimenter les nœuds de capteurs sans fil à très faible puissance. L'antenne doit également être miniaturisée et compacte pour pouvoir être utilisée dans des applications portables et d'alimentation sans fil. Afin d'obtenir une plus grande puissance reçue et une meilleure efficacité du redresseur, les antennes d'émission et de réception doivent avoir un gain élevé. Une des méthodes pour augmenter le gain de l'antenne est de faire un réseau d'antennes. Le réseau augmente la puissance RF disponible à l'entrée du redresseur, mais il entraîne également une augmentation de la taille de l'antenne, ce qui la rend impropre aux applications portables. De même, si l'antenne est omnidirectionnelle, elle peut recevoir des radiations de toutes les directions ; cependant, son gain sera inférieur. Ce sont là certains des compromis courants auxquels nous nous sommes confrontés pour obtenir des antennes à haut rendement et à tension de sortie élevée, le but ultime de la récupération d'énergie RF.

#### III.1. CONCEPTION DE RÉSEAU D'ANTENNE À POLARISATION CIRCULAIRE À 5.8 GHZ

##### III.1.1. ANTENNE ÉLÉMENTAIRE À 5.8 GHZ

Le comportement électromagnétique d'une antenne est complexe et il existe de nombreuses formules d'approximation dans la littérature qui permettent de traiter un comportement dans une bande de fréquences. L'optimisation est essentielle, elle peut se faire soit par la mesure seule (mais cela nécessite un équipement assez coûteux), soit en utilisant un simulateur électromagnétique pour réduire les étapes de mesure. Cependant, ces logiciels prennent beaucoup de temps à compiler puisqu'ils utilisent les équations de Maxwell numérisées. De nos jours, plusieurs outils de simulation sont apparus, chacun a ses avantages et ses limites, mais dans l'ensemble ils permettent tous la conception et la simulation d'antennes et de structures rayonnantes, le calcul des propriétés RF telles que les coefficients de réflexion, les rendements, les valeurs de champ proche et lointain, les gains etc. Parmi ces logiciels, Advanced Design System (ADS) a été choisi lors des travaux de simulation de ces structures. Grâce à son outil Momentum, il permet d'effectuer une simulation électromagnétique basée sur la grille d'éléments finis du patch et présente les valeurs de gain et de directivité ainsi que le diagramme de rayonnement en deux et trois dimensions. De plus, il dispose d'une interface très avancée et intuitive pour la conception et la visualisation des résultats. La figure suivante montre la géométrie de l'antenne patch proposée qui fonctionne à 5,8 GHz.

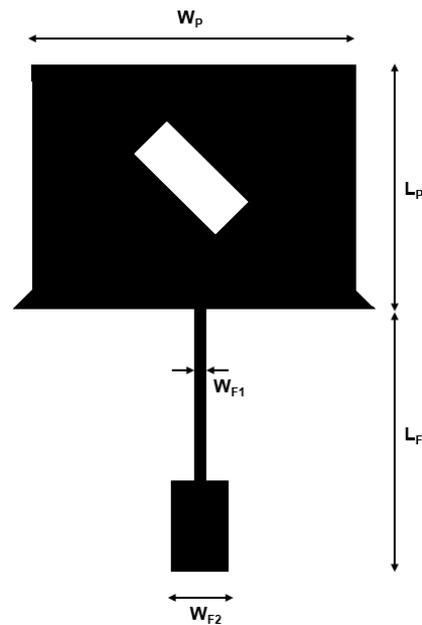


Figure 126. L'antenne patch élémentaire proposée.

Le coefficient de réflexion communément appelé  $S_{11}$  décrit le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente à l'entrée de l'antenne. L'étude du coefficient de réflexion est très riche en informations car elle permet de connaître le comportement de l'antenne en termes de bande passante et de niveau d'adaptation, deux caractéristiques essentielles du bon ou mauvais fonctionnement. La largeur de bande peut être définie selon plusieurs critères : en fonction du coefficient de réflexion ( $|S_{11}| \leq -10$  dB) ou presque équivalent au rapport d'onde stationnaire ( $SWR \leq 2$ ), ou en fonction du rendement ( $Eff \geq 80\%$  par exemple). Bien entendu, le niveau de référence choisi peut varier d'une application à l'autre. Alors qu'au sein de la communauté scientifique des antennes, on considère généralement qu'une antenne est bien adaptée lorsque  $|S_{11}| \leq -10$  dB, dans la pratique, cette exigence est souvent réduite lorsque l'on considère les antennes des terminaux de radiocommunication (où un critère de  $|S_{11}| \leq -5$  dB est commun). Dans notre cas, la performance de l'antenne en termes d'adaptation d'impédance est décrite à la figure 127. Le graphique montre clairement que l'antenne est bien adaptée à 5,8 GHz.

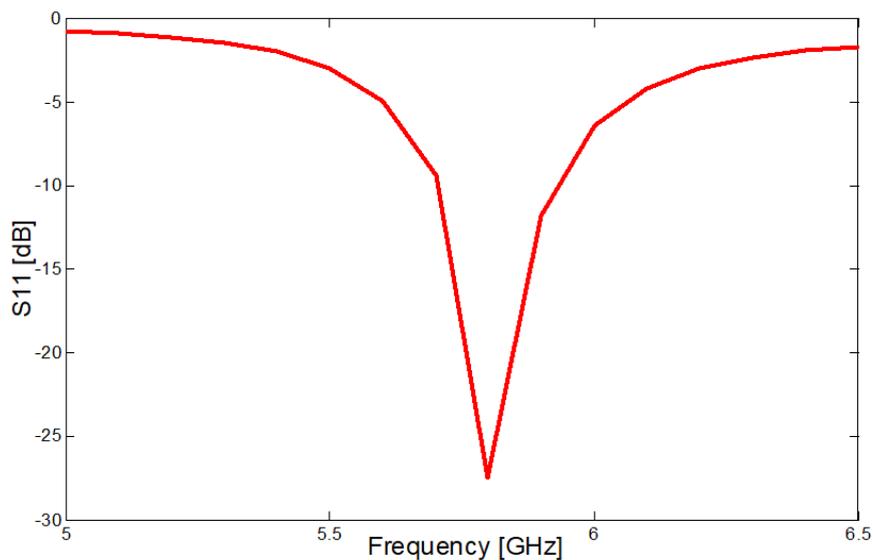


Figure 127. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence.

### III.1.2. CONCEPTION DU RÉSEAU D'ANTENNE À POLARISATION CIRCULAIRE SUR 5.8 GHz

Dans l'application des rectennas, il est nécessaire de concevoir des antennes ayant des caractéristiques directives élevées pour répondre aux exigences des liaisons longue distance. Par conséquent, une antenne à un élément ne pourrait pas répondre à cette exigence. Pour surmonter ce problème, il est suggéré d'utiliser des réseaux d'antennes afin de bénéficier de l'avantage de superposer le rayonnement de chaque élément dans la même direction pour augmenter le gain global et la directivité de l'antenne.

Plusieurs contraintes peuvent influencer la conception des réseaux d'antennes. Le couplage mutuel, l'adaptation de l'impédance d'entrée de la ligne d'alimentation et la distance entre les éléments sont les facteurs les plus importants à considérer lors de la conception. L'espacement entre les éléments du réseau affecte directement le diagramme de rayonnement et le gain. Notant que lorsque le nombre de radiateurs est augmenté, le gain est augmenté de 3 dB mais ceci sans tenir compte des éventuelles pertes. Le gain maximum est obtenu lorsque l'espacement est compris entre  $0,5$  et  $0,9\lambda_0$ . Si les éléments sont trop proches les uns des autres, un phénomène de couplage réduit la valeur de gain et quand ils sont trop éloignés, cela affecte le lobe principal et donc réduit la directivité. De plus, l'impédance d'entrée adaptée à 50 Ohm est nécessaire pour assurer le bon fonctionnement de l'antenne. Les dimensions des lignes sont calculées à l'aide du logiciel Lincalc d'ADS. Pour alimenter un réseau d'antennes à deux éléments, on utilise une jonction en forme de T. Il existe plusieurs configurations de la jonction en T avec différentes méthodes de calcul. L'exemple utilisé est le cas où l'impédance d'entrée est bien adaptée, cependant, les impédances de sortie sont terminées par la double valeur de l'impédance d'entrée. Dans cette situation, la valeur de l'impédance d'entrée est de 50 Ohms, ce qui signifie que l'impédance de sortie aura la valeur de 100 Ohms. L'efficacité des réseaux d'antennes à microbande peut être considérablement améliorée en réduisant les pertes dans le réseau d'alimentation. Les pertes dans le réseau d'alimentation des microbandes sont dues aux pertes de conducteurs, aux pertes de rayonnement et aux pertes diélectriques.

En optimisant l'antenne de réception, nous améliorons l'efficacité du Rectenna en tant que facteur de performance majeur.

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{Input}} \times 100 \quad (IV.1)$$

Où  $P_{DC}$  est la puissance continue produite à la résistance de charge  $R$  du rectenna et  $P_{Input}$  est la puissance reçue à l'antenne, qui peut être calculée à partir de l'équation de transmission Friis.

$$P_{Input} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 P_t G_t G_r \quad (IV.2)$$

Où  $G_r$  est le gain de l'antenne de réception,  $\lambda$  est la longueur d'onde de fonctionnement,  $G_t$  et  $P_t$  sont le gain et la puissance d'émission de l'antenne de transmission, et  $r$  est la distance de propagation.

La configuration finale du réseau d'antennes à quatre éléments est illustrée dans la figure suivante [107] :

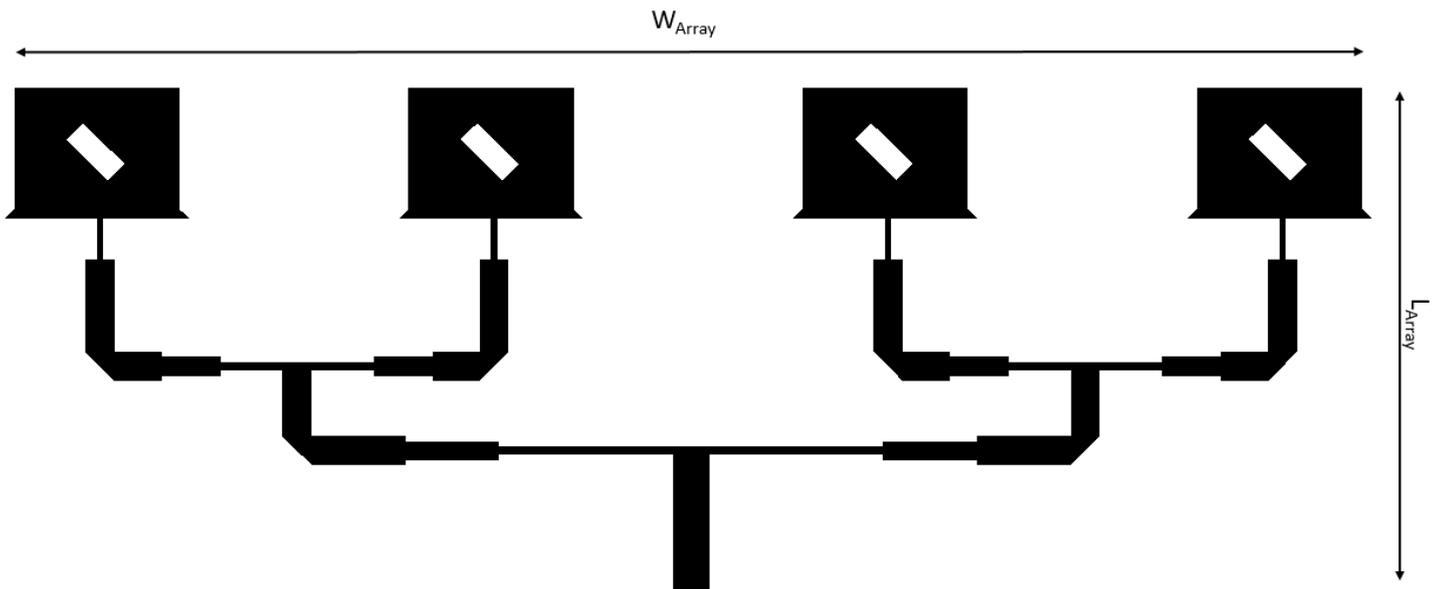


Figure 128. Le réseau d'antennes patch proposé.

Les résultats de la simulation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) du réseau d'antennes à quatre éléments sont présentés à la figure 129. Le solveur Momentum fourni par Advanced Design System a été utilisé et un substrat FR4 ayant une constante diélectrique  $\epsilon_r=4.4$ , une épaisseur de substrat  $h=1.6$  mm et une tangente de perte de 0.025 a été utilisé. Nous pouvons conclure, à partir du graphique, que le réseau à quatre éléments est bien adapté à 5,8 GHz et que les effets du couplage entre les résonateurs sont minimales en raison de la distance choisie entre eux. Les autres indicateurs de performance sont décrits à la figure 130, le but de ce travail a été atteint en obtenant le gain et la directivité souhaités à 5,8 GHz.

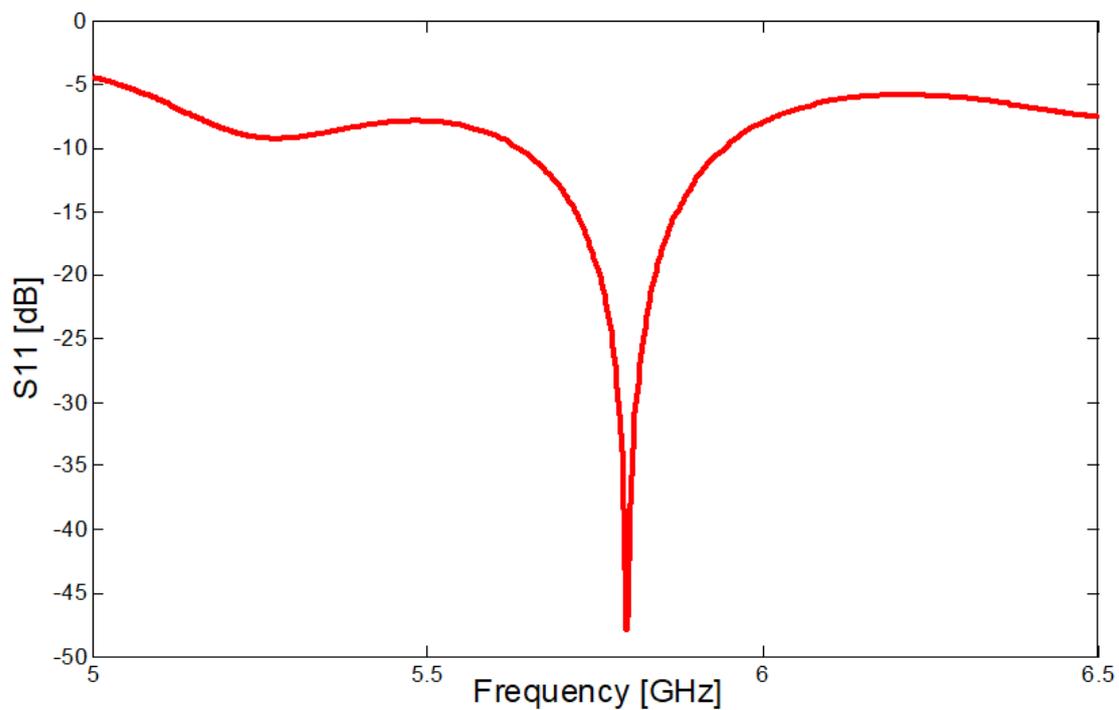
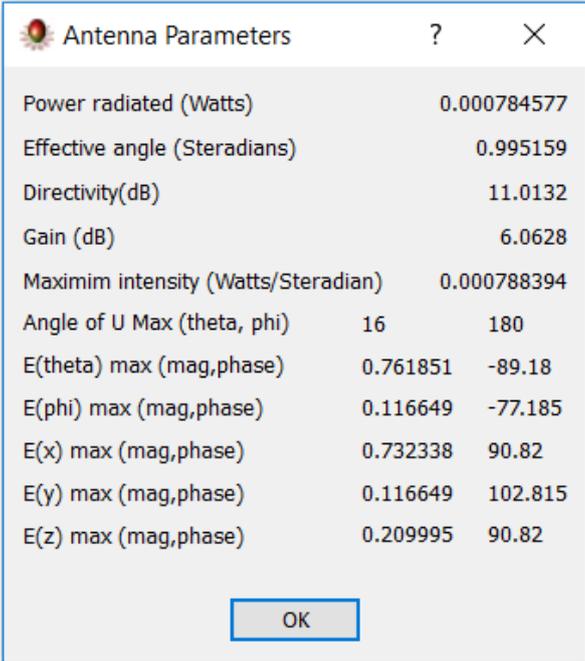


Figure 129. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence du réseau d'antennes



Antenna Parameters		
Power radiated (Watts)	0.000784577	
Effective angle (Steradians)	0.995159	
Directivity(dB)	11.0132	
Gain (dB)	6.0628	
Maximim intensity (Watts/Steradian)	0.000788394	
Angle of U Max (theta, phi)	16	180
E(theta) max (mag,phase)	0.761851	-89.18
E(phi) max (mag,phase)	0.116649	-77.185
E(x) max (mag,phase)	0.732338	90.82
E(y) max (mag,phase)	0.116649	102.815
E(z) max (mag,phase)	0.209995	90.82

Figure 130. Paramètres de l'antenne en champ lointain

## III.2. ANTENNE PATCH MINIATURE À DÉFAUT DE PLAN DE MASSE RÉSONANT SUR 2,45 GHz

Dans le contexte de la miniaturisation des systèmes hyperfréquences auquel est destiné la partie qui suit. Nous avons conçu une nouvelle antenne miniaturisée à 2,45 GHz dédiée aux applications de transmission de puissance sans fil.

### III.2.1 CONCEPTION DE L'ANTENNE INITIALE RAYONNANT À 5.8 GHz

Dans un premier lieu, et dans le cadre de la miniaturisation, nous avons eu recours à dimensionner notre antenne sur 5.8 GHz. La cause étant la taille miniature qu'une antenne patch peut avoir sur cette fréquence de fonctionnement. La finalité en fin de compte est de concevoir la structure à 2.45 GHz, nous allons utiliser une technique que nous allons définir par la suite pour switcher la fréquence de résonance de 5.8 GHz vers 2.45 GHz toute en gardant les mêmes dimensions. Nous avons utilisé comme outil de simulation durant toutes les étapes de conception et d'optimisation le logiciel Computer Simulation Technology (CST) Microwave Studio introduit dans la partie outils de simulation, le choix a été fait puisqu'il s'agit d'un simulateur 3 dimensions donnant l'opportunité de retoucher le plan de masse et de faire les modifications nécessaires pour obtenir des résultats spécifiques. Il s'agit, autrement dit, d'un plan de masse fini. Le Substrat FR-4 a été utilisé avec une constante de permittivité diélectrique de 4,4, une épaisseur de 1,6mm et une tangente de perte de 0,025. Nous avons également choisi d'alimenter notre antenne patch avec la méthode de ligne de transmission car elle est facile à fabriquer, simple à adapter en contrôlant la position de l'encoche et relativement simple à modéliser. Les dimensions de l'antenne ont été calculés à l'aide des équations suivantes :

$$W = \frac{C_0}{2F_0} \sqrt{\frac{2}{1 + \epsilon_r}} \quad (\text{IV.3})$$

Où  $C_0$  est la vitesse de la lumière en espace libre, c'est-à-dire  $3 \times 10^8$  m/s et  $\epsilon_r$  est la constante diélectrique du matériau.

La longueur du patch détermine les fréquences de résonance de l'antenne. Il est important de ne pas oublier de déduire deux fois la longueur  $\Delta L$  qui correspond aux champs de surface :

$$L = \frac{\lambda_{eff}}{2} - 2\Delta L \quad (\text{IV.4})$$

La longueur  $L$  doit être légèrement inférieure à la longueur d'onde du diélectrique. A cette fréquence d'opération,  $\lambda$  dépend de la constante diélectrique effective ( $\epsilon_{reff}$ ). Les bords du patch subissent des champs de surface car les dimensions qui sont la longueur et la largeur du patch sont finies. La valeur de cette constante diélectrique effective est donnée par :

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (\text{IV.5})$$

Il y a donc une augmentation de  $\Delta L$  de chaque côté du patch exprimée de la manière suivante :

$$\Delta L = 0.412 h \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{IV.6})$$

L'antenne patch proposée est illustrée à la figure suivante, la technique de l'encoche a été utilisé afin de contrôler l'adaptation de l'antenne d'une façon efficace sans influence sur les dimensions de la structure.

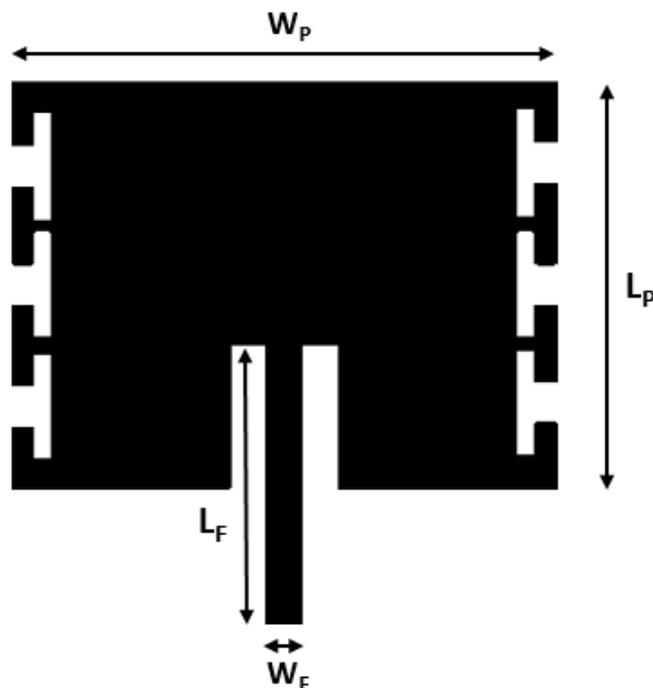


Figure 131. L'antenne patch miniature proposée

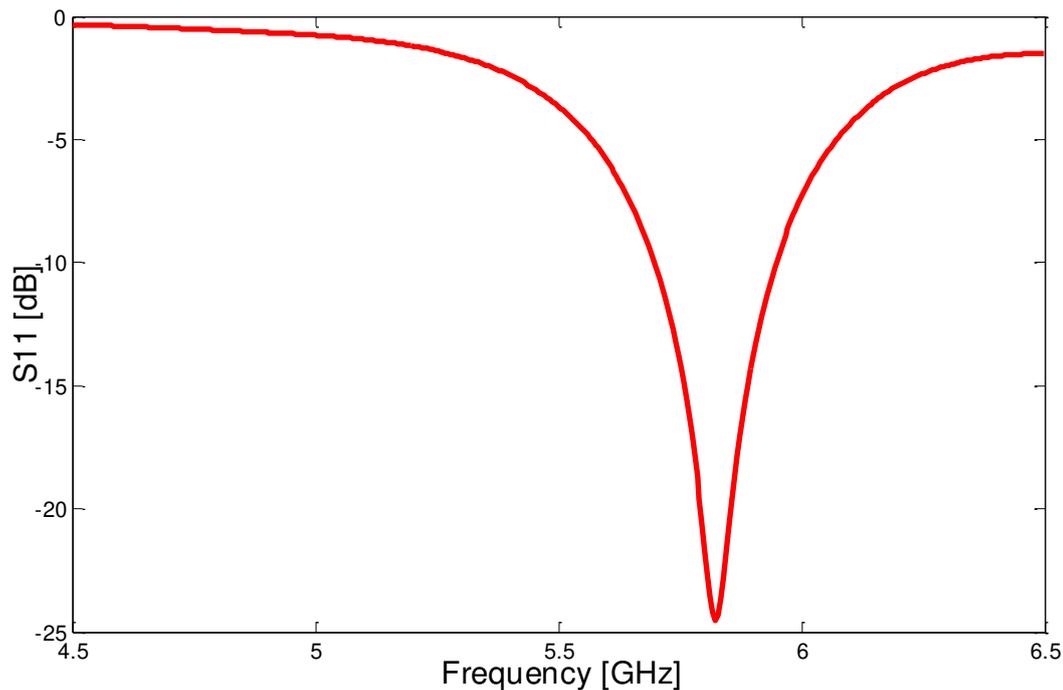


Figure 132. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence.

La figure montre le coefficient de réflexion de l'antenne proposée à la fréquence de résonance de 5,8 GHz. L'antenne est bien adaptée à la fréquence souhaitée.

### III.2.2. LES STRUCTURES À DÉFAUT DE PLAN DE MASSE (DGS)

Afin d'améliorer les performances d'une antenne patch, plusieurs procédés et techniques ont été utilisés, dont la technique DGS, qui signifie "Defected Ground Structure". Cette technique consiste à appliquer des déformations plus ou moins régulières (périodiques ou non) à la structure du plan de masse. Les recherches actuelles ont permis une plus grande liberté dans la conception et le choix de l'emplacement sur un plan de masse. Quelles que soient ces déformations, elles ont une influence directe sur la répartition des charges et courants électriques, ce qui modifie considérablement les caractéristiques de l'antenne : largeur de bande, gain, directivité, diagramme de rayonnement, etc. De nombreuses formes de cellules d'unité DGS ont été proposées dans la littérature [108-111] pour la conception d'antennes. Plusieurs types de modèles sont illustrés à la figure suivante :

Ces formes comprennent l'haltère rectangulaire [112], l'haltère circulaire [113], la spirale [114], le "U" [115], le "V" [115], le "H" [116], la croix [117], les anneaux concentriques [118]. Certaines formes complexes ont également été étudiées, notamment les méandres [119], les résonateurs à anneaux brisés [120, 121], et les fractales [122].

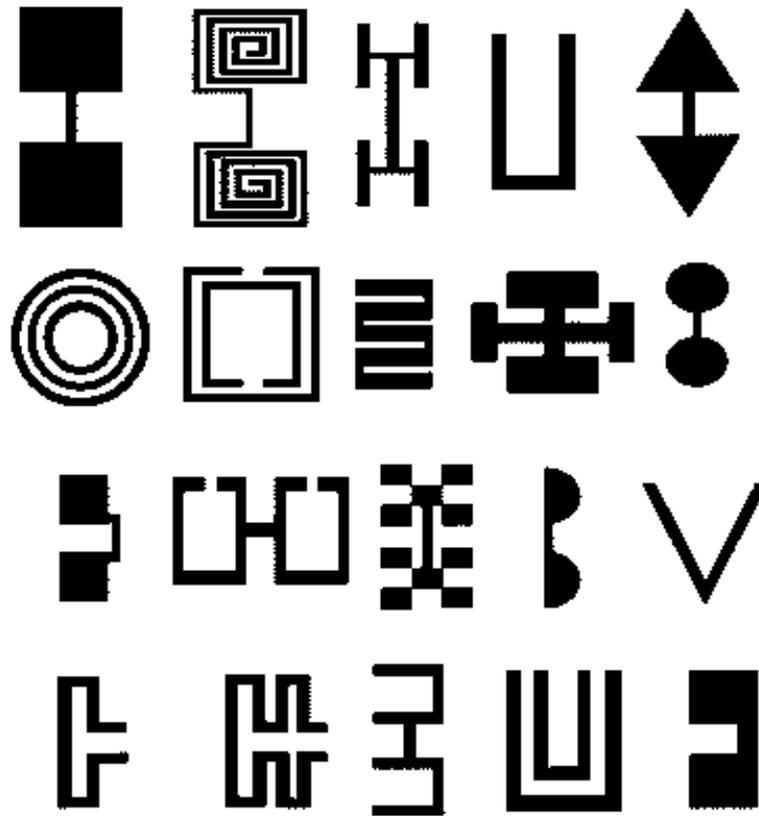


Figure 133. Différentes géométries de DGS [123]

Le modèle de circuit équivalent LC du DGS est illustré à la figure 134. Un modèle de circuit équivalent de filtre passe-bas Butterworth unipolaire est illustré à la figure 135. Le trajet du courant est augmenté en raison des parties rectangulaires de l'altère DGS ; l'inductance et la capacité effective de la ligne de microbande sont ainsi modifiées. Les deux fentes rectangulaires de l'altère DGS sont responsables de l'ajout d'un effet capacitif et une mince fente rectangulaire défectueuse qui relie les deux défauts de forme rectangulaire compte pour ajouter l'inductance à l'impédance totale. Grâce à ce circuit LC, une résonance se produit à une certaine fréquence. La surface des fentes du DGS est proportionnelle à l'inductance effective et inversement proportionnelle à la capacité effective. Un incrément dans la zone DGS de la fente donne lieu à l'inductance effective, ce qui se traduit par une fréquence de coupure inférieure. Une décrémentation dans la zone DGS réduit la capacité effective, augmentant ainsi la fréquence de résonance. La réactance du filtre passe-bas Butterworth peut être obtenue comme suit :

$$X_{LC} = \frac{1}{\omega_0 C} \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right) \quad (\text{IV.7})$$

Où  $\omega_0$  est la fréquence angulaire de résonance.  $L$  et  $C$  du circuit sont calculés comme suit :

$$C = \frac{\omega_c}{Z_0 g_1} \cdot \frac{1}{\omega_0^2 - \omega_c^2} \quad (\text{IV.8})$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} \quad (\text{IV.9})$$

Où  $f_0$  and  $f_c$  sont respectivement la fréquence de résonance et la fréquence de coupure.

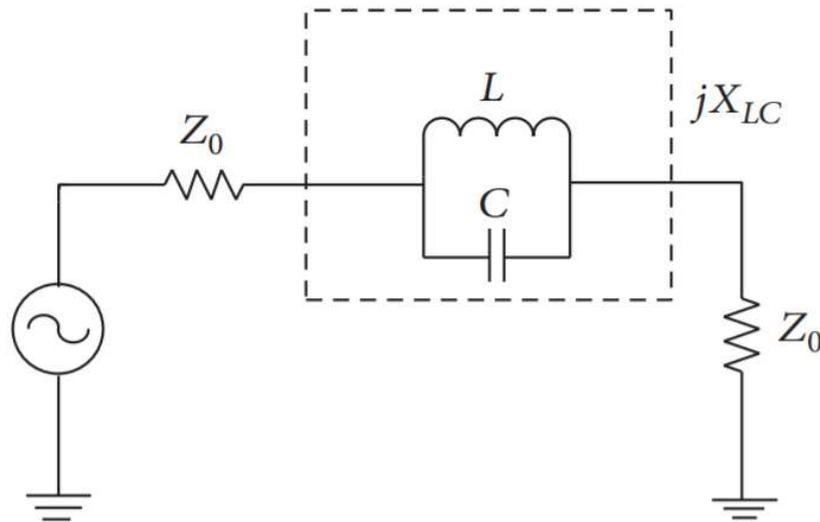


Figure 134. Le modèle de circuit équivalent LC du DGS

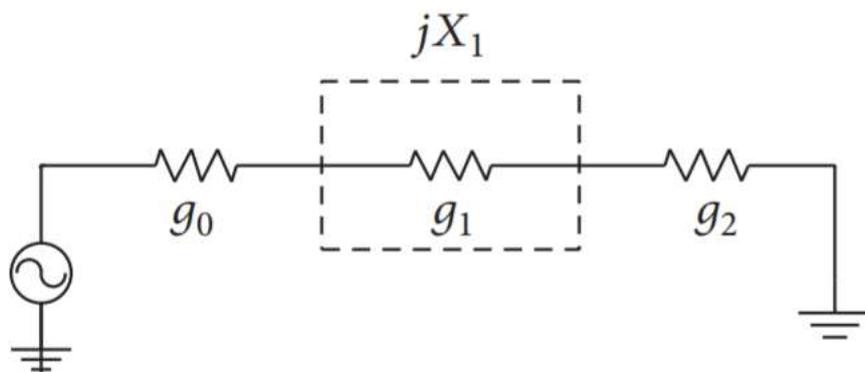


Figure 135. Modèle de circuit équivalent de filtre passe-bas Butterworth unipolaire

Les DGS qui ont une forme similaire à celle des DGS à haltères ont presque les mêmes caractéristiques que les DGS à haltères ; ils pourraient donc être analysés comme le filtre passe-bas Butterworth, comme nous l'avons vu plus haut.

DGS est aujourd'hui largement utilisé dans les dispositifs actifs et passifs. Chaque forme DGS a ses propres caractéristiques et influe sur les performances de l'appareil en fonction de sa géométrie et de sa taille. DGS a été utilisé dans les filtres, les guides d'ondes coplanaires, les amplificateurs hyperfréquences et les antennes pour améliorer leurs performances. DGS est utilisé pour miniaturiser la taille des composants, améliorer la bande passante et le gain de fonctionnement, réduire le couplage mutuel entre deux réseaux, supprimer les harmoniques d'ordre supérieur et la polarisation croisée indésirable. Dans les premières phases du développement de DGS, une majorité de formes DGS ont été explorées pour concevoir des

filtres à microbandes, et ces applications ont inspiré les ingénieurs d'antenne à réaliser des antennes planes avec des caractéristiques en bande stop en intégrant DGS sur leur plan de masse. DGS a été utilisé pour améliorer les différents paramètres de l'antenne plane conventionnelle. Différentes configurations ont été explorées depuis 1999 pour atteindre divers objectifs.

La figure 136 montre la structure du DGS en forme d'haltère proposé avec une fente annulaire entre les deux bords de l'haltère. Après avoir étudié l'ensemble des paramètres du DGS, avec une série d'optimisations et de simulations, l'utilisation de la structure peut être schématisée et ensuite gravée sur le plan métallique de masse de l'antenne microbande préalablement conçue, selon les dimensions indiquées dans les figures 136 :  $LDGS1$ ,  $LDGS2$ ,  $L1$ ,  $L2$ ,  $L3$ ,  $W1$ ,  $W2$ ,  $W3$ .

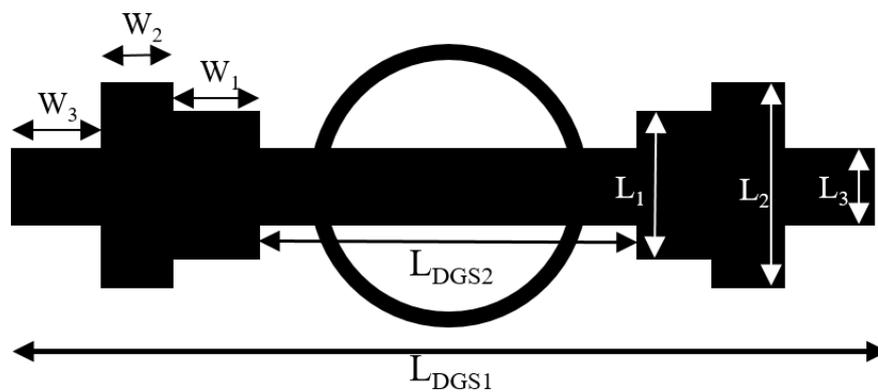


Figure 136. La structure du DGS en forme d'haltère proposé.

### III.2.3. CONCEPTION DE L'ANTENNE FINALE RAYONNANT À 2.45 GHz

Le but de cette étude de recherche étant la miniaturisation de l'antenne patch résonant à 2,45 GHz, nous avons assemblé l'antenne 5,8 GHz conçue et la nouvelle configuration proposée de la structure DGS sur un substrat FR4 avec constante de permittivité diélectrique 4,4, épaisseur de 1,6 mm et tangente de perte 0,025 comme indiqué dans la figure 137, le système entier [124] a été simulé en utilisant le solveur transitoire du CST Microwave Studio. La structure DGS a été placée de manière optimisée permettant d'obtenir les résultats souhaités.

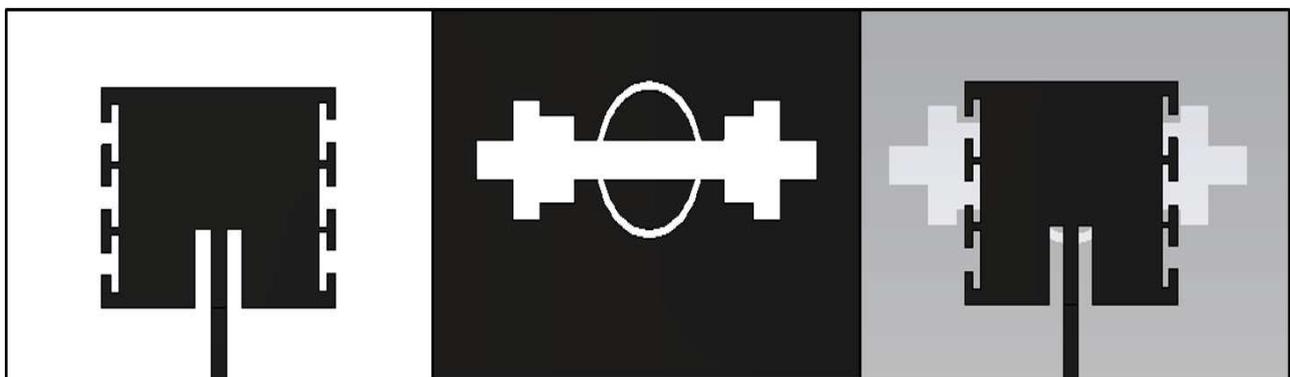


Figure 137. Antenne finale avec DGS.

La figure 138 montre le coefficient de réflexion simulé du système, nous pouvons conclure du graphique que la fréquence de résonance a bien été décalée de 5,8 GHz à 2,45 GHz de la bande ISM (Industrial Scientific Medical) avec un coefficient de réflexion de -34 dB et une bande passante de 260 Mhz. Le diagramme de rayonnement 2D est donné par la figure 139, qui montre un diagramme de rayonnement stable et bidirectionnel pour la bande de fréquence de résonance. La miniaturisation a été réalisée avec une réduction de taille de plus de 70 %.

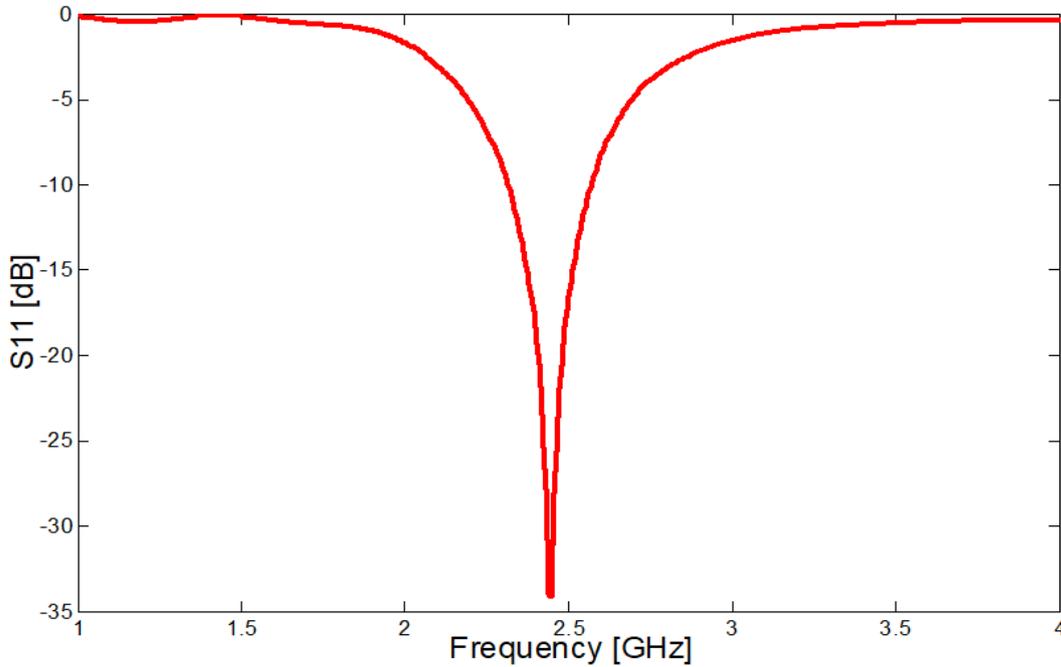


Figure 138. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence.

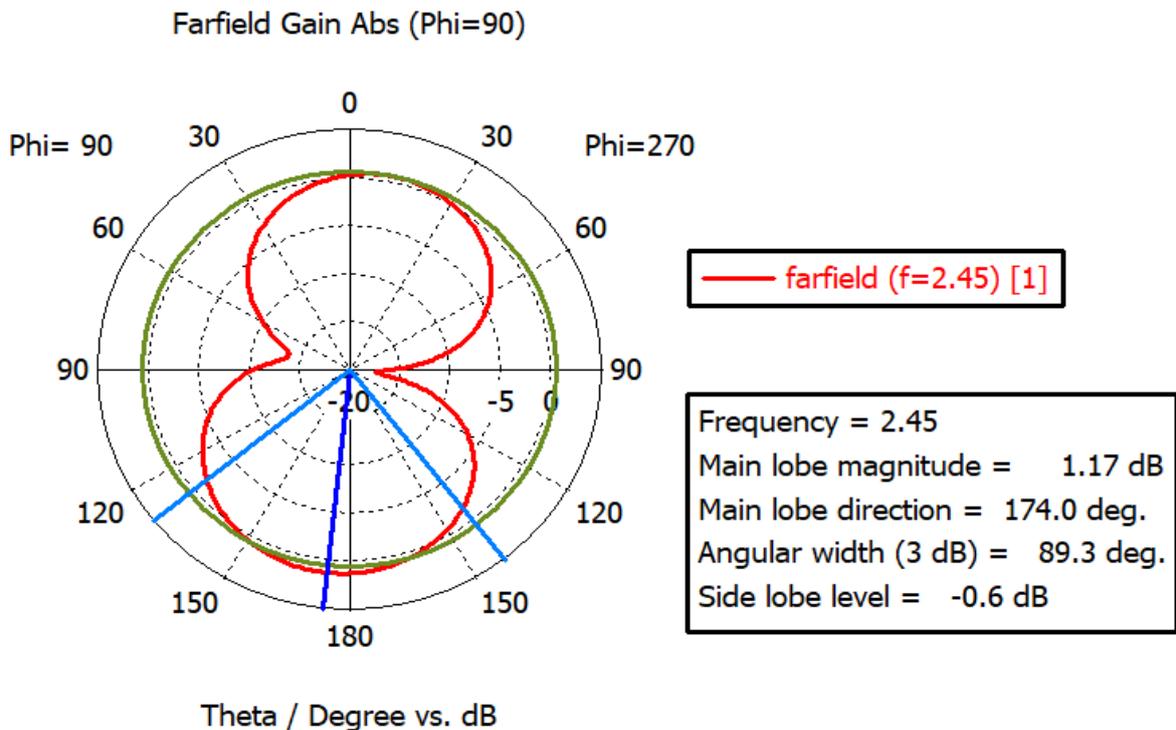


Figure 139. Le diagramme de rayonnement 2D de l'antenne avec DGS.

### III.3. ANTENNE PATCH MINIATURE DOUBLE BANDE RÉSONANT SUR 2,45 GHz ET 5.8 GHz

Les antennes patch typiques résonnent dans une seule bande de fréquence. Toutefois, les communications sans fil modernes nécessitent des antennes pouvant fonctionner dans plusieurs bandes de fréquences, par exemple 1575,42/1227,60/1176,45 MHz pour le système de positionnement global (GPS), 900/1800 MHz pour le système mondial de communication mobile (GSM), 2,4/5,2/5,8 GHz pour les réseaux locaux sans fil (WLAN), 2,5/3,5/5,5/5,5 GHz pour l'interopérabilité dans l'accès hertzien (WiMAX) et 700/2300/2600 MHz pour le LTE (Long Term Evolution). Bien que l'utilisation de plusieurs antennes puisse permettre un fonctionnement multi bande, elle augmente le coût et la complexité du système. En outre, l'utilisation de plusieurs antennes crée un problème de couplage qui, à son tour, dégrade les performances des antennes. Une solution alternative consiste à apporter des modifications à l'élément rayonnant de l'antenne afin qu'elle puisse être utilisée pour les communications sans fil multi bandes. L'utilisation d'une antenne patch à double bande dans un système de rectenna est la solution appropriée pour récupérer et bénéficier du maximum d'énergie utile à convertir. Dans cette partie, nous analysons et présentons une nouvelle antenne miniature double bande. La structure est simulée à 2,45 GHz et 5,8 GHz de la bande Industrielle Scientifique et Médicale utilisée pour les applications Rectenna. La caractéristique double bande est obtenue en introduisant des fentes optimisées dans la surface de l'antenne rectangulaire. Les paramètres de l'antenne ont été étudiés et optimisés en utilisant Advanced Design System (ADS) d'Agilent Technologies. La structure a été montée sur un substrat FR4 avec une constante de permittivité diélectrique de 4,4, une épaisseur de 1,6 mm et une tangente de perte de 0,025 et a une surface de  $13 \times 11,2 \text{ mm}^2$ . L'application visée par cette antenne étant la réception d'énergie radiofréquence dans la bande ISM, nous avons opté pour des antennes à technologie planaire (antennes patch) car leurs procédés de fabrication sont bien connus et, de plus, leur coût est faible. Une petite taille et un faible poids sont les deux autres avantages de cette technologie. D'autre part, nous avons préféré utiliser une antenne patch alimentée par une ligne microbande car ce type d'alimentation est simple à concevoir.

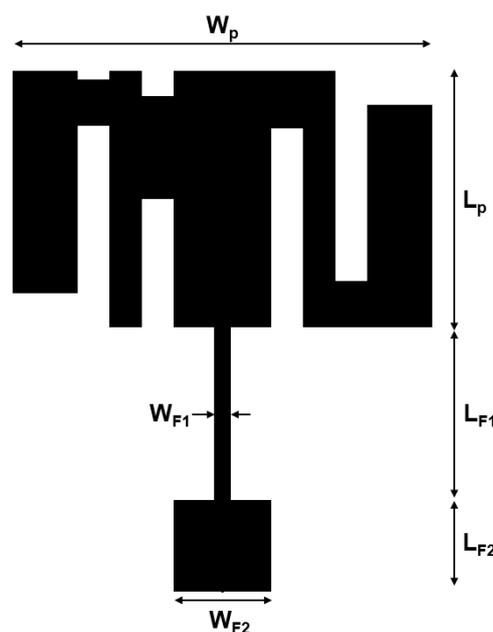


Figure 140. L'antenne patch double bande proposée.

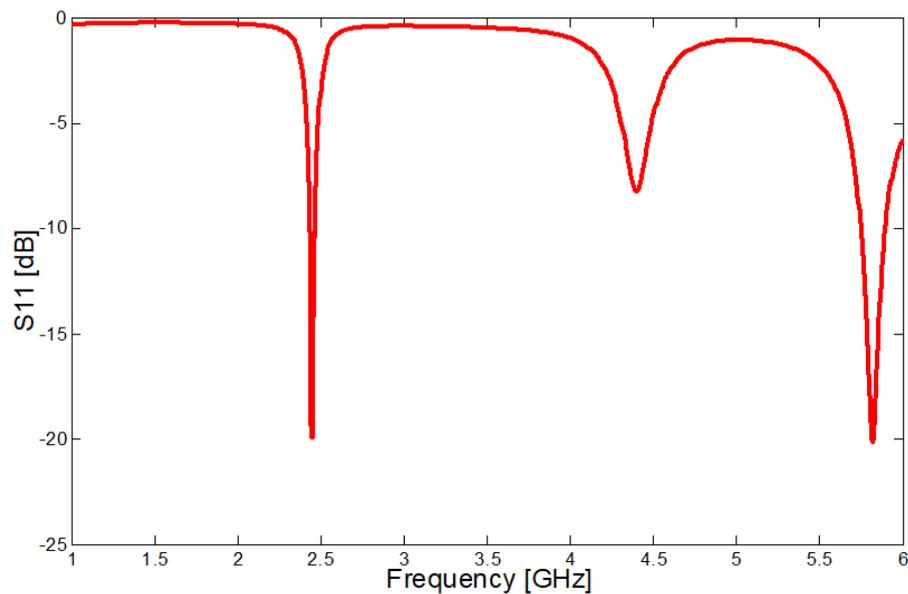


Figure 141. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence de l'antenne double bande.

Nous pouvons conclure depuis la figure que l'antenne présente une caractéristique double bande sur 2.45 GHz et 5.8 GHz de la bande ISM avec de bon coefficients de réflexion. La figure suivante décrit la simulation du diagramme de rayonnement 3D de l'antenne proposée qui montre un diagramme de rayonnement stable et directionnel pour les deux bandes de fréquences de résonance.

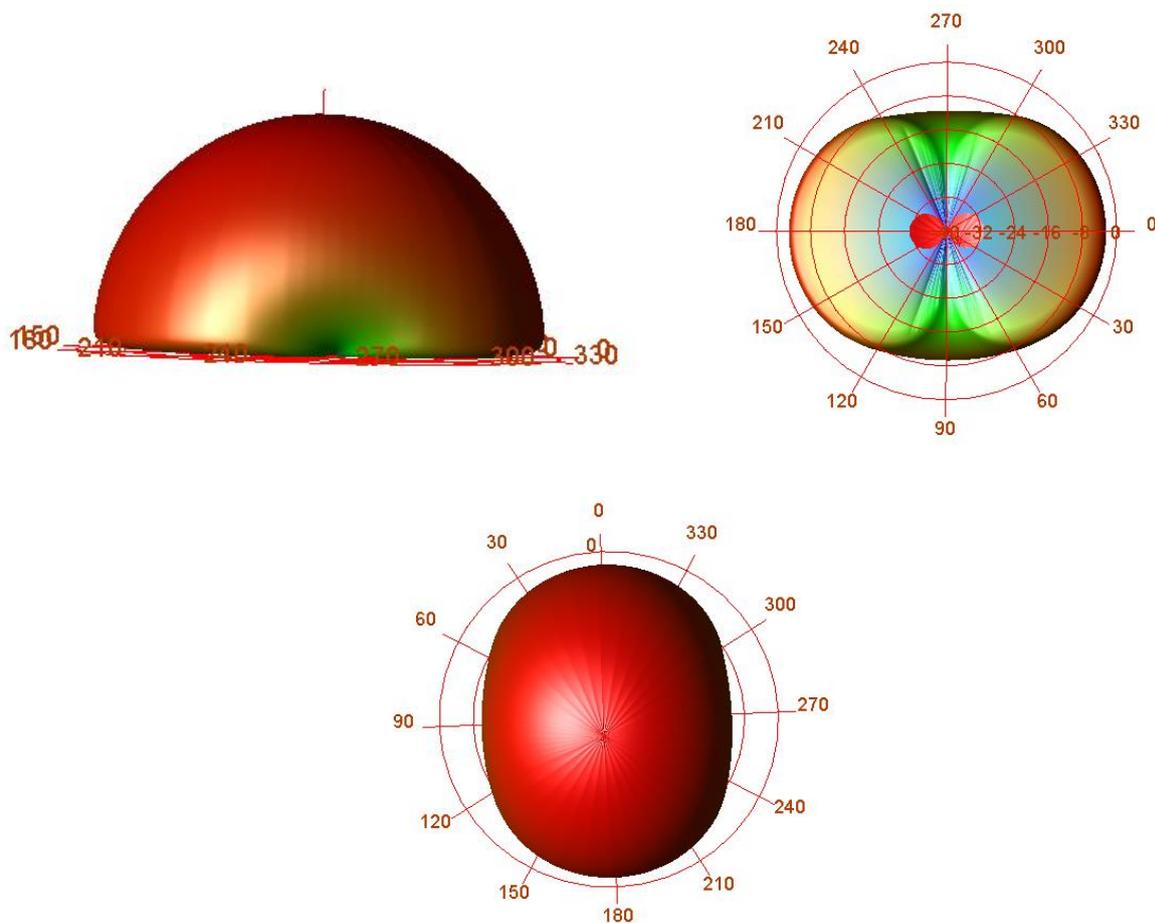


Figure 142. Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne proposée

### III.4. ANTENNE PATCH MINIATURE À POLARISATION CIRCULAIRE RÉSONANT SUR 5.8 GHz

Les antennes patch restent, comme mentionné préalablement, les candidats préférés pour les applications de télé alimentation, Différentes formes peuvent être utilisées comme élément rayonnant. Par ailleurs, la fréquence de fonctionnement a un poids important sur la taille de l'antenne. Plusieurs fréquences de fonctionnement du rectenna ont été considérées et investiguées. Les composantes de la transmission de puissance par hyperfréquences ont traditionnellement été concentrées sur la fréquence de 2,45 GHz et se sont récemment déplacées jusqu'à la fréquence de 5,8 GHz, qui a une plus petite surface d'antenne que celle de la fréquence de 2,45 GHz. Les deux fréquences ont des pertes atmosphériques comparativement faibles, une disponibilité de composants bon marché et une efficacité de conversion élevée. Cette partie porte sur une antenne miniature rayonnant à 5.8 GHz avec une polarisation circulaire en employant la technologie micro ruban. La structure a été conçue par le biais de Advanced Design System et toutes les opérations d'optimisations ont été conduite via Momentum. Une fente optimisée a été placée au centre de l'élément rayonnant pour bénéficier des avantages apportés par l'utilisation de la polarisation circulaire, le plus important de ces avantages est que l'orientation de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception ne doit pas nécessairement être la même, ce qui permet au concepteur d'avoir plus de liberté pour dimensionner le système de transmission et de réception. Avec l'utilisation d'antennes à polarisation circulaire, le système peut tolérer des changements dans la polarisation du signal, ces changements peuvent être causés par la réflectivité, l'absorption, la propagation par trajets multiples, les perturbations météorologiques et des conditions optiques qui peuvent (le plus souvent) affecter la polarisation de l'onde transmise. Par conséquent, la polarisation circulaire nous donne une plus grande probabilité d'une liaison réussie parce qu'elle peut transmettre et recevoir des signaux sur tous les plans. La figure suivante illustre l'antenne conçue via ADS :

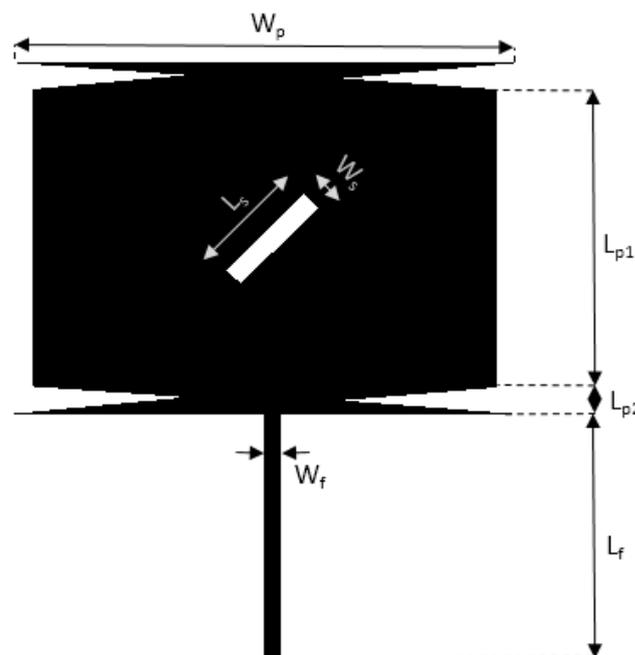


Figure 143. L'antenne patch 5.8 GHz proposée.

Un compromis doit être trouvé entre la recherche de performance et une modélisation simple de l'antenne en fonction de l'application. Pour se faire, nous avons veillé à la bonne définition de la densité du maillage pour obtenir des résultats aussi précis que possible. Comme le montre la figure 144, l'antenne développée a une bonne adaptation d'impédance d'entrée à 5,8 GHz ainsi que de bon performances en champ lointain.

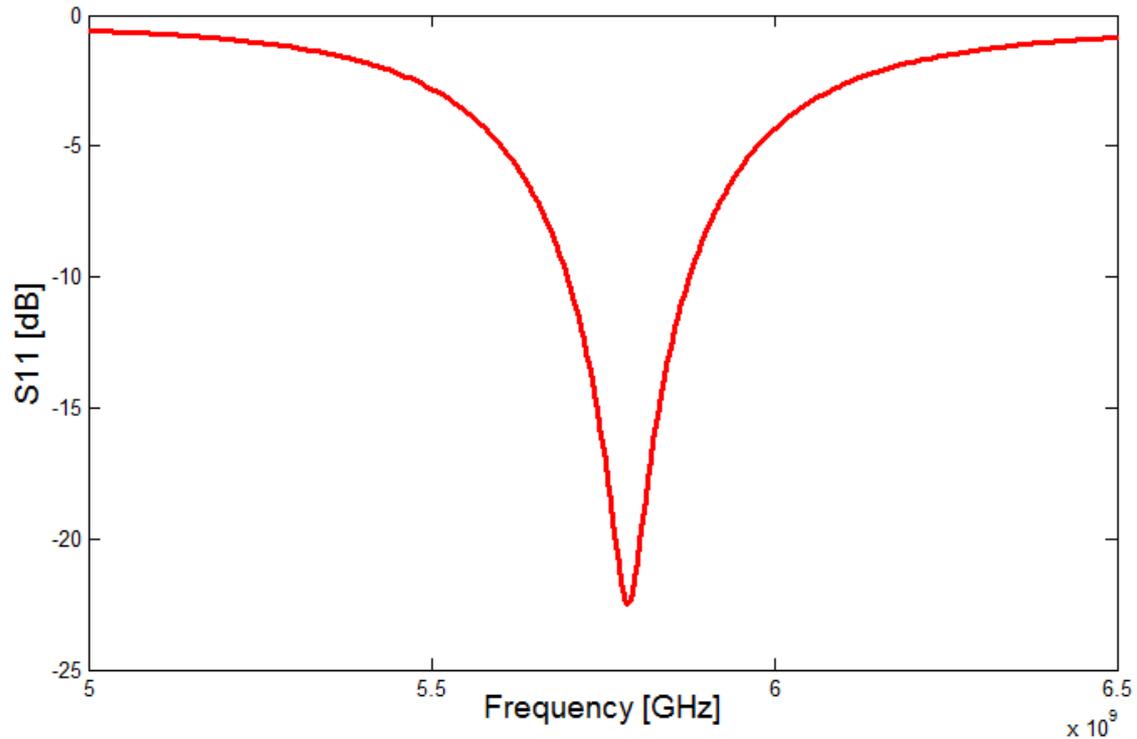


Figure 144. Coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence de l'antenne 5.8 GHz

Power radiated (Watts)	0.00377603	
Effective angle (Steradians)	2.76156	
Directivity(dB)	6.58055	
Gain (dB)	3.21194	
Maximim intensity (Watts/Steradian)	0.00136735	
Angle of U Max (theta, phi)	12	0
E(theta) max (mag,phase)	1.01414	-11.227
E(phi) max (mag,phase)	0.0419539	-175.298
E(x) max (mag,phase)	0.991982	-11.227
E(y) max (mag,phase)	0.0419539	-175.298
E(z) max (mag,phase)	0.210852	168.773

OK

Figure 145. Paramètres de l'antenne en champ lointain.

## IV. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Le procédé de fabrication des antennes patch conçues et détaillées dans la partie précédente et le même que celui abordé dans la section portant sur la réalisation des circuits de redressement RF-DC. Ci-après un récapitulatif des étapes suivies :

- ✓ Impression du masque sur un papier calque.
- ✓ Insolation de la résine photosensible à l'aide du rayonnement ultraviolet (UV).
- ✓ La révélation : développement de la plaque (dissolution de la résine photosensible exposée aux rayonnements UV).
- ✓ Gravure du circuit en retirant le cuivre non protégé par la résine photosensible.
- ✓ Le passage à l'éliminateur.
- ✓ Soudure des ports SMA.

Nous avons utilisé comme banc de mesures pour tester les antennes réalisées un Analyseur de réseau AGILENT 8753E de 30KHz à 6GHz pour la récupération des coefficients de réflexion S11 et une chambre Anechoïque pour l'extraction des diagrammes de rayonnements.

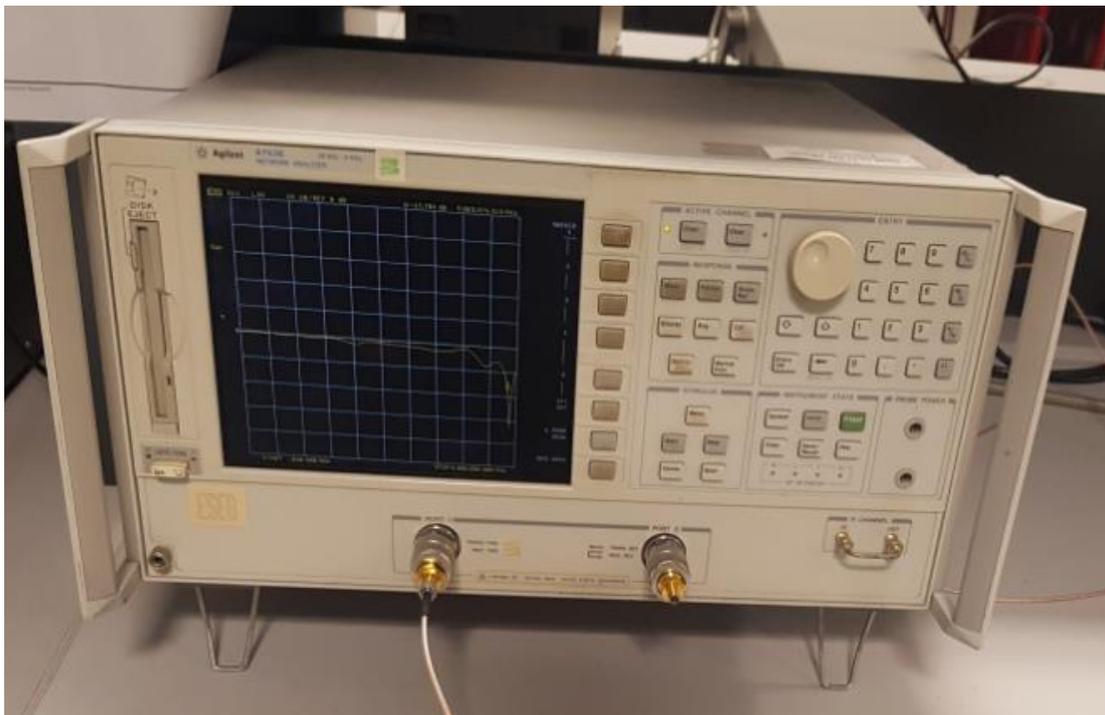


Figure 146. Photo de l'analyseur de réseau AGILENT 8753E de 30KHz à 6GHz.

Avant toute opération de mesure nous avons recours à faire une calibration de l'appareil de mesure pour des résultats assez fiables que possible. Pour se faire, nous avons utilisé un kit de calibration dédié à notre Analyseur de réseau AGILENT 8753E de 30KHz à 6GHz comme le montre la figure 147. Il comprend 3 types de standard d'étalonnage : Circuit ouvert (OPEN), Court-circuit (SHORT) et une Charge standard (LOAD).

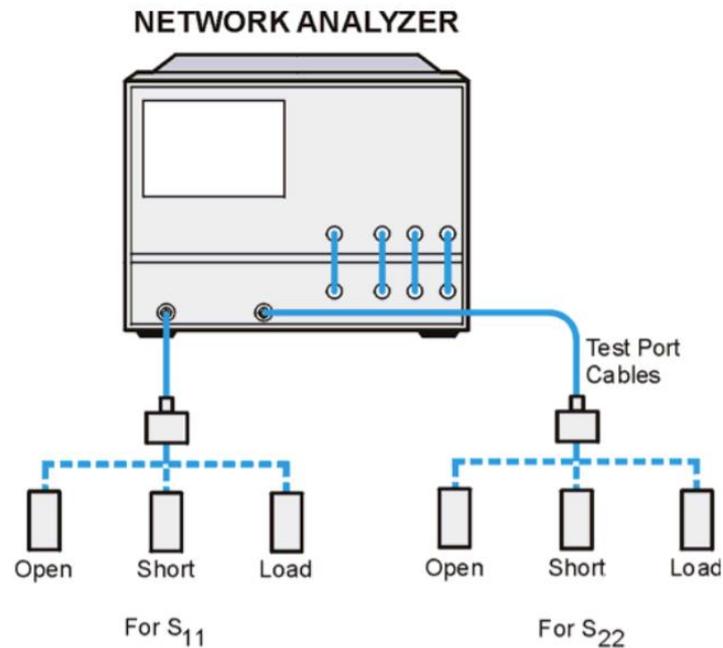


Figure 147. Procédure de calibration de l'analyseur de réseau

Pour l'extraction du diagramme de rayonnement et le test des antennes en champ lointain, nous avons placé les différentes structures face à une antenne référentielle de type corné dans une chambre Anéchoïque. L'environnement de test est illustré dans la figure suivante :

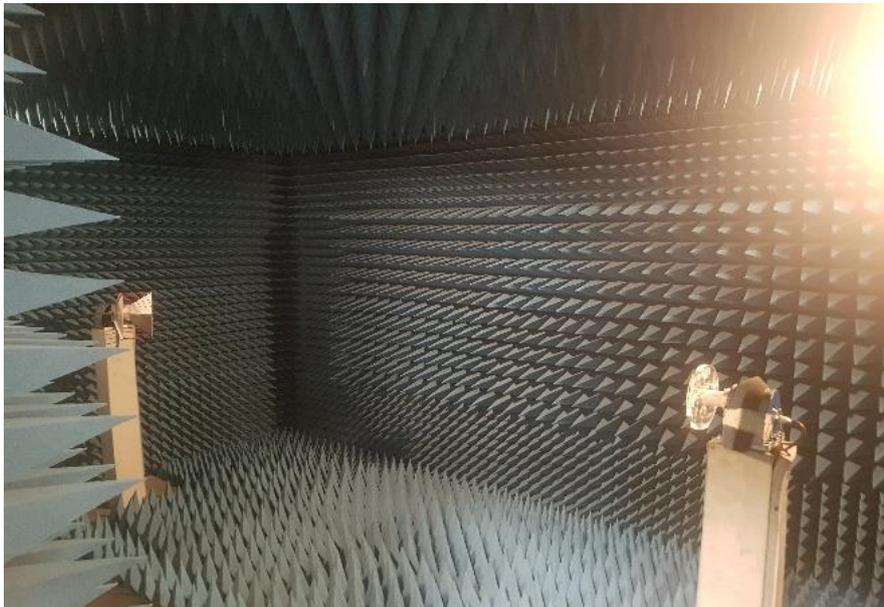


Figure 148. Photo de la chambre anéchoïque utilisé pour le test des antennes réalisées

Puisqu'une antenne est un dispositif qui fonctionne dans un espace libre. Ce type de conditions d'exploitation n'est pas atteint dans un environnement de laboratoire simple. La puissance réfléchiée par les parois et autres dispositifs de l'instrument peut entraver la puissance rayonnée par l'antenne d'essai et perturber le diagramme de rayonnement. Pour l'environnement en espace libre, une chambre anéchoïque [125] est utilisée pour mesurer avec précision les caractéristiques de l'antenne. Cependant, les conditions exactes d'espace libre peuvent ne pas être atteintes, mais la chambre minimise les faux signaux provenant d'autres instruments

pendant les mesures de motifs. La chambre anéchoïque est constituée d'absorbeurs de micro-ondes fixés sur les murs, le toit et le sol pour éviter les réflexions électromagnétiques. La photographie générale de la chambre anéchoïque est présentée à la figure précédente.

Toute la surface intérieure de la chambre anéchoïque est remplie d'absorbeurs de micro-ondes à base de mousse de polyuréthane. La forme conique de l'absorbeur assure une bonne adaptation de l'impédance à la puissance des micro-ondes qui l'affecte. Des plaques d'aluminium sont utilisées pour protéger la chambre des interférences électromagnétiques de l'environnement. Pour éviter toute interaction possible avec l'environnement extérieur, un revêtement métallique est également posé à l'extérieur. L'antenne d'essai est montée sur un support tournant, qui est maintenu dans la zone silencieuse de la chambre. La platine est commandée à distance depuis la salle de contrôle.

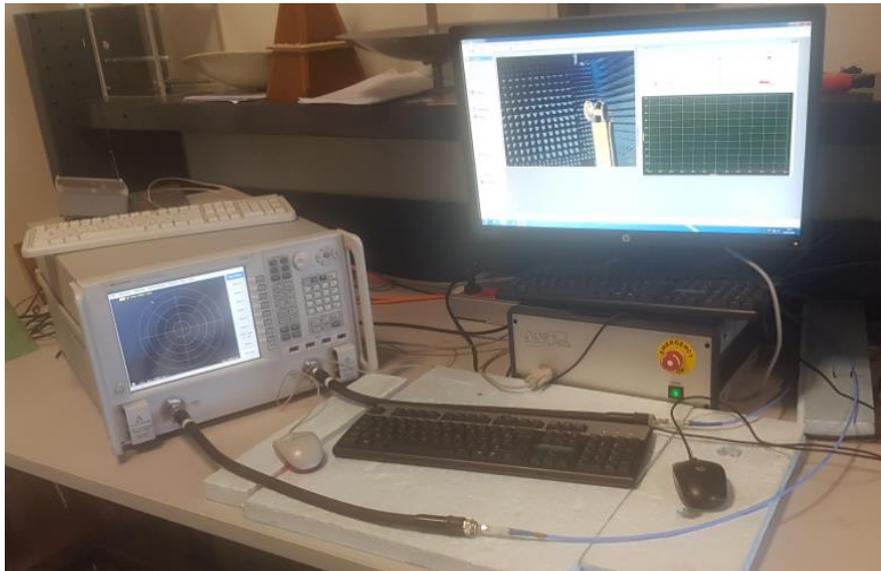


Figure 149. Position de contrôle de la chambre anéchoïque

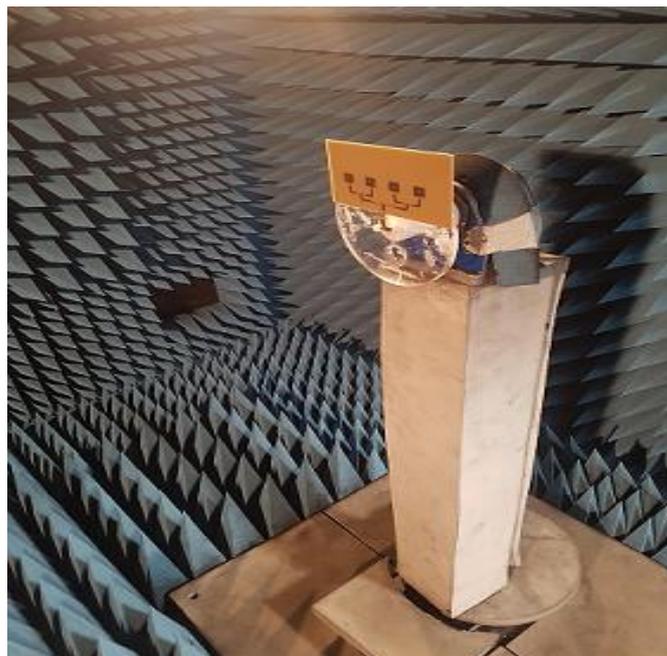


Figure 150. Réseau d'antenne sous test.

### IV.1. RÉSEAU D'ANTENNE À POLARISATION CIRCULAIRE À 5.8 GHZ

Après avoir présenté l'antenne et son concept de fonctionnement, nous présenterons les différents résultats de mesure du prototype et les comparerons aux simulations. Le meilleur environnement pour mesurer la performance d'une antenne est l'espace libre, et puisque ce n'est pas pratique vue la multitude de perturbations et d'interférences dans le milieu extérieur, alors la chambre anéchoïque a été présentée. "anéchoïque" signifie que rien n'est réfléchi sur le mur de la chambre. L'antenne élémentaire et le réseau d'antennes ont été caractérisés expérimentalement en effectuant plusieurs séries de mesures. Le coefficient de réflexion a d'abord été mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel, puis les mesures du diagramme de rayonnement ont été effectuées à l'aide du banc de mesure présenté à la section précédente. La partie émettrice est composée d'un générateur RF et d'une antenne à cône d'émission pouvant tourner autour de son axe horizontal, permettant ainsi le changement de l'angle d'azimut  $\Phi$  du champ incident E de l'antenne de réception. Nous avons utilisé comme substrat le FR4 avec une constante de permittivité diélectrique de 4,4, une épaisseur de 1,6 mm et une tangente de perte de 0,025. La figure 153 compare la variation du coefficient de réflexion simulé S11 et celle mesurée en fonction de la fréquence. Les résultats indiquent que le S11 mesuré a un léger décalage vers les hautes fréquences mais l'antenne reste adaptée à la bande d'intérêt (ISM-5,8 GHz).

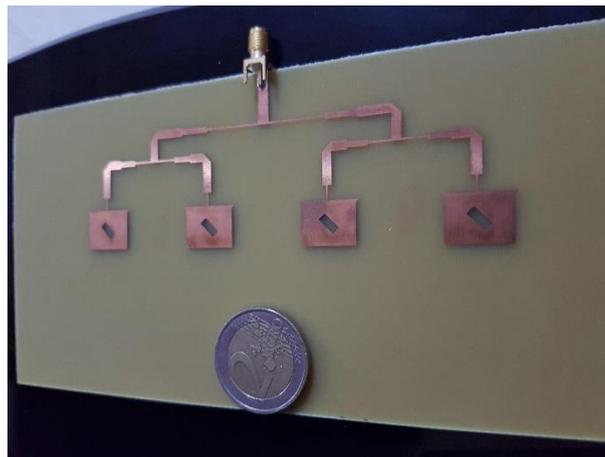


Figure 151. Photo du Réseau d'antenne réalisé.

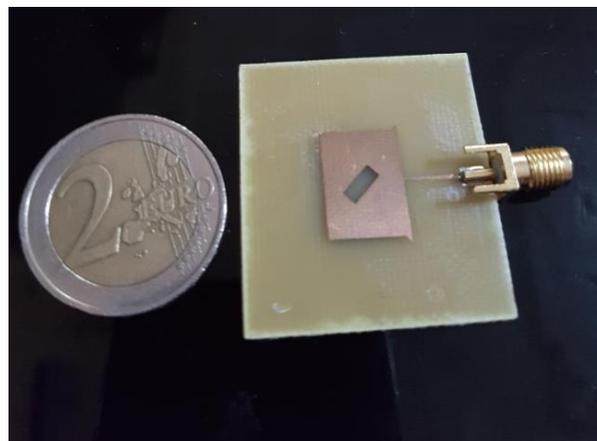


Figure 152. Photo de l'antenne élémentaire réalisé.

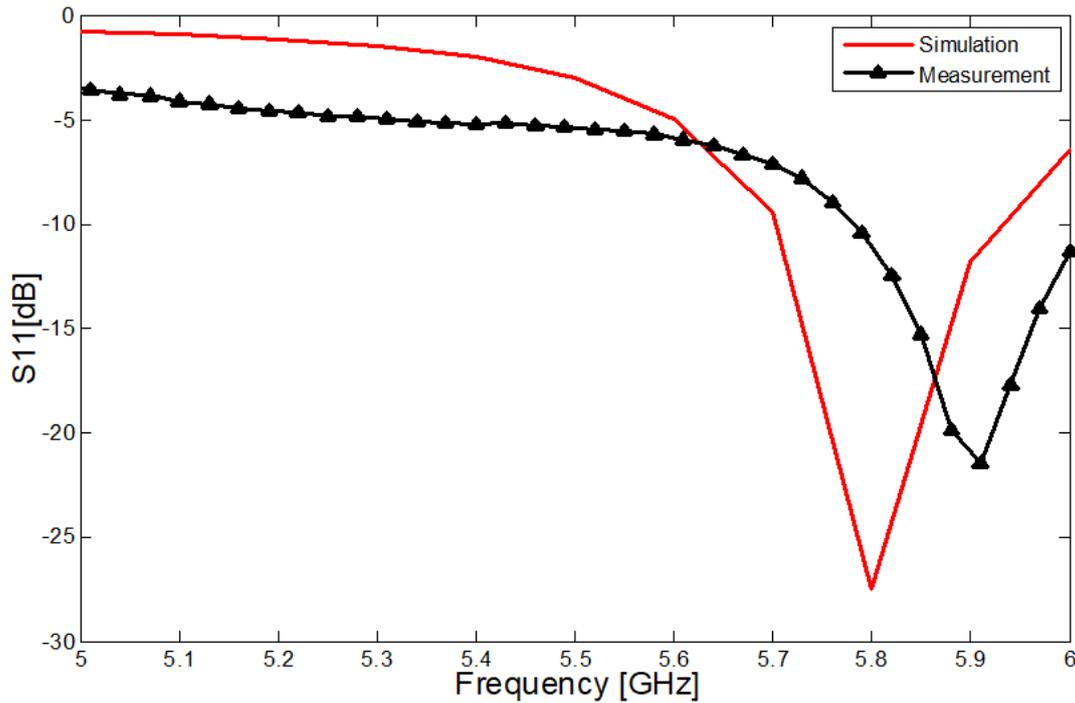


Figure 153. Résultats simulés et mesurés du  $S_{11}$  en fonction de la fréquence pour l'antenne élémentaire.

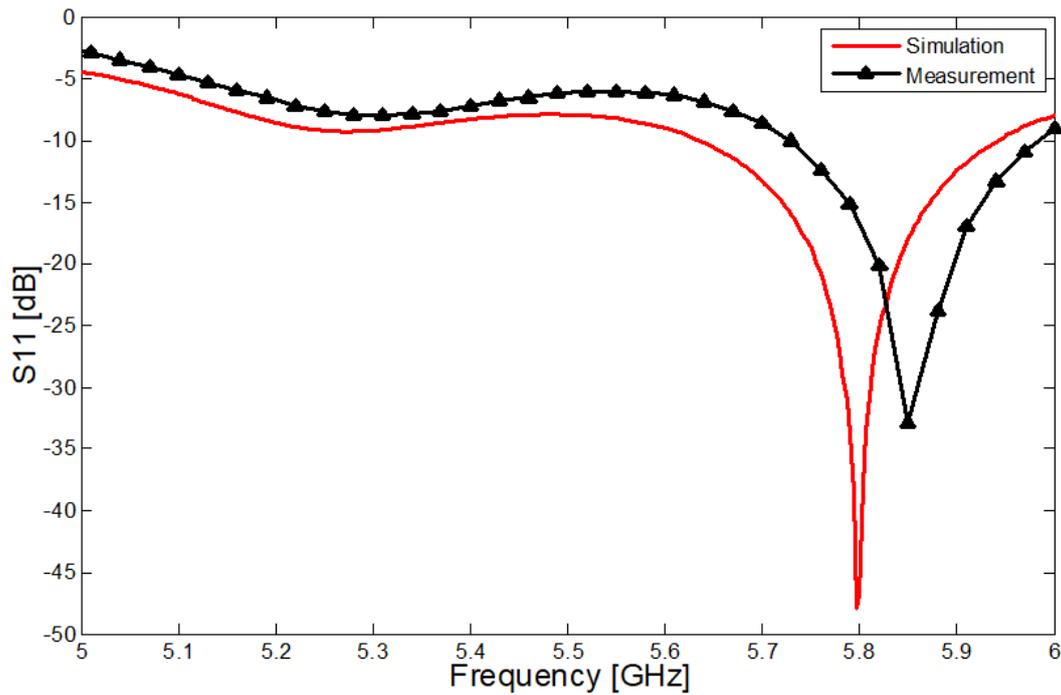


Figure 154. Résultats simulés et mesurés du  $S_{11}$  en fonction de la fréquence pour le réseau d'antennes.

La figure suivante montre les résultats de mesure en chambre anéchoïque du réseau d'antennes en question à la fréquence 5.8 GHz dans le plan E pour des plans d'azimut de  $0^\circ$ ,  $45^\circ$  et  $90^\circ$ , nous pouvons constater qu'il s'agit d'un diagramme de rayonnement directif avec un niveau de perte minimale en lobe secondaire.

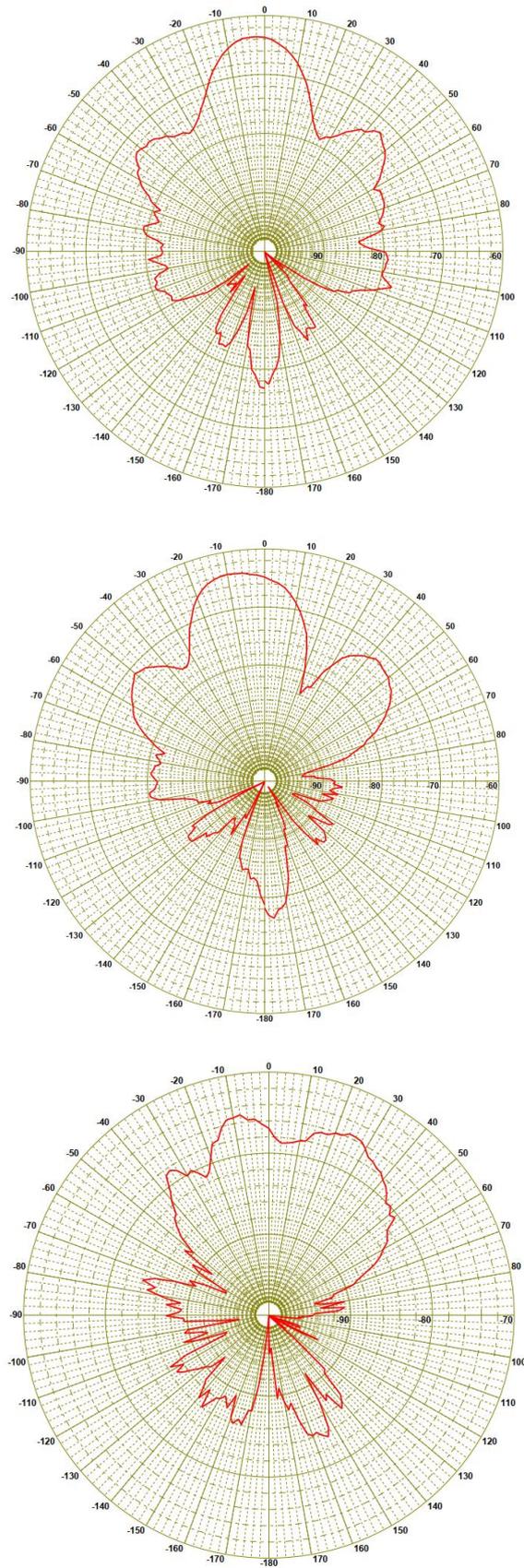


Figure 155. Le diagramme de rayonnement mesuré du réseau d'antennes dans le plan E à 5,8 GHz pour des plans d'azimut de 0, 45 et 90°

## IV.2. ANTENNE PATCH MINIATURE DOUBLE BANDE RÉSONANT SUR 2,45 GHz ET 5.8 GHz

Pour valider les résultats obtenus par simulations à l'aide de Advanced Design System, nous avons procédé à la fabrication de l'antenne proposée, dans notre projet nous avons utilisé des plaques photosensibles constituées de trois couches distinctes. La première couche, généralement verte, est une résine sensible aux rayons UV (résine photosensible), la seconde est une mince couche de cuivre (35 $\mu$ m) qui est un excellent conducteur et la dernière couche est constituée d'un matériau isolant et résistant à la chaleur (FR4 de permittivité relative  $\epsilon_r = 4,4$ , épaisseur  $h = 1,6$  mm et pertes tangentielle 0,025).

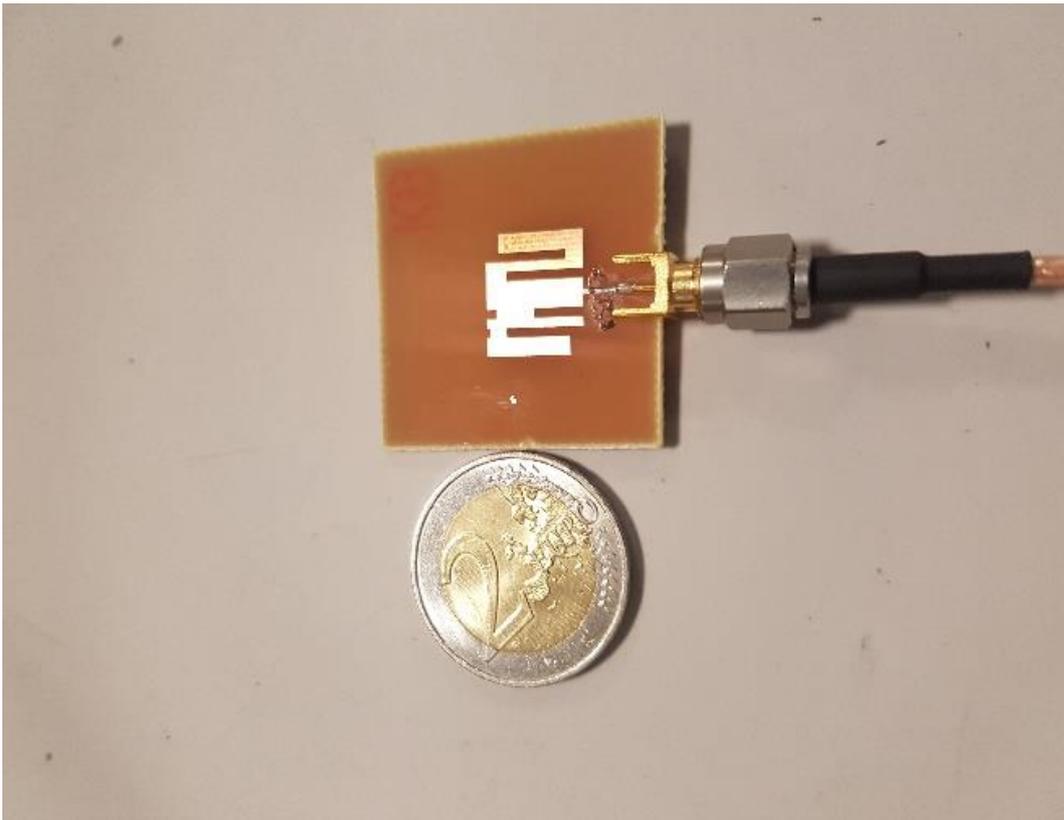


Figure 156. Photo de l'antenne double bande réalisé.

La figure suivante montre les résultats de mesure obtenus après étalonnage de l'antenne réalisée. Nous avons testé le coefficient de réflexion à l'aide d'un analyseur de réseau et le diagramme de rayonnement dans le plan E et le plan H dans une chambre anéchoïque. Nous pouvons conclure que l'antenne est bien adaptée à 2,45 GHz et 5,8 GHz de la Bande Médicale Scientifique Industrielle et ainsi confirmer les résultats de l'antenne simulée par Advanced Design System. Nous remarquons aussi le fonctionnement de l'antenne en bande étroite, en revanche, puisque l'application visée par notre projet est celle de transmission d'énergie sans fil via un Rectenna, les deux bandes d'intérêts qui sont 2.45 GHz et 5.8GHz sont bien atteintes. Le diagramme de rayonnement a été mesuré pour les deux fréquences dans les plans E et H et pour les angles d'azimute de 0°, 45°. Les résultats valident le bon fonctionnement et la directivité de l'antenne proposée avec de petites instabilités pour la fréquence 5.8 GHz vue qu'un compromis entre la taille, le fonctionnement double-bande et les performances doit être instauré.

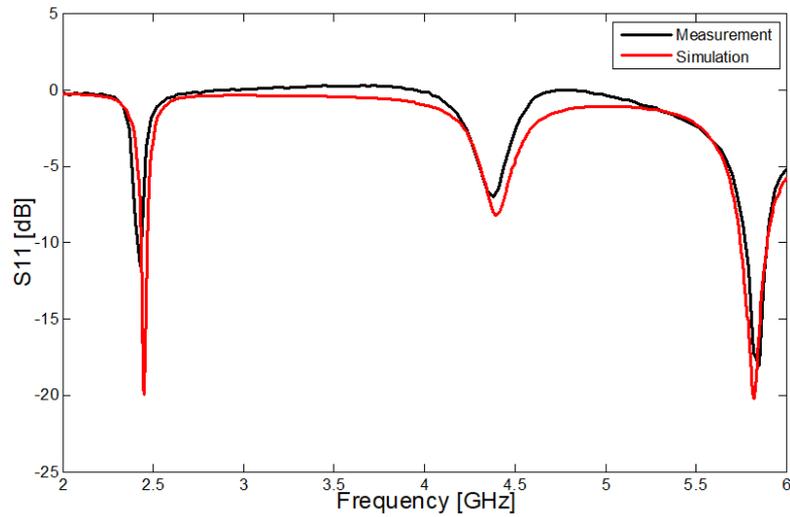


Figure 157. Coefficient de réflexion simulé et mesuré en fonction de la fréquence de l'antenne patch proposée

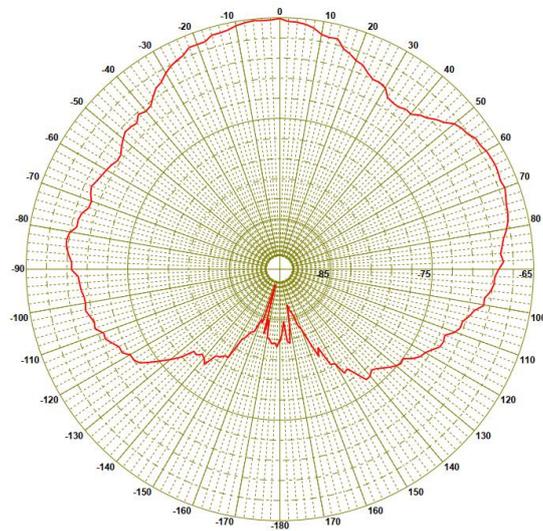


Figure 158. Le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne double bande dans le plan E à 2.45GHz pour le plans d'azimut de 0°

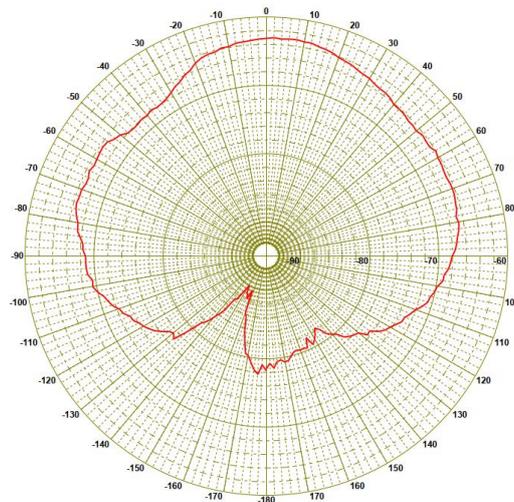


Figure 159. Le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne double bande dans le plan E à 2.45GHz pour le plans d'azimut de 45°

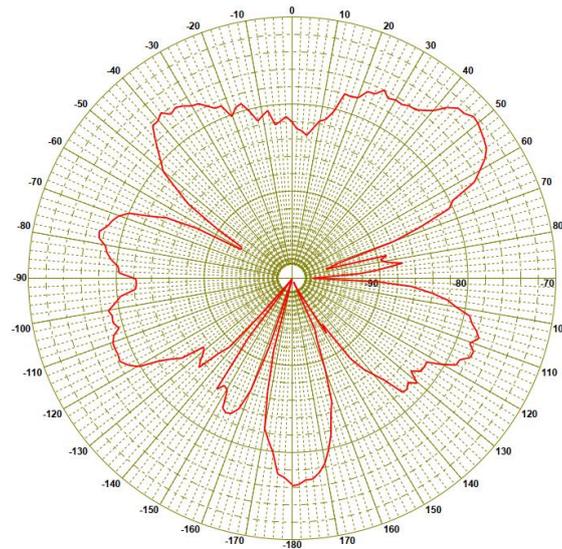


Figure 160. Le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne double bande dans le plan E à 5.8GHz pour le plans d'azimut de 0°

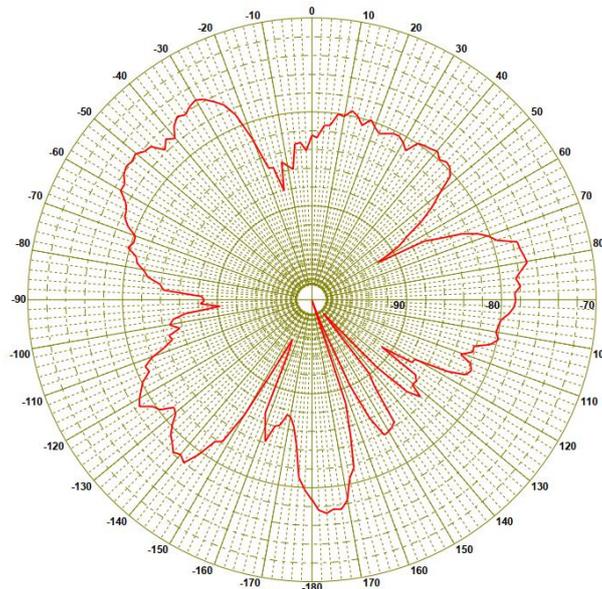


Figure 161. Le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne double bande dans le plan E à 5.8GHz pour le plans d'azimut de 45°

### IV.3. ANTENNE PATCH MINIATURE À POLARISATION CIRCULAIRE RÉSONANT SUR 5.8 GHz

Il est nécessaire de vérifier les résultats fournis par le simulateur. La meilleure façon étant la mesure, l'antenne a été dimensionnée pour répondre aux applications à 5,8 GHz de la bande ISM. La structure antennaire présentée dans cette partie résonne sur la fréquence 5.8 GHz bien connue par sa taille réduite pouvant ainsi être intégré dans un circuit Rectenna final sans avoir aucun impact sur la compacité du système. Nous avons utilisé le même substrat à savoir le FR4 de permittivité relative  $\epsilon_r=4,4$ , épaisseur  $h = 1,6$  mm et pertes tangentielles 0,025. Nous avons veillé à ce que la réalisation soit parfaitement faite de telle sorte à ce que les parties de l'antenne ayant des épaisseurs faibles ne soient pas négligées et figurent dans l'impression finale. Le coefficient de réflexion mesuré est représenté à la figure 163, la valeur est enregistrée dans la

bande de fréquence [5-6] GHz pour l'antenne. Le coefficient de réflexion mesuré et simulé à 5,8 GHz sont en bon accord. Nous pouvons aussi noter que la bande passante à -10 dB est le niveau d'adaptation se sont bien amélioré dans la partie réalisation et mesures. Le deuxième indicateur de performance que nous avons pu mettre en évidence est le diagramme de rayonnement, la figure 164 présentée dans la page qui suit décrit le diagramme de rayonnement pour la fréquence 5.8 GHz dans les plans E et H et pour les angles d'azimute de 0°, 45° et 90°. Les résultats montrent un fonctionnement directif de l'antenne en question, confirmant ainsi la possibilité de l'utiliser pour des applications de transmission d'énergie sans fil via un système Rectenna.

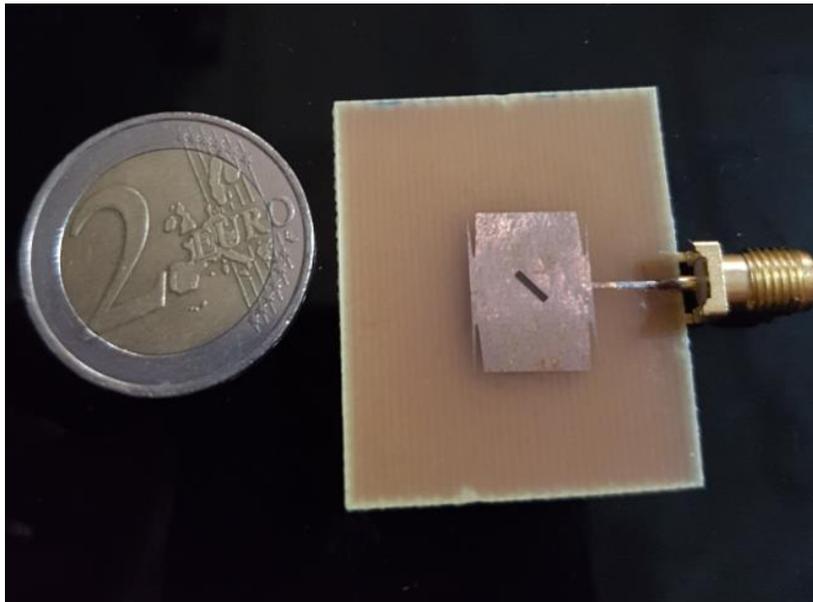


Figure 162. Photo de l'antenne 5.8 GHz réalisée.

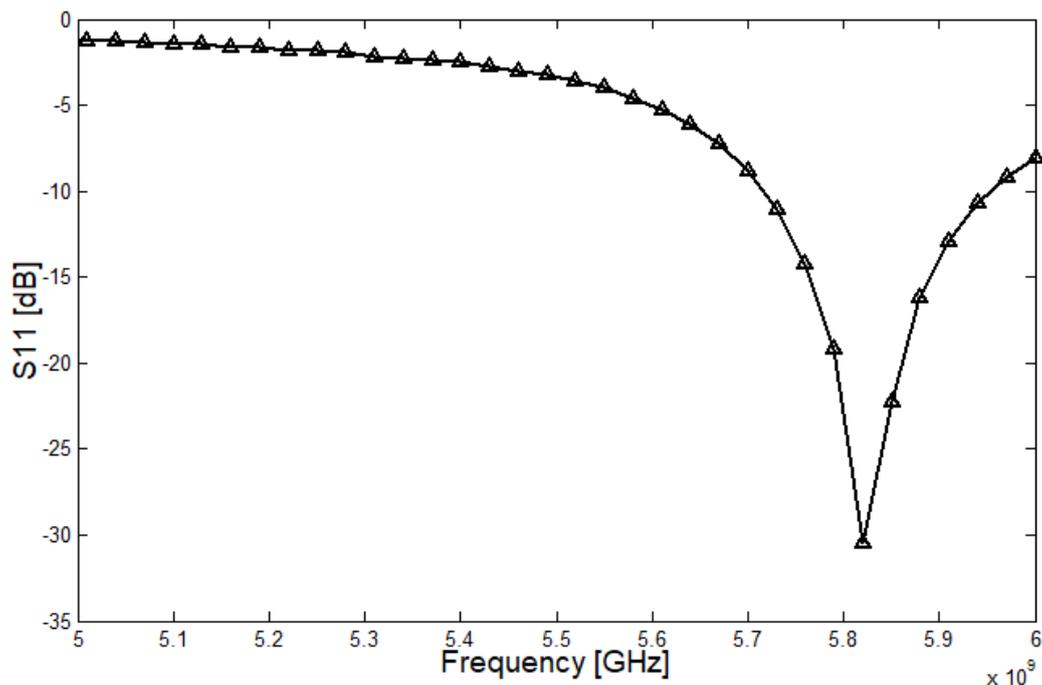


Figure 163. Coefficient de réflexion mesuré en fonction de la fréquence de l'antenne patch proposée

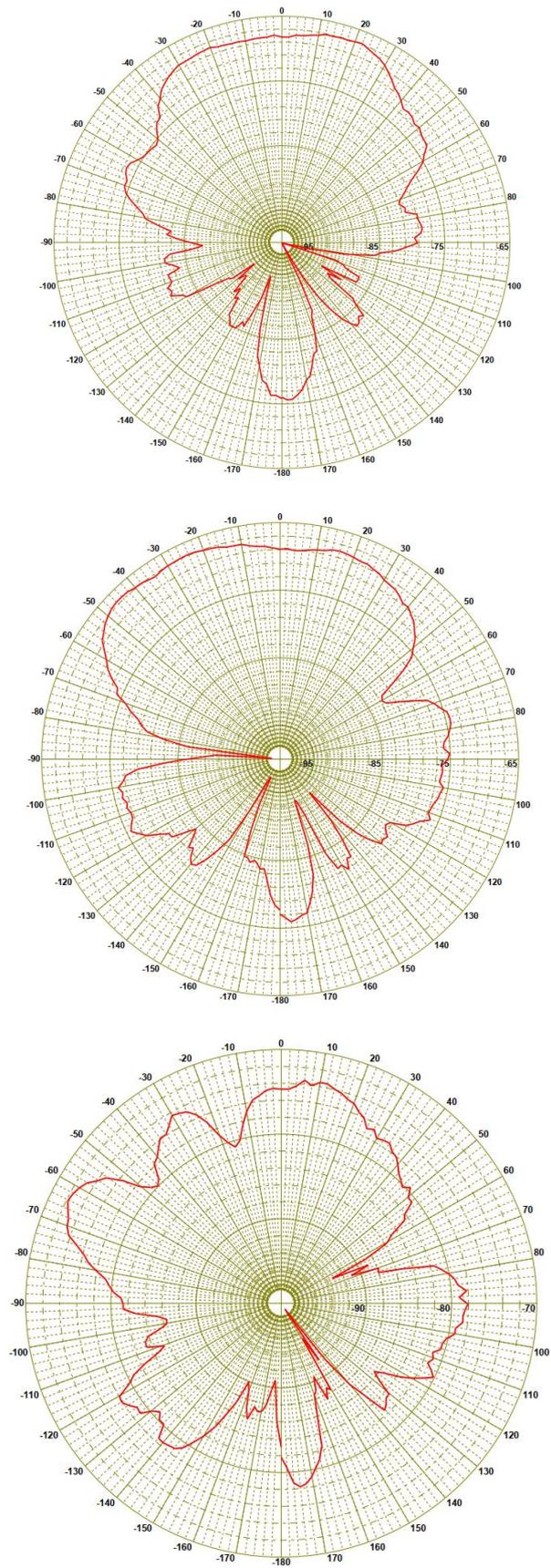


Figure 164. Le diagramme de rayonnement mesuré du réseau d'antennes dans le plan E à 5,8 GHz pour des plans d'azimut de 0, 45 et 90°

## V. CONCLUSION

En guise de conclusion de ce chapitre, il y a deux volets principaux à relever. Le premier avait comme objectif la présentation des résultats de simulation de plusieurs structures antennaires en se basant sur maintes technologies passant par les DGS et allant jusqu'au réseau d'antennes toutes en restant fidèle à la technologie micro ruban. Pendant les différentes étapes de conception ainsi que pour les simulations, nous avons eu recours à utiliser deux logiciels différents : ADS et CST. Cette partie viens pour compléter les circuits de redressement afin d'obtenir un système Rectenna complet. Dans un autre volet, nous avons entamé la réalisation pour vérifier le fonctionnement propre des structures en faisant l'extraction des coefficients de réflexion et des diagrammes de rayonnement via la chambre anéchoïque. Les antennes finales ont des tailles miniatures facilitant ainsi leur intégration dans les circuits Rectenna, de plus, leurs performances en champ lointain sont très satisfaisantes. Nous avons pu aussi couvrir les bandes de fréquence d'intérêt à savoir 2.45 GHz et 5.8 GHz avec des niveaux de coefficient de réflexion très faibles.

# CONCLUSION GENERALE

Ce mémoire de thèse s'inscrit dans le cadre de la gestion de l'alimentation des nouveaux systèmes compatible avec des applications ciblant des communications sans fil. Pour assurer une source d'énergie fiable et continue, il fallait bien étudier et mettre en place des technologies répondant aux besoins inhérents en termes de compacité, de cout, de robustesse et les combiner avec de bonnes performances à savoir l'efficacité et la tension de sortie. Le Rectenna s'impose donc comme partie intégrante dans les systèmes intelligents connectés pour les Smart Cities ainsi que pour les zones inaccessibles ou accidentées via la contribution au développement des capteurs intelligents.

La clé de départ été l'utilisation de la transmission d'énergie sans fils afin de surmonter les différentes limitations que présente l'emploi des câbles encombrants. A ce stade, trois parties distinctes s'annoncent, la conversion DC-RF, la transmission du signal dans l'espace libre et la conversion RF-DC. C'est dans cette dernière que les Rectennas trouvent leurs champ d'application. Nous avons présenté et expliqué un aperçu général de la transmission d'énergie sans fil (WPT), puis, nous avons consacré plusieurs parties pour expliquer le principe de fonctionnement d'un système Rectenna. Le défi majeur dans ce projet été de combiner les techniques des circuits électroniques avec des connaissances approfondies en hyperfréquences et transmission des signaux électromagnétiques du fait que tous les circuits ont été développé en utilisant la technologie micro ruban, soit pour les redresseurs ou bien les antennes et aussi pour les filtres. Sans oublier l'importance de la bonne maitrise des logiciels de simulation qui ont servi comme outils indispensables pour la conception et la simulation ainsi que pour l'optimisation en nous donnant une idée sur les résultats attendus lors de la réalisation. Deux volets de même degré d'importance ont été abordé, le circuit de redressement et l'antenne. Le premier avait comme élément clé la diode Schottky dont le choix été critique de façon à maximiser la conversion RF-DC, de plus, plusieurs topologies ont été présentées, certains intégrant des circuits d'adaptation basés sur des stubs afin de maximiser le transfert d'énergie vers les autres parties de la structure, et d'autres contenant des filtres à rejection d'harmoniques. Un autre élément à optimiser qui est la résistance de charge qui modélise le système final à alimenter. Le deuxième volet portait sur les antennes hyperfréquences conçues de tels façon à être intégrée avec les redresseurs pour former ainsi un système Rectenna complet.

Dans la même section, une étude théorique complète a été présentée pour la conception d'une antenne patch, suivie d'une présentation des antennes patch proposées qui résonnent à 2,45 GHz et 5,8 GHz, ces dernières sont les deux bandes de fréquences d'intérêt pour les applications de Rectenna et qui font partie de la bande Industrielle, Scientifique et Médicale (ISM). La conception et la simulation ont été menées à l'aide d'Advanced Design System d'Agilent Technologies et CST Microwave Studio. D'autres part, Il fallait réaliser les structures pour valider les résultats obtenus par les simulations, les antennes ont été imprimées sur un substrat FR4 et testées au moyen d'un analyseur de réseau pour extraire le coefficient de réflexion puis dans une chambre Anéchoïque pour obtenir le diagramme de rayonnement.

D'une façon générale, les structures Rectennas ont montrés de bonnes performances en termes d'adaptation de l'impédance d'entrée, de la tension de sortie et du rendement de conversion, nous avons atteint une tension de sortie importante de 18 V pratique. L'ensemble des structures ont été validées par des mesures et considérées comme adéquates pour surmonter les problèmes d'alimentation électrique observés dans plusieurs cas, que ce soit en petits signaux ou en forts signaux.

En guise de perspectives, nous envisageant ce qui suit:

- Dépôt de brevets pour les différentes structures réalisées.
- Réalisation des autres structures non encore testées et réalisation de nouveaux circuits reconfigurables.
- Amélioration des performances des différentes antennes conçues par l'utilisation de matériaux artificiels (Métamatériaux)
- Convertir les circuits conçus et réalisés vers une technologie intégrée (monolithique)
- Étudier et concevoir des systèmes de gestion et de stockage de l'énergie au niveaux des systèmes de réception.

# *LISTE DES PUBLICATIONS SCIENTIFIQUES*

## CHAPITRE DE LIVRE:

- « Study and Design of New Rectenna Structures for Wireless Power Transmission Applications », *Handbook of Research on Recent Developments in Electrical and Mechanical Engineering*, IGI Global, chapter 4, pp. 123-155, 2020.
- Taybi A., Tajmouati A., Zbitou J., Lakhssassi A., Errkik A., Larbi E.A. (2021) Miniature 2.45 GHz Rectenna for Low Levels of Power. In: Saka A. et al. (eds) *Advances in Integrated Design and Production*. CPI 2019. Lecture Notes in Mechanical Engineering. Springer, Cham.

## JOURNAUX INTERNATIONAUX INDEXÉS SCOPUS:

- **Taybi**, A., & Tajmouati, A., & Zbitou, J., & Errkik, A., & Latrach, M., & El Abdellaoui, L., (2018). A New Configuration of a High Output Voltage 2.45 GHz Rectifier for Wireless Power Transmission Applications. *Telecommunication, Computing, Electronics and Control Journal (TELKOMNIKA)*. 16(5): 1939-1946.
- **Taybi**, A., & Tajmouati, A., & Zbitou, J., & Errkik, A., & Latrach, M., (2019). A new design of a microstrip rectenna at 5.8 GHz for wireless power transmission applications. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*. 9(2): 1258-1266.
- **Taybi**, A., & Tajmouati, A., & Zbitou, J., & Errkik, A., & Latrach, M., & El Abdellaoui, L., (2019). A new design of high output voltage rectifier for rectenna system at 2.45 GHz. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science (IJECS)*. 13(1): 226-234.
- **Taybi**, A., & Tajmouati, A., & Zbitou, J., & El Abdellaoui, L., & Latrach, M., & Errkik, A., (2019). A new configuration of patch antenna array for rectenna array applications. *Telecommunication, Computing, Electronics and Control Journal (TELKOMNIKA)*. 17(5): 2186-2193.

## PUBLICATIONS DANS DES BIBLIOTHÈQUES DIGITALES INDEXÉES SCOPUS:

- **A. Taybi**, A. Tajmouati, J. Zbitou, A. Errkik and M. Latrach, "Design of a new 5.8 GHz RF-DC rectifier structure for wireless power transmission," *2017 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS)*, Fez, *IEEE*, 2017, pp. 1-4.
- **Abdellah Taybi**, Ahmed Ghaloua, Abdelali Tajmouati, Rachid Mandry, Larbi El Abdellaoui, and Mohamed Latrach, A New Design of Rectenna Array with High performances, In *Proceedings of the 2nd International Conference on Computing and Wireless Communication Systems (ICCWCS'17)*, **ACM**, New York, NY, USA, Article 1, 7 pages. 2017.
- **Abdellah Taybi**, Abdelali Tajmouati, Larbi El Abdellaoui, Ahmed Errkik, and Mohamed Latrach. 2017. Design of A Microstrip Rectifier with High Conversion Efficiency for Low Levels of Power. In *Proceedings of the 2nd International Conference on Computing and Wireless Communication Systems (ICCWCS'17)*. **ACM**, New York, NY, USA, Article 55, 6 pages.
- **Abdellah TAYBI** and Abdelali TAJMOUATI and Jamal ZBITOU and Ahmed ERRKIK and Larbi EL ABDELLAOUI and Mohamed LATRACH, Miniature 2.45 GHz Patch Antenna with Defected Ground Structure for Rectenna Applications, In *Proceedings of the Third International Conference on Computing and Wireless Communication Systems, ICCWCS 2019*, April 24-25, 2019, Faculty of Sciences, Ibn Tofail University -Kenitra- Morocco, **EUDL**.

## CONFÉRENCES INTERNATIONALES

- **A. Taybi**, A. Tajmouati, J. Zbitou, A. Errkik and M. Latrach, "Design of a new 5.8 GHz RF-DC rectifier structure for wireless power transmission," *2017 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS)*, Fez, *IEEE*, 2017, pp. 1-4.
- **Abdellah Taybi**, Ahmed Ghaloua, Abdelali Tajmouati, Rachid Mandry, Larbi El Abdellaoui, and Mohamed Latrach, A New Design of Rectenna Array with High performances, In *Proceedings of the 2nd International Conference on Computing and*

*Wireless Communication Systems*(ICCWCS'17), ACM, New York, NY, USA, Article 1, 7 pages. 2017.

- **Abdellah Taybi**, Abdelali Tajmouati, Larbi El Abdellaoui, Ahmed Errkik, and Mohamed Latrach. 2017. Design of A Microstrip Rectifier with High Conversion Efficiency for Low Levels of Power. In *Proceedings of the 2nd International Conference on Computing and Wireless Communication Systems (ICCWCS'17)*. ACM, New York, NY, USA, Article 55, 6 pages.
- **Abdellah TAYBI** and Abdelali TAJMOUATI and Jamal ZBITOU and Ahmed ERRKIK and Larbi EL ABDELLAOUI and Mohamed LATRACH, Miniature 2.45 GHz Patch Antenna with Defected Ground Structure for Rectenna Applications, In *Proceedings of the Third International Conference on Computing and Wireless Communication Systems, ICCWCS 2019, April 24-25, 2019, Faculty of Sciences, Ibn Tofail University -Kenitra- Morocco*.
- **Abdellah Taybi**, Abdelali Tajmouati, Jamal Zbitou, Larbi El Abdellaoui, Mohamed Latrach, Design of a new RF-DC Rectifier Structure for Wireless Power Transmission, *3<sup>rd</sup> International Conference On Wireless Technologies, Embedded And Intelligent Systems WITS, 2016, ENSA Kenitra, Morocco*.
- **Taybi Abdellah**, Tajmouati Abdelali, Zbitou Jamal, Lakhssassi Ahmed, Errkik Ahmed, Larbi El Abdellaoui, Miniature 2.45 GHz Rectenna for low levels of power, *International Conference on integrated design and production, CPI'2019, October 14-16, 2019, Fez, Morocco*.
- **Abdellah Taybi**, Abdelali Tajmouati, Rachid Mandry, Ahmed Errkik, Larbi El Abdellaoui, Mohamed Latrach, Design of a New Miniature Dual Band Rectenna for WPT Applications, *1st International Conference on Computing and Wireless Communication Systems (ICCWCS'16)*, 15-16 November 2016, FST Settat, Morocco.

# *Références*

- [1] Alkhabbas, F., Spalazzese, R., & Davidsson, P. (2017). Architecting Emergent Configurations in the Internet of Things. *2017 IEEE International Conference on Software Architecture (ICSA)*, 221–224. <https://doi.org/10.1109/ICSA.2017.37>
- [2] Sathishkumar, J., & Patel, D. R. (2016). Enhanced location privacy algorithm for wireless sensor network in Internet of Things. *2016 International Conference on Internet of Things and Applications (IOTA)*, 208–212. <https://doi.org/10.1109/IOTA.2016.7562723>
- [3] Lopez Research LLC. “An Introduction to the Internet of Things (IoT).” San Francisco, CA, 2013.
- [4] Gunasagaran, R., Kamarudin, L. M., Zakaria, A., Kanagaraj, E., Alimon, M. S. A. M., Shakaff, A. Y. M., ... Razali, M. H. M. (2015). Internet of things: Sensor to sensor communication. *2015 IEEE SENSORS*, 1–4.
- [5] Zhu, C., Leung, V. C. M., Shu, L., & Ngai, E. C.-. (2015). Green Internet of Things for Smart World. *IEEE Access*, 3, 2151–2162. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2015.2497312>.
- [6] IBM Institute for Business Value: ‘A vision of smarter cities’ 2009. Available at [https://www-03.ibm.com/press/attachments/IBV\\_Smarter\\_Cities\\_-\\_Final.pdf](https://www-03.ibm.com/press/attachments/IBV_Smarter_Cities_-_Final.pdf)
- [7] Office of the Government Chief Information Officer. (2019). Smart city development in Hong Kong. *IET Smart Cities*, 1(1), 23–27. <https://doi.org/10.1049/iet-smc.2019.0036>
- [8] Shams, K. M. Z., & Ali, M. (2007). Wireless power transmission to a buried sensor in concrete. *IEEE Sensors Journal*, vol. 7, no. 12, pp. 1573–1577.
- [9] Tanuj Kumar Mandal (2006). Wireless Transmission of Electricity – Development and Possibility. *Sixth International Symposium Nikola TESLA*, Belgrade, SASA, Serbia, October 18 – 20.
- [10] Kawasaki, S. (2013). The green energy harvesting winds by the RF/microwave power transmission. *2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT)*, 111–114. <https://doi.org/10.1109/WPT.2013.6556895>
- [11] Chen, Z., Sun, H., & Geyi, W. (2017). Maximum Wireless Power Transfer to the Implantable Device in the Radiative Near Field. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 16, 1780–1783. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2017.2677739>.
- [12] Kashimura, R., Seki, T., & Sakaguchi, K. (2017). A study of rectenna receiving area division for microwave wireless power transfer system. *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, 229–232. <https://doi.org/10.1109/APMC.2017.8251420>.

- [13] C. Song, Y. Huang, J. Zhou, J. Zhang, S. Yuan, and P. Carter, "A high-efficiency broadband rectenna for ambient wireless energy harvesting," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 8, pp. 3486–3495, 2015.
- [14] S. Ladan, N. Ghassemi, A. Ghiotto, and K. Wu, "Highly efficient compact rectenna for wireless energy harvesting application," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 1, pp. 117–122, 2013.
- [15] H. Sun, Y.-x. Guo, M. He, and Z. Zhong, "Design of a high efficiency 2.45-GHz rectenna for low-input-power energy harvesting," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 929–932, 2012.
- [16] John J. O'Neill, *Prodigal Genius: The Life of Nikola Tesla*. New York: Washburn, 1944.
- [17] Margaret Cheney, *Tesla: Man Out of Time*. Mattituck, New York: Amereon House, 1981.
- [18] A. S. Marincic, "Nikola Tesla and the Wireless Transmission of Energy," *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, pp. 4064–4068, 1982.
- [19] <https://thevelvetrocket.com/2010/03/17/nikola-teslas-wardenclyffe-tower-and-laboratory/>
- [20] TESLA, N. (1904a). *Experiments with Alternate Current of High Potential and High Frequency*. McGraw-Hill, New York.
- [21] TESLA, N. (1904b). *The Transmission of Electric Energy Without Wires (The Thirteenth Anniversary Number of the Electrical World and Engineer)*. McGraw-Hill, New York.
- [22] BROWN, W. C. (1984). The history of power transmission by radio waves. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 32(9):1230–1242.
- [23] MARYNIAK, G. (1996). Status of international experimentation in wireless power transmission. *Sunset energy counsel, Solar energy*, 56.
- [24] W. C. Brown, J. R. Mims, N. I. Heenan "An experimental microwave-powered helicopter" *IEEE IRE International Convention Record*, vol. 13, part 5, pp. 225-235, 1965.
- [25] R. M. Dickinson, "Evaluation of a microwave high-power reception-conversion array for wireless power transmission," *Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, Pasadena, CA, Technical Memorandum 33-741*, September 1975.
- [26] P. Glaser, "Power from the Sun: Its Future," *Science*, 162, 22 November 1968.
- [27] Cynthia Boyko & Stu McCormick. (Updated: February 6, 2001). by Friends of CRC, <http://www.friendsofrc.ca/Projects/SHARP/sharp.html>.
- [28] Joseph J. Schlesak, Adrian Alden and Tom Ohno "A Microwave Powered High Altitude Platform" *Microwave Symposium Digest 1988 IEEE MTT-S international*, vol.1, pp. 283 – 286, 1988.

- [29] Ohira, T., (2013). Power efficiency and optimum load formulas on RF rectifiers featuring flow-angle equations. *IEICE Electron. Express*, vol. 10, no. 11, pp. 1–9.
- [30] Guo, J., Zhang, H., & Zhu, X. (2014). Theoretical Analysis of RF-DC Conversion Efficiency for Class-F Rectifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(4), 977–985. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2014.2298368>
- [31] Abdelhalem, S. H., Gudem, P. S., & Larson, L. E. (2013). An RF–DC Converter with Wide-Dynamic-Range Input Matching for Power Recovery Applications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 60(6), 336–340. <https://doi.org/10.1109/TCSII.2013.2258261>
- [32] Bahl, I. J. (2000). High-Q and low-loss matching network elements for RF and microwave circuits. *IEEE Microwave Magazine*, 1(3), 64–73. <https://doi.org/10.1109/6668.871190>
- [33] Shinohara, N., & Narasaki, R. (2014). Effects of output filter to RF-DC conversion efficiency in a rectenna. *2014 XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS)*, 1–4. <https://doi.org/10.1109/URSIGASS.2014.6929483>
- [34] N. Shinohara, “Power without wires,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 12, no. 7, pp. S64–S73, 2011.
- [35] Wang, Z., Duan, L., & Zhang, R. (2016). Adaptively Directional Wireless Power Transfer for Large-Scale Sensor Networks. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 34(5), 1785–1800. <https://doi.org/10.1109/JSAC.2016.2551619>
- [36] El Hamraoui, A., & Abdelmounim, E. (2016). A new compact CPW-fed dual-band monopole antenna for RFID applications. In *Proceedings of The 5th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS)*. Marrakech, Morocco.
- [37] DOLGOV, A., ZANE, R., & POPOVIC, Z., (2010). Power Management System for Online Low Power RF Energy Harvesting Optimization. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 57(7):1802–1811.
- [38] H. J. Visser and R. J. M. Vullers, “RF energy harvesting and transport for wireless sensor network applications: principles and requirements,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1410–1423, 2013.
- [39] M. Pinuela, P. D. Mitcheson, and S. Lucyszyn, “Ambient RF energy harvesting in urban and semi-urban environments,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 7, pp. 2715–2726, 2013.
- [40] Huang, M., Tsai, Y. & Chen, K. (2010). Sub-1 V Input Single-Inductor Dual-Output (SIDO) DC-DC Converter with Adaptive Load-Tracking Control (ALTC) for Single-Cell-Powered Systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 25(7):1713–1724.
- [41] Richelli, A., Colalongo, L., Tonoli, S. Et Kovacs-Vajna, Z. (2009). A 0.2-1.2V DC/DC Boost Converter for Power Harvesting Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(5-6):1541–1546.

- [42] Brunton, S. L., Rowley, C. W., Kulkarni, S. R. Et Clarkson, C. (2010). Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Optimization Using Ripple-Based Extremum Seeking Control. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 25(10):2531–2540.
- [43] Alahmad, M. A. Et Hess, H. L. (2008). Evaluation and Analysis of a New Solid State Rechargeable Microscale Lithium Battery. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(9): 3391–3401
- [44] Chen, P. H., Ishida, K., Zhang, X., Okuma, Y., Ryu, Y., Takamiya, M. Et Sakurai, T. (2010). 0. 18-V Input Charge Pump with Forward Body Biasing in Startup Circuit using 65nm CMOS. In Custom Integrated Circuits Conference (CICC), 2010 IEEE, pages 2–5.
- [45] A. K. Moghaddam, J. H. Chuah, H. Ramiah, J. Ahmadian, P. I. Mak and R. P. Martins, “A 73.9%-Efficiency CMOS Rectifier Using a Lower DC Feeding (LDCF) Self-Body-Biasing Technique for Far-Field RF Energy-Harvesting Systems”, in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 64, no. 4, pp. 992-1002, April 2017.
- [46] Merabet, B., Cirio, L., Takhedmit, H., Costa, F., Vollaie, C., Allard, B. Et Picon, O. (2009a). Low-cost converter for harvesting of microwave electromagnetic energy. In *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 2592–2599. IEEE.
- [47] Alexandre Douyère. (2008). Methodology for synthesis and optimization of rectenna bounded to an operating domain. *Physics[physics]. University of Reunion*.
- [48] J. Bose, “Detector for electrical disturbances,” Patent number 755840, 1904.
- [49] D. Sengupta, T. Sarkar, and D. Sen, “Centennial of the semiconductor diode detector,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 1, pp. 235–243, Jan. 1998.
- [50] J. R. Biard, “Unitary semiconductor high speed switching device utilizing a barrier diode,” Patent number 3463975, Aug. 1969.
- [51] C. Mead, “Schottky barrier gate field effect transistor,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 54, no. 2, pp. 307–308, Feb. 1966.
- [52] Tae-Whan Yoo and Kai Chang, Theoretical and Experimental Development of 10 and 35 GHz Rectennas, *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, Vol. 40, No. 6. June 1992.
- [53] Stylianos D. Assimonis; Aggelos Bletsas, Energy harvesting with a low-cost and high efficiency rectenna for low power input, *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, pp. 229-231, 2014.
- [54] A. Douyere, J.D. Lan Sun Luk and F. Alicalapa, High efficiency microwave rectenna circuit: modelling and design, *Electronics Letters*, vol. 44, no. 24, Nov. 20, 2008.

- [55] Minseok Han; Seunghwan Jung; Hoon Sohn , High Efficient Rectenna Using a Harmonic Rejection Low Pass Filter for RF based Wireless Power Transmission, 11th International Symposium on Wireless Communications Systems (ISWCS), pp. 423-426, 2014.
- [56] Abdellah Taybi, Abdelali Tajmouati, Jamal Zbitou, Mohamed Latrach, Study and Design of New Rectenna Structures for Wireless Power Transmission Applications, Handbook of Research on Recent Developments in Electrical and Mechanical Engineering, IGI Global, chapter 4, pp. 123-155, 2020.
- [57] Olgun, U., Chen, C., & Volakis, J. L. (2011). Investigation of Rectenna Array Configurations for Enhanced RF Power Harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10, 262–265. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2011.2136371>
- [58] Huang, W., Zhang, B., Chen, X., & Liu, C. (2013). Study on an S-band rectenna array for wireless microwave power transmission. *Progress In Electromagnetics Research*, 135, 747–758. <https://doi.org/10.2528/PIER12120314>
- [59] Yu-Jiun Ren, & Kai Chang. (2006). 5.8-GHz circularly polarized dual-diode rectenna and rectenna array for microwave power transmission. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(4), 1495–1502. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2006.871362>
- [60] McSpadden, J. O., Lu Fan, & Kai Chang. (1998). Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8-GHz rectenna. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 46(12), 2053–2060. <https://doi.org/10.1109/22.739282>
- [61] Harouni, Z., Osman, L., & Gharsallah, A. (2010). Efficient 2.45 GHz Rectenna Design with High Harmonic Rejection for Wireless Power Transmission. *International Journal of Computer Science Issues*, 7.
- [62] Kraus, J. (1985). Antennas since Hertz and Marconi. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33(2), 131–137. <https://doi.org/10.1109/TAP.1985.1143550>
- [63] J. C. Maxwell, A treatise on Electricity and Magnetism, London, UK, Oxford Univ. Press, 1873, 1904.
- [64] Osepchuk, J. M. (2010). The magnetron and the microwave oven: A unique and lasting relationship. *2010 International Conference on the Origins and Evolution of the Cavity Magnetron*, 46–51. <https://doi.org/10.1109/CAVMAG.2010.5565567>
- [65] Zhang, J., & Shen, Z. (2017). Compact and High-Gain UHF/UWB RFID Reader Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 65(10), 5002–5010. <https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2734240>
- [66] Mak, K. M., Lai, H. W., Luk, K. M., & Chan, C. H. (2014). Circularly Polarized Patch Antenna for Future 5G Mobile Phones. *IEEE Access*, 2, 1521–1529. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2014.2382111>

- [67] Sun, C., Zheng, H., & Liu, Y. (2016). Analysis and Design of a Low-Cost Dual-Band Compact Circularly Polarized Antenna for GPS Application. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(1), 365–370. <https://doi.org/10.1109/TAP.2015.2501849>
- [68] Antenna theory: analysis and design / Constantine A. Balanis, third edition, Hoboken, NJ: Wiley, 2005, ISBN 047166782X (hbk.)
- [69] Antenna Engineering Handbook/ John L. Volakis, 4th Edition, McGraw-Hill 2007 ISBN 0071475745 / 9780071475747
- [70] Huang, R., & Chiou, T. (2014). High gain directional hybrid dipole antenna array. *2014 International Symposium on Antennas and Propagation Conference Proceedings*, 451–452. <https://doi.org/10.1109/ISANP.2014.7026721>
- [71] Hong, T., Gong, S., Liu, Y., & Jiang, W. (2010). Monopole Antenna With Quasi-Fractal Slotted Ground Plane for Dual-Band Applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 9, 595–598. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2010.2053834>
- [72] Cheong, P., Wu, K., Choi, W., & Tam, K. (2014). Yagi–Uda Antenna for Multiband Radar Applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, 1065–1068. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2014.2328991>
- [73] Barbuto, M., Trotta, F., Bilotti, F., & Toscano, A. (2015). Horn Antennas With Integrated Notch Filters. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(2), 781–785. <https://doi.org/10.1109/TAP.2014.2378269>
- [74] Mehrabani, A., & Shafai, L. (2016). Compact Dual Circularly Polarized Primary Feeds for Symmetric Parabolic Reflector Antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15, 922–925. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2015.2481363>
- [75] Lee, K. F., & Luk, K. M., (2010). Microstrip Patch Antennas. *London, U.K.: Imperial College Express, ch. 10.*
- [76] A. Khidre, K. Lee, F. Yang and A. Z. Elsherbeni, Circular Polarization Reconfigurable Wideband E-Shaped Patch Antenna for Wireless Applications, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, No. 2, pp. 960-964, Feb. 2013.
- [77] Mok, W. C., Wong, S. H., Luk, K. M., & Lee, K. F. (2013). Single-Layer Single-Patch Dual-Band and Triple-Band Patch Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 61(8), 4341–4344. <https://doi.org/10.1109/TAP.2013.2260516>
- [78] H. Pues and A. Van de Capelle, “Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna,” *ZEE Proc.*, pt. H, vol. 131, pp. 334-340, Dec. 1984.
- [79] A. K. Bhattacharyya and R. Garg, “Generalised transmission line model for microstrip patches,” *ZEE Proc.*, pt. H., vol. 132, pp. 93-98, Apr. 1985.
- [80] Y. T. Lo, D. Soloman, and W. F. Richards, “Theory and experiment on microstrip antennas,” *IEEE Trans. Antennas Prop.*, vol. 27, pp. 137-145, Mar. 1979.

- [81] Chakravarthy, S. S., Sarveshwaran, N., Sriharini, S., & Shanmugapriya, M. (2016). Comparative study on different feeding techniques of rectangular patch antenna. *2016 Thirteenth International Conference on Wireless and Optical Communications Networks (WOCN)*, 1–6. <https://doi.org/10.1109/WOCN.2016.7759032>
- [82] Xing, K., Liu, B., Guo, Z., Wei, X., Zhao, R., & Ma, Y. (2017). Backlobe and Sidelobe Suppression of a Q-Band Patch Antenna Array by Using Substrate Integrated Coaxial Line Feeding Technique. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, *16*, 3043–3046. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2017.2759909>
- [83] Wu, C., Lu, C., & Cao, W. (2017). Wideband Dual-Polarization Slot Antenna With High Isolation by Using Microstrip Line Balun Feed. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, *16*, 1759–1762. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2017.2672538>
- [84] Pierantoni, L., Farina, M., & Rozzi, T. (2002). Accurate analysis of H-shaped antenna coupled to microstrip feed-line. *Electronics Letters*, *38*(14), 676–677. <https://doi.org/10.1049/el:20020470>
- [85] Son, H., & Jeong, S. (2011). Wideband RFID Tag Antenna for Metallic Surfaces Using Proximity-Coupled Feed. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, *10*, 377–380. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2011.2148151>
- [86] Advanced Design System (ADS) : <http://www.home.agilent.com/agilent/home.jsp>
- [87] Farsaei, A. R., & Safian, R. (2009). A novel method for calculating initial condition in harmonic balance analysis exploiting Volterra series. *2009 International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications*, 324–328. <https://doi.org/10.1109/ACTEA.2009.5227917>
- [88] <https://edadocs.software.keysight.com/display/ads2009/Harmonic+Balance+Basics> (14/09/2019)
- [89] Wagner, S., Palankovski, V., Grasser, T., Schultheis, R., & Selberherr, S. (2002). Small-signal analysis and direct S-parameter extraction. *The 10th IEEE International Symposium on Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications*, 50–56. <https://doi.org/10.1109/EDMO.2002.1174929>
- [90] <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5991-3736EN.pdf>
- [91] Gao Xuebang. (1998). Large-signal S-parameters simulation of microwave power circuits. *ICMMT'98. 1998 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. Proceedings (Cat. No.98EX106)*, 1061–1063. <https://doi.org/10.1109/ICMMT.1998.768473>
- [92] E. Rhoderick, "The physics of Schottky barriers," *Review of Physics in Technology*, vol. 1, p. 81, 1970.
- [93] skyworks.Surface\_Mount\_Schottky\_Diodes, Available: <https://www.skyworksinc.com/en/Products/Diodes/>

- [94] B. Sharma, *Metal-semiconductor Schottky barrier junctions and their applications*: Springer Science & Business Media, 2013.
- [95] HSMS-282X series. (2001). Surface mount RF Schottky barrier diode. *Agilent Technol., Palo Alto, CA, Tech. Data*.
- [96] Taybi, A., & Tajmouati, A., & Zbitou, J., & Errkik, A., & Latrach, M., & El Abdellaoui, L., (2018). A New Configuration of a High Output Voltage 2.45 GHz Rectifier for Wireless Power Transmission Applications. *Telecommunication, Computing, Electronics and Control Journal (TELKOMNIKA)*. 16(5): 1939-1946.
- [97] Zbitou, J., & Latrach, M., (2006). Hybrid Rectenna and Monolithic Integrated Zero-Bias Microwave Rectifier. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, Vol. 54, No. 1.
- [98] Taybi, A., & Tajmouati, A., & Zbitou, J., & Errkik, A., & Latrach, M., (2019). A new design of a microstrip rectenna at 5.8 GHz for wireless power transmission applications. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*. 9(2): 1258-1266.
- [99] Taybi, A., & Tajmouati, A., & Zbitou, J., & Errkik, A., & Latrach, M., & El Abdellaoui, L., (2019). A new design of high output voltage rectifier for rectenna system at 2.45 GHz. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science (IJECS)*. 13(1): 226-234.
- [100] Jia-Shen G. Hong & M.J. Lancaster. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York: John Wiley & Sons Inc., 2001.
- [101] David M. Pozar. *Microwave Engineering*. Fourth Edition. John Wiley & Sons Inc., 2011.
- [102] D. H. Chuc and B. G. Duong. Design and Fabrication of Rectifying Antenna Circuit for Wireless Power Transmission System Operating at ISM Band. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*. August 2016; 6(4): 1522-1528
- [103] B.H. Zhang, J.W. Zhang, Z.P. Wu, C.G. Liu and B. Zhang. A 2.45 GHz Dielectric Resonator Rectenna for Wireless Power Transmission. *2017 International conference of Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA)*. Coimbatore, India. 20-22 April, 2017.
- [104] Computer Simulation Technolgy (CST) Microwave Studio. [www.cst.com](http://www.cst.com)
- [105] GIBSON, W. C. (2008). *The Method of Moments in Electromagnetics*. Chapman & Hall/CRC.
- [106] Aguilar, J. R., Beadle, M., Thompson, P. T., & Shelley, M. W. (1998). The microwave and RF characteristics of FR4 substrates. *IEE Colloquium on Low Cost Antenna Technology (Ref. No. 1998/206)*, 2/1-2/6. <https://doi.org/10.1049/ic:19980078>.

- [107] Taybi, A., & Tajmouati, A., & Zbitou, J., & El Abdellaoui, L., & Latrach, M., & Errkik, A., (2018). A new configuration of patch antenna array for rectenna array applications. *Telecommunication, Computing, Electronics and Control Journal (TELKOMNIKA)*. 17(5): 2186-2193.
- [108] J.-S. Lim, C.-S. Kim, Y.-T. Lee, D. Ahn, and S. Nam, "A spiral shaped defected ground structure for coplanar waveguide," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 9, pp.330–332,2002.
- [109] A. Boutejdar, G. Nadim, S. Amari, and A. S. Omar, "Control of band stop response of cascaded micro strip low-pass-bands top filters using arrow head slots in backside metallic ground plane," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol.1B, pp.574–577,2005.
- [110] J.Li, J.Chen, Q.Xue, J.Wang, W.Shao, and L.Xue, "Compact microstrip lowpass filter based on defected ground structure and compensated microstrip line," in *Proceedings of the 2005 IEEEEMTT-S International Microwave Symposium*, Long Beach, Calif, USA, June 2005.
- [111] J.-X. Chen, J.-L. Li, K.-C. Wan, and Q. Xue, "Compact quasi elliptic function filter based on defected ground structure, " *IEE Proceedings: Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 153, no.4, pp.320–324, 2006.
- [112] C.-S. Kim, J.-S. Park, D. Ahn, and J.-B. Lim, "A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 10, no. 4, pp. 131–133, 2000.
- [113] A. B. Abdel-Rahman, A. K. Verma, A. Boutejdar, and A. S. Omar, "Control of band stop response of Hi-Lo microstrip low pass filter using slot in ground plane," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.52,no.3,pp.1008–1013, 2004.
- [114] C. S. Kim, J. S. Lim, S. Nam, K. Y. Kang, and D. Ahn, "Equivalent circuit modelling of spiral defected ground structure for microstrip line, " *Electronics Letters*, vol.38, no.19, pp.1109–1110, 2002.
- [115] D.-J. Woo, T.-K. Lee, J.-W. Lee, C.-S. Pyo, and W.-K. Choi, "Novel U-slot and V-slot DGSs for bandstop filter with improved Q factor," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.54, no.6, pp. 2840–2847,2006.
- [116] M.K.Mandal and S.Sanyal, "A novel defected ground structure for planar circuits," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.16, no.2, pp. 93–95, 2006.

- [117] H.-J. Chen, T.-H. Huang, C.-S. Chang et al., “A novel crossshape DGS applied to design ultra-wide stopband low-pass filters,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 16, no.5, pp. 252–254, 2006.
- [118] D. Guha, S. Biswas, M. Biswas, J. Y. Siddiqui, and Y. M. M. Antar, “Concentric ring-shaped defected ground structures for microstrip applications,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.5, no.1, pp. 402–405, 2006.
- [119] A. Balalem, A. R. Ali, J. Machac, and A. Omar, “Quasi-elliptic microstrip low-pass filters using an interdigital DGS slot,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 8, pp. 586–588, 2007.
- [120] Z.-Z. Hou, “Novel wideband filter with a transmission zero based on split-ring resonator DGS,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.50, no.6, pp. 1691–1693, 2008.
- [121] S. N. Burokur, M. Latrach, and S. Toutain, “A novel type of microstrip coupler utilizing a slot split-ring resonators defected ground plane,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48,no.1, pp. 138–141, 2006.
- [122] H. W. Liu, Z. F. Li, and X. W. Sun, “A novel fractal defected ground structure and its application to the low-pass filter,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 39, no. 6, pp. 453–456, 2003.
- [123] Debatosh Guha, Yahia M.M. Antar. *Microstrip and Printed Antennas New Trends, Techniques and Applications*. John Wiley and sons Ltd.
- [124] Abdellah TAYBI and Abdelali TAJMOUATI and Jamal ZBITOU and Ahmed ERRKIK and Larbi EL ABDELLAOUI and Mohamed LATRACH, Miniature 2.45 GHz Patch Antenna with Defected Ground Structure for Rectenna Applications, In *Proceedings of the Third International Conference on Computing and Wireless Communication Systems, ICCWCS 2019*, April 24-25, 2019, Faculty of Sciences, Ibn Tofail University -Kenitra-Morocco.
- [125] Emerson, W. (1973). Electromagnetic wave absorbers and anechoic chambers through the years. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 21(4), 484–490. <https://doi.org/10.1109/TAP.1973.1140517>