BIBLIOTHÈQUE
CÉGEP DE L'ABITIBI-TÉMISCAMINGUE
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

Mise en garde

La bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue et de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) a obtenu l'autorisation de la personne autrice de ce document afin de diffuser, dans un but non lucratif, une copie de son œuvre dans Depositum, site d'archives numériques, gratuit et accessible à tous. L'autrice ou l'auteur conserve néanmoins ses droits de propriété intellectuelle, dont son droit d'auteur, sur cette œuvre.

Warning

The library of the Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue and the Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT) obtained the permission of the author to use a copy of this document for nonprofit purposes in order to put it in the open archives Depositum, which is free and accessible to all. The author retains ownership of the copyright on this document.

Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue

CONCEPTION D'UN SYSTÈME RECTENNA MULTIBANDE POUR LA RECUPERATION D'ENERGIE

Mémoire
présenté
comme exigence partielle
de la Maîtrise en ingénierie (concentration télécommunication)

Par
Oueslati Nour

Août 2026

© Oueslati Nour, 2026

REMERCIEMENTS

Je souhaite tout d’abord exprimer ma profonde gratitude aux membres du jury pour avoir accepté d’évaluer et de juger mon travail.

Je tiens à remercier le professeur Nahi Kandil pour son encadrement exceptionnel, ses conseils avisés, son soutien indéfectible ainsi que son engagement dévoué tout au long de ce projet.

Je tiens également à remercier le professeur Mourad Nedil pour m’avoir accueilli au sein du laboratoire, ainsi que pour son aide précieuse et ses conseils pertinents dans la réalisation de ce projet.

Enfin, je souhaite exprimer ma gratitude envers toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail. Leur soutien moral et professionnel a été d’une aide précieuse tout au long de ce parcours académique.

RÉSUMÉ

Ce mémoire, intitulé « Conception d'un système rectenna multibande pour la récupération d'énergie RF », porte sur la conception et l'optimisation d'un système rectenna destiné à récupérer l'énergie électromagnétique RF ambiante aux fréquences de 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz.

Le travail est divisé en deux parties principales. La première concerne la conception d'une antenne réceptrice multibande et l'optimisation de ses performances électromagnétiques, notamment le coefficient de réflexion S11, le gain réalisé et l'efficacité totale. Une approche basée sur les réseaux de neurones est utilisée afin de faciliter la recherche des paramètres géométriques optimaux. Après optimisation, l'antenne présente des valeurs de S11 de −13,93 dB, −23,65 dB et −27,21 dB aux fréquences de 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz, respectivement. Les gains réalisés obtenus sont de 3,44 dBi, 5,62 dBi et 5,87 dBi, avec des efficacités totales supérieures à 80 % sur les trois bandes ciblées.

La deuxième partie est consacrée à la conception des circuits de conversion RF/DC associés aux trois bandes ciblées. Une topologie à double diode est étudiée et optimisée afin d'obtenir un rendement de conversion satisfaisant aux faibles niveaux de puissance RF. Les rendements obtenus sont de 53,6 %, 52,45 % et 38,36 % aux fréquences de 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz, respectivement. Enfin, des configurations de combinaison des redresseurs sont analysées afin de proposer une architecture multibande complète. La topologie parallèle optimisée présente un rendement global de 22,67 %, avec une réduction importante de la surface totale des circuits.

Mots clés : Rectenna, antenne multibande, réseaux de neurones, circuit de conversion RF/DC

ABSTRACT

This thesis, entitled Design of a Multiband Rectenna System for RF Energy Harvesting, focuses on the design and optimization of a rectenna system intended to harvest ambient RF electromagnetic energy at 2.45 GHz, 3.5 GHz, and 5,8 GHz.

The work is divided into two main parts. The first part concerns the design of a multiband receiving antenna and the optimization of its electromagnetic performance, particularly in terms of reflection coefficient S_{11}, realized gain, and total efficiency. A neural-network-based approach is used to facilitate the search for the optimal geometrical parameters. After optimization, the antenna achieves S_{11} values of −13.93 dB, −23.65 dB, and −27.21 dB at 2.45 GHz, 3.5 GHz, and 5.8 GHz, respectively. The corresponding realized gains are 3.44 dBi, 5.62 dBi, and 5.87 dBi, with total efficiencies higher than 80% over the three targeted bands.

The second part is dedicated to the design of RF/DC conversion circuits associated with the three targeted frequency bands. A double-diode topology is studied and optimized to achieve satisfactory conversion efficiency at low RF power levels. The obtained conversion efficiencies are 53.6%, 52.45%, and 38.36% at 2.45 GHz, 3.5 GHz, and 5.8 GHz, respectively. Finally, different rectifier combination configurations are analyzed in order to propose a complete multiband architecture. The optimized parallel topology achieves an overall efficiency of 22.67%, while significantly reducing the total circuit area.

Keywords: Rectenna, multiband antenna, neural networks, RF/DC conversion circuit

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS ..... **II**

RÉSUMÉ ..... **III**

ABSTRACT ..... **IV**

TABLE DES MATIÈRES ..... **V**

LISTE DES FIGURES ..... **IX**

LISTE DES TABLEAUX ..... **XII**

INTRODUCTION **1**

1. CHAPITRE 1 : ÉTAT DE L'ART **3**

1.1 INTRODUCTION 3

1.2 CONTEXTE GENERAL 3

1.3 PROBLEMATIQUE 6

1.4 OBJECTIFS DU TRAVAIL 8

1.4.1 Objectif général *8*

1.4.2 Objectifs spécifiques *8*

1.5 CONTRIBUTIONS DU MEMOIRE 9

1.6 METHODOLOGIE 10

1.7 ÉTAT DE L'ART DES RECTENNAS POUR LA RECUPERATION D'ENERGIE RF 12

1.7.1 Architecture générale d'une Rectenna *12*

1.7.2 Caractéristiques des Rectennas *13*

1.7.3 Différentes topologies des Rectennas *14*

1.7.4 Quelques structures de rectennas dans la littérature *15*

1.8 ÉTAT DE L'ART DES ANTENNES APPLIQUEES A LA RECUPERATION D'ENERGIE RF 18

1.8.1 Généralités *18*

1.8.2 Antennes patch appliquées à la récupération d'énergie RF *20*

1.8.3 Optimisation des antennes par l'intelligence artificielle *27*

1.9 ÉTAT DE L'ART DES CIRCUITS DE CONVERSION RF/DC 29

1.S.1 Généralités *2S*

1.S.2 Différentes topologies de convertisseur RF/DC *30*

1.S.3 Différentes topologies de réseau de convertisseur RF/DC 35

1.10 CONCLUSION 38

2. CHAPITRE 2 : CONCEPTION D'UNE NOUVELLE STRUCTURE D'ANTENNE MULTIBANDE POUR LA RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE RF 40

2.1 INTRODUCTION 40

2.2 CAHIER DES CHARGES 40

2.3 CONCEPTION DE L'ANTENNE MULTIBANDE 43

2.4 ANALYSE THEORIQUE ET ANALYTIQUE DES PARAMETRES DE L'ANTENNE 46

2.5 RESULTATS DE SIMULATION ET ANALYSE DES PERFORMANCES ELECTROMAGNETIQUES 48

2.5.1 Coefficient de réffexion S_{11} 48

2.5.2 Diagramme de rayonnement 4S

2.5.3 Gain réalisé et efficacité 51

2.5.4 Rapport axial et polarisation 53

2.6 CONCLUSION 54

3. CHAPITRE 3 : OPTIMISATION DE L'ANTENNE MULTIBANDE PAR INTELLIGENCE ARTIFICIELLE 56

3.1 INTRODUCTION 56

3.2 STRATEGIE GENERALE 56

3.3 MODELISATION MONO-OBJECTIVE 62

3.3.1 Modélisation mono-sortie de S_{11} c2

3.3.2 Modélisation tri-bande de S_{11} c3

3.3.3 Performance globale du premier modèle de prédiction c5

3.3.4 Comparaison avec l'algorithme TRAINSCG c7

3.4 MODELISATION MULTI-OBJECTIVE 68

3.4.1 Prédiction mono-sortie du gain ..... cS

3.4.2 Modélisation tri-bande du gain 70

3.5 OPTIMISATION FINALE COMBINÉE S_{11}/GAIN 72

3.6 VALIDATION FINALE DE L'ANTENNE OPTIMISEE 75

3.c.1 Géométrie finale retenue 7c

3.c.2 Coefficient de réffexion S_{11} de l'antenne optimisée 77

3.c.3 Gain réalisé, directivité et efficacité totale 78

3.c.4 Diagrammes de rayonnement 7S

3.c.5 Analyse du rapport axial et de la polarisation 81

3.7 SYNTHESE DES PERFORMANCES FINALES 83

3.7.1 Comparaison avant/après optimisation par IA 83

3.7.2 Comparaison avec les travaux de la littérature 85

3.8 CONCLUSION 86

4. CHAPITRE 4 : CONCEPTION ET OPTIMISATION DES CIRCUITS DE CONVERSION RF/DC 87

4.1 INTRODUCTION 87

4.2 TOPOLOGIE DE CONVERSION RF/DC ADOPTEE : JUSTIFICATION ET ANALYSE 87

4.3 ÉTUDE DES PERTES DANS UN CIRCUIT DE CONVERSION RF/DC 89

4.3.1 Pertes dans le substrat 8S

4.3.2 Pertes dans le conducteur S1

4.4 CHOIX DE DIODE POUR LE CIRCUIT DE CONVERSION 93

4.4.1 Les diodes Schottky S3

4.4.2 Modèles des diodes Schottky ..... Sc

4.5 LA CONCEPTION DES CIRCUITS DE CONVERSION DOUBLE DIODE 98

4.5.1 La description du schéma du circuit de conversion double diode S8

4.5.2 Expressions du rendement et du courant de sortie 100

4.5.3 Création d'un modèle équivalent de la diode SMS7c30 102

4.6 OPTIMISATION DES CIRCUITS DE CONVERSION RF/DC A 2,45, 3,5 ET 5,8 GHZ 104

4.c.1 Optimisation de circuit de conversion RF/DC à 2,45 GHz 105

4.c.2 Optimisation de circuit de conversion RF/DC à 3,5 GHz 108

4.c.3 Optimisation de circuit de conversion RF/DC à 5,8 GHz 111

4.c.4 Synthèse des performances des circuits optimisés avec stubs externes 11c

4.c.5 Effet des stubs internes sur la compacité et les performances du circuit RF/DC 118

4.7 TOPOLOGIES DE COMBINAISON SERIE ET PARALLELE DES CIRCUITS DE CONVERSION RF/DC MULTIBANDE 122

4.7.1 Topologies de combinaison série 123

4.7.2 Topologies de combinaison parallèle 125

4.7.3 Performance globale de la topologie parallèle optimisée 12S

4.7.4 Synthèse des performances finales 130

4.8 CONCLUSION 131

CONCLUSION GÉNÉRALE **133**

LISTE DE RÉFÉRENCES **135**

LISTE DES FIGURES

FIGURE 1. EXEMPLE DE NIVEAU DE L'ENERGIE RF AMBIANTE [4] 6
FIGURE 2. ARCHITECTURE GENERALE D'UN SYSTEME RECTENNA POUR LA RECUPERATION D'ENERGIE RF AMBIANTE 12
FIGURE 3. ARCHITECTURE A CHAINE UNIQUE DE CONVERSION RF/DC POUR RECTENNA MULTIBANDE [5]. 14
FIGURE 4. ARCHITECTURE A BRANCHES MULTIPLES AVEC COMBINAISON DES SORTIES DC [5] 15
FIGURE 5. ANTENNE PATCH RECTANGULAIRE ..... **ERROR! BOOKMARK NOT DEFINED.**
FIGURE 6. ANTENNE PATCH TRONQUEE AVEC DES FENTES [7] 22
FIGURE 7. LE RAPPORT AXIAL DE L'ANTENNE PATCH TRONQUEE AVEC DES FENTES EN FONCTION DE LA FREQUENCE [8] 23
FIGURE 8. COEFFICIENT DE REFLEXION ET GAIN DE L'ANTENNE LARGE BANDE [13] 25
FIGURE 9. STRUCTURE DE L'ANTENNE MULTIBANDE EN FORME DE FLEUR DE LOTUS [14] 26
FIGURE 10. CLASSIFICATION SIMPLIFIEE DES PRINCIPALES BRANCHES DE L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE [15] 27
FIGURE 11. CONVERTISSEUR DEMI-ONDE AVEC UNE SEULE DIODE EN SERIE [5] 30
FIGURE 12. DOUBLEUR DE TENSION [5] 31
FIGURE 13. PONT DE GRÆTZ 32
FIGURE 14. PONT DE DIODES MODIFIE EN TECHNOLOGIE MICRORUBAN [18] 33
FIGURE 15. DOUBLE DIODE EN TECHNOLOGIE MICRORUBAN [19] 34
FIGURE 16. RESEAU EN SERIE DE CIRCUITS DE CONVERSION [20] 36
FIGURE 17. RESEAU EN PARALLELE DE CIRCUITS DE CONVERSION [20] 37
FIGURE 18. RESEAU HYBRIDE DE CIRCUITS DE CONVERSION [20] 38
FIGURE 19. STRUCTURE INITIALE DE L'ANTENNE 45
FIGURE 20. COEFFICIENT DE REFLEXION DE LA STRUCTURE INITIALE 45
FIGURE 21. STRUCTURE DE L`ANTENNE MULTIBANDE TRONQUEE IMBRIQUEE 46
FIGURE 22. COEFFICIENT DE RÉFLEXION SIMULÉ S_{11} 49
FIGURE 23. LES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT 2D SIMULES DE L'ANTENNE 50
FIGURE 24. DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT 3D SIMULES DE L'ANTENNE 51
FIGURE 25. RAPPORT AXIAL SIMULE EN FONCTION DE LA FREQUENCE 53
FIGURE 26. MATRICE DE CORRELATION ENTRE LES PARAMETRES GEOMETRIQUES ET LES PERFORMANCES ELECTROMAGNETIQUES DE L'ANTENNE 60
FIGURE 27. MODÈLE D'APPRENTISSAGE AUTOMATIQUE POUR S_{11} 62

FIGURE 28. S_{11} SIMULÉS VS PRÉDIT (2.45 - 3.5 -5.8 GHZ) 63
FIGURE 29. COURBE D`APPRENTISSAGE DE RÉSEAU DE NEURONES DE S_{11} 66
FIGURE 30. MODELE D'APPRENTISSAGE AUTOMATIQUE MULTIOBJECTIVE 68
FIGURE 31. GAIN SIMULÉS VS PRÉDIT (2.45 - 3.5 -5.8 GHZ) 69
FIGURE 32. COURBES D'APPRENTISSAGE DU MODELE NEURONAL UTILISE POUR LA PREDICTION DU GAIN REALISE AUX TROIS FREQUENCES CIBLEES 71
FIGURE 33. SOLUTIONS VALIDES S_{11} ET MEILLEURES GÉOMÉTRIES SELON LE GAIN 72
FIGURE 34. GEOMETRIE FINALE DE L'ANTENNE MULTIBANDE 76
FIGURE 35. COEFFICIENT DE REFLEXION S_{11} SIMULE DE L'ANTENNE OPTIMISEE AUX TROIS FREQUENCES CIBLEES 77
FIGURE 36. DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT 2D DU GAIN REALISE DE L'ANTENNE OPTIMISEE DANS LE PLAN $\Phi = 0°$ AUX FREQUENCES 2,45 GHZ, 3,5 GHZ ET 5,8 GHZ 80
FIGURE 37. RAPPORT AXIAL SIMULE EN FONCTION DE LA FREQUENCE DE L'ANTENNE OPTIMISEE 82
FIGURE 38. SCHEMA DU CIRCUIT DE CONVERSION DOUBLE DIODE 88
FIGURE 39. EFFET DE LA TANGENTE DE PERTE Δ SUR LE RENDEMENT DE CONVERSION 89
FIGURE 40. L'EFFET DE L'EPAISSEUR DU SUBSTRAT SUR LE RENDEMENT DE CONVERSION 90
FIGURE 41. EFFET DE L'EPAISSEUR DU CONDUCTEUR SUR LE RENDEMENT DE CONVERSION 91
FIGURE 42. LE MODELE ELECTRIQUE D'UNE DIODE SCHOTTKY [25] 93
FIGURE 43. SCHEMA DU CIRCUIT DE CONVERSION DOUBLE DIODE A BASE DE LA DIODE SMS7630 99
FIGURE 44. SCHEMA BLOC FONCTIONNEL DU CIRCUIT DE CONVERSION RF/DC PROPOSE 100
FIGURE 45. MODELE EQUIVALENT DE LA DIODE SMS7630 102
FIGURE 46. SCHEMA DE SIMULATION DC UTILISE POUR VERIFIER LE MODELE EQUIVALENT DE LA DIODE SMS7630 SOUS ADS. 103
FIGURE 47. CARACTERISTIQUE COURANT-TENSION DU MODELE EQUIVALENT DE LA DIODE SMS7630 SIMULÉE SOUS ADS. 104
FIGURE 48. STRUCTURE OPTIMISEE DU CIRCUIT DE CONVERSION RF/DC A DOUBLE DIODE A 2,45 GHZ. 105
FIGURE 49. COEFFICIENT DE RÉFLEXION S_{11} DU CIRCUIT DE CONVERSION RF/DC OPTIMISÉ À 2,45 GHZ 106
FIGURE 50. RENDEMENT DE CONVERSION RF/DC EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF D'ENTREE A 2,45 GHZ 106
FIGURE 51. ÉVOLUTION DES COMPOSANTES DE LA TENSION DE SORTIE EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF À 2,45 GHZ 107
FIGURE 52. STRUCTURE OPTIMISEE DU CIRCUIT DE CONVERSION RF/DC A DOUBLE DIODE A 3,5 GHZ. 108

FIGURE 53. COEFFICIENT DE RÉFLEXION S_{11} DU CIRCUIT DE CONVERSION RF/DC OPTIMISÉ À 3,5 GHZ. 109
FIGURE 54. RENDEMENT DE CONVERSION RF/DC EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF D'ENTREE A 3,5 GHZ 109
FIGURE 55. ÉVOLUTION DES COMPOSANTES DE LA TENSION DE SORTIE EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF À 3,5 GHZ 110
FIGURE 56. STRUCTURE OPTIMISEE DU CIRCUIT DE CONVERSION RF/DC A DOUBLE DIODE A 5,8 GHZ. 111
FIGURE 57. COEFFICIENT DE REFLEXION S11 DU CIRCUIT DE CONVERSION RF/DC OPTIMISE A 5,8 GHZ. 112
FIGURE 58. RENDEMENT DE CONVERSION RF/DC EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF D'ENTREE A 5,8 GHZ 112
FIGURE 59. ÉVOLUTION DES COMPOSANTES DE LA TENSION DE SORTIE EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF À 5,8 GHZ 113
FIGURE 60. STRUCTURE OPTIMISEE APRES CHANGEMENT DU SUBSTRAT DU CIRCUIT DE CONVERSION RF/DC À DOUBLE DIODE À 5,8 GHZ 114
FIGURE 61. COEFFICIENT DE RÉFLEXION S_{11} DU CIRCUIT DE CONVERSION RF/DC À 5,8 GHZ AVEC LE SUBSTRAT RO4003C 115
FIGURE 62. RENDEMENT DE CONVERSION RF/DC EN FONCTION DE LA PUISSANCE RF D'ENTREE A 5,8 GHZ AVEC LE SUBSTRAT RO4003C 116
FIGURE 63. CIRCUIT DOUBLE DIODE AVEC LES STUBS A L'INTERIEUR 118
FIGURE 64. DIMENSION DU CIRCUIT DE CONVERSION APRES MODIFICATION A 2,45 GHZ 119
FIGURE 65. DIMENSION DU CIRCUIT DE CONVERSION APRES MODIFICATION A 3,5 GHZ 120
FIGURE 66. DIMENSION DU CIRCUIT DE CONVERSION APRES MODIFICATION A 5,8 GHZ 121
FIGURE 67. ASSOCIATION SERIE DES TROIS REDRESSEURS RF/DC OPTIMISES AUX FREQUENCES 2,45 GHZ, 3,5 GHZ ET 5,8 GHZ SOUS ADS. 123
FIGURE 68. ASSOCIATION PARALLELE DES TROIS REDRESSEURS RF/DC OPTIMISES AUX FREQUENCES 2,45 GHZ, 3,5 GHZ ET 5,8 GHZ SOUS ADS. 126

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 1. PRINCIPALES BANDES DE FREQUENCES EXPLOITEES POUR LA RECUPERATION D'ENERGIE RF AMBIANTE [3] 5
TABLEAU 2. ÉTUDE COMPARATIVE DES CARACTERISTIQUES DES RECTENNAS 13
TABLEAU 3. COMPARAISON DE QUELQUES STRUCTURES DE RECTENNAS POUR LA RECUPERATION D'ENERGIE RF 16
TABLEAU 4. COMPARAISON DE QUELQUES SUBSTRATS UTILISES POUR LES ANTENNES MICRORUBAN 42
TABLEAU 5. CAHIER DES CHARGES DE L'ANTENNE PROPOSEE 43
TABLEAU 6. PARAMETRES CLES DE L'ANTENNE MULTIBANDE 48
TABLEAU 7. GAIN REALISE, DIRECTIVITE ET EFFICACITE TOTALE DE L'ANTENNE 52
TABLEAU 8.PARAMETRES DE BALAYAGE ET CONFIGURATION DE LA BASE DE DONNEES D'APPRENTISSAGE 59
TABLEAU 9. RÉSULTATS DE PERFORMANCE DU MODÈLE MULTI-SORTIES S_{11} AVEC TRAINLM 65
TABLEAU 10. PERFORMANCE DU MODÈLE S_{11} AVEC TRAINSCG 68
TABLEAU 11. MODELE MULTI-SORTIES DU GAIN 71
TABLEAU 12. CRITERES DE CLASSEMENT UTILISES POUR LA SELECTION DES GEOMETRIES OPTIMALES SELON LES GAINS PREDITS AUX TROIS FREQUENCES CIBLEES 73
TABLEAU 13. COMPARAISON ENTRE LES PERFORMANCES PREDITES PAR L'IA ET LES PERFORMANCES SIMULEES 74
TABLEAU 14. DIMENSIONS FINALES DE L'ANTENNE PROPOSEE 77
TABLEAU 15.GAIN REALISE, DIRECTIVITE ET EFFICACITE TOTALE DE L'ANTENNE OPTIMISEE PAR IA 78
TABLEAU 16. RAPPORT AXIAL DE L'ANTENNE OPTIMISEE AUX FREQUENCES CIBLEES 81
TABLEAU 17. COMPARAISON DES PERFORMANCES DE L'ANTENNE AVANT ET APRES OPTIMISATION PAR IA 83
TABLEAU 18. COMPARAISON DES PERFORMANCES DE L'ANTENNE PROPOSEE AVEC DES TRAVAUX DE LA LITTERATURE 85
TABLEAU 19. PARAMETRES CARACTERISTIQUES DES DIFFERENTS MODELES DE DIODES SCHOTTKY [26] 97
TABLEAU 20. SYNTHESE DES PERFORMANCES DES CIRCUITS DE CONVERSION RF/DC OPTIMISES AVEC STUBS EXTERNES 117
TABLEAU 21. COMPARAISON DES DIMENSIONS DES CIRCUITS RF/DC AVANT ET APRES L'INTEGRATION DES STUBS INTERNES 122
TABLEAU 22. TOPOLOGIE SERIE — CONFIGURATION TMM4 POUR LES 3 CIRCUITS DE CONVERSION RF/DC 124

TABLEAU 23. TOPOLOGIE SÉRIE — EFFET DE $Z_{ANTENNE}$ AVEC R_L = 5 KΩ.....125
TABLEAU 24. TOPOLOGIE PARALLELE — CONFIGURATION TMM4 POUR LES 3 CIRCUITS DE CONVERSION RF/DC.....127
TABLEAU 25. TOPOLOGIE PARALLÈLE — EFFET DE $Z_{ANTENNE}$ AVEC R_L = 750 Ω.....128
TABLEAU 26. TOPOLOGIE PARALLÈLE AMÉLIORÉE — 5,8 GHZ SUR RO4003C AVEC R_L = 750 Ω.....128
TABLEAU 27. TOPOLOGIE PARALLELE OPTIMISEE APRES MODIFICATION DES STUBS.....130
TABLEAU 28. COMPARAISON DE QUELQUES CIRCUITS DE CONVERSION RF/DC POUR LA RECUPERATION D'ENERGIE RF.....131

INTRODUCTION

Le développement rapide des objets connectés, des capteurs sans fil et des systèmes électroniques autonomes a renforcé le besoin de solutions d'alimentation durables, compactes et fiables. Dans plusieurs applications, les batteries restent limitées par leur durée de vie, leur coût de maintenance et la nécessité de les remplacer ou de les recharger. Ces contraintes sont encore plus importantes lorsque les dispositifs sont déployés dans des zones difficiles d'accès.

Dans ce contexte, la récupération d'énergie radiofréquence ambiante constitue une solution alternative prometteuse pour alimenter des dispositifs à faible consommation. Cette approche consiste à exploiter les ondes électromagnétiques déjà présentes dans l'environnement afin de les convertir en énergie électrique continue. Les Rectennas, également connues sous le nom d'« antennes redresseuses », occupent une place centrale dans ce type de système en combinant une antenne réceptrice avec un circuit de conversion RF/DC [1].

Cependant, la récupération d'énergie RF ambiante demeure une tâche complexe. La puissance disponible est généralement faible, variable et répartie sur plusieurs bandes de fréquences. Pour cette raison, la conception d'un système Rectenna multibande performant nécessite une optimisation conjointe de l'antenne réceptrice et du circuit de conversion RF/DC. L'antenne doit assurer une bonne adaptation d'impédance, un gain réalisé suffisant et une efficacité élevée, tandis que le circuit de conversion doit permettre de maximiser le rendement RF/DC aux faibles niveaux de puissance [2].

Dans ce mémoire, le système proposé vise la récupération d'énergie RF ambiante aux fréquences de 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Ces bandes sont choisies en raison de leur intérêt pour les applications sans fil actuelles, notamment les bandes ISM, le Wi-Fi et les réseaux 5G. L'objectif principal est de concevoir et d'optimiser une Rectenna

multibande capable de capter et de convertir l'énergie RF disponible sur ces trois bandes.

Le travail est divisé en deux parties principales. La première concerne la conception et l'optimisation d'une antenne multibande. Une approche basée sur l'intelligence artificielle est intégrée afin de modéliser le comportement électromagnétique de l'antenne et de faciliter la recherche des paramètres géométriques optimaux. La seconde partie est consacrée à la conception des circuits de conversion RF/DC associés aux trois fréquences ciblées, ainsi qu'à l'étude de leur combinaison dans une architecture multibande.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre présente l'état de l'art des systèmes Rectennas pour la récupération d'énergie RF, incluant les antennes, les circuits de conversion RF/DC et les principales topologies utilisées.

Le deuxième chapitre est consacré à la conception d'une nouvelle structure d'une antenne multibande, ainsi qu'une analyse de son diagramme de rayonnement, gain et efficacité

Le troisième chapitre présente l'optimisation de l'antenne multibande proposée par intelligence artificielle.

Enfin, le quatrième chapitre traite de la conception, de l'optimisation et de la combinaison des circuits de conversion RF/DC destinés aux trois bandes de fonctionnement.

1. Chapitre 1 : État de l'art

1.1 Introduction

Ce chapitre a pour objectif de présenter les systèmes de récupération d'énergie électromagnétique et de situer le projet dans son contexte général. Il aborde également l'état de l'art des Rectennas dans la littérature scientifique, ainsi qu'une étude théorique préliminaire de ces systèmes.

1.2 Contexte général

Avec le développement rapide des objets connectés, des capteurs sans fil et des systèmes électroniques autonomes, la nécessité de disposer de sources d'énergie durables et fiables devient de plus en plus importante. Dans de nombreuses applications, les batteries présentent encore certaines limites, notamment en raison de leur durée de vie limitée, de leur coût de maintenance et du besoin régulier de les remplacer ou de les recharger [1]. Ces contraintes deviennent encore plus importantes lorsque les dispositifs sont déployés dans des zones difficiles d'accès.

Dans ce contexte, la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante constitue une solution particulièrement intéressante. Elle repose sur l'exploitation des ondes radiofréquences déjà présentes dans l'environnement, provenant par exemple des réseaux cellulaires, du Wi-Fi, du Bluetooth, des systèmes de radiodiffusion ou encore des radars. Même si cette énergie est généralement disponible à de faibles niveaux de puissance, elle peut être suffisante pour alimenter des dispositifs à très faible consommation.

Les antennes redresseuses, également appelées « Rectenna », jouent un rôle clé dans ce type de système. Grâce à leur compacité, à leur potentiel de miniaturisation et à leur capacité à fonctionner avec un minimum d'intervention, les Rectenna représentent une alternative prometteuse aux sources d'alimentation classiques, notamment pour les applications liées à l'IoT et aux réseaux de capteurs [2].

Toutefois, la récupération de l'énergie RF ambiante demeure un véritable défi. La puissance effectivement disponible dépend de nombreux paramètres, tels que la distance par rapport aux sources RF, la fréquence de fonctionnement, l'orientation des antennes, la polarisation du signal reçu ainsi que les conditions de propagation dans l'environnement. Ainsi, la conception d'une Rectenna performante exige une attention particulière à plusieurs éléments clés, notamment les performances de l'antenne, l'efficacité du circuit de conversion RF/DC et l'adaptation d'impédance entre les différents blocs du système [2].

Les systèmes de récupération d'énergie RF ambiante se concentrent généralement sur les bandes de fréquences où les signaux électromagnétiques sont les plus présents dans l'environnement. Les études de mesure montrent que les sources les plus intéressantes proviennent principalement de la télévision numérique, des réseaux cellulaires, du Wi-Fi et des bandes ISM. Dans l'étude menée Montréal par Gu et al.[3], les niveaux de puissance RF ambiante ont été relevés entre 400 MHz et 2700 MHz, couvrant notamment les bandes DTV, LTE700, GSM/LTE850, LTE1700/2100, GSM/LTE1900, le Wi-Fi à 2,45 GHz ainsi que la bande LTE2600. Les auteurs soulignent également l'intérêt croissant pour les fréquences au-delà de 2,7 GHz, en particulier la bande des 3,5 GHz associée à la 5G et les bandes sans licence autour de 6 GHz utilisées par le Wi-Fi 6/6E.

Tableau 1. Principales bandes de fréquences exploitées pour la récupération d'énergie RF ambiante [3].

Fréquence	Source RF associée	Intérêt pour la récupération d'énergie RF
450–650 MHz	Télévision numérique, DTV	Source relativement stable
700–900 MHz	LTE700, GSM/LTE850	Bandes cellulaires souvent fortes en milieu urbain
1,7–2,1 GHz	LTE1700/2100, GSM/LTE1900	Bandes cellulaires importantes, liées aux réseaux mobiles
2,45 GHz	Wi-Fi / ISM	Bande largement utilisée
2,6 GHz	LTE2600	Bande cellulaire proche de la limite haute de la campagne de mesure
3,5 GHz	5G	Bande pertinente pour les réseaux 5G récents
5,8 GHz	Wi-Fi / ISM	Bande utilisée pour Wi-Fi/ISM

Des études plus récentes confirment l'intérêt d'élargir les campagnes de mesure vers des fréquences plus élevées. Dans les travaux de Kumar et al.[4], des mesures spectrales effectuées à Glasgow jusqu'à 6 GHz mettent en évidence l'émergence de nouvelles bandes potentiellement exploitables, notamment autour de 3,5 GHz pour la 5G et autour de 5,8 GHz pour le Wi-Fi. Ces observations montrent que les sources RF ambiantes évoluent avec le déploiement des nouveaux standards de communication sans fil. Toutefois, l'énergie disponible demeure généralement faible, intermittente et fortement dépendante du lieu de mesure, du trafic réseau et des conditions de propagation.

1.3 Problématique

Bien que la récupération d'énergie RF ambiante constitue une solution prometteuse pour l'alimentation des dispositifs électroniques à faible consommation, l'un des défis majeurs de cette technique réside dans le faible niveau de puissance disponible dans l'environnement ambiant. Dans l'étude réalisée à Montréal par Gu et al.[3], les auteurs montrent que les niveaux de puissance RF ambiante mesurés restent globalement faibles, variant approximativement entre −75 dBm et −40 dBm, comme l'illustre la Figure 1.

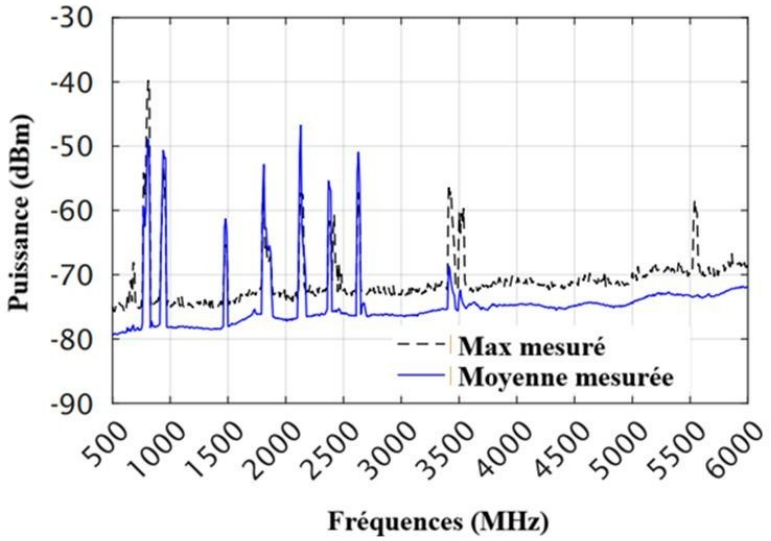


Figure 1. Exemple de niveau de l'énergie RF ambiante [4].

De plus, cette puissance disponible n'est pas concentrée dans une seule bande de fréquences ; elle est plutôt répartie sur plusieurs bandes, notamment les bandes cellulaires, Wi-Fi et ISM. Cette dispersion fréquentielle rend la récupération d'énergie plus complexe, car le système doit être capable de capter efficacement l'énergie provenant de différentes sources RF.

Pour mieux comprendre cette contrainte, on peut se référer à la formule de Friis, qui permet de relier la puissance reçue par une antenne à la puissance transmise par une source RF dans un cas idéal de propagation en espace libre [5]:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \eta_e \quad (1.1)$$

Avec :

P_t: puissance transmise par la source RF ;

P_r: puissance reçue par l'antenne ;

G_t: gain de l'antenne émettrice ;

G_r: gain de l'antenne réceptrice ;

λ: longueur d'onde ;

R: distance entre l'émetteur et le récepteur ;

η_e: efficacité de l'antenne.

Dans le contexte de la récupération d'énergie RF ambiante, les paramètres liés à la source RF, tels que la puissance transmise P_t, le gain de l'antenne émettrice G_t et la distance R, sont généralement inconnus et variables. En effet, les signaux RF ambiants proviennent de plusieurs sources, comme les stations de base cellulaires, les points d'accès Wi-Fi ou les émetteurs de télévision, dont la position, la puissance et l'orientation ne sont pas contrôlables. Par conséquent, l'optimisation doit principalement porter sur les paramètres de l'antenne réceptrice, notamment son adaptation d'impédance, son gain G_r et son efficacité η_e, afin de maximiser la puissance RF captée.

La formule de Friis met ainsi en évidence l'influence directe du gain et de l'efficacité de l'antenne réceptrice sur la puissance reçue P_r. Dans notre application, où les sources RF sont inconnues, variables et de faible puissance, il devient donc essentiel de réduire les pertes au niveau de l'antenne et d'améliorer son efficacité. Cela justifie la nécessité

d'optimiser les performances de l'antenne proposée en termes de coefficient de réflexion S_{11}, de gain réalisé et d'efficacité totale, afin d'augmenter la puissance RF disponible à l'entrée du circuit de conversion RF/DC.

Ainsi la problématique de ce travail réside dans la conception d'un système capable de capter efficacement l'énergie RF ambiante provenant de différentes sources électromagnétiques, dont la puissance est généralement faible, variable et repartie sur plusieurs bandes de fréquences. L'enjeu consiste alors à améliorer les performances du système de récupération, depuis la réception de l'énergie RF jusqu'à sa conversion en une tension continue exploitable, tout en limitant les pertes et en maximisant le rendement global

1.4 Objectifs du travail

Afin de répondre à cette problématique, les objectifs de ce travail sont définis de manière à couvrir les deux parties essentielles du système, la réception de l'énergie RF ambiante et sa conversion en une tension continue exploitable.

1.4.1 Objectif général

L'objectif général de ce mémoire est de concevoir et d'optimiser un système Rectenna destine à la récupération d'énergie RF ambiante. Ce système doit capturer l'énergie électromagnétique disponible dans l'environnement et la convertir en une tension continue exploitable, tout en assurant de bonnes performances au niveau de l'antenne réceptrice et du circuit de conversion RF/DC.

1.4.2 Objectifs spécifiques

Les objectifs spécifiques de ce travail sont les suivants :

- Étudier les caractéristiques générales des systèmes Rectennas afin de mieux comprendre leur architecture, leur principe de fonctionnement et les paramètres clés qui influencent leur rendement global;

- Analyser les différentes structures d'antenne appliquées à la récupération d'énergie RF, ainsi que les paramètres électromagnétiques essentiels tels que le coefficient de réflexion S_{11}, le gain, la directivité, l'efficacité et la polarisation;
- Concevoir une antenne réceptrice adaptée aux bandes de fréquences ciblées pour la récupération d'énergie RF ambiante;
- Intégrer une approche basée sur l'intelligence artificielle afin de faciliter l'optimisation des paramètres géométriques de l'antenne et d'améliorer ses performances électromagnétiques;
- Étudier les différentes topologies de circuits de conversion RF/DC, ainsi que les pertes liées aux composants et aux matériaux utilises, afin de choisir une architecture adaptée à l'application visée;
- Concevoir et optimiser des circuits de conversion RF/DC adaptes aux fréquences de fonctionnement retenues, en tenant compte de l'adaptation d'impédance, du rendement RF/DC, de la tension de sortie et de la compacité;
- Analyser les configurations de combinaison des circuits de conversion, notamment les associations série et parallèle, afin d'évaluer la faisabilité d'une architecture Rectenna complète.

1.5 Contributions du mémoire

La contribution principale de ce mémoire réside dans la conception et l'optimisation d'un système rectenna destiné à la récupération d'énergie RF ambiante sur plusieurs bandes de fréquences d'intérêt, notamment 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Le travail proposé vise à améliorer les performances du système à la fois au niveau de la réception de l'énergie RF et de sa conversion en tension continue exploitable.

Premièrement, ce mémoire propose la conception d'une antenne réceptrice fonctionnant sur trois bandes de fréquences largement utilisées dans les systèmes de communication sans fil. L'antenne est étudiée en termes d'adaptation d'impédance, de

gain réalisé, de directivité, d'efficacité totale et de comportement en polarisation, afin d'évaluer son potentiel pour la récupération d'énergie RF ambiante.

Deuxièmement, une approche basée sur l'intelligence artificielle est intégrée dans le processus d'optimisation de l'antenne. Cette approche permet de modéliser la relation entre les paramètres géométriques de l'antenne et ses performances électromagnétiques, notamment le coefficient de réflexion S_{11} et le gain réalisé. Elle permet ainsi de faciliter la recherche d'une géométrie optimisée tout en réduisant le recours aux simulations électromagnétiques répétitives.

Troisièmement, ce travail propose la conception de circuits de conversion RF/DC adaptés aux fréquences ciblées. Après une étude des différentes topologies de redressement et des pertes pouvant affecter le rendement du circuit, une topologie en technologie microruban est retenue, étudiée et optimisée afin d'obtenir un rendement de conversion satisfaisant aux faibles niveaux de puissance RF.

Enfin, les configurations de combinaison des circuits de conversion RF/DC sont analysées afin d'évaluer la faisabilité d'une architecture rectenna complète. Les associations série et parallèle sont étudiées dans le but d'identifier une configuration capable de combiner les contributions des différentes bandes de fréquences tout en conservant une bonne compacité du système.

1.6 Méthodologie

Afin d'assurer l'efficacité du système Rectenna proposé, l'optimisation est principalement portée, dans un premier temps, sur l'antenne réceptrice. En effet, dans le contexte de la récupération d'énergie RF ambiante, les sources électromagnétiques disponibles sont généralement inconnues, variables et non contrôlables. De plus, comme l'énergie RF ambiante est répartie sur différentes bandes de fréquences, nous avons choisi de concevoir une antenne multibande fonctionnant sur des bandes

susceptibles de présenter des niveaux de puissance RF exploitables dans l'environnement.

D'autre part, la relation de Friis montre que la puissance reçue dépend directement du gain de l'antenne réceptrice G_r. Ainsi, lorsque la puissance RF ambiante disponible est faible, il devient nécessaire d'améliorer les performances de l'antenne, notamment son adaptation d'impédance, son gain réalisé et son efficacité totale, afin de maximiser la puissance captée et transmise vers le circuit de conversion RF/DC.

Cependant, l'optimisation d'une antenne multibande est une tâche complexe, car plusieurs paramètres géométriques influencent simultanément les performances aux différentes fréquences ciblées. Cette optimisation peut donc devenir coûteuse en temps, en particulier lorsqu'elle repose uniquement sur des simulations électromagnétiques répétées. Pour cette raison, nous proposons d'utiliser l'intelligence artificielle comme outil d'aide à l'optimisation, afin de modéliser le comportement de l'antenne et d'identifier plus efficacement les combinaisons de paramètres permettant d'améliorer ses performances.

Enfin, après l'optimisation de l'antenne, le choix du circuit de conversion RF/DC constitue une étape essentielle dans la conception du système Rectenna. Ce circuit a pour rôle de convertir le signal RF alternatif capté par l'antenne en une tension continue exploitable, tout en minimisant les pertes liées à l'adaptation d'impédance et au redressement. Ainsi, la méthodologie proposée repose sur une optimisation progressive du système, en commençant par l'antenne réceptrice multibande, puis en intégrant le circuit de conversion RF/DC afin d'améliorer le rendement global de récupération d'énergie.

1.7 État de l'art des Rectennas pour la récupération d'énergie RF

1.7.1 Architecture générale d'une Rectenna

La Figure 2 illustre l'architecture de base d'une Rectenna destinée à la récupération d'énergie RF ambiante [6]. Ce système se compose principalement d'une antenne réceptrice, d'un circuit d'adaptation d'impédance, d'un redresseur RF/DC et d'une

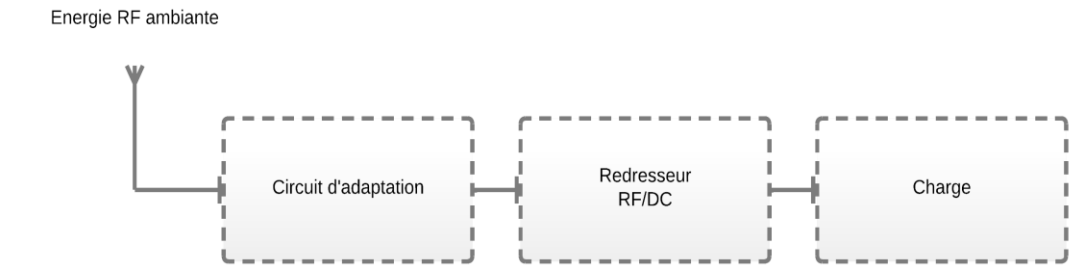


Figure 2. Architecture générale d'un système rectenna pour la récupération d'énergie RF ambiante.

L'antenne réceptrice capte l'énergie électromagnétique présente dans l'environnement et la convertit en un signal électrique radiofréquence. Le circuit d'adaptation d'impédance est ensuite utilisé afin de maximiser le transfert de puissance entre l'antenne et le redresseur. Le redresseur RF/DC, généralement réalisé à l'aide d'une ou de plusieurs diodes Schottky, assure la conversion du signal RF alternatif en une tension continue exploitable. Enfin, l'énergie convertie est transmise à une charge ou peut être stockée dans un élément de stockage, tel qu'un condensateur ou une batterie rechargeable.

Cependant, le circuit de conversion RF/DC présente un comportement non linéaire en raison de la présence des diodes. Cette non-linéarité peut générer des composantes harmoniques susceptibles d'influencer les performances globales du système, notamment l'adaptation d'impédance et le rendement de conversion [6].

1.7.2 Caractéristiques des Rectennas

Tableau 2. Étude comparative des caractéristiques des Rectennas

Type de Rectenna	Caractéristiques	Avantages	Inconvénients
Mono-bande	- Fonctionne autour d'une seule bande de fréquence spécifique.	- Structure plus simple. Adaptation d'impédance plus facile. - Rendement de conversion élevé dans la bande ciblée.	- Limitée si la source ciblée est faible ou éloignée.
Large-bande	- Fonctionne sur une large gamme de fréquences.	- Bonne capacité d'adaptation à des environnements RF variables. - Peut capter plusieurs sources sans cibler uniquement des fréquences fixes.	- Difficile à maintenir une adaptation d'impédance et un rendement RF/DC sur toute la bande
Multibande	- Fonctionne sur plusieurs bandes de fréquences distincts.	- Exploite une multitude de sources en parallèle ce qui est pertinent pour la récupération d'énergie RF ambiante.	- Circuit encombrant. - Adaptation et redressement difficiles sur chaque bande.

Le tableau 2 présente une étude analytique comparative, Selon leur bande de fonctionnement, les Rectennas peuvent être classées en trois catégories principales : mono-bande, large-bande et multibande. Cette classification permet de distinguer leur capacité à exploiter une ou plusieurs sources RF présentes dans l'environnement.

1.7.3 Différentes topologies des Rectennas

a. Topologie à chaîne unique avec réseau d'adaptation large bande/multibande

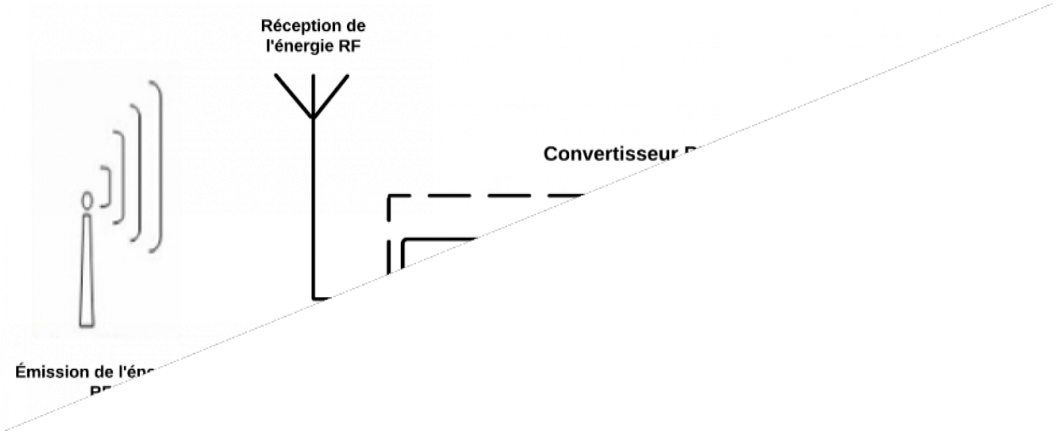


Figure 3. Architecture à chaîne unique de conversion RF/DC pour Rectenna multibande [5].

La première topologie, illustrée à la Figure 3, est basée sur une seule chaîne de conversion. Elle comprend une antenne multibande suivie d'un réseau d'adaptation d'impédance large bande ou multibande, d'un redresseur RF/DC unique, puis d'un filtre passe-bas placé à la sortie du redresseur.

Dans cette configuration, le réseau d'adaptation a pour rôle d'assurer le transfert maximal de puissance entre l'antenne et le redresseur sur plusieurs bandes de fréquences. Cependant, la conception d'un réseau d'adaptation large bande ou multibande reste complexe en pratique, car il doit garantir une bonne adaptation d'impédance sur l'ensemble des bandes ciblées, tout en tenant compte du comportement non linéaire du redresseur.[7]

b. Topologie à redresseurs séparés avec combinaison des sorties DC

Cette topologie comprend une antenne multibande suivie de plusieurs chaînes de conversion, chacune étant dédiée à une bande de fréquence spécifique. Chaque chaîne comporte généralement un circuit d'adaptation d'impédance, un redresseur RF/DC et

un filtre passe-bas. Les puissances continues obtenues à la sortie des différents filtres passe-bas sont ensuite combinées afin d'alimenter la charge.

Bien que cette topologie permette d'obtenir une adaptation d'impédance optimisée à chaque fréquence ciblée grâce à des circuits d'adaptation dédiés, elle entraîne généralement une conception plus complexe et plus encombrante. Cette complexité est principalement due à la présence de plusieurs redresseurs, de plusieurs circuits d'adaptation et de plusieurs filtres distincts [7].

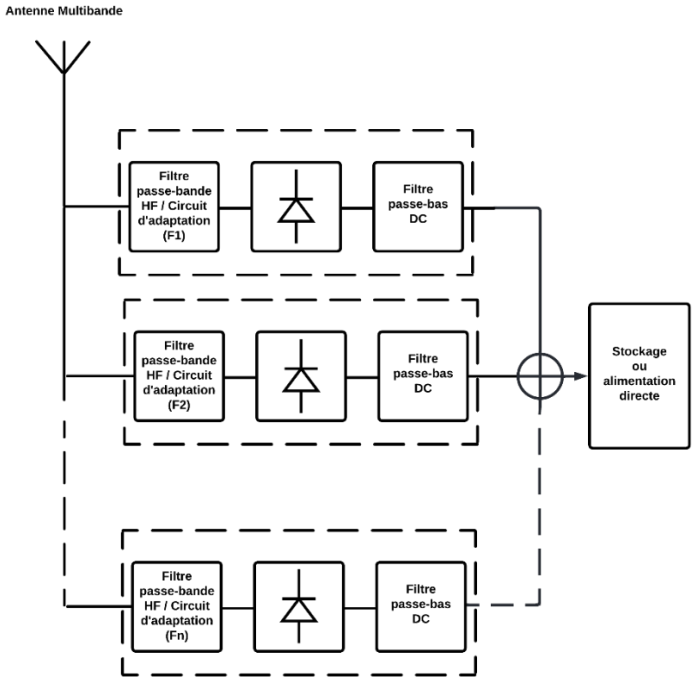


Figure 4. Architecture à branches multiples avec combinaison des sorties DC [5].

1.7.4 Quelques structures de rectennas dans la littérature

Avant de positionner le travail proposé, il est nécessaire d'analyser quelques structures de Rectennas présentées dans la littérature pour la récupération d'énergie RF.

Cette comparaison permet de mettre en évidence les différentes architectures utilisées, les bandes de fréquences ciblées, les performances obtenues ainsi que les principales limites de chaque structure. Les travaux sélectionnés incluent des Rectennas mono-

bande et multibande, afin de montrer les avantages et les contraintes associées à chaque approche.

Tableau 3. Comparaison de quelques structures de rectennas pour la récupération d'énergie RF

Réf.	Structure proposée	Bandes ciblées	Performances principales	Limitations
[8]	Rectenna flexible tri-bande : antenne large bande + redresseur tri-bande à canal unique (SMS7630)	1,8 / 2,1 / 2,45 GHz	$\eta_{RF/DC} \approx 32$ / 25 / 22,5 % à −20 dBm	Gain faible : −0,4 / 0,8 / 1,7 dBi ; Polarisation non étudiée
[9]	Rectenna mono-bande : antenne boucle méandrée CP + redresseur RF/DC (SMS7630)	2,14 GHz	$\eta_{RF/DC} = 62$ % à 0 dBm V_{out} max = 373,7 mV	Mono-bande Gain faible : 0,43–0,85 dBi Rendement max obtenu à 0 dBm
[10]	Rectenna simulée : antenne patch fractale + multiplicateur de tension avec réseau LC	2,4 GHz	S_{11} = -15,188 dB $\eta_{RF/DC} = 75,33$ % à 2,402 GHz	Mono-bande ; Gain, efficacité et polarisation peu détaillés
[11]	Rectenna multibande : antenne bow-tie à fentes + redresseur à 4 branches + gestion d'énergie	0,84 / 1,86 / 2,1 / 2,45 GHz	$\eta_{RF/DC} = 46$ / 42 / 42 / 36 % V_{out} = 3,36 V	Structure complexe ; pas de 3,5 ni 5,8 GHz ; paramètres antenne peu détaillés

Le tableau 3 présente une synthèse comparative de ces structures en termes de configuration, de bandes couvertes, de performances principales et de limitations.

Il montre que les structures de Rectennas proposées dans la littérature présentent des performances intéressantes, mais restent limitées par certains compromis. Les Rectennas mono-bande, comme celles présentées dans les références [9] et [10], sont généralement plus simples à concevoir et peuvent atteindre de bons rendements de conversion. Cependant, elles restent limitées à une seule fréquence de fonctionnement, ce qui réduit leur capacité à exploiter plusieurs sources RF présentes dans l'environnement.

La référence [8] propose une Rectenna tri-bande flexible capable de fonctionner à 1,8 GHz, 2,1 GHz et 2,45 GHz. Cette structure est intéressante pour les applications IoT passives, notamment grâce à son fonctionnement à faible puissance d'entrée. Toutefois, le gain de l'antenne reste relativement faible, avec des valeurs comprises entre −0,4 dBi et 1,7 dBi. De plus, les bandes 3,5 GHz et 5,8 GHz ne sont pas couvertes, et la polarisation circulaire n'est pas étudiée.

La référence [11] présente une Rectenna multibande plus complète, intégrant une antenne bow-tie à fentes, un redresseur à quatre branches et un circuit de gestion d'énergie. Cette architecture permet d'exploiter plusieurs bandes RF et d'obtenir une tension de sortie finale exploitable. Néanmoins, la structure devient plus complexe, notamment à cause de la présence de plusieurs branches de redressement. De plus, les paramètres détaillés de l'antenne, comme le gain, l'efficacité et la polarisation, ne sont pas suffisamment développés.

Ainsi, cette comparaison met en évidence que les Rectennas multibande sont prometteuses pour la récupération d'énergie RF ambiante, mais leur conception reste plus complexe que celle des structures mono-bande. Le principal défi consiste à assurer simultanément une bonne adaptation d'impédance, un gain suffisant, une efficacité acceptable et un bon rendement de conversion sur plusieurs bandes. Dans ce contexte, notre travail s'oriente vers la conception d'une antenne multibande couvrant les

fréquences 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz, avec une analyse détaillée de ses performances électromagnétiques.

1.8 État de l'art des antennes appliquées à la récupération d'énergie RF

1.8.1 Généralités

a. Impédance d'entrée

Les lignes de transmission et les antennes sont caractérisées par des impédances qui jouent un rôle essentiel dans le transfert de puissance. Une ligne de transmission possède une impédance caractéristique, généralement normalisée à 50 Ω dans les systèmes RF et micro-ondes. Cette impédance représente le rapport entre la tension et le courant le long de la ligne lorsque celle-ci est correctement adaptée.

De même, une antenne possède une impédance d'entrée, mesurée en Ohms, qui correspond au rapport entre la tension et le courant au niveau de son port d'alimentation. Cette impédance est généralement complexe et peut s'écrire sous la forme :

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} \tag{1.2}$$

Où R_{in}représente la partie réelle de l'impédance, liée à la puissance rayonnée et aux pertes, tandis que X_{in}représente la partie réactive, liée au stockage d'énergie électrique ou magnétique autour de l'antenne.

Pour assurer un transfert efficace de puissance entre l'antenne et la ligne de transmission, il est nécessaire d'adapter leurs impédances [12]. Lorsque l'impédance d'entrée de l'antenne est proche de l'impédance caractéristique de la ligne, généralement 50 Ω, les réflexions au niveau du port d'alimentation sont réduites. Dans le cas contraire, une partie de la puissance incidente est réfléchie vers la source, ce qui diminue la puissance réellement transmise à l'antenne.

Dans les systèmes de récupération d'énergie RF, cette adaptation est particulièrement importante, car les puissances disponibles dans l'environnement sont très faibles. Une mauvaise adaptation d'impédance entraîne donc une perte significative de la puissance RF captée. Le coefficient de réflexion S_{11}est généralement utilisé pour évaluer cette adaptation. Une valeur de S_{11}inférieure à -10 dB est souvent considérée comme acceptable, car elle signifie qu'une grande partie de la puissance incidente est transférée à l'antenne [12].

b. Efficacité

L'efficacité d'une antenne traduit sa capacité à convertir la puissance reçue à son entrée en puissance rayonnée. Elle peut être définie comme le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance acceptée par l'antenne :

$$\eta_r = \frac{P_{\text{rayonnée}}}{P_{\text{acceptée}}} \tag{1.3}$$

Où η_r représente l'efficacité de rayonnement de l'antenne.

Une antenne à haute efficacité rayonne la majorité de la puissance acceptée, tandis qu'une antenne à faible efficacité dissipe une partie importante de cette puissance sous forme de pertes conductrices, diélectriques ou de surface. Dans le cas d'une antenne réceptrice, cette propriété reste également importante en raison du principe de réciprocité des antennes.

Il est aussi possible de définir l'efficacité totale, qui prend en compte à la fois les pertes internes de l'antenne et les pertes dues à la désadaptation d'impédance [12] :

$$\eta_{\text{totale}} = \eta_{\text{adaptation}} \times \eta_r \tag{1.4}$$

Dans le contexte de la récupération d'énergie RF ambiante, l'efficacité totale est un paramètre essentiel, car elle indique la fraction de puissance RF captée qui peut

effectivement être exploitée par le circuit de conversion RF/DC. Ainsi, une antenne destinée à la récupération d'énergie doit présenter non seulement une bonne adaptation d'impédance, mais aussi une efficacité élevée afin de minimiser les pertes [12].

c. Gain

Le gain d'une antenne décrit sa capacité à concentrer l'énergie rayonnée ou reçue dans une direction donnée par rapport à une antenne isotrope idéale. Contrairement à la directivité, le gain prend en compte les pertes réelles de l'antenne. Il peut être exprimé par la relation suivante :

$$G = D \times \eta_r \tag{1.5}$$

Où G est le gain de l'antenne, D sa directivité et η_r son efficacité de rayonnement.

Une antenne directive concentre davantage l'énergie dans une direction particulière, ce qui permet d'obtenir un gain plus élevé. Cependant, dans le cas d'une antenne réelle, le gain peut être réduit par les pertes conductrices, diélectriques ou par une mauvaise efficacité de rayonnement [12].

Dans les applications de récupération d'énergie RF, le gain de l'antenne réceptrice est un paramètre important, car il influence directement la puissance RF captée. Cependant, il ne suffit pas d'avoir un gain élevé ; l'antenne doit également être bien adaptée et présenter une bonne efficacité totale. Pour cette raison, les performances d'une antenne destinée à la récupération d'énergie sont généralement évaluées à travers plusieurs paramètres complémentaires, notamment le coefficient de réflexion S_{11}, le gain réalisé et l'efficacité totale.

1.8.2 Antennes patch appliquées à la récupération d'énergie RF

a. Antenne patch rectangulaire

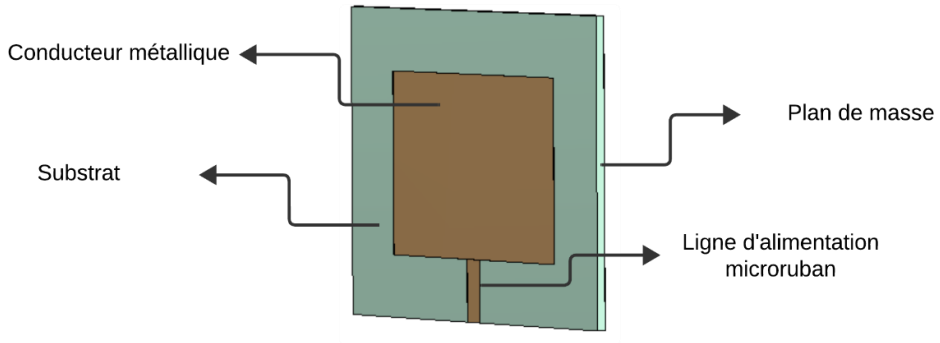


Figure 5. Antenne patch rectangulaire

La figure 5 montre une structure simple d'une antenne patch rectangulaire, elle est constituée de :

- Substrat diélectrique : c'est l'élément isolant entre le plan de masse et l'élément conducteur, composé généralement d'un matériau isolant comme le FR-4, verre, téflon, etc. Les caractéristiques du substrat sont :

  - ε_r : La permittivité, affecte la vitesse de propagation d'une onde dans un milieu ainsi que sa longueur d'onde.

  - h : L'épaisseur du substrat est directement reliée à la largeur de la bande passante de l'antenne, elles sont directement proportionnelles l'une à l'autre.

  - tan δ : Les pertes diélectriques affectent l'efficacité de l'antenne, plus la valeur de tan δ du substrat est faible, plus l'efficacité de l'antenne est élevée.

- Conducteur métallique (patch) : C'est l'élément rayonnant de l'antenne responsable à l'émission et la réception des ondes électromagnétiques, il est généralement conçu en cuivre (Copper).
- Plan de masse : situé au-dessous du substrat, il influence le comportement de rayonnement de l'antenne et joue un rôle crucial dans la réduction des interférences électromagnétiques.

- Ligne d'alimentation : est dédiée à la transmission des signaux électriques vers et depuis le patch. Elle peut être sous forme de ligne microruban, ligne coaxiale, etc.

b. Exemples d'antenne patch mono-bande pour la récupération d'énergie

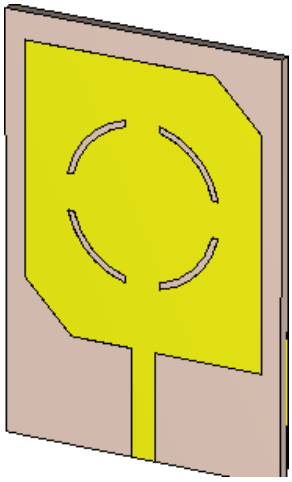
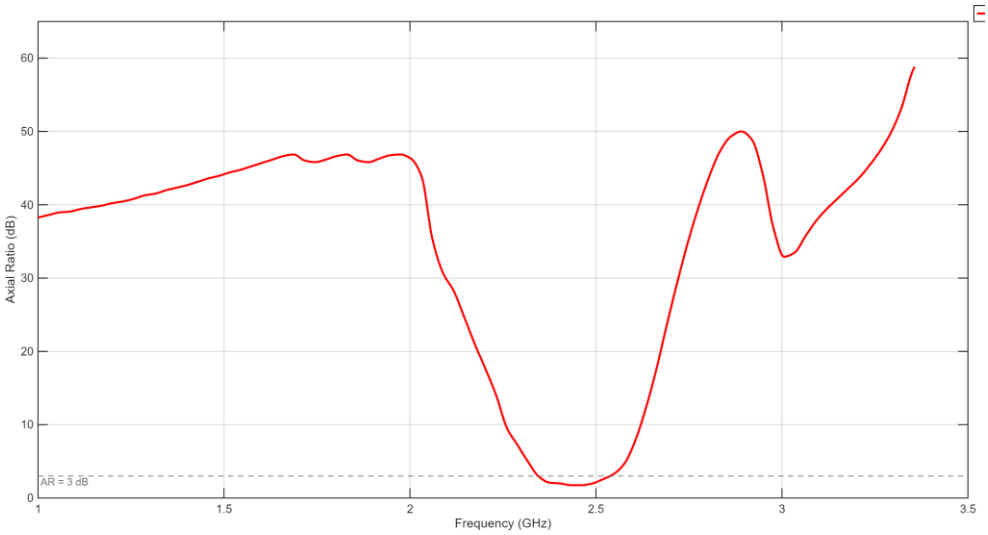


Figure 6. Antenne patch tronquée avec des fentes [7].

La figure 6 montre un modèle d'une antenne microruban, le patch rectangulaire tronqué permet de générer la polarisation circulaire, alors que les fentes de forme circulaire à quatre quarts effectués au patch permettent à l'antenne d'améliorer le gain et l'adaptation à la fréquence souhaitée [8].

En tentant de concevoir cette structure et reproduire les résultats de simulation sur le logiciel CST, nous avons pu confirmer la polarisation circulaire de l'antenne.

La figure 7 présente le rapport axial de l'antenne en fonction de la fréquence



.

Figure 7. Le rapport axial de l'antenne patch tronquée avec des fentes en fonction de la fréquence [8].

La mesure du rapport axial est utilisée pour évaluer la qualité de la polarisation circulaire d'une antenne. Il s'agit du rapport entre les amplitudes des composantes du champ électrique. Pour obtenir une polarisation circulaire parfaite, les deux composantes orthogonales du champ électrique doivent avoir la même amplitude et être déphasées de 90 degrés. Si tel était le cas, le rapport axial serait de 0 dB. Dans la pratique, il est toutefois assez difficile d'obtenir une polarisation circulaire idéale. Un rapport axial de moins de 3 dB est considéré comme une bonne approximation de la polarisation circulaire, c'est ce que montre le résultat obtenu.

L'antenne atteint également un gain de 4.71 dBi. Ces résultats montrent que les antennes patch modifiées peuvent offrir de bonnes performances pour la récupération d'énergie RF dans une bande spécifique.[8]

Cependant, cette configuration demeure mono-bande, ce qui limite son exploitation dans un environnement RF ambiant où plusieurs sources électromagnétiques peuvent être présentes à différentes fréquences. Les bonnes performances obtenues sont donc principalement liées à une optimisation ciblée autour de 2,45 GHz. À l'inverse, les

antennes large-bandes et multibande doivent assurer un compromis plus complexe entre l'adaptation d'impédance, le gain, la polarisation et la bande passante, afin de couvrir plusieurs fréquences de fonctionnement.

c. Exemple d'antenne patch large-bande pour la récupération d'énergie

Les antennes patch ou planaires peuvent également être modifiées afin d'obtenir un fonctionnement large bande. L'ajout de fentes, la modification de la géométrie rayonnante ou l'utilisation d'un plan de masse adapté permettent d'élargir la bande passante et d'augmenter la capacité de l'antenne à capter plusieurs signaux RF présents dans l'environnement.

À titre d'exemple, Chang et al.[13] ont proposé une antenne large bande destinée à une Rectenna tri-bande pour les applications IoT passives, La géométrie rayonnante est modifiée par une fente en forme de croissant, ce qui permet d'obtenir une large bande d'adaptation. Les résultats montrent que le coefficient de réflexion reste inférieur à −10 dB entre 0,8 GHz et 2,75 GHz. Le gain de cette antenne reste toutefois modéré. D'après la courbe de gain, les valeurs mesurées sont approximativement de −0,4 dBi à 1,8 GHz, 0,8 dBi à 2,1 GHz et 1,7 dBi à 2,45 GHz. Ces valeurs montrent que l'antenne privilégie une réception large bande et omnidirectionnelle plutôt qu'un gain élevé dans une direction précise [13].

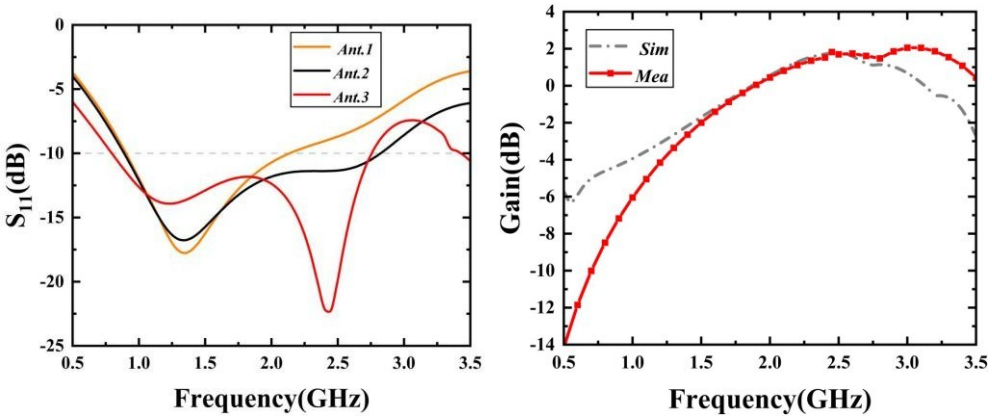


Figure 8. Coefficient de réflexion et gain de l'antenne large bande [13].

Cet exemple montre que les antennes large-bandes permettent de couvrir plusieurs sources RF dans une plage continue de fréquences. Toutefois, leur intégration dans une Rectenna reste plus complexe, car le circuit de conversion RF/DC doit conserver une bonne adaptation et un rendement satisfaisant sur les fréquences exploitées. Cette difficulté explique l'intérêt des antennes multibande, qui ciblent plusieurs bandes précises tout en évitant nécessairement de couvrir toute une plage continue.

d. Exemples d'antennes multibande pour la récupération d'énergie

Les antennes multibande constituent une solution intéressante pour la récupération d'énergie RF ambiante, car elles permettent d'exploiter plusieurs sources électromagnétiques disponibles dans l'environnement sans nécessairement couvrir une large bande continue. Contrairement aux antennes large-bandes, qui cherchent à fonctionner sur une plage fréquentielle étendue, les antennes multibande ciblent plusieurs bandes précises, comme les bandes cellulaires, Wi-Fi, ISM ou 5G.

À titre d'exemple, Atanasov et al. [14] ont proposé une antenne patch multibande destinée à la récupération d'énergie RF ambiante. La structure présente un design en forme de fleur de lotus, ce qui facilite son intégration dans des objets du quotidien.

L’antenne est réalisée sur un substrat polymère imprimé en 3D, avec une métallisation en feuille de laiton. Cette approche permet de combiner la fonctionnalité RF avec une intégration discrète dans des environnements IoT ou domestiques [14].

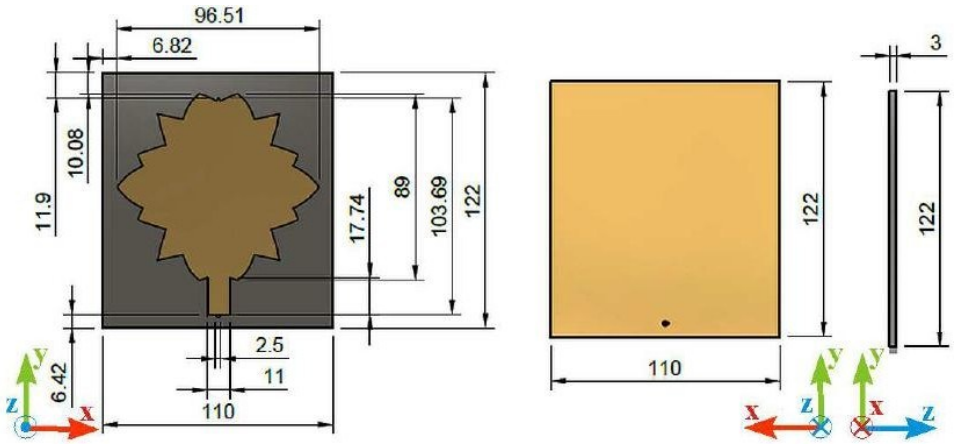


Figure 9. Structure de l'antenne multibande en forme de fleur de lotus [14].

Concernant les performances de rayonnement, les auteurs rapportent un gain modéré. Dans la bande 2,3–2,57 GHz, le gain varie approximativement entre −0,5 et 1,6 dBi, tandis que dans la bande 3,4–3,6 GHz, il varie entre environ −0,25 et 2,25 dBi. L’efficacité reste également modérée, avec des valeurs comprises entre 25–37 % dans la bande autour de 2,45 GHz et 22,5–32,5 % dans la bande autour de 3,5 GHz. Ces résultats montrent que l’antenne permet un fonctionnement multibande, mais que le gain et l’efficacité restent limités [14].

Cet exemple met en évidence l’intérêt des antennes multibande dans la récupération de l’énergie RF ambiante, puisqu’elles offrent la possibilité d’exploiter plusieurs sources électromagnétiques présentes dans l’environnement. Toutefois, leur conception demeure plus délicate que celle des antennes mono-bande. En effet, l’optimisation d’une bande de fréquence peut parfois affecter négativement les performances d’une autre. Il est donc nécessaire de rechercher un compromis entre différents paramètres. Cette complexité rend les méthodes d’optimisation classiques par essais successifs,

plus longues et moins efficaces. Cela explique l'intérêt croissant pour l'intégration des approches basées sur l'intelligence artificielle, capables de prédire et d'optimiser les performances des antennes multibande.

1.8.3 Optimisation des antennes par l'intelligence artificielle

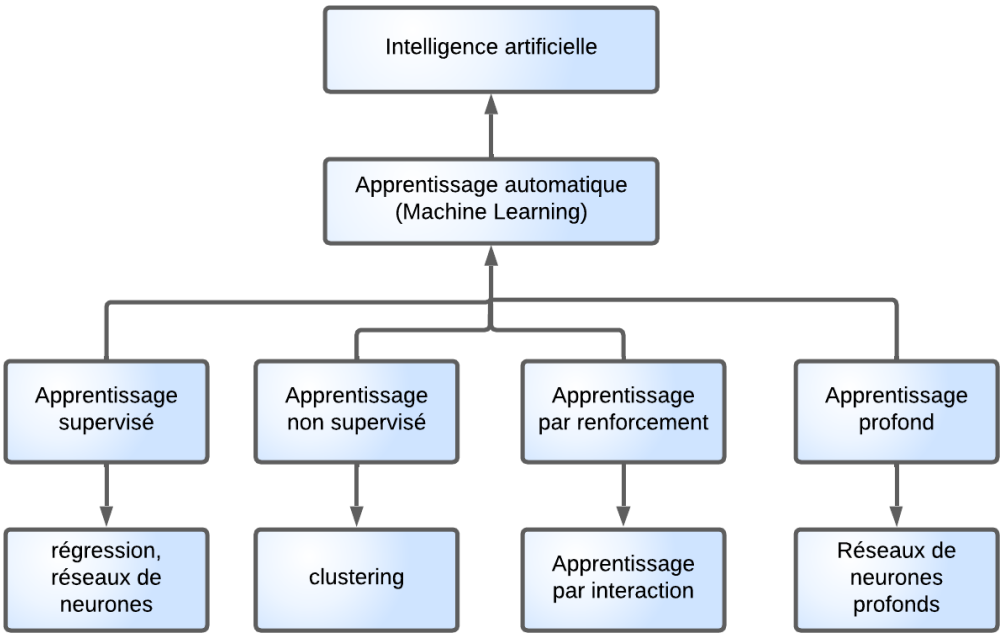


Figure 10. Classification simplifiée des principales branches de l'intelligence artificielle [15].

L'intelligence artificielle regroupe plusieurs approches permettant à un système d'apprendre, de prédire ou de prendre des décisions à partir des données. Parmi ces approches, l'apprentissage automatique, il occupe une place importante et peut être divisé en plusieurs catégories, notamment l'apprentissage supervisé, l'apprentissage non supervisé, l'apprentissage par renforcement et l'apprentissage profond.

Dans le cadre de ce travail, l'intérêt porte principalement sur l'apprentissage supervisé, car l'objectif est d'établir une relation entre les paramètres géométriques de l'antenne et ses performances électromagnétiques. Les paramètres géométriques constituent les

variables d'entrée, tandis que les performances électromagnétiques, telles que le coefficient de réflexion S_{11}, le gain, l'efficacité et le rapport axial, peuvent être considérées comme des variables de sortie à prédire.

Cette modélisation prédictive peut ensuite être exploitée dans une démarche d'optimisation, afin d'identifier plus rapidement les configurations géométriques offrant les meilleures performances. Ainsi, l'optimisation des antennes peut être abordée selon deux approches complémentaires : les méthodes classiques de conception et les méthodes basées sur l'intelligence artificielle.

Les méthodes classiques consistent à ajuster manuellement ou semi-manuellement les paramètres physiques de l'antenne. Elles incluent, par exemple, le choix du substrat, la modification de la géométrie, l'ajout de fentes ou encore l'ajustement des dimensions afin d'améliorer l'adaptation d'impédance et les performances de rayonnement. Ces méthodes sont relativement simples à mettre en œuvre, mais elles peuvent devenir longues et limitées lorsque plusieurs paramètres doivent être optimisés simultanément, notamment dans le cas des structures multibande.

À l'inverse, les méthodes basées sur l'intelligence artificielle permettent d'explorer plus efficacement l'espace des solutions afin d'identifier les configurations les plus performantes. Parmi ces approches, le machine learning est de plus en plus utilisé pour prédire les performances d'une antenne à partir de données simulées ou expérimentales. Les réseaux de neurones et les algorithmes de régression permettent notamment de modéliser des relations complexes entre les paramètres géométriques de l'antenne et ses performances électromagnétiques, telles que le coefficient de réflexion, le gain, l'efficacité ou le rapport axial [15].

Dans une étude récente [16], les auteurs ont proposé une antenne monopole multibande imprimée sur un substrat FR-4 pour la récupération d'énergie RF. La structure, de forme B-shaped, comporte 16 paramètres géométriques. Afin de prédire le coefficient

de réflexion S_{11}, une base de données de 1890 échantillons a été générée sous CST Studio 2020, en faisant varier aléatoirement quatre paramètres de conception. Plusieurs algorithmes de machine learning ont ensuite été testés, notamment la régression multi-sorties et l'algorithme des plus proches voisins (KNN).

Les résultats obtenus montrent que cette approche permet de prédire avec précision le comportement de S_{11} de l'antenne sur plusieurs bandes de fréquences, notamment 1,8 GHz, 2,1 GHz, 2,45 GHz et 2,6 GHz. L'étude rapporte également une efficacité de conversion comprise entre 84 % et 89 %. Ainsi, l'utilisation du machine learning permet de réduire considérablement le temps nécessaire à l'évaluation des performances, tout en limitant le recours aux simulations électromagnétiques répétitives. Cette approche constitue donc une solution intéressante pour l'optimisation des antennes multibande destinées à la récupération d'énergie RF [16].

1.9 État de l'art des circuits de conversion RF/DC

1.9.1 Généralités

Les circuits de conversion sont constitués généralement d'un filtre RF passe bande qui assure l'adaptation entre l'antenne réceptrice et le redresseur, ainsi que le blocage des harmoniques générées par la diode [5]. Lorsqu'il s'agit d'une structure multibande ou d'une large bande, le filtre RF d'entrée est utilisé pour permettre aux fréquences désirées de passer par une configuration empilée. Selon la littérature une autre approche est utilisée pour assurer l'adaptation entre l'antenne et le redresseur [13], ce sont les circuits d'adaptation, ils sont exploités pour maximiser un transfert maximal de puissance, en employant différentes techniques pour que les impédances de la source et de la charge sont égales, comme l'utilisation des éléments réactifs comme les capacités et les inductances, et l'utilisation de stub de différents réseaux (forme L, forme π, etc.)

Le filtre est suivi par le redresseur, qui est le composant clé du circuit de conversion RF/DC. Il est composé d'un ou plusieurs composants non linéaires, le signal incident

RF adapté est délivré à la diode pour être converti en un signal continu DC afin d'être transmis à la charge.

Deux technologies sont largement employées pour le redressement RF/DC

- Les redresseurs à base de transistors MOSFETs, ils offrent une intégration simple et une consommation d'énergie faible mais ils requièrent une gestion adéquate de la tension de seuil et peuvent avoir des performances limitées à des fréquences très élevées [17].
- Les redresseurs à base des diodes Schottky sont largement utilisés grâce à leur faible tension de seuil et leur aptitude à opérer à des fréquences très élevées, elles présentent également une réponse rapide et une faible perte de puissance, ce qui les rend idéales pour convertir efficacement le signal RF en signal DC.

Un filtre passe bas DC situé en aval du redresseur, pour éliminer toute composante RF résiduelle pour assurer une tension DC lisse et stable. Dans certaines configurations, il est envisageable d'éliminer l'utilisation de ces filtres en incorporant directement des dispositifs de rejet d'harmonique dans la structure du redresseur.

1.9.2 Différentes topologies de convertisseur RF/DC

Diverses topologies existantes sont exploitées dans la littérature pour la conversion des signaux RF en un courant continu utilisable :

a. Convertisseur demi-onde

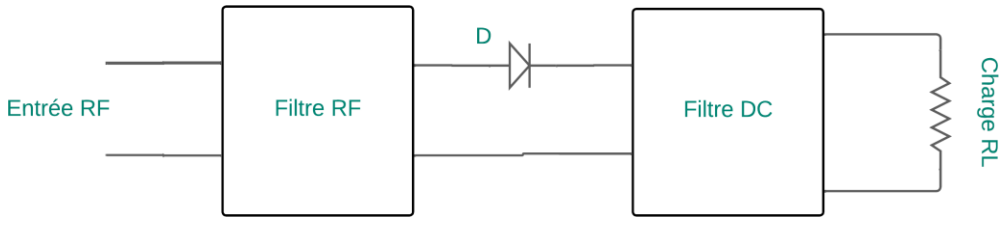


Figure 11. Convertisseur demi-onde avec une seule diode en série [5].

Une des configurations les plus simples à concevoir et la plus utilisée pour les applications de puissance très faible en entrée, elle est constituée d'une seule diode montée en série, lorsque la diode conduit elle laisse passer que l'alternance positive du signal AC prévenant de l'antenne [5]. Bien que la conception de ces redresseurs soit simple, elle exige l'utilisation d'un filtre RF pour éliminer les harmoniques de la composante non linéaire ce qui va augmenter les dimensions globales du système, en outre le rendement des convertisseurs demi-onde ne peut sous aucune circonstance dépasser 50%.

b. Convertisseur à onde complète

i. Doubleur de tension

Comme illustré par la figure 12, le doubleur de tension est fondé sur deux diodes D1 et D2 et deux condensateurs C1 et C2, En appliquant une tension d'entrée alternative, soit $V_{in} = V_{Crête} \sin(\omega t)$ Pendant l'alternance positive ; D1 est polarisée en direct et conduit le courant permettant ainsi au condensateur C1 de se charger à la tension de crête

Pendant l'alternance négative ; D1 est polarisée en inverse est bloquée alors que D2 conduit le condensateur C2 se charge donc par la tension de crête prévenant de C1 et de la tension de la tension d'entrée ce qui fournit une tension de sortie DC égale approximativement à $2 * V_{Crête.}$

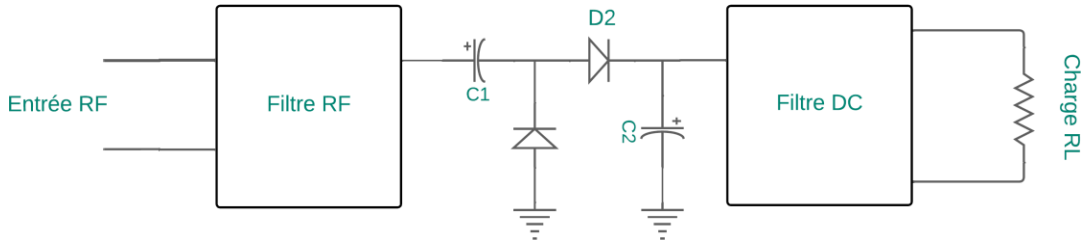


Figure 12. Doubleur de tension [5].

Cette topologie est tout à fait facile à mettre en œuvre, avec un rapport qualité prix acceptable, bien qu'elle puisse doubler la tension de sortie, les propriétés intrinsèques des composants passifs (les diodes et les condensateurs) génèrent une ondulation et limitent la tension de sortie.

ii. Pont de diodes

Le pont de diodes, également appelé pont de Graetz, est une configuration classique de redressement double alternance. Il est composé de quatre diodes disposées en pont, permettant de redresser les deux alternances du signal alternatif.

Le principe de fonctionnement est le suivant : pendant l'alternance positive du signal d'entrée, les diodes D_1 et D_3 sont polarisées en direct et conduisent, tandis que les diodes D_2 et D_4 sont bloquées. Pendant l'alternance négative, les diodes D_2 et D_4 deviennent conductrices, alors que les diodes D_1 et D_3 sont bloquées. Ainsi, quelle que soit la polarité du signal d'entrée, le courant traverse la charge dans le même sens, ce qui permet d'obtenir une tension redressée en sortie.

Cependant, dans le contexte de la récupération d'énergie RF ambiante, cette topologie peut présenter certaines limites. En effet, deux diodes conduisent simultanément à chaque alternance, ce qui entraîne une chute de tension plus importante. Cette perte peut réduire le rendement de conversion, en particulier lorsque le niveau de puissance RF disponible est très faible

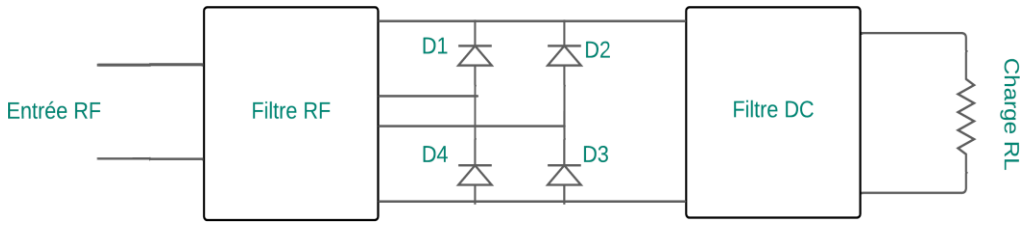


Figure 13. Pont de Grætz

L'inconvénient de cette topologie est qu'elle nécessite l'utilisation de quatre composants non linéaires, qui génèrent des harmoniques importantes dans le signal, ce qui nécessite l'ajout de filtres supplémentaires pour les gérer. En outre, il y a deux tensions directes de diode en série, de sorte que la dissipation totale de puissance dans la diode est doublée.

iii. Pont de diodes modifié

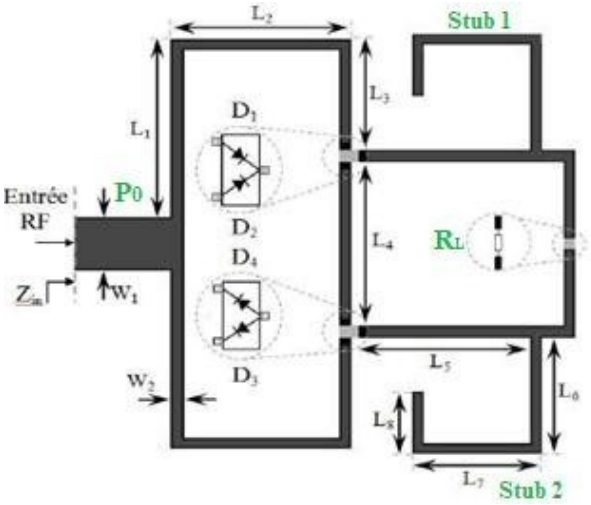


Figure 14. Pont de diodes modifié en technologie microruban [18]

Cette configuration repose sur le même principe de fonctionnement que le pont de Graetz classique, mais son implémentation en technologie microruban offre plusieurs avantages, notamment la réduction des dimensions du circuit de conversion RF/DC, une meilleure gestion des composantes harmoniques et une diminution des perturbations électromagnétiques.

Le principe de fonctionnement peut être décrit comme suit. Après optimisation de la ligne microruban, les harmoniques paires sont fortement atténuées au point P_0, ce qui permet de limiter leur réinjection vers l'antenne réceptrice et de réduire les interférences susceptibles d'affecter le fonctionnement du système.

L'ajout de deux stubs quart-d'onde permet également d'améliorer le filtrage des composantes RF indésirables. Ces stubs se comportent comme des courts-circuits RF aux fréquences considérées et ont pour rôle d'atténuer la composante fondamentale, correspondant à la fréquence ciblée, ainsi que l'harmonique de troisième ordre. Les mesures effectuées aux bornes de la charge R_L permettent ainsi de mettre en évidence une bonne isolation de la charge vis-à-vis des composantes RF non désirées [18].

iv. Double diode

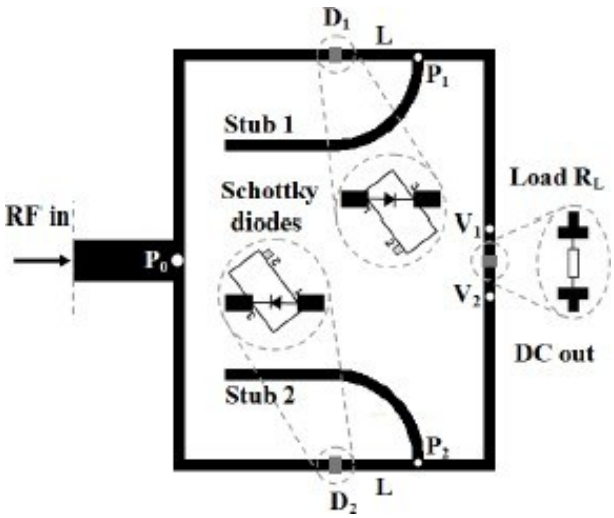


Figure 15. Double diode en technologie microruban [19].

La Figure 15 présente une autre approche de circuit de conversion RF/DC en technologie microruban. Cette configuration repose sur un principe de fonctionnement proche de celui du pont de diodes modifié, mais elle utilise uniquement deux diodes, D_1 et D_2, montées selon une topologie différentielle.

Le principe de fonctionnement de ce circuit peut être décrit comme suit. Grâce à la symétrie du circuit au point P_0, la puissance d'entrée est divisée de manière égale entre les deux diodes D_1 et D_2. Cette symétrie permet aux deux diodes de présenter des impédances similaires à la fréquence fondamentale ainsi qu'à l'harmonique de troisième ordre.

Les deux stubs ouverts repliés, de longueur égale à un quart de longueur d'onde, sont connectés aux points P_1 et P_2. Ils se comportent comme des courts-circuits RF à la fréquence fondamentale, ce qui permet d'améliorer le filtrage et l'adaptation du circuit. La distance entre les diodes et les stubs doit être correctement ajustée afin de compenser les réactances des diodes et d'obtenir une meilleure adaptation d'impédance. Cette adaptation contribue à améliorer le rendement de conversion RF/DC du système.

En outre, la mesure différentielle de la tension continue de sortie, définie par $V_{out} = V_1 - V_2$, présente plusieurs avantages. Elle permet notamment d'éliminer le besoin de connexions par via-trou, ce qui simplifie la fabrication du circuit, réduit les discontinuités électromagnétiques et améliore les performances en haute fréquence.

Enfin, lorsque les diodes D_1 et D_2 sont placées à une distance équivalente à une demi-longueur d'onde à la deuxième harmonique par rapport au point P_0, elles présentent une impédance élevée à cette fréquence. Grâce à la topologie différentielle, le point P_0 présente alors une très faible impédance et se comporte comme un court-circuit RF, ce qui contribue à atténuer les composantes harmoniques indésirables [19].

1.9.3 Différentes topologies de réseau de convertisseur RF/DC

Pour un système Rectenna multibande, deux architectures principales sont couramment utilisées dans la littérature, comme présenté précédemment dans ce chapitre. La première repose sur une antenne multibande associée à une seule chaîne de conversion RF/DC. La seconde consiste à utiliser une antenne multibande suivie de plusieurs circuits de conversion RF/DC, chacun étant dédié à une bande de fréquence spécifique.

Cette deuxième approche présente un intérêt particulier, car elle permet d'optimiser séparément chaque chaîne de conversion RF/DC en fonction de la bande de fréquence ciblée. Toutefois, lorsque plusieurs convertisseurs sont utilisés, il devient nécessaire de

choisir une configuration appropriée pour combiner leurs sorties continues. Les principales topologies utilisées sont les associations en série, en parallèle et hybrides.

a. Topologie en série

La figure 16 présente un exemple de réseau de trois circuits de conversion montés en série :

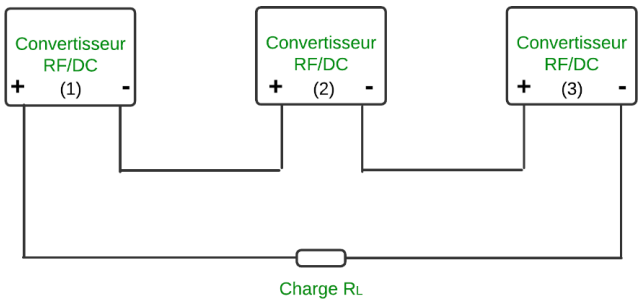


Figure 16. Réseau en série de circuits de conversion [20].

Dans cette configuration, les tensions continues générées par les différents convertisseurs s'additionnent. Cette topologie permet donc d'obtenir une tension de sortie plus élevée, ce qui peut être avantageux pour alimenter une charge nécessitant une tension minimale de fonctionnement. Toutefois, le courant de sortie peut être limité par le convertisseur produisant le courant le plus faible, ce qui peut affecter les performances globales lorsque les niveaux de puissance reçus dans les différentes bandes sont déséquilibrés [20].

b. Topologie en parallèle

La figure 17 présente un réseau de trois circuits de conversion montés en parallèle

Dans cette configuration, les courants continus fournis par les différents convertisseurs s'additionnent, tandis que la tension de sortie reste pratiquement commune aux différentes branches.

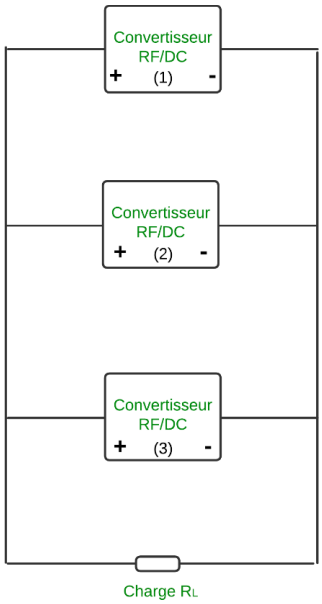


Figure 17. Réseau en parallèle de circuits de conversion [20].

Cette topologie peut être intéressante lorsque l'objectif est d'augmenter le courant disponible à la charge. Cependant, elle nécessite une bonne compatibilité entre les tensions de sortie des différents convertisseurs afin d'éviter les déséquilibres de courant entre les branches.

c. Topologie hybride

La Figure 18 illustre une topologie hybride composée de trois circuits de conversion RF/DC, dans laquelle deux circuits sont montés en série, puis associés en parallèle avec un troisième circuit.

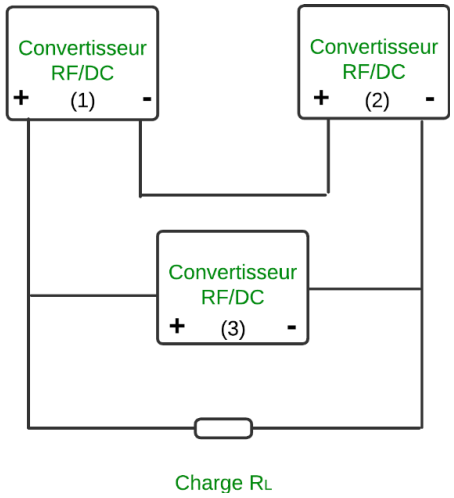


Figure 18. Réseau hybride de circuits de conversion [20].

Cette configuration combine les avantages des topologies série et parallèle. Elle permet d'augmenter la tension de sortie grâce à l'association en série, tout en améliorant la capacité de courant par l'ajout d'une branche en parallèle. La topologie hybride peut ainsi offrir un compromis intéressant entre tension de sortie, courant disponible et rendement global du système. Toutefois, sa conception reste plus complexe, car elle nécessite une gestion adéquate de l'équilibrage entre les différentes branches de conversion.

1.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les systèmes Rectenna, leurs caractéristiques, le reste du chapitre a été divisé en deux parties : une partie dédiée à l'étude des antennes et une seconde partie aux circuits de conversion RF/DC.

Nous avons exploré les caractéristiques les plus importantes à prendre en compte lors de la conception d'un système de récupération d'énergie efficace et performant. En particulier, le comportement multibande de l'antenne, qui couvrira des fréquences préfixées contenant une densité de puissance plus élevée que d'autres bandes de fréquences, tout en maintenant de bonnes performances sur chaque bande.

Enfin, la topologie du circuit de conversion qui va nous assurer une conversion efficace des très faibles puissances, selon l'étude réalisée la topologie du circuit de conversion RF/DC à double diode présente notre choix adéquat étant donné l'utilisation d'un nombre minimal de diodes, la technologie microruban et la compacité et le faible coût de ce circuit.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude des antennes appliquées à la récupération d'énergie, où nous présenterons les études analytiques.

2. Chapitre 2 : Conception d'une nouvelle structure d'antenne multibande pour la récupération d'énergie RF

2.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la conception d'une nouvelle structure d'antenne multibande destinée à la récupération d'énergie RF ambiante aux fréquences de 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. La structure proposée vise à assurer un fonctionnement sur les trois bandes ciblées, tout en maintenant de bonnes performances en termes d'adaptation d'impédance, de gain réalisé, d'efficacité et de polarisation.

Dans un premier temps, la géométrie de l'antenne proposée est présentée, ainsi que le rôle des principaux paramètres influençant son comportement électromagnétique. Les résultats de simulation sont ensuite analysés afin de valider les performances de la structure initiale. Enfin, cette étude permet d'identifier les limites de la conception proposée.

2.2 Cahier des charges

La conception de l'antenne proposée doit répondre aux exigences liées à la récupération d'énergie RF ambiante. Dans ce contexte, l'antenne doit être capable de capter l'énergie électromagnétique disponible sur plusieurs bandes de fréquences, tout en assurant une bonne adaptation d'impédance, un gain réalisé suffisant et une efficacité élevée.

Les fréquences ciblées dans ce travail sont 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz, en raison de leur intérêt pour les applications sans fil actuelles, notamment les bandes ISM, le Wi-Fi et les réseaux 5G. L'antenne doit donc présenter un comportement multibande permettant de couvrir ces trois fréquences.

La structure proposée est réalisée en technologie microruban, en utilisant un substrat qui permet de concevoir une antenne compacte, compatible avec une fabrication sur

circuit imprimé et adaptée à une intégration ultérieure avec un circuit de conversion RF/DC.

Les principaux critères de conception retenus sont les suivants : obtenir un coefficient de réflexion S_{11} inférieur à −10 dB aux fréquences ciblées, maintenir un gain réalisé positif, assurer une efficacité totale élevée et conserver une structure compacte. Le comportement en polarisation est également analysé à travers le rapport axial, afin d'évaluer l'aptitude de l'antenne à réduire les pertes liées à la polarisation des signaux RF ambiants.

- Choix du substrat

Dans ce travail, le choix du substrat constitue un élément important dans la conception de l'antenne, car il influence à la fois les dimensions de la structure, les pertes diélectriques, l'efficacité de rayonnement et la stabilité des performances aux fréquences ciblées. Le substrat FR-4 est largement utilisé en raison de son faible coût et de sa disponibilité. Cependant, il présente des pertes diélectriques relativement élevées et une stabilité plus limitée aux fréquences micro-ondes, ce qui peut réduire l'efficacité de l'antenne, en particulier dans le contexte de la récupération d'énergie RF où la puissance disponible est faible.

D'autres substrats haute fréquence, tels que les substrats Rogers de la famille RT/duroid, offrent de très faibles pertes et de bonnes performances aux fréquences micro-ondes. Toutefois, certaines références présentent une faible permittivité relative, ce qui peut conduire à des dimensions d'antenne plus importantes. Dans ce travail, le substrat Rogers TMM4 est retenu comme un compromis intéressant entre pertes, compacité et stabilité électromagnétique. Sa permittivité relative relativement élevée permet de réduire les dimensions de l'antenne, tandis que ses pertes restent suffisamment faibles pour maintenir une bonne efficacité totale aux fréquences de 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz.

Tableau 4. Comparaison de quelques substrats utilisés pour les antennes microruban

Substrat	**ε_r**	**tan δ**	**Avantages**	**Limites**
FR-4	3,8–4,8	≈ 0,017–0,024	Faible coût, disponible, facile à fabriquer	Pertes élevées aux fréquences microondes, stabilité limitée
Rogers RT/duroid 5880	2,20	0,0009	Très faibles pertes, et bonnes performances RF	Faible permittivité, dimensions d'antenne plus importantes
Rogers TMM4	4,70	0,0020	Bon compromis entre faibles pertes, compacité et stabilité	Coût plus élevé que le FR-4

D'après le tableau 4, le FR-4 présente l'avantage d'être économique et largement disponible, mais ses pertes diélectriques relativement élevées peuvent réduire l'efficacité de l'antenne aux fréquences micro-ondes. À l'inverse, le Rogers RT/duroid 5880 offre de très faibles pertes, mais sa faible permittivité relative conduit généralement à des dimensions d'antenne plus importantes. Le Rogers TMM4 constitue donc un compromis intéressant pour ce travail, car sa permittivité relative plus élevée permet de réduire les dimensions de l'antenne, tout en conservant un facteur de pertes suffisamment faible pour maintenir de bonnes performances aux fréquences ciblées [21].

Le cahier des charges retenu pour la conception de l'antenne proposée est présenté dans le tableau 5 :

Tableau 5. Cahier des charges de l'antenne proposée

Critère	Exigence visée
Application	Récupération d'énergie RF ambiante
Fréquences ciblées	2,45 GHz / 3,5 GHz / 5,8 GHz
Technologie	Antenne microruban
Substrat	Rogers TMM4
Permittivité relative	$\varepsilon_r = 4,7$
Épaisseur du substrat	h = 1,524 mm
Adaptation d'impédance	$S_{11} < -10$ dB
Gain réalisé	Positif et suffisant pour la récupération RF
Efficacité totale	La plus élevée possible
Intégration	Compatible avec un circuit RF/DC

2.3 Conception de l'antenne multibande

Nous avons opté pour la conception d'une antenne multibande fonctionnant aux fréquences 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. D'après l'étude présentée dans le chapitre 1, ces bandes sont susceptibles de présenter des niveaux de puissance RF exploitables dans l'environnement, notamment à travers les systèmes Wi-Fi, les bandes ISM et les réseaux de communication récents.

Dans une première étape, une analyse théorique préliminaire a été effectuée afin de guider le choix du substrat, de son épaisseur et d'estimer les dimensions initiales de

l'antenne. Cette étape permet d'obtenir un point de départ pour la conception avant de passer aux simulations électromagnétiques sous CST Studio.

Pour une antenne patch, la fréquence de résonance dépend principalement de la longueur électrique de l'élément rayonnant. Plus cette longueur est grande, plus la fréquence de résonance diminue. Ainsi, dans le cas d'une antenne multibande fonctionnant à 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz, la fréquence la plus basse, soit 2,45 GHz, est généralement celle qui impose les dimensions principales de la structure rayonnante.

En se basant sur l'équation approximative de la fréquence de résonance d'une antenne patch [21] :

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\boldsymbol{\varepsilon}_{eff}}} \tag{2.1}$$

On peut constater que la longueur effective de l'élément rayonnant est inversement proportionnelle à la fréquence de résonance. De même, une permittivité effective plus élevée réduit la longueur d'onde guidée dans le substrat, ce qui permet de diminuer les dimensions physiques de l'antenne. Ainsi, le choix du substrat et de sa permittivité joue un rôle important dans la conception et la miniaturisation de la structure.

Le logiciel CST Studio Suite a été choisi comme outil de simulation électromagnétique en raison de sa précision et de sa capacité à modéliser des structures microruban complexes. La conception a commencé par une antenne patch tronquée simple. Ensuite, afin d'obtenir un comportement multibande, deux autres patchs tronqués imbriqués ont été ajoutés progressivement à la structure initiale.

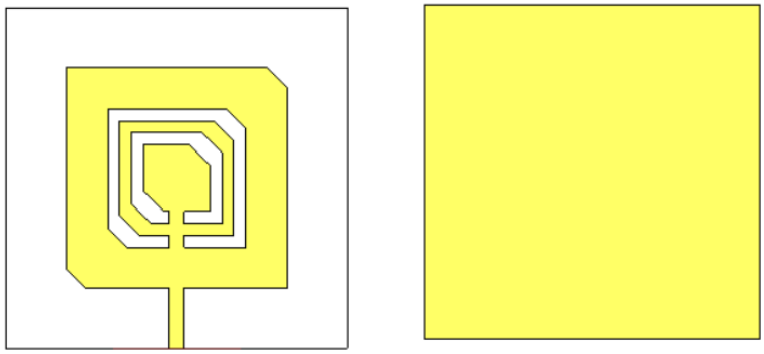


Figure 19. Structure initiale de l'antenne

La Figure 19 présente la structure initiale de l'antenne multibande proposée. Afin de vérifier son comportement électromagnétique, le coefficient de réflexion S_{11} est analysé, comme le montre la Figure 20. Les résultats obtenus mettent en évidence trois fréquences de résonance, ce qui confirme le comportement multibande de la structure.

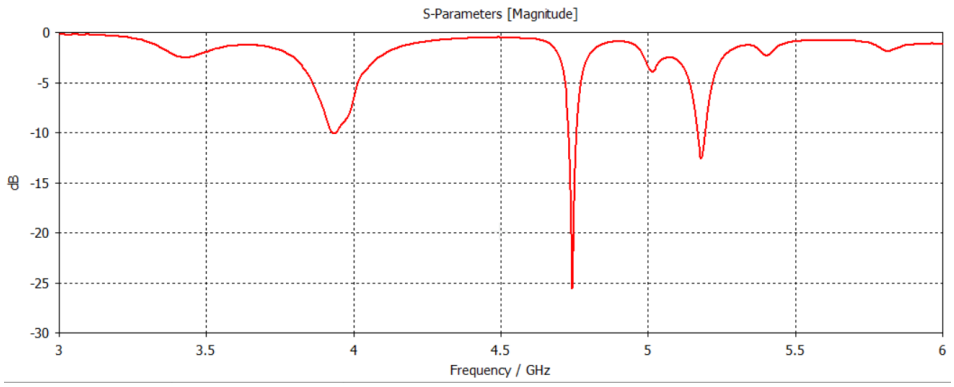


Figure 20. Coefficient de réflexion de la structure initiale

Cependant, afin d'assurer une résonance précise aux fréquences ciblées, à savoir 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz, une analyse théorique et paramétrique des principaux paramètres géométriques de l'antenne est nécessaire. Cette analyse permet de comprendre l'influence de chaque paramètre sur les fréquences de résonance et d'effectuer les ajustements nécessaires afin d'atteindre les performances visées.

2.4 Analyse théorique et analytique des paramètres de l'antenne

Au cours des premières simulations, nous avons remarqué que les bandes passantes obtenues étaient relativement étroites. Pour améliorer l'adaptation d'impédance et élargir la bande passante, un demi-plan de masse a été utilisé. Cette modification permet d'améliorer le couplage électromagnétique et d'obtenir une meilleure adaptation sur les bandes ciblées.

L'antenne proposée a été conçue sur un substrat Rogers TMM4, caractérisé par une permittivité relative $\varepsilon_r = 4{,}7$ et une tangente de pertes $\tan\delta = 0{,}002$. Ce substrat a été choisi pour ses propriétés diélectriques adaptées aux fréquences micro-ondes et pour ses faibles pertes, ce qui est important dans le contexte de la récupération d'énergie RF.

Après plusieurs modifications géométriques et balayages paramétriques, la structure finale de l'antenne a été obtenue. Elle est présentée dans la figure 21 :

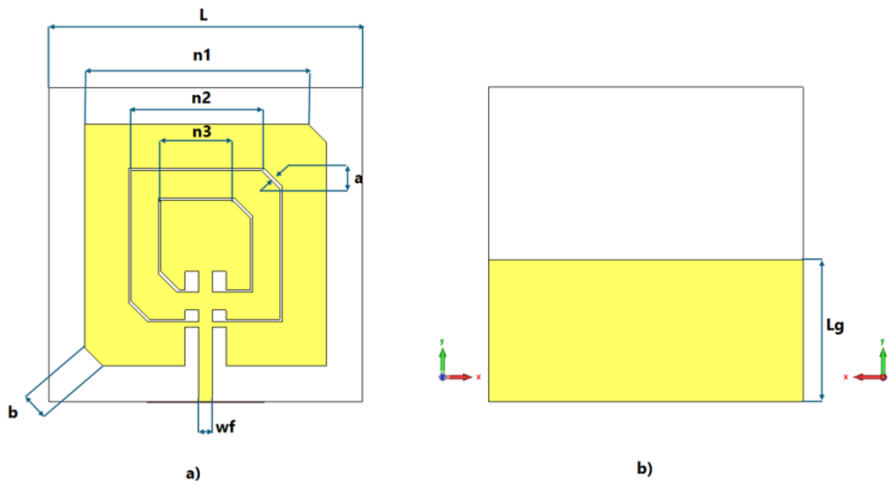


Figure 21. Structure de l`antenne multibande tronquée imbriquée

Le fonctionnement multibande de l'antenne proposée est obtenu grâce à l'utilisation de plusieurs patchs tronqués imbriqués. Chaque patch participe à la création d'une résonance différente. En général, les patchs de grandes dimensions sont associés aux basses fréquences, tandis que les patchs plus petits permettent d'exciter des résonances

à des fréquences plus élevées. Le couplage électromagnétique entre ces patchs joue également un rôle important, car il influence l'adaptation d'impédance et le comportement global de l'antenne.

La troncature des coins a été utilisée dans le but de favoriser la polarisation circulaire. En effet, cette technique permet de perturber la géométrie du patch afin d'exciter deux modes orthogonaux avec un déphasage proche de 90°, ce qui est une condition importante pour obtenir une polarisation circulaire. Cependant, dans notre cas, la structure finale est plus complexe qu'un simple patch tronqué, puisqu'elle contient plusieurs patchs imbriqués et plusieurs modes de résonance. Pour cette raison, le comportement de polarisation devient plus difficile à contrôler, et la polarisation circulaire n'est pas obtenue de manière uniforme sur toutes les bandes.

De plus, les antennes à patchs tronqués présentent souvent une bande de rapport axial assez étroite. Afin d'améliorer principalement l'adaptation d'impédance et d'élargir les bandes de fonctionnement, un plan de masse partiel a été utilisé. Il permet donc d'améliorer la bande passante et l'adaptation, tout en gardant un comportement de rayonnement acceptable pour les fréquences ciblées.

Le tableau 6 présente les principaux paramètres géométriques de l'antenne ayant fait l'objet de balayages paramétriques afin d'obtenir les résonances aux fréquences ciblées.

Tableau 6. Paramètres clés de l'antenne multibande

Paramètre	Description	Valeur (mm)
L	Longueur du substrat	69
L_g	Longueur du plan de masse	30
n_1	Longueur du patch principal	49
n_2	Longueur du deuxième patch	30
n	Longueur du troisième patch	17
a	Espacement	1
b	Longueur de troncature du coin	6
w_f	Largeur de la ligne d'alimentation, adaptée à 50 Ω	3

2.5 Résultats de simulation et analyse des performances électromagnétiques

2.5.1 Coefficient de réflexion S_{11}

La Figure 22 présente le coefficient de réflexion simulé S_{11} de l'antenne proposée. Les résultats montrent que l'antenne résonne aux trois fréquences ciblées, à savoir 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Les valeurs minimales obtenues sont respectivement de −16,28 dB, −11,23 dB et −18,59 dB.

Ces valeurs étant inférieures au seuil de −10 dB, elles indiquent une bonne adaptation d'impédance aux trois bandes de fonctionnement. Ces résultats confirment ainsi le comportement multibande de la structure proposée et montrent sa capacité à couvrir les bandes visées pour la récupération d'énergie RF.

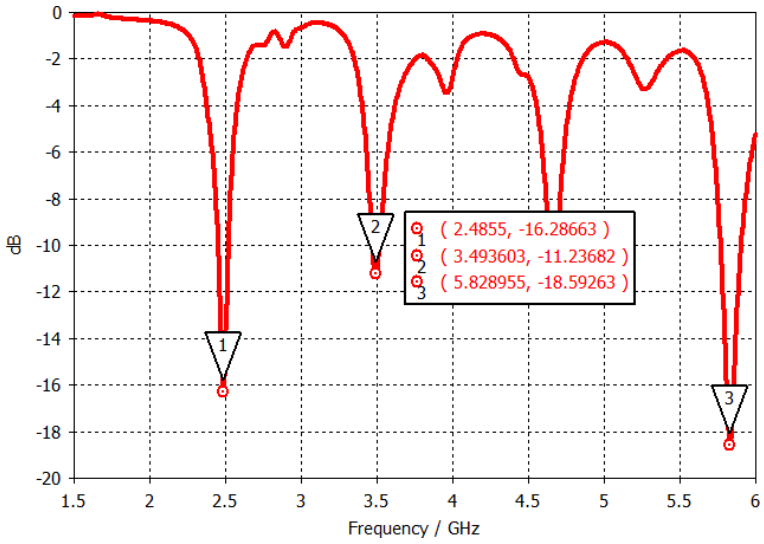


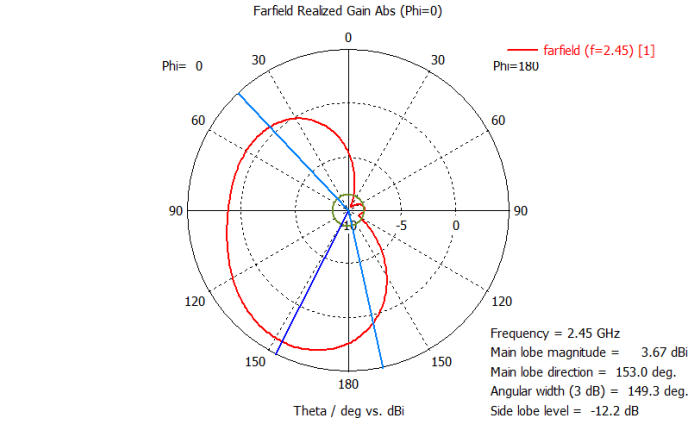
Figure 22. Coefficient de réflexion simulé S_{11}

2.5.2 Diagramme de rayonnement

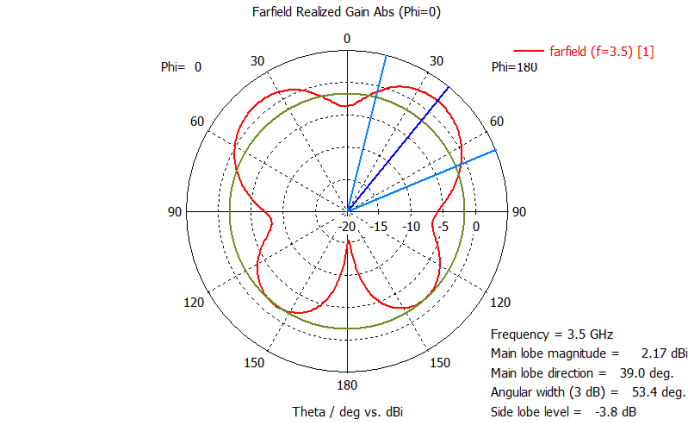
La figure 23 présente les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne proposée aux trois fréquences ciblées : 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Ces résultats permettent d'observer la manière dont l'antenne rayonne dans l'espace pour chaque bande de fonctionnement.

À 2,45 GHz, l'antenne présente un lobe principal orienté autour de 153°, avec un gain maximal d'environ 3,67 dBi. À 3,5 GHz, le lobe principal est orienté autour de 39°, avec un gain maximal d'environ 2,17 dBi. Enfin, à 5,8 GHz, le gain maximal atteint environ 4,62 dBi, avec un lobe principal orienté autour de 29°.

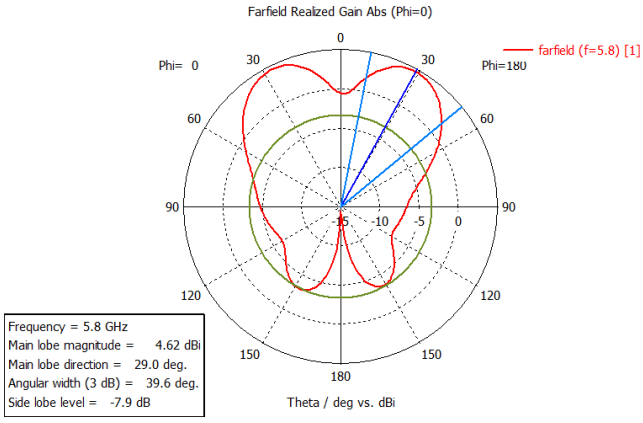
On remarque donc que la direction du rayonnement varie selon la fréquence. Ce comportement est attendu dans une antenne multibande, car chaque bande est liée à un mode de résonance différent et à une distribution de courant différente sur la structure.



a)



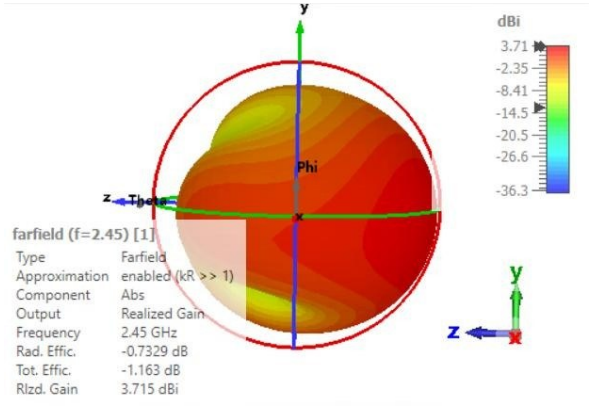
b)



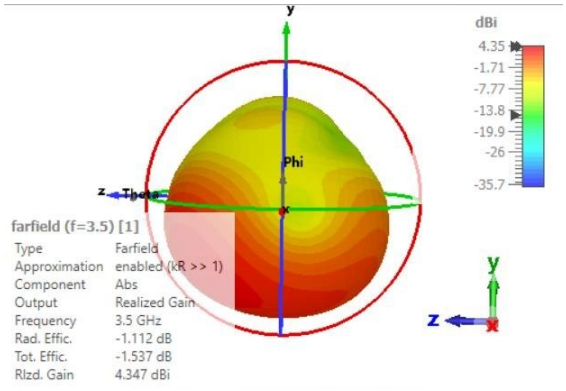
c)

Figure 23. Les diagrammes de rayonnement 2D simulés de l'antenne

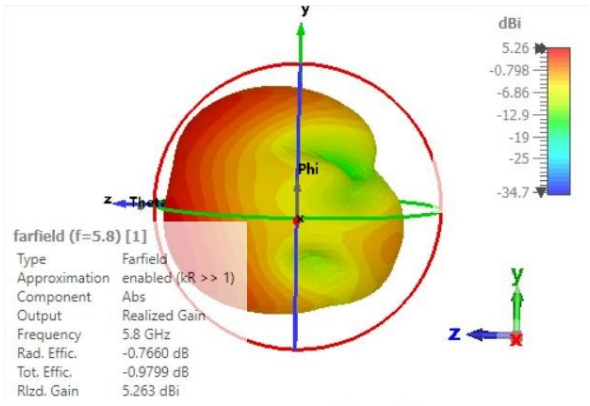
2.5.3 Gain réalisé et efficacité



a)



b)



c)

Figure 24. Diagrammes de rayonnement 3D simulés de l'antenne

Tableau 7. Gain réalisé, directivité et efficacité totale de l'antenne

Fréquence (GHz)	Gain (dBi)	Directivité (dBi)	Efficacité (%)
2,45	3.71	4,83	76.5
3,5	4.35	5,88	70.2
5,8	5.26	6,24	79.8

La Figure 24 présente les diagrammes de rayonnement 3D simulés du gain réalisé de l'antenne proposée aux trois fréquences ciblées, soit 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Ces diagrammes permettent d'évaluer la répartition spatiale de l'énergie rayonnée par l'antenne ainsi que l'évolution du gain réalisé en fonction de la fréquence.

À 2,45 GHz, l'antenne présente un gain réalisé maximal de 3,71 dBi. Le diagramme de rayonnement montre une distribution relativement large de l'énergie rayonnée, ce qui indique que l'antenne conserve une couverture spatiale importante à cette fréquence. L'efficacité totale obtenue est d'environ 76,5 %, ce qui montre que les pertes globales restent limitées.

À 3,5 GHz, le gain réalisé maximal atteint 4,35 dBi. Le diagramme devient légèrement plus directif par rapport à celui obtenu à 2,45 GHz. Cette augmentation du gain peut être liée à la réduction de la longueur d'onde lorsque la fréquence augmente, ce qui modifie la distribution du courant sur la structure rayonnante et influence la forme du rayonnement. L'efficacité totale est d'environ 70,2 %, ce qui reste acceptable pour une structure multibande.

À 5,8 GHz, le gain réalisé maximal atteint 5,26 dBi, ce qui représente la valeur la plus élevée parmi les trois bandes étudiées. Le diagramme de rayonnement montre une directivité plus marquée, avec une concentration plus importante de l'énergie rayonnée

dans certaines directions. L'efficacité totale est d'environ 79,8 %, ce qui confirme que l'antenne conserve de bonnes performances de rayonnement à cette fréquence.

Globalement, les résultats montrent que le gain réalisé augmente avec la fréquence, passant de 3,71 dBi à 2,45 GHz à 5,26 dBi à 5,8 GHz. Cette évolution confirme que la structure proposée présente un comportement de rayonnement satisfaisant sur les trois bandes ciblées. Ces performances sont intéressantes dans le contexte de la récupération d'énergie RF ambiante, où il est important de maximiser la puissance captée et transmise vers le circuit de conversion RF/DC.

2.5.4 Rapport axial et polarisation

L'étude du rapport axial a été réalisée afin d'évaluer le comportement de polarisation de l'antenne proposée. Le critère classique $AR \leq 3\text{dB}$ a été adopté pour identifier la présence d'une polarisation circulaire. Dans cette analyse, le rapport axial a été observé dans la direction broadside $\theta = 0° \; et \; \varphi = 0°$.

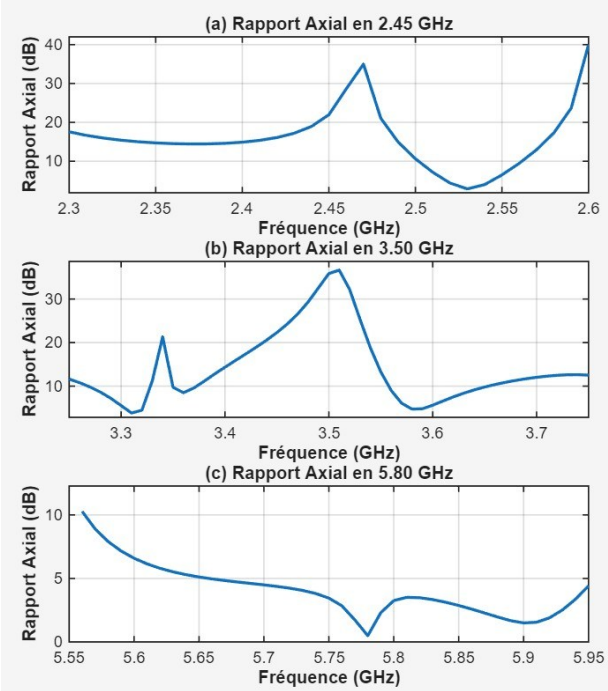


Figure 25. Rapport axial simulé en fonction de la fréquence

Les résultats montrent que, pour les fréquences 2,45 GHz et 3,5 GHz**,** le rapport axial reste supérieur à 3 dB**.** Cela indique que l'antenne ne présente pas une polarisation circulaire dans ces deux bandes, mais plutôt un comportement de polarisation elliptique dans la direction étudiée.

En revanche, autour de 5,8 GHz**,** l'antenne présente une polarisation circulaire. Le rapport axial devient inférieur à 3 dB dans l'intervalle 5,735 GHz – 5,812 GHz**,** ce qui correspond à une bande passante de rapport axial d'environ 79 MHz. Ce résultat confirme que la polarisation circulaire est obtenue uniquement dans la bande supérieure.

Ainsi, le comportement de polarisation de l'antenne dépend fortement de la fréquence. La polarisation circulaire n'est pas validée sur l'ensemble des trois bandes ciblées, mais elle est obtenue autour de 5,8 GHz dans la direction $\theta = 0° \; et \; \varphi = 0°$. Cette limitation peut être liée à la complexité de la structure multibande, ou les différents patchs imbriques et leurs interactions influencent les modes excites et le comportement de polarisation.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, le choix des bandes de fréquences ciblées, le cahier des charges ainsi que la conception de l'antenne multibande initiale proposée ont été présentés. Une analyse des performances électromagnétiques de cette structure a également été réalisée afin d'évaluer son comportement aux fréquences de 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz.

Les résultats obtenus ont permis de vérifier le comportement multibande de l'antenne et d'évaluer ses performances en termes d'adaptation d'impédance, de gain réalisé, de directivité, d'efficacité totale et de polarisation. Cette étude constitue une étape essentielle dans la définition de la structure de base de l'antenne proposée.

Cependant, l'optimisation d'une antenne multibande demeure une tâche complexe, car les différents paramètres géométriques influencent simultanément les performances aux trois fréquences ciblées. Ainsi, afin d'améliorer le compromis global entre adaptation d'impédance, gain réalisé et efficacité, une approche d'optimisation basée sur l'intelligence artificielle sera présentée dans le chapitre suivant.

3. Chapitre 3 : Optimisation de l'antenne multibande par intelligence artificielle

3.1 Introduction

Ce chapitre présente l'optimisation de l'antenne multibande proposée à l'aide de l'intelligence artificielle. Après la conception de la structure initiale dans le chapitre précédent, l'objectif est d'améliorer ses performances électromagnétiques, notamment le coefficient de réflexion S_{11} et le gain réalisé aux fréquences de 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz.

L'utilisation de l'intelligence artificielle est justifiée par la complexité de l'optimisation d'une antenne multibande. En effet, une modification géométrique peut améliorer les performances à une fréquence tout en les dégradant sur une autre bande. Dans ce contexte, un modèle basé sur les réseaux de neurones est utilisé afin de prédire les performances de l'antenne à partir de ses paramètres géométriques et de faciliter la recherche d'une configuration optimisée.

Enfin, les performances de l'antenne optimisée sont validées par simulation et comparées à celles de la structure initiale ainsi qu'à certains travaux issus de la littérature.

3.2 Stratégie générale

L'utilisation de l'intelligence artificielle dans ce travail s'inscrit dans le cadre de l'optimisation de l'antenne multibande proposée. En effet, l'optimisation d'une antenne fonctionnant sur plusieurs bandes de fréquences représente une tâche complexe, car les paramètres géométriques de la structure influencent simultanément plusieurs performances électromagnétiques. Une modification d'un paramètre peut améliorer l'adaptation d'impédance à une fréquence donnée, tout en dégradant le coefficient de réflexion, le gain ou l'efficacité sur une autre bande.

Dans une approche classique, l'optimisation repose souvent sur des balayages paramétriques successifs réalisés à l'aide de simulations électromagnétiques. Cette méthode permet de comprendre l'influence de certains paramètres, mais elle devient rapidement limitée lorsque plusieurs variables doivent être ajustées en même temps. En effet, le nombre de combinaisons possibles augmente avec le nombre de paramètres étudiés, ce qui rend le processus long, coûteux en temps de calcul et parfois insuffisant pour identifier le meilleur compromis global.

Dans le cas de l'antenne proposée, les paramètres géométriques a, n_1, n_2 et n_3 ont une influence directe sur les fréquences de résonance et sur les performances électromagnétiques. L'objectif n'est donc pas seulement d'améliorer la réponse à une seule fréquence, mais d'obtenir simultanément une bonne adaptation d'impédance et un gain réalisé satisfaisant aux trois fréquences ciblées, soit 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Cette contrainte rend l'optimisation plus difficile, car il faut rechercher une géométrie capable d'assurer un compromis entre plusieurs objectifs.

Pour répondre à cette difficulté, une approche basée sur l'apprentissage automatique supervisé est utilisée. Le choix de l'apprentissage supervisé est justifié par la nature de la base de données utilisée. En effet, celle-ci est constituée de couples entrée/sortie connus, obtenus à partir de simulations paramétriques sous CST Microwave Studio. Le réseau de neurones peut ainsi apprendre le comportement de l'antenne à partir de ces données, puis prédire rapidement les performances de nouvelles configurations sans avoir à relancer systématiquement des simulations électromagnétiques complètes.

La stratégie générale adoptée dans ce chapitre consiste donc à générer une base de données par simulations CST, à entraîner un modèle de réseau de neurones, puis à utiliser ce modèle comme outil d'aide à l'optimisation. Cette démarche permet d'explorer plus efficacement l'espace des solutions et d'identifier une configuration géométrique offrant un meilleur compromis entre adaptation d'impédance et gain réalisé sur les trois bandes de fonctionnement.

L’approche adoptée repose sur plusieurs étapes principales :

i. Extraction et prétraitement des données issues de CST afin de constituer une base d’apprentissage représentative ;
ii. Construction de modèles neuronaux capables de prédire le coefficient de réflexion S_{11} de l’antenne à partir de ses paramètres géométriques (a, n_1, n_2 et n_3) ;
iii. Évaluation comparative de différentes architectures de réseaux de neurones afin d’identifier les modèles les plus stables et les plus performants ;
iv. Construction d’un modèle neuronal multi-sorties capable de prédire simultanément le coefficient de réflexion S_{11} et le gain réalisé de l’antenne à partir des mêmes paramètres géométriques ;
v. Réalisation d’une deuxième évaluation comparative afin d’identifier les architectures qui permettent de respecter simultanément la contrainte $S_{11} < -10$ dB et d’obtenir les meilleurs gains possibles aux trois fréquences ciblées ;
vi. Génération massive de nouvelles géométries et prédiction automatique des valeurs de S_{11} et du gain ;
vii. Sélection des géométries optimales vérifiant la condition $S_{11} < -10$ dB dans les trois bandes ciblées, soit 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz, tout en assurant les meilleurs gains possibles.

Afin de constituer une base de données suffisamment représentative pour l’apprentissage des modèles d’intelligence artificielle, un balayage paramétrique a été réalisé sous CST Microwave Studio. Ce balayage a permis de générer différentes configurations géométriques de l’antenne et d’extraire les performances correspondantes. Ces données ont ensuite été organisées, nettoyées et préparées afin d’être utilisées dans l’étape d’entraînement des modèles neuronaux.

Tableau 8.Paramètres de balayage et configuration de la base de données d'apprentissage

Paramètres	Intervalle de balayage (mm)	Pas de balayage	Nombres d`échantillons
A	[0.5 3]	0.5	6
n_1	[1.5 6.5]	1	6
n_2	[5.5 10.5]	1	6
n_3	[4.5 9.5]	1	6
Nombres d`échantillons total			1296

Les quatre paramètres géométriques de l'antenne (a, n_1, n_2 et n_3) ont été simultanément variés dans des intervalles définis à partir des contraintes physiques de la structure. Ce processus a permis de générer une base exploitable de 1296 géométries uniques, chacune étant associée à un balayage fréquentiel complet du coefficient de réflexion S_{11}. Cette stratégie de génération systématique garantit une diversité suffisante de comportements électromagnétiques pour entraîner correctement les modèles neuronaux utilisés pour la prédiction et l'optimisation de l'antenne.

Afin d'analyser l'influence des paramètres géométriques sur les performances de l'antenne, une matrice de corrélation de Spearman a été calculée entre les entrées et les sorties électromagnétiques, aux trois fréquences ciblées. Cette analyse permet d'identifier les tendances générales entre les paramètres de conception et les performances obtenues.

Il est important de noter que cette analyse donne uniquement une tendance globale. Elle ne remplace pas l'optimisation électromagnétique, car elle ne permet pas de représenter complètement les interactions non linéaires entre les paramètres

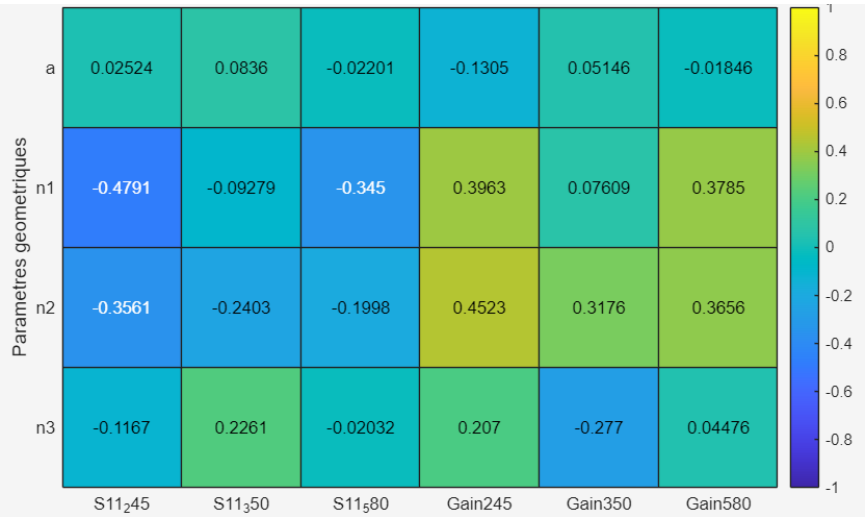


Figure 26. Matrice de corrélation entre les paramètres géométriques et les performances électromagnétiques de l'antenne.

D'après la matrice obtenue, le paramètre *a* présente des corrélations très faibles avec l'ensemble des sorties. Les valeurs sont proches de zéro, aussi bien pour S_{11} que pour le gain réalisé. Cela indique que, dans la plage étudiée, ce paramètre n'a pas une influence monotone directe significative sur les performances électromagnétiques de l'antenne.

Le paramètre n_1 présente une corrélation négative relativement marquée avec S_{11} à 2,45 GHz -0,479 et une corrélation négative modérée avec S_{11} à 5,8 GHz -0,345. Comme le coefficient de réflexion est exprimé en dB, une diminution de S_{11} correspond généralement à une meilleure adaptation d'impédance. Ainsi, l'augmentation de n_1 tend à améliorer l'adaptation de l'antenne, principalement à 2,45 GHz et, dans une moindre mesure, à 5,8 GHz. En revanche, son influence sur S_{11} à 3,5 GHz reste faible. Concernant le gain réalisé, n_1 présente des corrélations positives avec le gain à 2,45 GHz 0,396 et à 5,8 GHz 0,379, ce qui montre que ce paramètre peut contribuer à l'amélioration du rayonnement sur ces deux bandes.

Le paramètre n_2 montre également une influence importante. Il présente des corrélations négatives avec S_{11} aux trois fréquences, notamment à 2,45 GHz (r = -0,356), ce qui indique une tendance à améliorer l'adaptation d'impédance lorsque ce paramètre augmente. De plus, n_2 est le paramètre le plus corrélé avec le gain réalisé, avec des valeurs de 0,452, 0,318 et 0,366 respectivement à 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Cela montre que n_2 joue un rôle important dans l'amélioration des performances de rayonnement de l'antenne sur les trois bandes ciblées.

Le paramètre n_3 présente des corrélations plus faibles et plus variables selon la fréquence. Il montre une corrélation positive avec S_{11} à 3,5 GHz (r = 0,226), ce qui peut indiquer une tendance à dégrader légèrement l'adaptation à cette fréquence lorsque n_3 augmente. En revanche, son influence sur S_{11} à 2,45 GHz et à 5,8 GHz reste faible. Pour le gain réalisé, n_3 présente une corrélation positive modérée à 2,45 GHz (r = 0,207), mais une corrélation négative avec le gain à 3,5 GHz (r = − 0,277). Cela montre que ce paramètre peut avoir des effets opposés selon la bande de fréquence considérée.

Globalement, cette analyse montre que les paramètres n_1 et n_2 sont les plus influents sur les performances de l'antenne, en particulier sur l'adaptation d'impédance à 2,45 GHz et sur le gain réalisé. Toutefois, les valeurs de corrélation restent globalement faibles à modérées, ce qui indique que les relations entre les paramètres géométriques et les performances électromagnétiques ne sont pas simplement linéaires ou directement indépendantes. Les performances de l'antenne dépendent plutôt de l'interaction entre plusieurs paramètres. Cette complexité justifie l'utilisation d'un modèle d'apprentissage automatique, tel qu'un réseau de neurones, capable d'apprendre des relations non linéaires entre les entrées géométriques et les sorties électromagnétiques.

3.3 Modélisation mono-objective

3.3.1 Modélisation mono-sortie de S_{11}



Figure 27. Modèle d'apprentissage automatique pour S_{11}

Afin de vérifier la capacité de l'intelligence artificielle à reproduire le comportement électromagnétique de l'antenne, une première étape de modélisation a été réalisée séparément pour chaque fréquence ciblée. Dans cette étape, un modèle neuronal indépendant est entraîné pour prédire le coefficient de réflexion S_{11} à 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz.

Cette première approche permet d'évaluer la relation entre les paramètres géométriques de l'antenne, et la réponse fréquentielle obtenue pour chaque bande. Elle permet également de vérifier si les données extraites de CST sont suffisantes pour entraîner un modèle capable de prédire correctement le comportement de l'antenne.

Les performances obtenues pour les trois modèles mono-sorties sont les suivantes :

- 2,45 GHz : $R^2 = 0{,}9289$; $MSE = 0{,}0021$ et $RMSE = 0{,}0458$
- 3,5 GHz : $R^2 = 0{,}7839$; $MSE = 0{,}0023$ et $RMSE = 0{,}0480$
- 5,8 GHz : $R^2 = 0{,}7153$; $MSE = 0{,}0057$ et $RMSE = 0{,}0755$

Ces résultats montrent que le réseau neuronal arrive à apprendre la relation entre les paramètres géométriques de l'antenne et le coefficient de réflexion S_{11}. La meilleure précision est obtenue à 2,45 GHz, avec un coefficient de détermination élevé. Pour les fréquences 3,5 GHz et 5,8 GHz, les résultats restent acceptables, mais ils sont plus modérés. Cette différence peut être expliquée par la complexité du comportement

multibande de l'antenne, où une variation géométrique peut influencer plusieurs résonances en même temps.

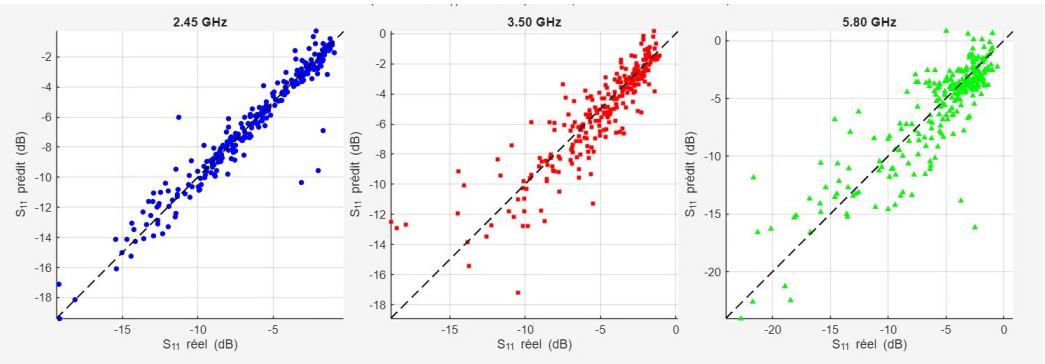


Figure 28. S_{11} simulés vs prédit (2.45 - 3.5 -5.8 GHz)

La figure 28 présente la comparaison entre les valeurs de S_{11} issues des simulations CST et les valeurs prédites par les modèles neuronaux pour les trois fréquences. Cette comparaison est réalisée à partir d'un ensemble de test non utilisé pendant l'entraînement, ce qui permet d'évaluer la capacité du modèle à généraliser sur de nouvelles configurations géométriques.

D'après cette première analyse, la réponse S_{11} peut être prédite de manière satisfaisante à partir des paramètres géométriques de l'antenne. Cependant, cette approche reste limitée, car chaque fréquence est traitée séparément. Elle ne permet donc pas de prendre en considération le comportement global de l'antenne sur les trois bandes en même temps. Pour cette raison, une modélisation tri-bande de S_{11} a ensuite été développée.

3.3.2 Modélisation tri-bande de S_{11}

Afin d'obtenir un modèle plus global, capable de prédire simultanément le coefficient de réflexion aux trois fréquences ciblées, les bases de données monofréquences ont été

regroupées dans une seule table multi-sorties. Pour chaque géométrie, cette table contient les quatre paramètres d'entrée et les trois valeurs de S_{11} correspondantes :

[a, n_1, n_2, n_3, $S_{11_2,45}$, $S_{11_3,5}$, $S_{11_5,8}$]

Cette organisation permet d'entraîner un seul modèle neuronal capable d'apprendre le comportement de l'antenne sur les trois bandes à la fois.

Afin de choisir l'architecture neuronale la plus adaptée, une analyse comparative a été réalisée. Dans un premier temps, plusieurs architectures standards ont été testées, incluant des réseaux à une seule couche cachée, avec 10, 20 et 30 neurones, ainsi que des réseaux à deux couches cachées, tels que 10–10, 20–20, 30–30, 50–30 et 80–40–20.

Les résultats de ce premier balayage ont montré que l'architecture 20–20 offre le meilleur compromis entre précision et stabilité. Cette architecture atteint un coefficient de détermination moyen $R^2 = 0,901$, avec des performances élevées sur les trois bandes : $R^2 = 0,961$ à 2,45 GHz, $R^2 = 0,910$ à 3,5 GHz et $R^2 = 0,833$ à 5,8 GHz.

Afin de confirmer ce choix, un deuxième balayage plus ciblé a été réalisé autour de cette architecture. Des réseaux intermédiaires, tels que 15–15, 25–25 et 30–30, ainsi que plusieurs architectures à trois couches cachées, ont été testés. Les résultats montrent que l'architecture 25–25 donne des performances proches de celles du modèle 20–20, mais sans amélioration significative. En revanche, les architectures plus profondes présentent une instabilité plus importante, avec des performances parfois variables selon l'initialisation.

Ainsi, l'architecture 20–20 a été retenue comme modèle final pour la prédiction tri-bande du coefficient de réflexion S_{11}. Ce choix est justifié par sa stabilité, sa bonne capacité de généralisation et son compromis entre simplicité et précision.

3.3.3 Performance globale du premier modèle de prédiction

Pour le modèle final de prédiction tri-bande de S_{11}, la base de données a été divisée en trois sous-ensembles : 70 % pour l'entraînement, 15 % pour la validation et 15 % pour le test. Cette séparation permet d'évaluer le modèle d'une manière plus réaliste. L'ensemble de validation est utilisé pendant l'apprentissage afin de contrôler la généralisation du réseau et d'éviter le sur-apprentissage.

Lorsque l'erreur de validation commence à augmenter, l'entraînement est arrêté afin d'éviter que le réseau apprenne uniquement les données d'entraînement. Cette méthode permet d'obtenir un modèle plus fiable, même si les valeurs de R^2 peuvent parfois être légèrement inférieures à celles obtenues dans des tests préliminaires.

Tableau 9. Résultats de performance du modèle multi-sorties S_{11} avec TRAINLM

Bande	R^2	MSE	RMSE
2,45 GHz	0,9698	0,000695	0,026363
3,50 GHz	0,8536	0,001725	0,041533
5,80 GHz	0,8323	0,003571	0,059758
Moyenne	0,8852	0,0020	0,0426

Les résultats du tableau 9 montrent que le modèle multi-sorties présente une bonne capacité de prédiction du coefficient de réflexion aux trois fréquences ciblées. Le coefficient de détermination moyen est égal à $R^2 = 0,8852$, ce qui montre que le réseau arrive à reproduire correctement les tendances obtenues par simulation CST.

La meilleure performance est obtenue à 2,45 GHz, où le modèle atteint un R^2 de 0,9698. Pour les fréquences 3,5 GHz et 5,8 GHz, les valeurs de R^2 sont légèrement plus faibles, mais elles restent satisfaisantes. Cette légère diminution peut être liée à la sensibilité plus élevée de l'antenne aux variations géométriques à ces fréquences, ainsi qu'aux interactions entre les différents éléments de la structure multibande.

La courbe d'apprentissage de la figure 29 montre une diminution rapide de l'erreur quadratique moyenne pendant les premières époques. Ensuite, les courbes d'entraînement, de validation et de test se stabilisent autour de valeurs proches. Cela indique que le modèle converge correctement et qu'il ne présente pas de sur-apprentissage important.

Ces résultats confirment que le modèle neuronal retenu est capable de prédire efficacement le coefficient de réflexion S_{11} à partir des paramètres géométriques de l'antenne. Il peut donc être utilisé comme outil de prédiction rapide afin de réduire le nombre de simulations CST nécessaires pendant la phase d'optimisation.

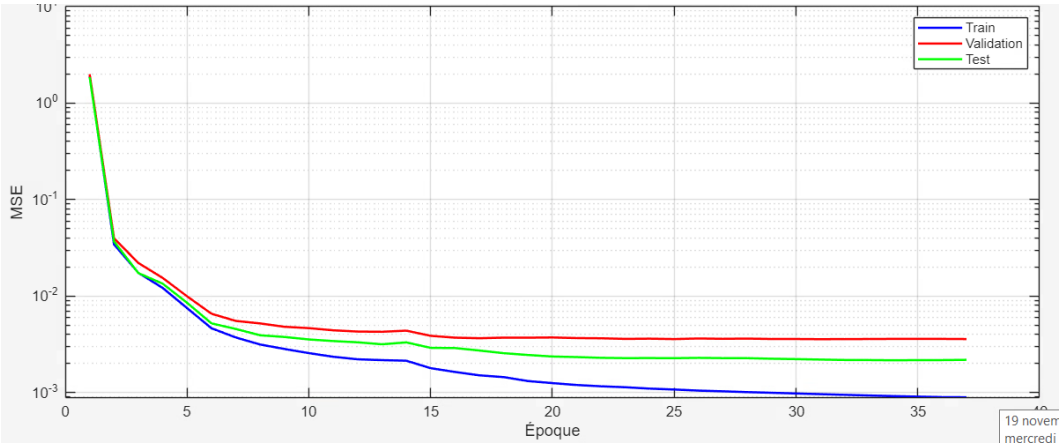


Figure 29. Courbe d`apprentissage de réseau de neurones de S_{11}

À partir du modèle final, une exploration massive de 50 000 géométries a été réalisée dans les intervalles de variation :

$$0.5 \leq a \leq 3$$

$$1.5 \leq n_1 \leq 6.5$$

$$5.5 \leq n_2 \leq 10.5$$

$$4.5 \leq n_3 \leq 9.5$$

Les prédictions montrent que 1237 géométries satisfont simultanément la condition dans les trois bandes

$$S_{11} < -10 \text{ dB}$$

Cette étape montre l'intérêt de l'intelligence artificielle dans le processus d'optimisation, car elle permet d'explorer rapidement un grand nombre de configurations et d'identifier les régions géométriques les plus prometteuses.

On peut donc conclure que ce premier modèle permet de créer une relation entre les paramètres géométriques de l'antenne et ses performances électromagnétiques. Il constitue ainsi une base solide pour la suite de l'optimisation, où le gain réalisé sera également intégré comme deuxième objectif.

3.3.4 Comparaison avec l'algorithme TRAINSCG

Dans le but d'évaluer l'influence de l'algorithme d'apprentissage sur les performances du modèle, un autre réseau neuronal a été testé pour la prédiction du coefficient de réflexion S_{11}, en utilisant l'algorithme TRAINSCG. TRAINSCG est un algorithme d'apprentissage basé sur le gradient conjugué mis à l'échelle, généralement utilisé pour entraîner les réseaux de neurones avec un coût de calcul raisonnable. Cette étape permet de comparer les résultats obtenus avec ceux du modèle basé sur TRAINLM et de choisir l'algorithme le plus adapté pour la suite de l'optimisation.

Tableau 10. Performance du modèle S_{11} avec TRAINSCG

Bande	R^2	MSE	RMSE
2,45 GHz	0,8662	0,003448	0,058720
3,5 GHz	0,7181	0,004766	0,069036
5,8 GHz	0,6683	0,006383	0,079894
Moyenne	0.7508	0,0049	0,0692

La comparaison montre que TRAINLM (tableau 9) présente de meilleures performances que TRAINSCG (tableau 10), avec un R^2 moyen plus élevé, passant de 0,7509 à 0,8852, et une erreur RMSE normalisée moyenne plus faible, passant de 0,0692 à 0,0426. Ainsi, TRAINLM a été retenu pour la prédiction du coefficient de réflexion S_{11}.

Ce choix est ensuite conservé pour la modélisation du gain réalisé et pour l'optimisation combinée S_{11}/gain.

3.4 Modélisation multi-objective

Après les résultats satisfaisants du modèle de prédiction mono-objectif, nous allons approfondir notre étude en construisant un modèle multi-objectif capable de prédire simultanément le coefficient de réflexion et le gain réalisé à chaque fréquence, comme le montre la figure 30.

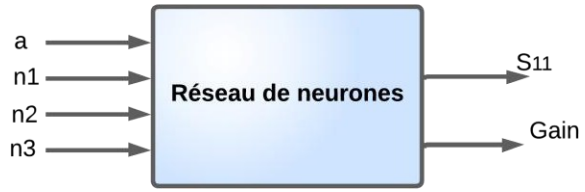


Figure 30. Modèle d'apprentissage automatique multiobjective

3.4.1 Prédiction mono-sortie du gain

Dans cette étape, un deuxième modèle neuronal est développé afin d'évaluer la capacité de l'apprentissage automatique à prédire le gain réalisé de l'antenne aux trois fréquences ciblées : 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Cette modélisation permet de vérifier si les paramètres géométriques a, n_1, n_2 et n_3 peuvent être utilisés pour estimer correctement les performances de rayonnement de l'antenne avant la construction du modèle final multi-sorties.

Cette étape est importante, car une bonne adaptation d'impédance ne garantit pas nécessairement un gain élevé. Il est donc nécessaire d'évaluer séparément la capacité du modèle à prédire le gain avant de combiner les deux objectifs dans un modèle global.

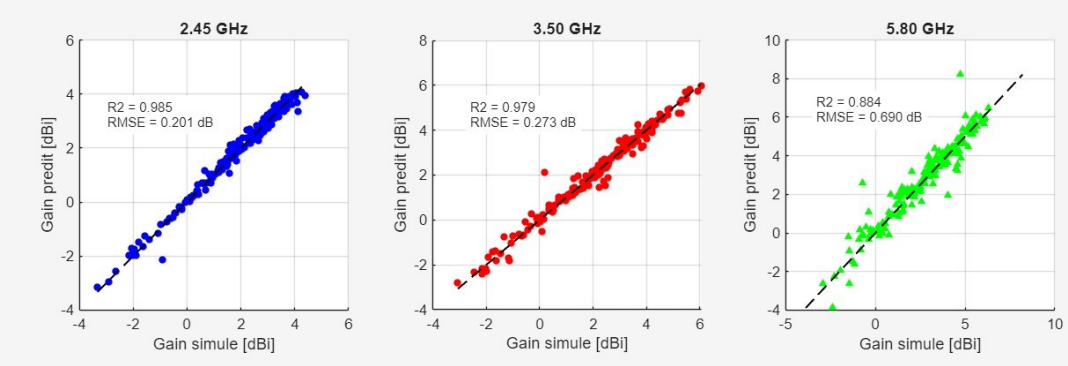


Figure 31. Gain simulés vs prédit (2.45 - 3.5 -5.8 GHz)

Dans un premier temps, la prédiction du gain réalisé a été étudiée séparément pour chaque fréquence cible. L'objectif de cette étape préliminaire est de vérifier si les paramètres géométriques de l'antenne permettent d'estimer correctement le gain réalisé à une fréquence donnée.

Les résultats obtenus montrent une bonne concordance entre les gains simulés sous CST et les gains prédits par le réseau de neurones. La figure 31 présente les gains simulés et prédits pour les trois fréquences. Les points sont globalement proches de la

droite idéale y = x, ce qui confirme la capacité du modèle à approximer le comportement du gain réalisé.

3.4.2 Modélisation tri-bande du gain

Après cette première validation monofréquence, un modèle neuronal multi-sorties a été développé afin de prédire simultanément les gains réalisés aux trois fréquences ciblées. Cette approche est plus adaptée à l'optimisation finale, car elle permet d'évaluer en une seule étape les performances de rayonnement de l'antenne sur les trois bandes.

Le modèle neuronal utilisé est un réseau de neurones multicouche de type feedforward, entraîné avec l'algorithme Levenberg-Marquardt, noté TRAINLM. Les quatre paramètres géométriques de l'antenne sont considérés comme entrées du réseau, tandis que les trois gains réalisés aux fréquences ciblées constituent les sorties du modèle.

Avant l'entraînement, les données d'entrée et de sortie sont normalisées entre 0 et 1 afin d'améliorer la stabilité de l'apprentissage et d'éviter qu'une variable domine les autres en raison de son ordre de grandeur. La base de données est ensuite divisée en trois sous-ensembles : 70 % pour l'entraînement, 15 % pour la validation et 15 % pour le test. L'architecture retenue pour ce modèle est composée de deux couches cachées, avec 30 neurones dans la première couche et 20 neurones dans la deuxième couche.

Le modèle est ensuite évalué sur l'ensemble de test en comparant les valeurs de gain prédites par le réseau aux valeurs issues des simulations CST. Les critères utilisés sont le coefficient de détermination R^2, l'erreur quadratique moyenne MSE et la racine de l'erreur quadratique moyenne RMSE.

Tableau 11. Modèle multi-sorties du gain

Bande	R^2	MSE	RMSE
2,45 GHz	0,9763	0,1624	0,4030
3,5 GHz	0,9780	0,0927	0,3044
5,8 GHz	0,9393	0,2176	0,4665
Moyenne	0,9645	0,1576	0,3913

Le modèle multi-sorties du gain présente de bonnes performances de prédiction, avec un coefficient de détermination moyen de $R^2 = 0,9645$ et une erreur moyenne RMSE = 0,3913. Les erreurs restent faibles pour les trois fréquences, ce qui confirme la capacité du réseau neuronal à prédire simultanément les gains réalisés aux trois bandes ciblées

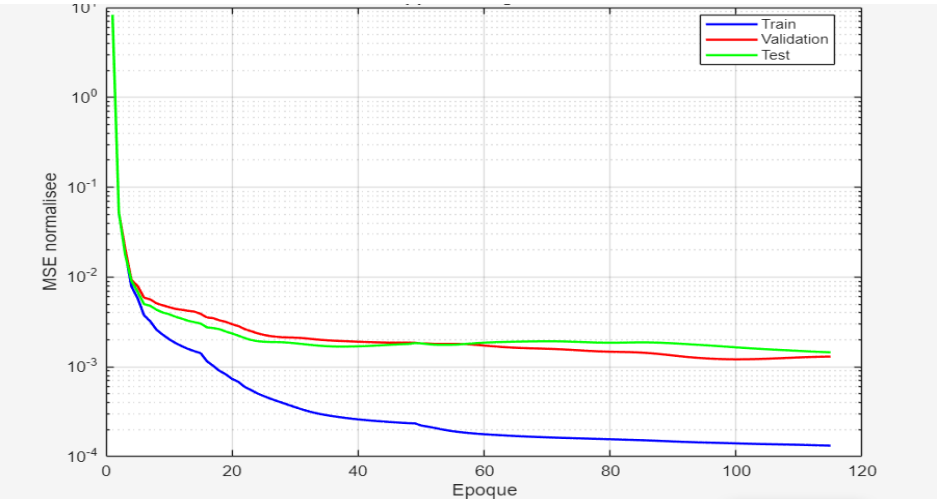


Figure 32. Courbes d'apprentissage du modèle neuronal utilisé pour la prédiction du gain réalisé aux trois fréquences ciblées.

La figure 32 présente l'évolution de l'erreur quadratique moyenne normalisée pendant l'apprentissage du modèle de prédiction du gain réalisé. On observe une diminution rapide de l'erreur durant les premières époques, suivie d'une stabilisation progressive des courbes de validation et de test. Les erreurs de validation et de test restent proches, ce qui indique une bonne capacité de généralisation du modèle. L'écart observé avec l'erreur d'entraînement montre que le réseau apprend efficacement les données d'apprentissage, tout en conservant une performance satisfaisante sur des données non utilisées pendant l'entraînement.

3.5 Optimisation finale combinée S_{11}/Gain

Après la validation des modèles neuronaux de prédiction du coefficient de réflexion S_{11} et du gain réalisé, une optimisation finale combinée a été réalisée. L'objectif de cette étape est d'exploiter les deux modèles afin d'explorer rapidement un grand nombre de géométries candidates et d'identifier les structures présentant le meilleur compromis entre adaptation d'impédance et gain réalisé.

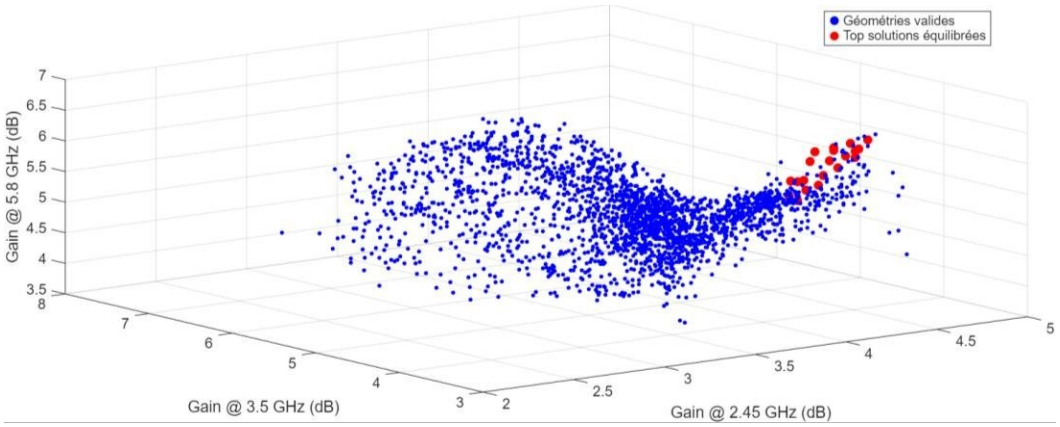


Figure 33. Solutions valides S_{11} et meilleures géométries selon le gain

L'approche adoptée repose sur une exploration massive de l'espace géométrique. Un ensemble de 100 000 géométries candidates a été généré aléatoirement dans les bornes définies pour les paramètres a, n_1, n_2 et n_3. Pour chaque géométrie générée, le modèle neuronal de S_{11} prédit les valeurs du coefficient de réflexion aux trois fréquences ciblées, tandis que le modèle neuronal du gain prédit les gains réalisés correspondants.

Dans un premier temps, une contrainte stricte d'adaptation d'impédance est appliquée. Seules les géométries vérifiant la condition suivante sont conservées :

$$S_{11_2,45} < -10 \text{ dB}$$

$$S_{11_3,5} < -10 \text{ dB}$$

$$S_{11_5,8} < -10 \text{ dB}$$

Cette étape permet d'éliminer toutes les géométries qui ne présentent pas une bonne adaptation simultanée aux trois fréquences. Les géométries restantes sont ensuite considérées comme des candidats valides pour l'optimisation du gain.

Parmi ces candidats valides, trois critères de classement ont été étudiés :

Tableau 12. Critères de classement utilisés pour la sélection des géométries optimales selon les gains prédits aux trois fréquences ciblées.

Critère	Définition	Objectif
Somme des gains	Gain 2,45 + Gain 3,5 + Gain 5,8	Maximiser le gain global sur les trois bandes
Compromis équilibré	Min (Gain 2,45; Gain 3,5; Gain 5,8)	Maximiser le plus faible gain afin d'éviter une bande pénalisée
Priorité à 5,8 GHz	Gain 5,8	Favoriser la performance à la fréquence la plus élevée

Cette stratégie permet de ne pas choisir une géométrie uniquement à partir d'un seul critère. La maximisation de la somme des gains favorise les structures ayant une performance globale élevée, tandis que le critère du gain minimal permet d'obtenir une solution plus équilibrée entre les trois fréquences. Le troisième critère permet d'analyser les géométries qui favorisent particulièrement la bande 5,8 GHz.

Les meilleures géométries issues de ces trois classements ont ensuite été comparées, puis plusieurs candidats ont été sélectionnés pour une validation électromagnétique complète sous CST. Cette étape de validation est essentielle, car les modèles neuronaux sont utilisés comme outils de présélection, tandis que les simulations CST permettent de confirmer les performances réelles des géométries proposées.

Tableau 13. Comparaison entre les performances prédites par l'IA et les performances simulées

Candidat	Fréquence (GHz)	S11 prédit (dB)	S11 simulé (dB)	Gain prédit (dBi)	Gain simulé (dBi)
Candidat 1	2,45	-21,094	-20,602	4,484	4,43
	3,5	-11,520	-10,239	4,381	4,32
	5,8	-19,517	-12,946	5,413	5,24
Candidat 2	2,45	-13,735	-14,489	3,493	3,48
	3,5	-13,802	-13,920	6,178	5,63
	5,8	-14,198	-15,845	6,024	5,78
Candidat 3	2,45	-13,446	-13,903	3,500	3,44
	3,5	-13,212	-13,510	6,155	5,62
	5,8	-16,664	-21,119	6,103	5,87

Trois géométries optimales ont ainsi été testées sous CST. Les résultats obtenus montrent que les candidats proposés par l'IA respectent globalement la condition $S_{11} < -10$ dB aux trois fréquences et présentent des gains réalisés élevés. La géométrie finalement retenue est celle qui offre le meilleur compromis entre adaptation d'impédance, gain réalisé et efficacité totale.

D'après les résultats du tableau 13, les écarts entre les valeurs prédites et simulées restent acceptables, ce qui confirme que les modèles neuronaux constituent un outil efficace pour orienter la recherche vers des géométries performantes.

Le candidat 1 présente une très bonne adaptation à 2,45 GHz, mais ses gains à 3,5 GHz et 5,8 GHz sont inférieurs à ceux obtenus avec les deux autres candidats. Le candidat 2 offre des gains élevés à 3,5 GHz et 5,8 GHz, avec une bonne concordance entre les valeurs prédites et simulées. Cependant, le candidat 3 présente le meilleur compromis global, notamment grâce à son gain simulé plus élevé à 5,8 GHz, tout en maintenant une adaptation satisfaisante aux trois fréquences.

Nous avons donc choisi le candidat 3 comme structure finale, en raison de son bon compromis entre adaptation d'impédance, gain réalisé et efficacité totale. Par la suite, nous présenterons les performances détaillées de l'antenne finale retenue.

3.6 Validation finale de l'antenne optimisée

Après la sélection du candidat optimal à l'aide des modèles neuronaux, une validation électromagnétique complète a été réalisée sous CST Microwave Studio. Cette section présente les performances finales de l'antenne optimisée, notamment le coefficient de réflexion S_{11}, le gain réalisé, l'efficacité totale, les diagrammes de rayonnement ainsi que le comportement en polarisation circulaire.

3.6.1 Géométrie finale retenue

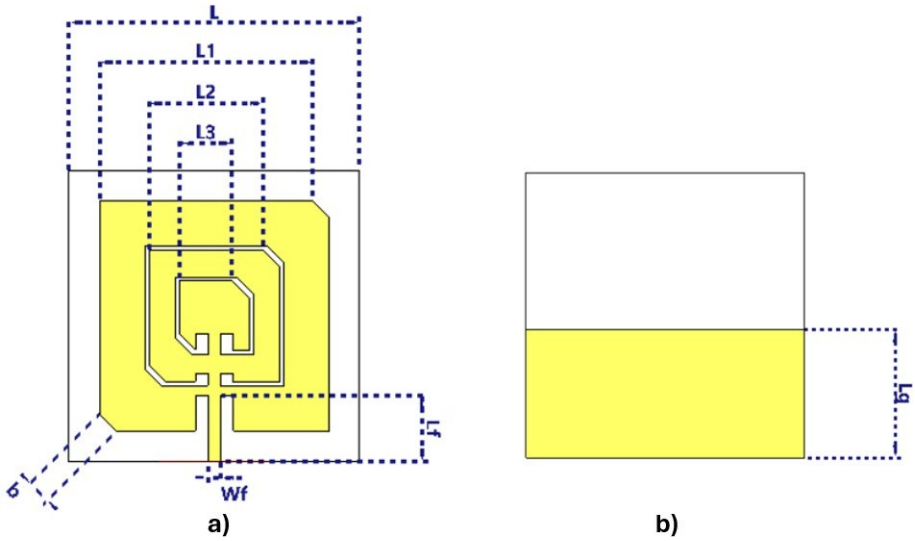


Figure 34. Géométrie finale de l'antenne multibande

À la suite de l'optimisation combinée basée sur le coefficient de réflexion S_{11} et le gain réalisé, le candidat 3 a été retenu comme géométrie finale de l'antenne. Ce choix est justifié par son bon compromis entre l'adaptation d'impédance aux trois fréquences ciblées, le gain réalisé et l'efficacité totale. La figure 34 présente la structure finale de l'antenne optimisée ainsi que le tableau 14 présente ses principales dimensions géométriques.

Les valeurs optimisées obtenues par le modèle d'intelligence artificielle pour les paramètres géométriques a, n_1, n_2 et n_3 sont respectivement égales à 1,8778 mm, 4,6627 mm, 8,8854 mm et 5,1774 mm. Afin de faciliter la réalisation de la structure et de conserver des dimensions pratiques, ces valeurs ont été légèrement arrondies. Les dimensions finales retenues sont donc a = 1,9 mm, n_1 = 4,8 mm, n_2 = 8,8 mm et n_3 = 5,2 mm.

Tableau 14. Dimensions finales de l'antenne proposée

Paramètres	Description	Valeur (mm)
L	Longueur du substrat	69
L_g	Longueur du plan de masse	31.2
L_1	Longueur du patch principal	50.5
L_2	Longueur du deuxième patch	27.2
L_3	Longueur du troisième patch	12.5
a	Espacement	1.9
b	Longueur de troncature du coin	5.7
W_f	Largeur de la ligne d'alimentation, adaptée à 50 Ω	3

3.6.2 Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne optimisée

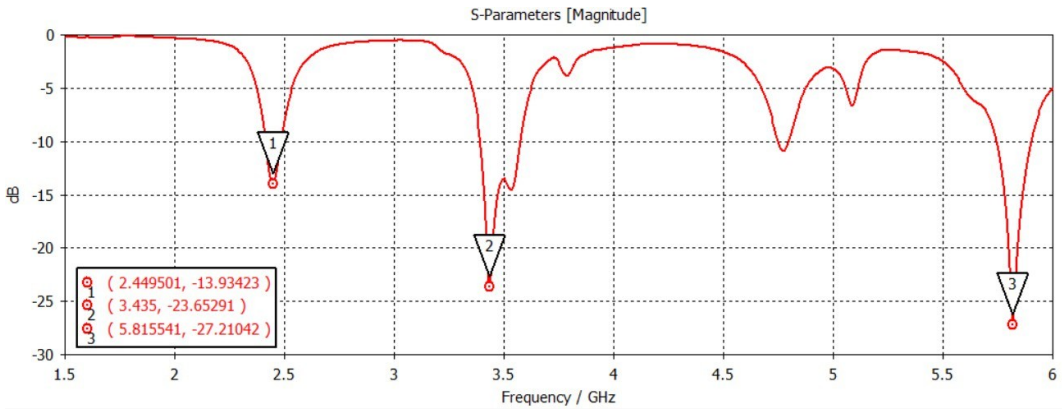


Figure 35. Coefficient de réflexion S_{11} simulé de l'antenne optimisée aux trois fréquences ciblées.

La figure 35 présente le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne optimisée après la sélection de la géométrie finale. Les résultats montrent que l'antenne présente une bonne adaptation d'impédance aux trois fréquences ciblées, soit 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Les minima obtenus sont respectivement de −13,93 dB à 2,45 GHz, −23,65 dB à 3,43 GHz et −27,21 dB à 5,81 GHz. De plus, les valeurs de S_{11} aux fréquences exactes ciblées restent inférieures à −10 dB, ce qui confirme que l'antenne optimisée couvre correctement les trois bandes visées.

Ces résultats confirment que l'optimisation par intelligence artificielle a permis d'obtenir une géométrie finale assurant une adaptation d'impédance satisfaisante sur les trois bandes de fonctionnement.

3.6.3 Gain réalisé, directivité et efficacité totale

Tableau 15.Gain réalisé, directivité et efficacité totale de l'antenne optimisée par IA

Bandes (GHz)	Gain (dBi)	Directivité (dBi)	Efficacité (%)
2,45	3.44	4.39	80.33
3,5	5.62	6.58	80.21
5,8	5.87	6.77	81.42

Le Tableau 15 présente le gain réalisé, la directivité et l'efficacité totale de l'antenne optimisée aux trois fréquences ciblées. Les résultats montrent que l'antenne présente des gains réalisés positifs sur l'ensemble des bandes, avec des valeurs de 3,44 dBi à 2,45 GHz, 5,62 dBi à 3,5 GHz et 5,87 dBi à 5,8 GHz. On observe que le gain réalisé augmente avec la fréquence, ce qui traduit une amélioration des performances de rayonnement aux fréquences les plus élevées.

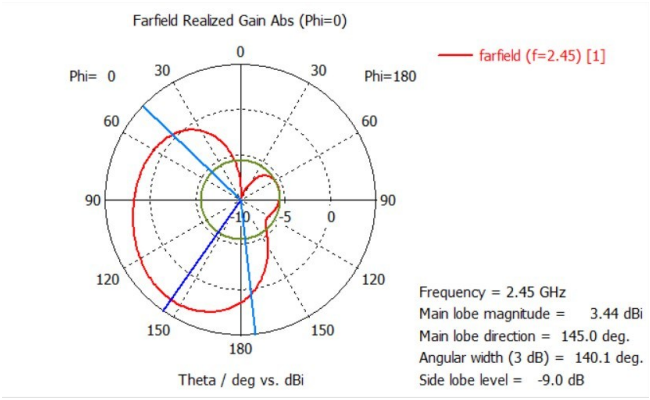
La directivité suit également la même tendance, avec des valeurs respectives de 4,39 dBi, 6,58 dBi et 6,77 dBi à 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. L'écart limité entre la directivité et le gain réalisé indique que les pertes globales de l'antenne restent relativement faibles.

L'efficacité totale obtenue est supérieure à 80 % pour les trois bandes, avec 80,33 % à 2,45 GHz, 80,21 % à 3,5 GHz et 81,42 % à 5,8 GHz. Ces valeurs montrent que l'antenne conserve une bonne capacité à convertir la puissance incidente en puissance rayonnée, tout en limitant les pertes liées à l'adaptation d'impédance et aux matériaux. Dans le contexte de la récupération d'énergie RF ambiante, cette efficacité élevée est particulièrement importante, car la puissance disponible dans l'environnement est généralement faible.

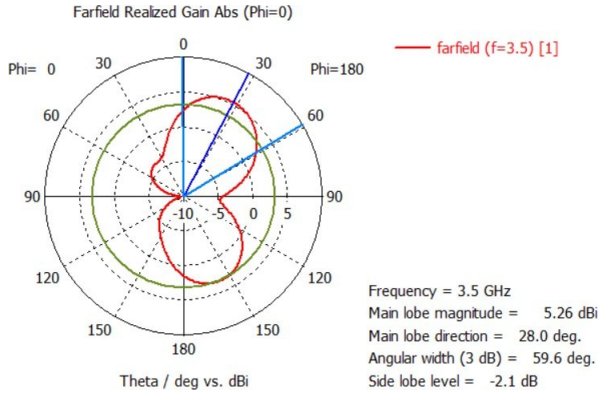
Ainsi, les résultats obtenus confirment que l'antenne optimisée présente un bon compromis entre adaptation d'impédance, gain réalisé, directivité et efficacité totale aux trois fréquences de fonctionnement.

3.6.4 Diagrammes de rayonnement

La figure 36 présente les diagrammes de rayonnement 2D du gain réalisé de l'antenne optimisée dans le plan, aux trois fréquences ciblées : 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Cette représentation permet d'analyser la variation du rayonnement en fonction de l'angle et d'observer la direction principale du rayonnement dans un plan vertical de l'antenne.



a)



b)

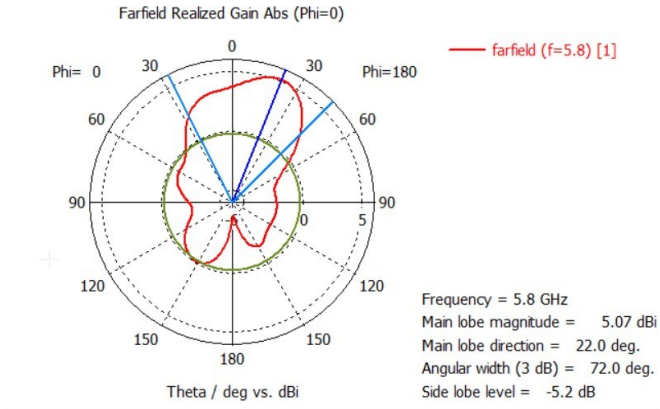


Figure 36. Diagrammes de rayonnement 2D du gain réalisé de l'antenne optimisée dans le plan φ = 0° aux fréquences 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz.

À 2,45 GHz, l'antenne présente un gain réalisé maximal de 3,44 dBi dans cette coupe, avec une direction principale située à θ = 145°. La largeur angulaire à 3 dB est de 140,1°, ce qui indique un rayonnement relativement large. Cette caractéristique peut être avantageuse dans le contexte de la récupération d'énergie RF, où les sources électromagnétiques ambiantes peuvent provenir de plusieurs directions.

À 3,5 GHz, le gain réalisé maximal dans le plan φ = 0° atteint 5,26 dBi, avec une direction principale à θ = 28° et une largeur angulaire à 3 dB de 59,6°. Cette fréquence présente donc un rayonnement plus directif que celui observé à 2,45 GHz.

À 5,8 GHz, le gain réalisé maximal est de 5,07 dBi dans cette coupe, avec une direction principale à θ = 22° et une largeur angulaire à 3 dB de 72°. Le niveau des lobes secondaires est de −5,2 dB, ce qui reste acceptable pour une antenne multibande.

Globalement, les diagrammes de rayonnement montrent que l'antenne optimisée présente un rayonnement exploitable aux trois fréquences ciblées. Les gains réalisés restent positifs et élevés, en particulier à 3,5 GHz et 5,8 GHz. Les variations de direction et de largeur du lobe principal sont normales pour une antenne multibande, car chaque fréquence est influencée différemment par les éléments géométriques de la structure.

3.6.5 Analyse du rapport axial et de la polarisation

Tableau 16. Rapport axial de l'antenne optimisée aux fréquences ciblées

Fréquence	Rapport axial AR (dB)	Interprétation
2,45 GHz	2,74	Polarisation circulaire obtenue
3,5 GHz	9,79	Polarisation circulaire non obtenue
5,8 GHz	17,19	Polarisation circulaire non obtenue

Le rapport axial de l'antenne optimisée a été évalué afin d'analyser son comportement de polarisation aux trois fréquences ciblées. La condition généralement utilisée pour identifier une polarisation circulaire correspond à un rapport axial inférieur à 3 dB.

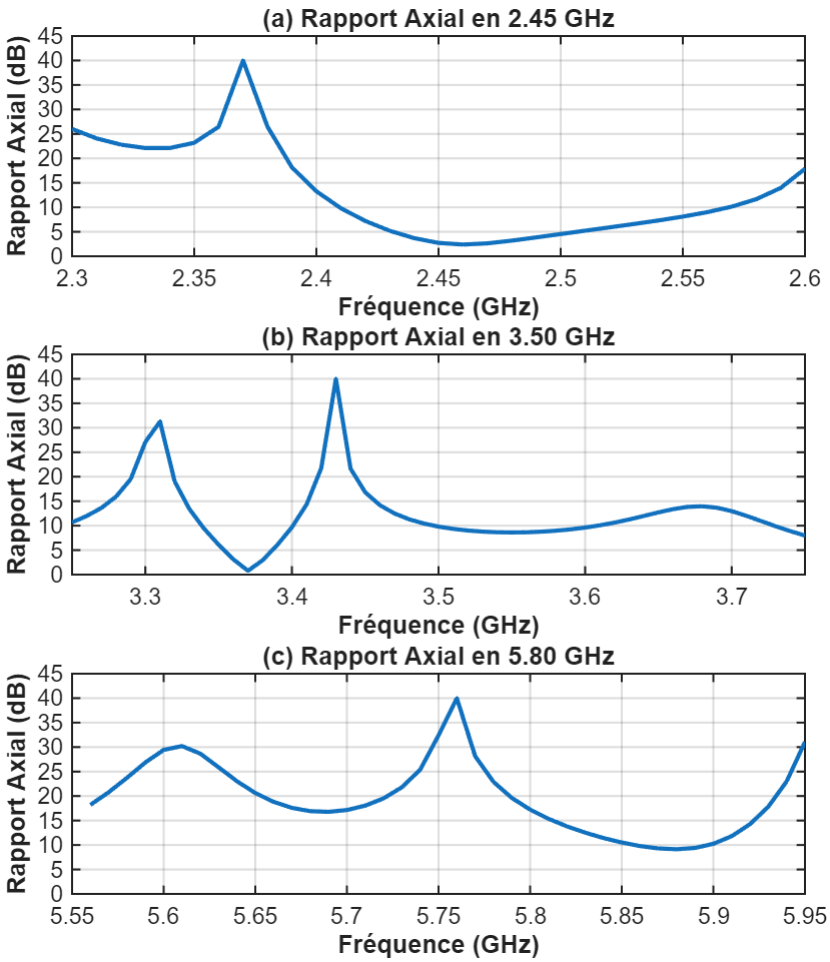


Figure 37. Rapport axial simulé en fonction de la fréquence de l'antenne optimisée

D'après les résultats obtenus, cette condition est satisfaite uniquement à 2,45 GHz, où le rapport axial atteint 2,74 dB. Cela indique que l'antenne présente une polarisation circulaire à cette fréquence. En revanche, aux fréquences de 3,5 GHz et 5,8 GHz, les valeurs du rapport axial sont respectivement de 9,79 dB et 17,19 dB. Ces valeurs étant

nettement supérieures à 3 dB, la polarisation circulaire n'est pas obtenue sur ces deux bandes.

Ces résultats montrent que l'optimisation réalisée a permis d'améliorer principalement l'adaptation d'impédance et le gain réalisé, mais n'a pas permis d'assurer une polarisation circulaire sur l'ensemble des trois fréquences. L'obtention d'une polarisation circulaire simultanée sur plusieurs bandes reste une tâche complexe, car elle dépend fortement de la distribution des courants, de la géométrie de l'antenne et du déphasage entre les modes orthogonaux.

Ainsi, l'antenne optimisée présente une polarisation circulaire à 2,45 GHz, tandis que les bandes de 3,5 GHz et 5,8 GHz ne satisfont pas le critère AR < 3 dB. Ce résultat constitue une limite de la structure optimisée actuelle. Toutefois, l'antenne conserve des performances satisfaisantes en termes d'adaptation d'impédance, de gain réalisé et d'efficacité totale sur les trois bandes ciblées, ce qui reste pertinent pour une application de récupération d'énergie RF ambiante. Une optimisation future pourrait intégrer le rapport axial comme objectif supplémentaire afin d'améliorer le comportement en polarisation sur les trois fréquences.

3.7 Synthèse des performances finales

3.7.1 Comparaison avant/après optimisation par IA

Tableau 17. Comparaison des performances de l'antenne avant et après optimisation par IA

Fréquence	Gain avant l'IA	Gain après l'IA	Directivité avant l'IA	Directivité après l'IA	Efficacité avant l'IA	Efficacité après l'IA
2,45 GHz	3,71 dBi	3,44 dBi	4,83 dBi	4,39 dBi	76,5 (%)	80,33 (%)
3,5 GHz	4,35 dBi	5,62 dBi	5,88 dBi	6,58 dBi	70,2 (%)	80,21 (%)
5,8 GHz	5,26 dBi	5,87 dBi	6,24 dBi	6,77 dBi	79,8 (%)	81,42 (%)

Le tableau 17 présente une comparaison entre les performances de l'antenne avant et après l'optimisation par intelligence artificielle. Les résultats montrent que l'optimisation permet d'améliorer globalement les performances de l'antenne, en particulier aux fréquences 3,5 GHz et 5,8 GHz.

À 2,45 GHz, le gain réalisé passe de 3,71 dBi à 3,44 dBi, ce qui représente une légère diminution. Cependant, l'efficacité totale augmente de 76,5 % à 80,33 %, ce qui montre que l'antenne conserve une bonne performance globale à cette fréquence. De plus, cette bande reste correctement adaptée et présente un comportement favorable en polarisation.

À 3,5 GHz, l'amélioration est plus importante. Le gain réalisé augmente de 4,35 dBi à 5,62 dBi, tandis que l'efficacité totale passe de 70,2 % à 80,21 %.

À 5,8 GHz, le gain réalisé augmente également, passant de 5,26 dBi à 5,87 dBi, avec une efficacité totale qui passe de 79,8 % à 81,42 %. Cette bande présente donc les meilleures performances finales en termes de gain et d'efficacité.

Globalement, même si une légère diminution du gain est observée à 2,45 GHz, l'antenne optimisée présente un meilleur compromis sur l'ensemble des trois bandes. L'optimisation par intelligence artificielle a permis d'améliorer le gain aux fréquences 3,5 GHz et 5,8 GHz, tout en maintenant une efficacité totale supérieure à 80 % sur les trois bandes ciblées.

Ces résultats confirment l'intérêt de l'approche d'optimisation basée sur l'intelligence artificielle, qui permet d'identifier une géométrie finale offrant un bon compromis entre adaptation d'impédance, gain réalisé, directivité et efficacité totale pour une application de récupération d'énergie RF multibande.

3.7.2 Comparaison avec les travaux de la littérature

Afin de situer les performances de l'antenne optimisée, une comparaison avec quelques travaux existants de la littérature est présentée dans le tableau 18, en termes de bandes de fonctionnement, de gain réalisé et d'efficacité totale.

Le tableau 18 permet de positionner les performances de l'antenne proposée par rapport à plusieurs structures rapportées dans la littérature. Bien que les travaux comparés présentent des configurations et des bandes de fonctionnement différentes, cette synthèse met en évidence le bon compromis obtenu entre couverture multibande, gain réalisé et efficacité totale. En effet, l'antenne proposée couvre les trois bandes ciblées dans ce travail, soit 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz, avec des gains réalisés de 3,44 dBi, 5,62 dBi et 5,87 dBi. L'efficacité totale reste également supérieure à 80 % sur les trois bandes, ce qui constitue un résultat intéressant pour une application de récupération d'énergie RF ambiante.

Tableau 18. Comparaison des performances de l'antenne proposée avec des travaux de la littérature

Référence	Fréquences	Gain	Efficacité
[13]	1,8 / 2,1 / 2,45 GHz	−0,4 / 0,8 / 1,7 dBi	—
[14]	1,71–1,80 / 2,33–2,60 / 3,3–3,6 GHz	−0,5 à 1,6 dBi; −0,25 à 2,25 dBi	25–37 %; 22,5–32,5 %
[22]	2,45 GHz	4,71 dBi	—
[23]	2,4 GHz	3,3–3,9 dBi	—
[24]	1.8/ 2.1/ 2.6 GHz	2.9 dBi	70%
Antenne proposée	2,45 / 3,5 / 5,8 GHz	3,44 / 5,62 / 5,87 dBi	80,33 / 80,21 / 81,42 %

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, une démarche d'optimisation basée sur l'intelligence artificielle a été proposée afin d'améliorer les performances de l'antenne multibande. Plus précisément, un réseau de neurones a été utilisé pour modéliser la relation entre les paramètres géométriques de l'antenne et ses performances électromagnétiques, notamment le coefficient de réflexion S_{11} et le gain réalisé. Cette approche se justifie par la capacité des réseaux de neurones à approximer des relations complexes et non linéaires, tout en réduisant le recours aux simulations électromagnétiques répétitives.

Les performances de la structure finale optimisée ont ensuite été validées par simulation électromagnétique. Les résultats obtenus ont été comparés à ceux de l'antenne initiale afin de mettre en évidence l'apport de l'optimisation par réseau de neurones. Cette comparaison a montré une amélioration globale des performances, notamment en termes d'adaptation d'impédance, de gain réalisé et d'efficacité totale sur les trois bandes ciblées.

Enfin, une comparaison avec des antennes de référence dédiées à la récupération d'énergie RF a été présentée afin de situer les performances de l'antenne proposée par rapport aux travaux existants. Les résultats obtenus confirment l'intérêt de l'approche proposée pour la conception et l'optimisation d'antennes multibande appliquées à la récupération d'énergie RF ambiante.

Le prochain chapitre sera consacré à la conception et à l'optimisation des circuits de conversion RF/DC du système rectenna.

4. Chapitre 4 : Conception et optimisation des circuits de conversion RF/DC

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au circuit de conversion RF/DC, qui constitue un élément essentiel du système Rectenna. Son rôle est de convertir le signal RF reçu par l'antenne en une tension continue, qui peut ensuite être transmise à une charge ou stockée.

Afin d'améliorer le rendement de conversion, nous allons étudier le choix de la topologie du redresseur, des composants utilisés, notamment la diode Schottky, ainsi que la charge optimale. Enfin, une analyse des pertes sera présentée afin d'identifier les principaux facteurs qui influencent l'efficacité du circuit de conversion RF/DC.

4.2 Topologie de Conversion RF/DC Adoptée : justification et analyse

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les différentes topologies utilisées dans les circuits de conversion RF/DC. De manière générale, ces circuits peuvent être classés en deux catégories principales : les convertisseurs à demi-onde et les convertisseurs à onde complète.

Dans le cadre de notre application, la configuration à demi-onde n'est pas la plus adaptée, car l'objectif principal est d'obtenir un rendement de conversion aussi élevé que possible, surtout lorsque la puissance RF disponible est très faible. Il est donc préférable d'opter pour une configuration à onde complète, qui permet une meilleure exploitation du signal RF reçu.

De plus, pour les applications fonctionnant aux hautes fréquences et à très faibles puissances, la technologie microruban présente un intérêt important. Elle permet une bonne adaptation aux fréquences RF, une structure compacte et des pertes d'insertion relativement faibles.

Nous avons également montré que l'utilisation d'un nombre minimal de diodes dans le processus de redressement permet de réduire les pertes associées aux composants non linéaires et de limiter la génération d'harmoniques supplémentaires dans le signal.

Ainsi, le convertisseur RF/DC à double diode représente un choix approprié pour notre application. Cette topologie présente une structure compacte et peut être réalisée en technologie microruban. De plus, l'intégration de stubs dans la structure permet de limiter le besoin d'ajouter des filtres passe-bande RF ou des filtres passe-bas DC, ce qui contribue à réduire la complexité, les dimensions et le coût du circuit de conversion.

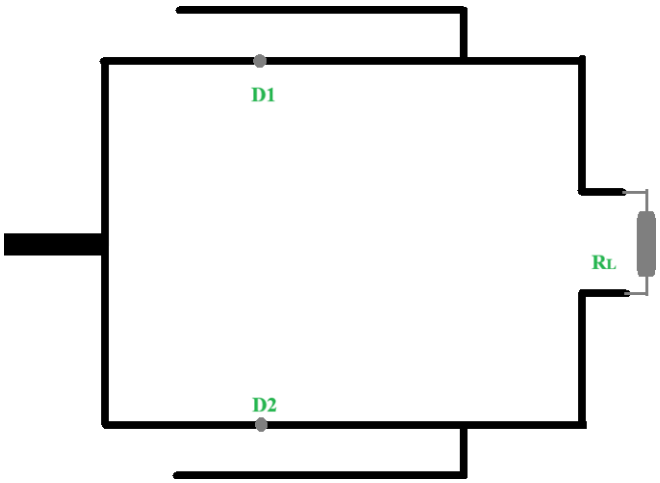


Figure 38. Schéma du circuit de conversion double diode

4.3 Étude des pertes dans un circuit de conversion RF/DC

4.3.1 Pertes dans le substrat

a. Effet de tan δ du substrat sur les pertes de conversion

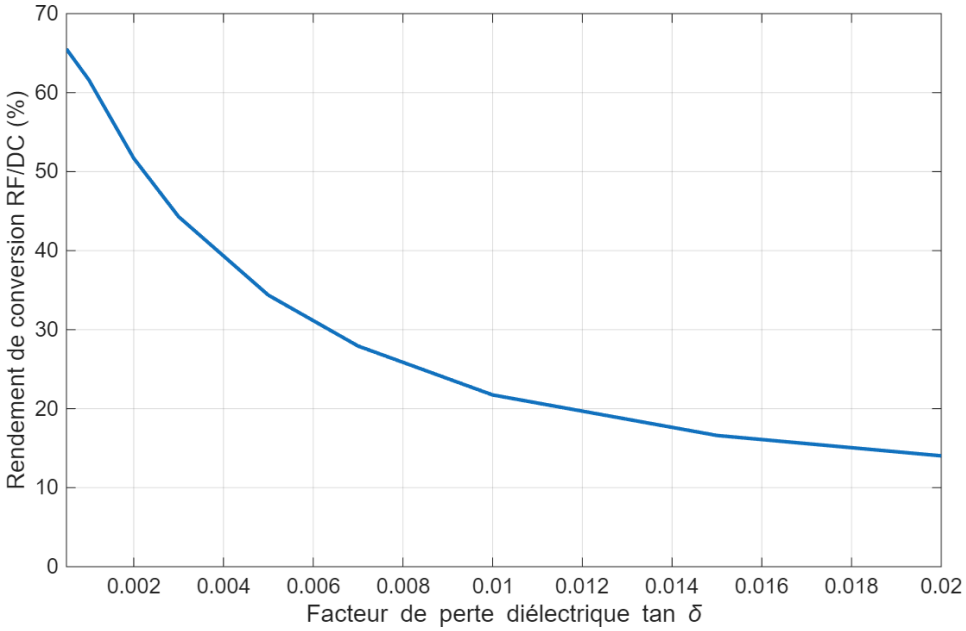


Figure 39. Effet de la tangente de perte δ sur le rendement de conversion

La tangente de perte (tan δ) est une mesure de la dispersion de l'énergie dans le substrat, qui est causée essentiellement par les pertes diélectriques. Elle est le rapport entre la partie imaginaire et la partie réelle de la permittivité complexe du support.

La figure 39 présente l'effet du facteur de perte diélectrique tan δ sur le rendement de conversion RF/DC. On remarque que le rendement diminue progressivement lorsque tan δ augmente. Pour une faible valeur de tan δ = 0,0005, le rendement atteint 65,52 %, tandis qu'il chute à 14,03 % lorsque tan δ atteint 0,02. Cette diminution s'explique par l'augmentation des pertes diélectriques dans le substrat, qui réduit la puissance transmise efficacement vers la charge.

Cette étude préliminaire montre donc l'importance du choix d'un substrat à faibles pertes pour améliorer le rendement de conversion RF/DC, en particulier dans les

applications de récupération d'énergie où la puissance RF disponible est généralement faible.

b. Effet de l'épaisseur du substrat sur les pertes de conversion

L'épaisseur du substrat est un paramètre important qui influence le comportement électromagnétique d'un circuit RF. Elle agit à la fois sur l'impédance caractéristique des lignes microruban, sur l'adaptation d'impédance et sur les pertes de propagation. Un substrat trop épais peut entraîner une désadaptation du circuit et augmenter les réflexions du signal, ce qui réduit la puissance transmise vers la charge. De plus, lorsque le volume du matériau diélectrique augmente, les pertes diélectriques peuvent devenir plus importantes, en particulier si la tangente de perte du substrat est élevée.

Cependant, un substrat très fin peut également présenter certaines limites. Il peut rendre la conception des lignes microruban plus contraignante et réduire la robustesse mécanique du circuit, ce qui peut affecter la stabilité du système [21].

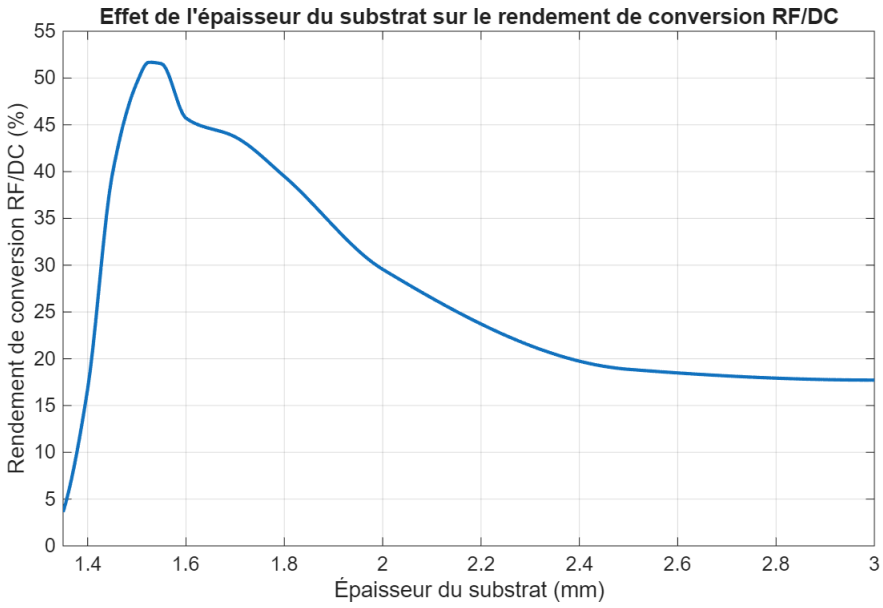


Figure 40. L'effet de l'épaisseur du substrat sur le rendement de conversion

La figure 40 présente l'effet de l'épaisseur du substrat sur le rendement de conversion RF/DC. L'analyse est présentée à partir de 1,35 mm afin de mieux visualiser la zone où le rendement devient significatif. On remarque que le rendement augmente rapidement lorsque l'épaisseur du substrat passe de 1,35 mm à environ 1,524 mm, où il atteint une valeur maximale de 51,69 %. Au-delà de cette valeur, le rendement diminue progressivement avec l'augmentation de l'épaisseur.

Cette variation montre que l'épaisseur du substrat influence fortement le comportement du circuit de conversion. Cette influence peut être liée à la fois aux pertes dans le substrat et à la modification de l'adaptation d'impédance des lignes microruban. Dans cette étude préliminaire, une épaisseur proche de 1,524 mm présente donc le meilleur compromis pour le rendement de conversion RF/DC.

4.3.2 Pertes dans le conducteur

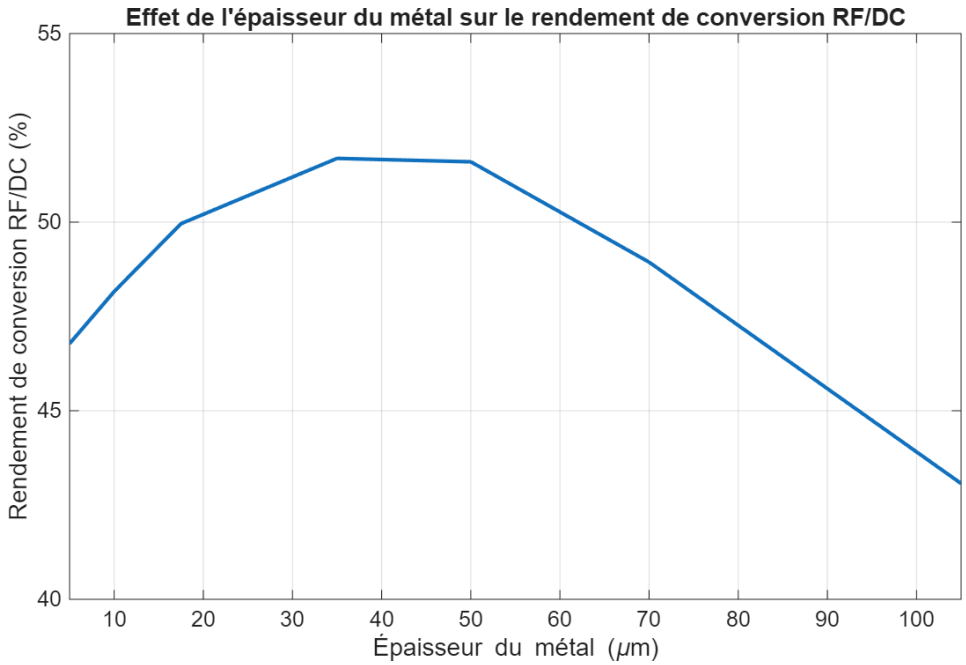


Figure 41. Effet de l'épaisseur du conducteur sur le rendement de conversion

La figure 41 présente l'influence de l'épaisseur du métal sur le rendement de conversion RF/DC. On remarque que le rendement augmente progressivement lorsque l'épaisseur du métal passe de 5 µm à 35 µm, atteignant une valeur maximale de 51,69 %. Cette amélioration peut être liée à la diminution des pertes conductrices lorsque l'épaisseur métallique devient suffisante.

Au-delà de 35 µm, le rendement reste presque stable jusqu'à 50 µm, puis diminue pour des épaisseurs plus élevées. Cette variation montre que l'augmentation de l'épaisseur du métal n'entraîne pas toujours une amélioration continue du rendement. Dans cette étude préliminaire, l'épaisseur de 35 µm représente donc un bon compromis, ce qui correspond aussi à une valeur couramment utilisée pour les métallisations en cuivre dans les circuits imprimés.

À travers ces trois études préliminaires, nous avons montré que les paramètres physiques du circuit influencent directement le rendement de conversion RF/DC. L'augmentation du facteur de perte diélectrique *tan δ* entraîne une diminution importante du rendement, ce qui confirme l'intérêt d'utiliser un substrat à faibles pertes. L'étude de l'épaisseur du métal montre qu'une métallisation suffisante permet de limiter les pertes conductrices, avec un meilleur compromis autour de 35 µm. Enfin, l'étude de l'épaisseur du substrat montre que ce paramètre influence fortement le rendement, à la fois à travers les pertes et l'adaptation d'impédance des lignes microruban.

Ces résultats confirment que le choix du substrat, de conducteur et des paramètres physiques du circuit est essentiel pour améliorer les performances du convertisseur RF/DC. Cependant, ces éléments ne sont pas les seuls à déterminer le rendement de conversion. Le choix de la diode joue également un rôle déterminant, car elle constitue l'élément non linéaire principal du redresseur. Pour cette raison, la section suivante sera consacrée au choix de la diode la plus adaptée à notre application.

4.4 Choix de diode pour le circuit de conversion

4.4.1 Les diodes Schottky

Il est nécessaire de noter que l'énergie électromagnétique dans l'environnement ambiant pose un défi majeur pour la récupération d'énergie, une puissance très faible est transférée au redresseur, donc pour assurer la transmission d'une bonne quantité de puissance DC, un redressement de forte sensibilité est une exigence pour concevoir une efficacité globale au système de récupération d'énergie.

Les diodes Schottky offrent un atout par rapport aux diodes traditionnelles. En effet, elles ne dépendent pas de la combinaison d'électrons ou de trous lorsqu'ils traversent la région opposée, cette caractéristique les rend tout à fait adaptées aux circuits de récupération d'énergie opérant à des hautes fréquences, où des diodes à commutation ultrarapide sont essentielles. En outre les diodes Schottky présentent la meilleure solution grâce à leur densité de courant élevée par rapport aux diodes à jonction P-N standard. Par conséquent, elles présentent une chute de tension directe plus faible, attenant 0,15 V. Cela minimise la dissipation d'énergie par effet Joule [25].

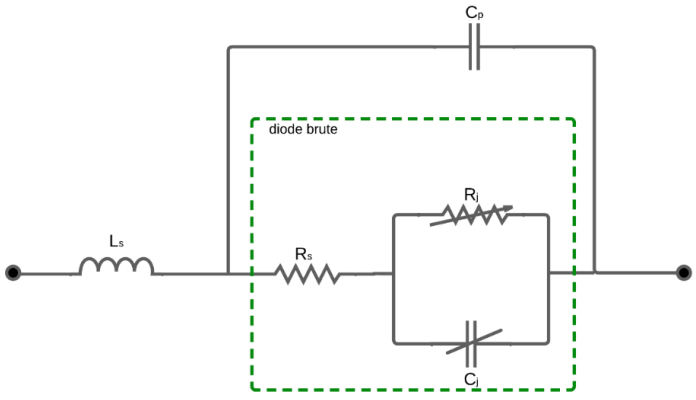


Figure 42. Le modèle électrique d'une diode Schottky [25].

La figure 42 présente le modèle électrique correspondant d'une diode Schottky, il est représenté par une association de différents éléments électroniques passifs et résistifs [25].

La description de comportement de chaque composant est la suivante :

a. Composants du modèle

- R_s : Résistance série du semi-conducteur.
- R_j : Résistance de la jonction.
- C_j : Capacité de la jonction.
- R_L: Résistance de charge.
- V_j : Tension aux bornes de la jonction métal semi-conducteur.

b. Resistance de jonction Rj

La résistance de jonction peut être exprimée à partir de la relation suivante :

$$R_j = \frac{n\,k\,T}{q(I_s + I_b)} \tag{3.1}$$

Avec:

- n : est le facteur d'idéalité.
- K : est la constante de Boltzmann.
- T : est la température de jonction en K.
- q : est la charge électrique d'un électron.
- I_s : est le courant de saturation.
- I_b : est le courant de polarisation.

c. Capacite de jonction C_j

La capacité de la jonction C_j est donnée par :

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{out}}{V_j}}} \tag{3.2}$$

Où C_{j0} est la capacité à tension nulle, proportionnelle à la surface S de la jonction.

d. La tension redressée

L'équation de la tension redressée est donnée par [25]:

$$V_{out} = V_{dc} \frac{R_L}{R_L + R_j} \tag{3.3}$$

Cette relation montre que si R_j devient très élevé la tension redressée V_{out} sera réduite.

e. La fréquence de coupure

La fréquence de coupure de la diode s'exprime comme suit :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_j} \tag{3.4}$$

Pour assurer un fonctionnement correct de la diode, la fréquence d'intérêt doit être inférieure à la fréquence de coupure

f. Condition de fonctionnement

Pour que la diode fonctionne correctement, la condition suivante doit être vérifiée :

$$R_s \ll \frac{1}{2\pi f C_j} \tag{3.5}$$

4.4.2 Modèles des diodes Schottky

Dans cette partie, nous allons présenter les critères permettant de sélectionner la diode Schottky la plus adaptée à notre application. Le choix de la diode est une étape essentielle dans la conception du circuit de conversion RF/DC, car elle influence directement la sensibilité du redresseur, la tension de sortie et le rendement de conversion.

Dans le contexte de la récupération d'énergie RF ambiante, la puissance électromagnétique disponible dans l'environnement est généralement très faible. La densité de puissance peut varier sur une large plage, allant de faibles niveaux jusqu'à des niveaux plus élevés selon la fréquence, la distance par rapport à la source et l'environnement de mesure. Pour cette raison, la diode choisie doit présenter une forte sensibilité afin de permettre la détection et le redressement de signaux RF de faible puissance.

Le modèle de diode Schottky doit donc être choisi en tenant compte de plusieurs paramètres importants, notamment une faible tension de seuil, une faible résistance série, une faible capacité de jonction et un courant de saturation adapté. Ces paramètres permettent de réduire les pertes internes de la diode et d'améliorer le rendement de conversion RF/DC, en particulier lorsque la puissance d'entrée est faible.

Tableau 19. Paramètres caractéristiques des différents modèles de diodes Schottky [26]

Modèle	Fournisseur	V_{th} (v)	R_s (Ω)	C_{j0} (pF)	V_{br} (v)	I_s (µA)
SMS7630	Sky Works	0.09	20	0.14	2.0	5.0
MA4E1317	M/A COM	0.7	4.0	0.02	7.0	0.1
HSMS2860	Avago	0.25	6.0	-	7.0	0.05
HSMS2850	Avago	0.15	25.0	0.18	3.8	3.0
HSMS2820	Avago	0.15	6.0	0.7	15.0	0.022

Le tableau 19 spécifie les caractéristiques de quelques modèles de diodes Schottky les plus utilisées dans les applications des Rectennas dans la littérature. Il est judicieux d'utiliser des diodes ayant une faible tension de seuil (V_{th}) et tension de claquage (V_{br}), une faible résistance en série (R_s), une faible capacité de jonction (C_{jo}) avec un courant de saturation (I_s) élevé lors de la conception de circuits de redressement.

$$P_{RF}^{optimale} = \frac{V_{br}^2}{4R_L} \tag{3.6}$$

La relation (3.6) montre le lien entre la tension de claquage V_{br}, la résistance de charge $R_L$et le niveau de puissance RF optimale. Pour une charge donnée, cette relation indique qu'il existe un point de fonctionnement permettant d'obtenir une puissance RF optimale tout en restant en dessous de la limite de claquage de la diode. Ainsi, la diode peut fonctionner efficacement sans risque d'endommagement.

En plus de cette condition, une faible tension de seuil et un courant de saturation inverse élevé sont des critères importants pour garantir le redressement des signaux RF de

faible puissance. En effet, une diode présentant une faible tension de seuil peut être polarisée plus facilement lorsque la puissance RF disponible est limitée, ce qui est essentiel dans les applications de récupération d'énergie RF ambiante.

D'après le tableau 19, la diode SMS7630 possède la tension de seuil V_{th}la plus faible, ainsi qu'un courant de saturation inverse I_s élevé. De son côté, la diode HSMS2850 présente la deuxième plus faible tension de seuil, avec un courant I_s également élevé et une tension de claquage V_{br} plus importante que celle de la SMS7630. Ces caractéristiques font de ces deux diodes les meilleurs choix pour être intégrées dans notre circuit de conversion RF/DC.

4.5 La conception des circuits de conversion double diode

4.5.1 La description du schéma du circuit de conversion double diode

Nous avons choisi l'environnement de développement ADS, *Advanced Design System*, comme interface de conception et de simulation des circuits de conversion RF/DC.

La figure 43 illustre le circuit de conversion RF/DC à double diode réalisé sous ADS. Ce circuit a été conçu en utilisant plusieurs composants disponibles dans la bibliothèque TLines-Microstrip, qui permet de modéliser les lignes de transmission en technologie microruban.

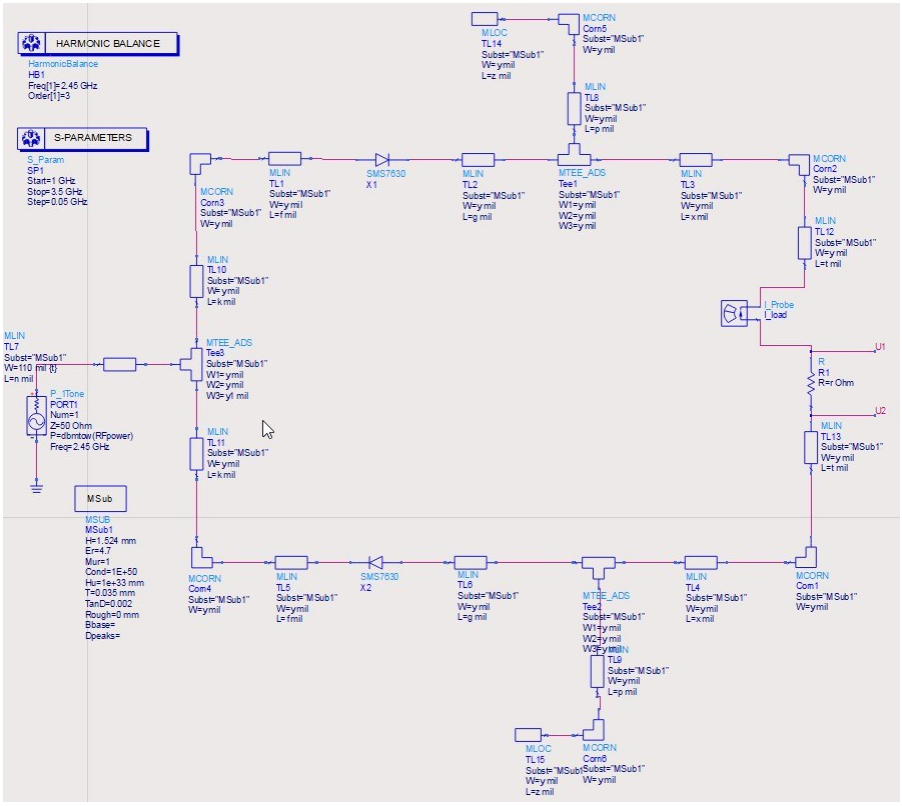


Figure 43. Schéma du circuit de conversion double diode à base de la diode SMS7630

Le composant MLIN (*Microstrip Line*) représente les lignes de transmission droites, généralement conçues avec une impédance caractéristique de 50 Ω. La jonction en T, notée MTEE, permet de diviser ou de combiner les signaux au niveau d'une jonction, tout en influençant l'adaptation d'impédance et les pertes du circuit. Le composant MCORN est utilisé pour modéliser les changements de direction des lignes microruban, afin de réduire les discontinuités, les réflexions et les pertes par rayonnement.

Une sonde de courant I_Probe est également utilisée afin de mesurer le courant à un point spécifique du circuit. Les valeurs obtenues sont ensuite exploitées pour calculer la puissance de sortie et le rendement de conversion RF/DC. La source P_1 Tone permet de générer un signal RF sinusoïdal à une seule fréquence, avec une puissance d'entrée variable sur une plage allant de −20 dBm à 30 dBm.

Pour l'analyse du circuit, deux types de simulations ont été utilisés. La simulation Harmonic Balance a été employée pour étudier le comportement non linéaire du circuit de conversion RF/DC, en particulier à cause de la présence des diodes Schottky. Cette simulation permet d'évaluer la tension de sortie, la puissance DC récupérée et le rendement de conversion. D'autre part, la simulation des paramètres S a été utilisée pour analyser le coefficient de réflexion S_{11} et vérifier l'adaptation d'impédance du circuit aux fréquences de fonctionnement.

Cette méthodologie permet donc d'étudier à la fois l'adaptation RF du circuit et ses performances de conversion RF/DC.

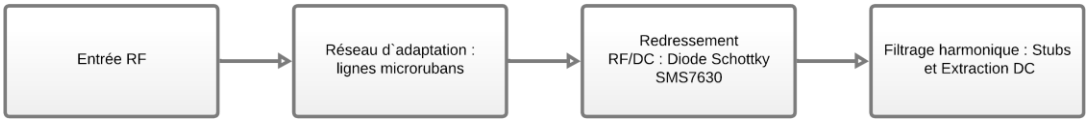


Figure 44. Schéma bloc fonctionnel du circuit de conversion RF/DC proposé.

Le circuit de conversion RF/DC proposé peut être représenté par le schéma bloc de la Figure 44. Le signal RF d'entrée est d'abord adapté à l'aide d'un réseau constitué de lignes microrubans. Le redressement est ensuite assuré par des diodes Schottky SMS7630. Enfin, les stubs permettent de réduire les composantes harmoniques résiduelles et de favoriser l'extraction de la composante continue vers la charge R_L.

4.5.2 Expressions du rendement et du courant de sortie

L'efficacité de conversion η est définie comme le rapport entre la puissance DC de sortie et la puissance RF captée [25] :

$$\eta_{RF-DC} = \frac{P_{dc}}{P_{RF}} = \frac{V_{dc} \times I_{dc}}{P_{RF}} = \frac{V_{dc}^2}{P_{RF} \times R_L} \qquad (3.7)$$

Avec:

- η_{RF-DC}: rendement de conversion RF/DC ;
- P_{dc}: puissance continue en sortie ;
- P_{RF}: puissance RF d'entrée ;
- V_{dc}: tension continue de sortie ;
- I_{dc}: courant continu de sortie ;
- R_L: résistance de charge.

Afin d'obtenir les courbes du rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF d'entrée, des équations ont été définies dans ADS. La première équation permet de calculer la tension de sortie continue V_{dc}, obtenue par la différence de potentiel entre les deux nœuds de sortie:

$$V_{dc} = U_1 - U_2 \tag{3.8}$$

Ensuite, la puissance continue de sortie est calculée à partir de la tension de sortie et du courant mesuré par la sonde de courant :

$$P_{dc} = \mathrm{Re}(v[0] \times I_{\mathrm{Probe}}.\, i[0]) \tag{3.9}$$

Où $v[0]$ représente la tension continue de sortie et $I_{\mathrm{Probe}}.\, i[0]$ le courant continu mesuré par la sonde de courant. La fonction Repermet de prendre la partie réelle de la puissance calculée.

Enfin, le rendement de conversion RF/DC est calculé en pourcentage par le rapport entre la puissance continue de sortie et la puissance RF d'entrée :

$$\eta_{RF/DC} = 100 \times \frac{P_{dc}}{dbmtow(RFpower)} \tag{3.10}$$

Avec la fonction dbmtow(RFpower) permet de convertir la puissance RF d'entrée exprimée en dBm en watts.

4.5.3 Création d'un modèle équivalent de la diode SMS7630

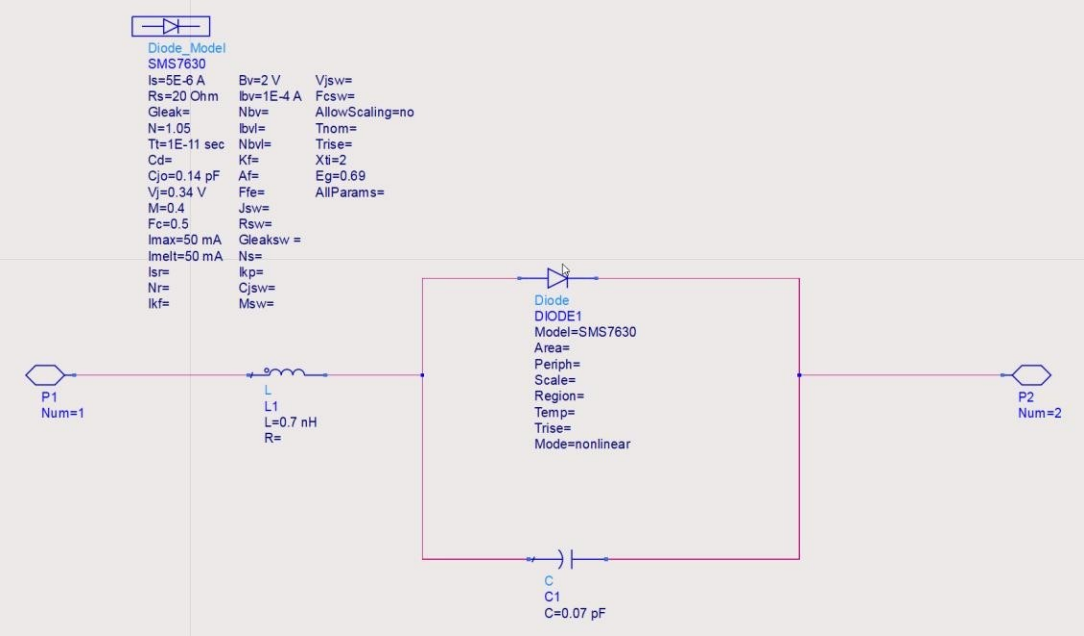


Figure 45. Modèle équivalent de la diode SMS7630

La figure 45 illustre le modèle équivalent de la diode SMS7630 utilisé dans cette étude. À partir de la fiche technique de la diode, les principaux paramètres électriques ont été intégrés dans le modèle de diode à jonction PN disponible sous ADS.

Ensuite, en se basant sur le schéma électrique équivalent de la diode Schottky présenté dans la figure 42, la diode a été associée à une capacité parasite C_1 en parallèle et à une inductance parasite L_1en série. L'ajout de ces deux éléments permet d'obtenir une simulation plus proche du comportement réel de la diode, notamment aux hautes fréquences.

Ainsi, L_1 et C_1représentent respectivement l'inductance parasite et la capacité parasite liées à l'encapsulation de la diode. Leur prise en compte est importante, car ces éléments peuvent influencer l'adaptation du circuit, la réponse fréquentielle et le rendement de conversion RF/DC.

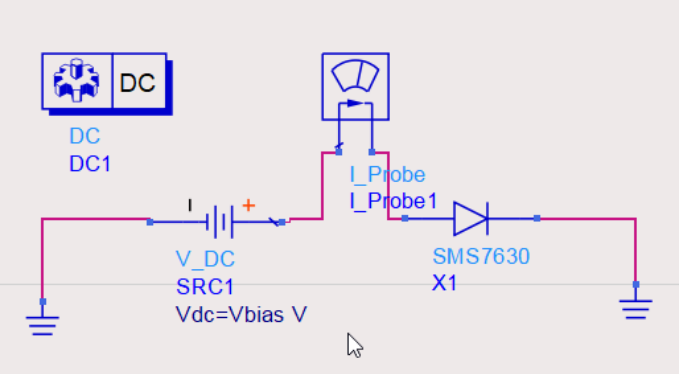


Figure 46. Schéma de simulation DC utilisé pour vérifier le modèle équivalent de la diode SMS7630 sous ADS.

Afin de vérifier le comportement du modèle équivalent de la diode SMS7630, une simulation DC a été réalisée sous ADS. Cette simulation consiste à appliquer une tension de polarisation variable V_{bias} aux bornes de la diode et à mesurer le courant correspondant I_D. La figure 46 présente le schéma de simulation utilisé, tandis que la figure 47 montre la caractéristique courant-tension $I_D = f(V_{bias})$ obtenue.

Dans cette courbe, l'axe horizontal représente la tension de polarisation V_{bias}, exprimée en volts, tandis que l'axe vertical représente le courant de la diode I_D, exprimé en mA. On remarque que pour les tensions négatives, le courant reste presque nul, ce qui correspond à un faible courant inverse. Lorsque la tension devient positive, le courant commence à augmenter à partir de faibles valeurs de tension, puis croît progressivement avec l'augmentation de V_{bias}.

Ce comportement confirme le caractère non linéaire du modèle et montre que la diode présente une conduction à faible tension directe, ce qui est bien le comportement attendu d'une diode Schottky à faible seuil. Ainsi, le modèle équivalent de la diode SMS7630 peut être utilisé pour la simulation du circuit de conversion RF/DC.

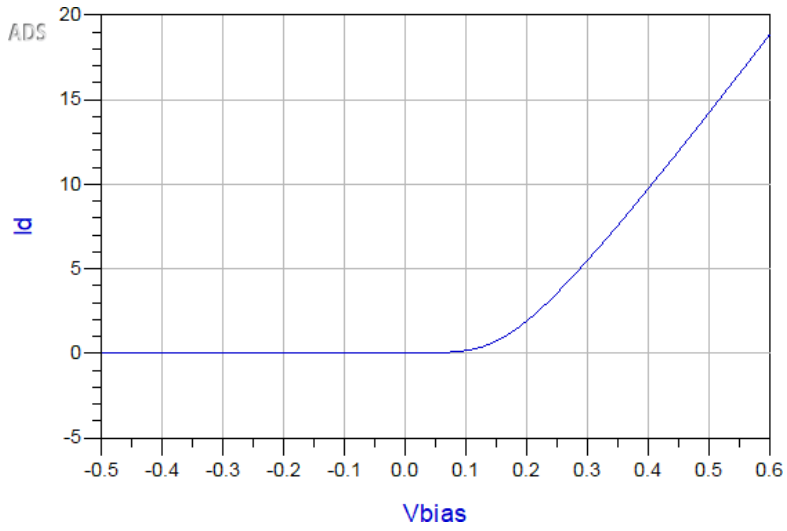


Figure 47. Caractéristique courant-tension du modèle équivalent de la diode SMS7630 simulée sous ADS.

4.6 Optimisation des circuits de conversion RF/DC à 2,45, 3,5 et 5,8 GHz

Après avoir étudié les principales pertes pouvant affecter le rendement d'un circuit de conversion RF/DC, et après avoir créé puis vérifié le modèle équivalent de la diode SMS7630, nous avons retenu les paramètres physiques les plus adaptés pour la suite de la conception.

Ainsi, le substrat Rogers TMM4 a été choisi pour la réalisation des circuits de conversion. Ce substrat présente une tangente de perte relativement faible, avec tan δ = 0,002, ce qui permet de limiter les pertes diélectriques. Son épaisseur est fixée à h = 1,524 mm, valeur qui a montré un bon compromis dans l'étude préliminaire de l'épaisseur du substrat. L'épaisseur du conducteur métallique est de 0,035 mm, soit 35

µm, ce qui correspond également à une valeur couramment utilisée pour les circuits imprimés en technologie microruban.

Ces choix permettent de définir une base de conception cohérente pour l'optimisation des circuits de conversion RF/DC aux bandes de fréquence ciblées.

4.6.1 Optimisation de circuit de conversion RF/DC à 2,45 GHz

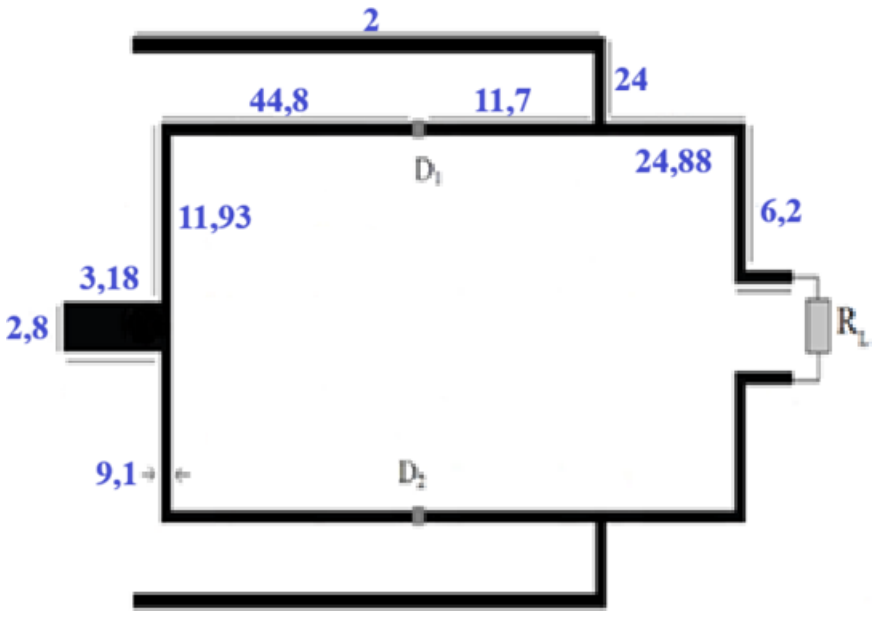


Figure 48. Structure optimisée du circuit de conversion RF/DC à double diode à 2,45 GHz.

La figure 48 présente la structure optimisée du circuit de conversion RF/DC à double diode conçu pour la fréquence de 2,45 GHz. Les dimensions des lignes microruban et des stubs ont été ajustées afin d'améliorer l'adaptation d'impédance et de maximiser le rendement de conversion à la fréquence ciblée. La surface globale du circuit est estimée à 60,8 cm².

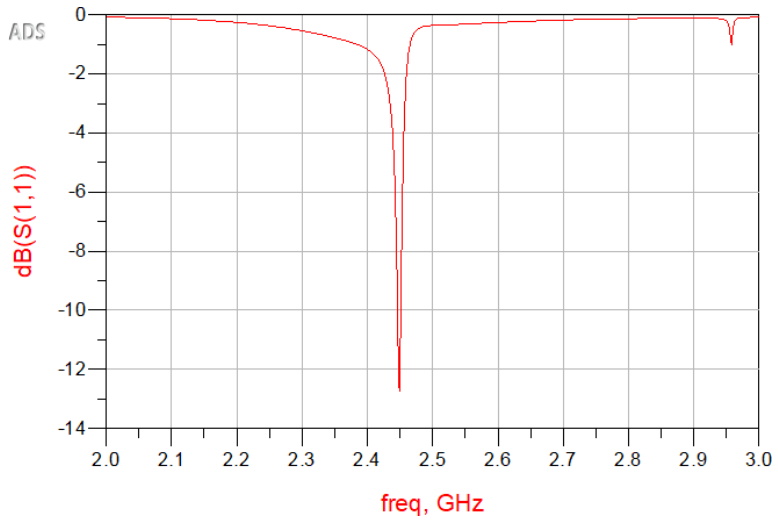


Figure 49. Coefficient de réflexion S_{11} du circuit de conversion RF/DC optimisé à 2,45 GHz

La figure 49 présente le coefficient de réflexion S_{11} du circuit optimisé. On remarque qu'une bonne adaptation est obtenue autour de 2,45 GHz, avec une valeur minimale de S_{11} proche de −12 dB. Cette valeur est inférieure au seuil de −10 dB, ce qui indique que le circuit présente une adaptation satisfaisante à la fréquence de fonctionnement.

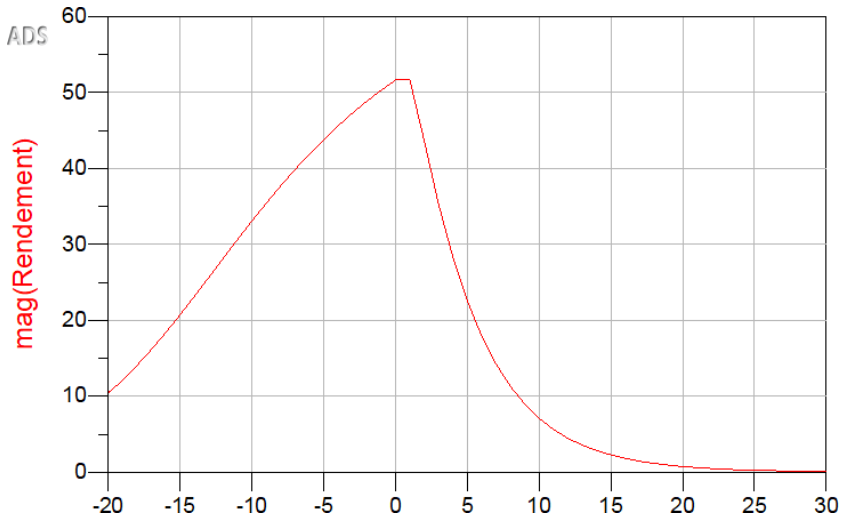


Figure 50. Rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF d'entrée à 2,45 GHz.

La figure 50 montre l'évolution du rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF d'entrée. Le rendement augmente progressivement avec la puissance d'entrée jusqu'à atteindre une valeur maximale d'environ 51,71 % pour une puissance RF optimale proche de 1 dBm. Au-delà de cette puissance, le rendement diminue, ce qui peut être lié aux effets non linéaires de la diode et à la désadaptation du circuit lorsque le niveau de puissance augmente.

À la puissance RF optimale de 1 dBm, la tension continue de sortie obtenue est de $V_{out} = 1{,}804\text{V}$. La deuxième harmonique, située à $2f_0 = 4{,}90\text{GHz}$, présente une amplitude de 36 mV. Cette valeur reste faible par rapport à la composante continue, ce qui montre que la majeure partie de l'énergie convertie se retrouve dans la composante DC. Une charge $R_L = 5000\ \Omega$.

La valeur de la charge R_La été déterminée par un balayage paramétrique sous ADS. En effet, dans un redresseur RF/DC, la charge de sortie influence directement la tension continue V_{DC}, le courant continu I_{DC}, ainsi que le point de fonctionnement des diodes Schottky. Pour chaque valeur de R_L, la puissance continue récupérée et le rendement de conversion ont été calculés

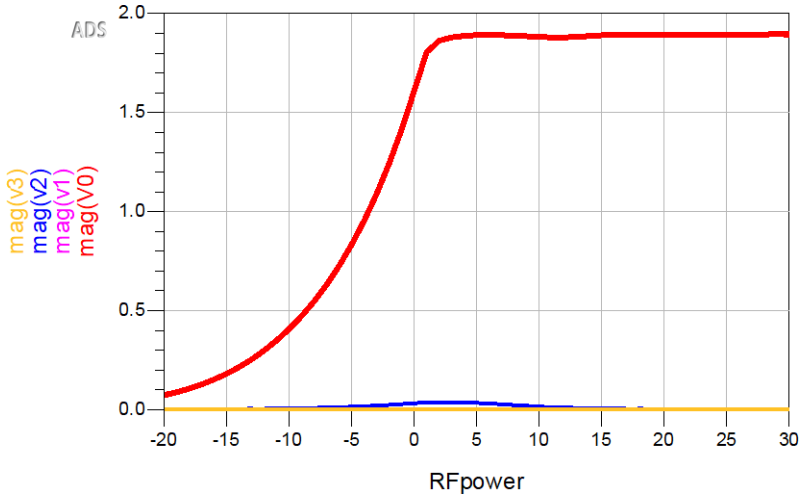


Figure 51. Évolution des composantes de la tension de sortie en fonction de la puissance RF à 2,45 GHz

La figure 51 présente l'évolution des composantes $v[0]$, $v[1]$, $v[2]$et $v[3]$ de la tension différentielle de sortie $v = U_1 - U_2$, obtenues par simulation Harmonic Balance sous ADS. La composante $v[0]$, correspondant à la composante continue V_{DC}, est nettement dominante sur toute la plage de puissance RF étudiée. Les composantes $v[1]$, $v[2]$et $v[3]$, associées respectivement à f_0, $2f_0$et $3f_0$, restent de très faible amplitude devant $v[0]$. Cela confirme que la tension de sortie du redresseur est principalement continue, avec des résidus harmoniques limités.

4.6.2 Optimisation de circuit de conversion RF/DC à 3,5 GHz

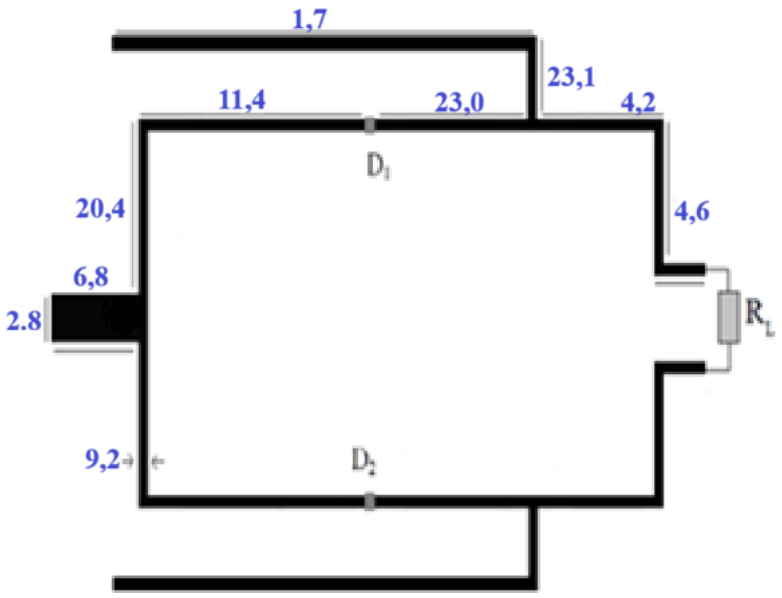


Figure 52. Structure optimisée du circuit de conversion RF/DC à double diode à 3,5 GHz

Le même principe d'optimisation a été appliqué pour le circuit de conversion RF/DC à 3,5 GHz. Les dimensions des lignes microruban et des stubs ont été ajustées afin d'obtenir une bonne adaptation à la fréquence ciblée et d'améliorer le rendement de conversion. La figure 52 présente la structure optimisée obtenue, avec une surface d'encombrement estimée à environ 39.5 cm².

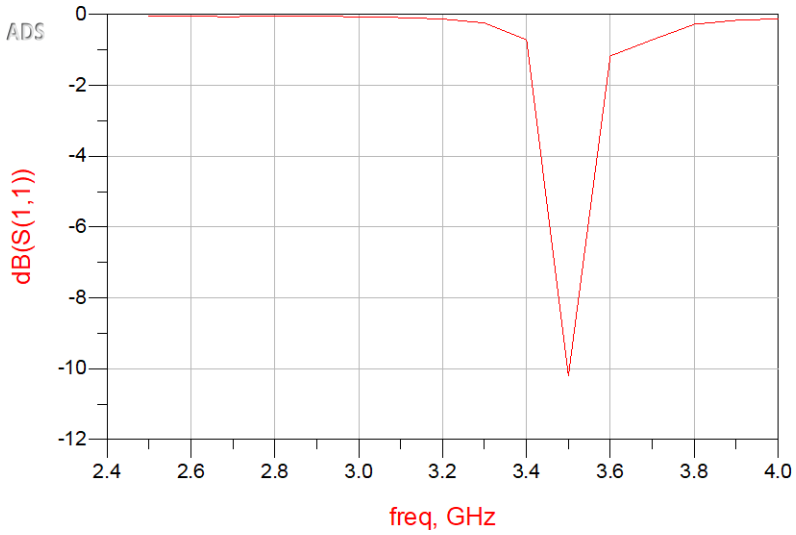


Figure 53. Coefficient de réflexion S_{11} du circuit de conversion RF/DC optimisé à 3,5 GHz.

La figure 53 présente le coefficient de réflexion S_{11} du circuit optimisé. On remarque qu'une bonne adaptation est obtenue autour de 3,5 GHz, avec une valeur minimale de S_{11} proche de −10 dB, ce qui indique que le circuit présente une adaptation satisfaisante à la fréquence de fonctionnement.

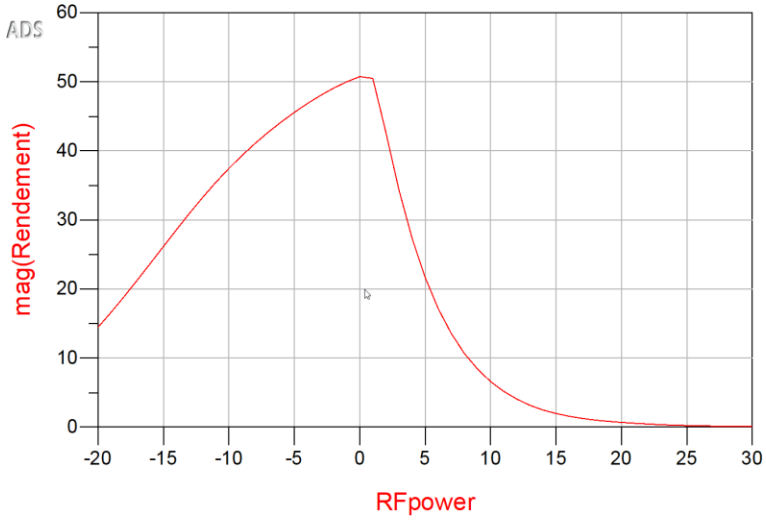


Figure 54. Rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF d'entrée à 3,5 GHz.

La figure 54 montre l'évolution du rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF d'entrée. Le rendement augmente progressivement avec la puissance d'entrée jusqu'à atteindre une valeur maximale d'environ 50,73 % pour une puissance RF optimale proche de 0 dBm. Au-delà de cette puissance, le rendement diminue.

À la puissance RF optimale de 0 dBm, la tension continue de sortie obtenue est de $V_{out} = 1{,}593\text{V}$. La deuxième harmonique, située à $2f_0 = 7$ GHz, présente une amplitude de 54 mV. Cette valeur reste faible par rapport à la composante continue, ce qui montre que la majeure partie de l'énergie convertie se retrouve dans la composante DC. Une charge $R_L = 5000\ \Omega$.

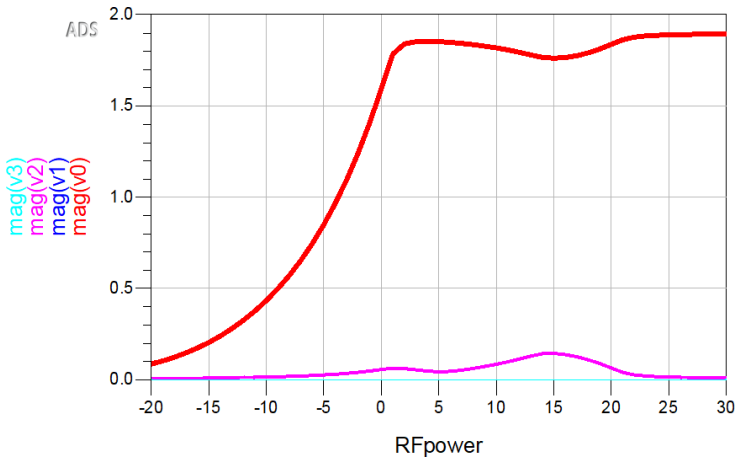


Figure 55. Évolution des composantes de la tension de sortie en fonction de la puissance RF à 3,5 GHz

4.6.3 Optimisation de circuit de conversion RF/DC à 5,8 GHz

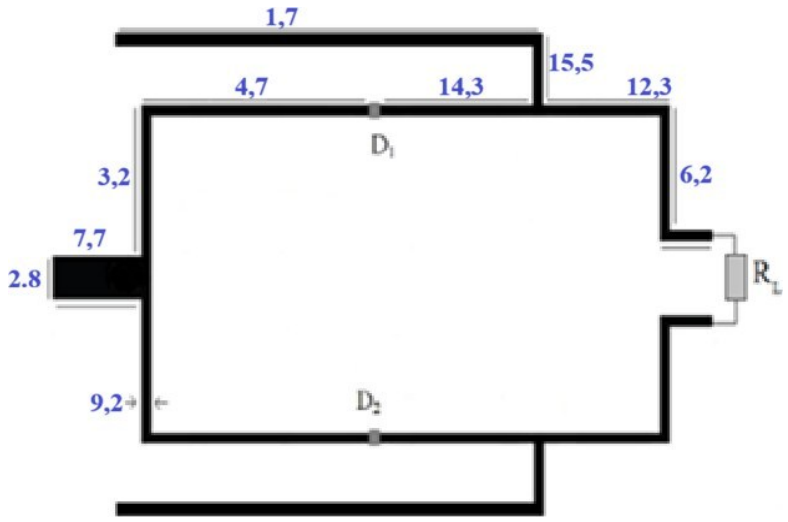


Figure 56. Structure optimisée du circuit de conversion RF/DC à double diode à 5,8 GHz

La figure 56 présente la structure optimisée du circuit de conversion RF/DC à double diode conçu pour la fréquence de 5,8 GHz. Le même principe d'optimisation a été appliqué, en ajustant les dimensions des lignes microruban et des stubs afin d'améliorer l'adaptation d'impédance et de maximiser le rendement de conversion à cette fréquence. On remarque que le circuit à 5,8 GHz présente une structure plus compacte que celles obtenues aux fréquences plus basses, ce qui est principalement dû à la diminution de la longueur d'onde lorsque la fréquence augmente. La surface d'encombrement estimée est d'environ 16,92 cm².

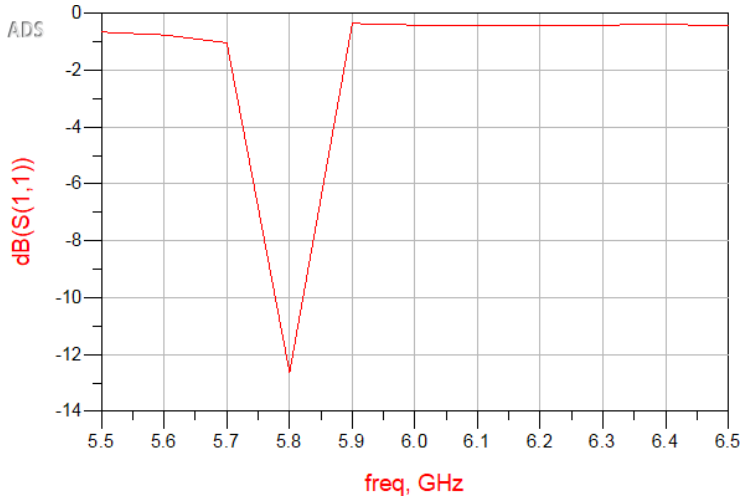


Figure 57. Coefficient de réflexion S11 du circuit de conversion RF/DC optimisé à 5,8 GHz.

La figure 57 présente le coefficient de réflexion S_{11} du circuit de conversion RF/DC optimisé à 5,8 GHz. On observe une résonance bien centrée autour de la fréquence ciblée, avec une valeur minimale de S_{11}d'environ −12,5 dB, ce qui confirme que le circuit présente une bonne adaptation d'impédance à 5,8 GHz. Ainsi, la puissance RF incidente est mieux transférée vers le circuit de conversion, ce qui favorise l'amélioration du rendement RF/DC.

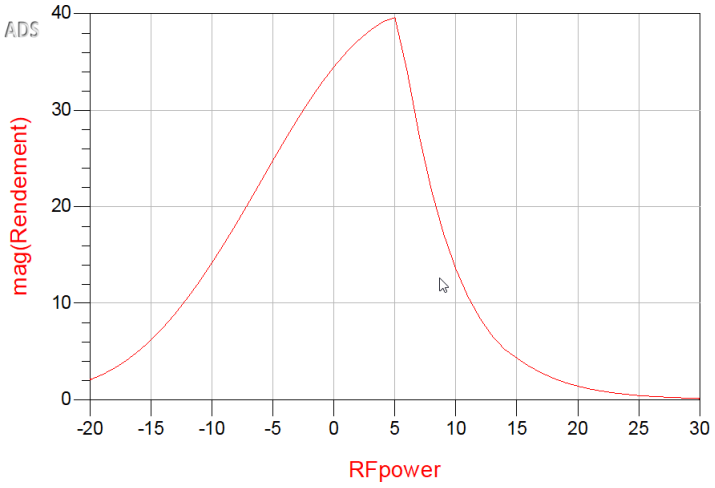


Figure 58. Rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF d'entrée à 5,8 GHz.

La figure 58 montre l'évolution du rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF d'entrée. Le rendement augmente progressivement avec la puissance d'entrée jusqu'à atteindre une valeur maximale d'environ 39,59 % pour une puissance RF optimale proche de 5 dBm. Au-delà de cette puissance, le rendement diminue.

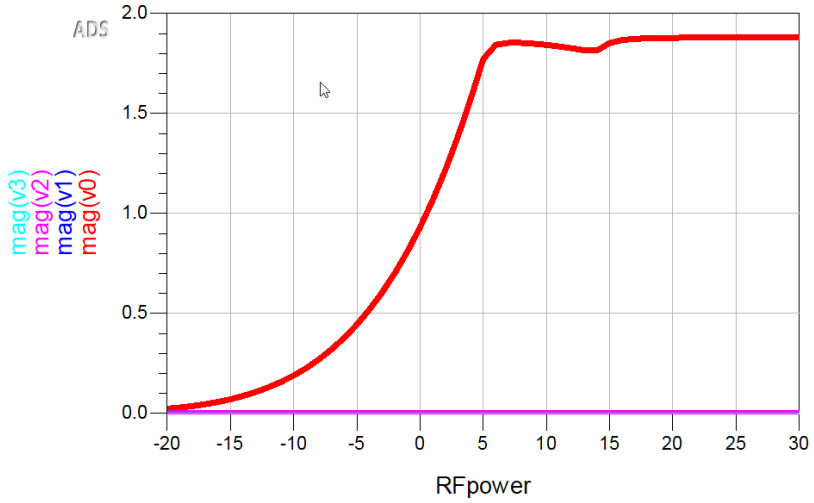


Figure 59. Évolution des composantes de la tension de sortie en fonction de la puissance RF à 5,8 GHz

À la puissance RF optimale de 5 dBm, la tension continue de sortie obtenue est de $V_{out} = 1{,}759$ V. La deuxième harmonique, située à $2f_0 = 11{,}6$ GHz, présente une amplitude de 0,85 mV. Cette valeur reste faible par rapport à la composante continue, ce qui montre que la majeure partie de l'énergie convertie se retrouve dans la composante DC. Une charge $R_L = 2500\ \Omega$.

Pour le redresseur à 5,8 GHz, le même balayage de charge a montré que le rendement maximal n'était pas obtenu avec $R_L = 5000\ \Omega$, mais avec une charge plus faible de $R_L = 2500\ \Omega$. Ce changement s'explique par le fait que le point de fonctionnement optimal du redresseur dépend de la fréquence, de l'adaptation d'impédance, des dimensions des lignes microrubans et du comportement non linéaire des diodes. À plus haute fréquence, les effets parasites des diodes et des lignes deviennent plus importants, ce qui modifie la charge optimale nécessaire pour maximiser la puissance DC

récupérée. Ainsi, $R_L = 2500\ \Omega$ a été retenue pour la branche $5{,}8\ GHz$, car elle donne le meilleur compromis entre tension de sortie, courant continu et rendement RF/DC.

Étant donné que le rendement obtenu à 5,8 GHz avec le substrat TMM4 reste relativement faible, une nouvelle optimisation a été réalisée avec le substrat Rogers RO4003C. Ce substrat présente une constante diélectrique plus faible et bien contrôlée, ainsi qu'un faible facteur de dissipation, ce qui le rend adapté aux circuits RF et micro-ondes à haute fréquence. Le changement de substrat permet de modifier les dimensions électriques des lignes microruban et des stubs, et donc d'améliorer potentiellement l'adaptation d'impédance et le rendement de conversion RF/DC à 5,8 GHz.

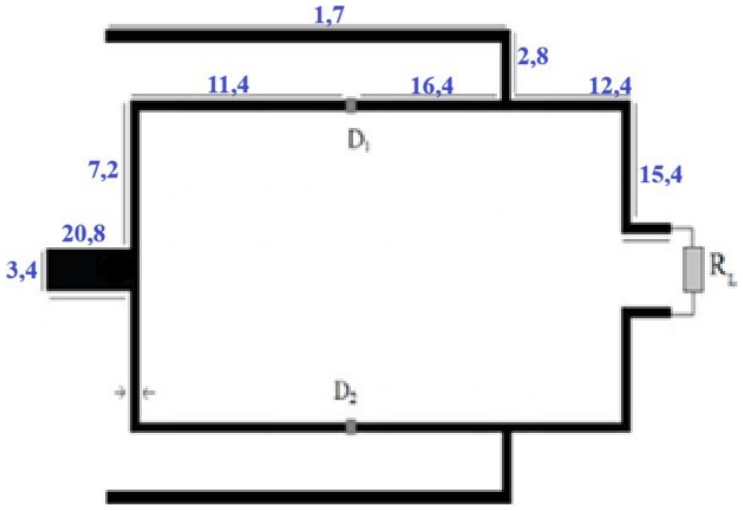


Figure 60. Structure optimisée après changement du substrat du circuit de conversion RF/DC à double diode à 5,8 GHz

Après le changement du substrat, le circuit de conversion RF/DC à 5,8 GHz a été réoptimisé afin d'améliorer le rendement de conversion. La figure 60 présente la nouvelle structure obtenue avec le substrat RO4003C. On remarque que les dimensions des lignes et des stubs ont été modifiées afin de réadapter le circuit à la fréquence ciblée. La surface d'encombrement de cette nouvelle structure est estimée à environ

22,2 cm². Ce changement de substrat permet d'étudier son influence sur l'adaptation d'impédance et sur le rendement RF/DC à 5,8 GHz.

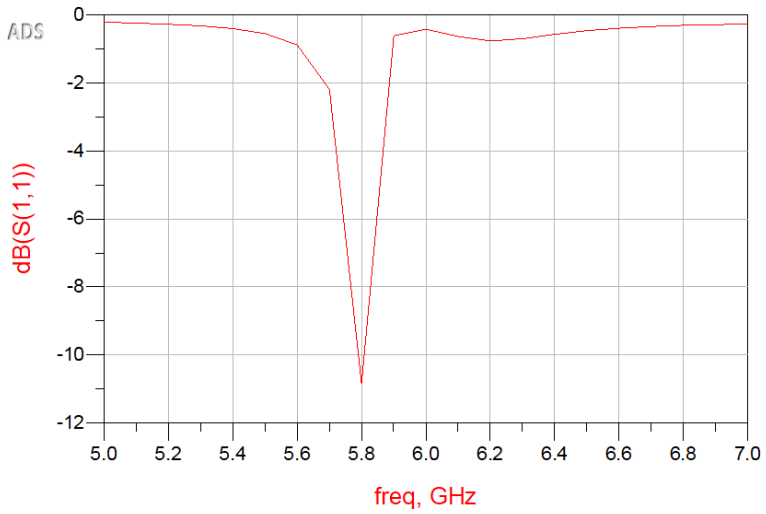


Figure 61. Coefficient de réflexion S_{11} du circuit de conversion RF/DC à 5,8 GHz avec le substrat RO4003C

La figure 61 présente le coefficient de réflexion S_{11} du circuit de conversion RF/DC à 5,8 GHz après le changement du substrat vers RO4003C. On remarque qu'une résonance est obtenue autour de la fréquence ciblée, avec une valeur minimale de S_{11} d'environ −10,8 dB à 5,8 GHz. Ce qui indique que le circuit présente une adaptation d'impédance acceptable à la fréquence de fonctionnement.

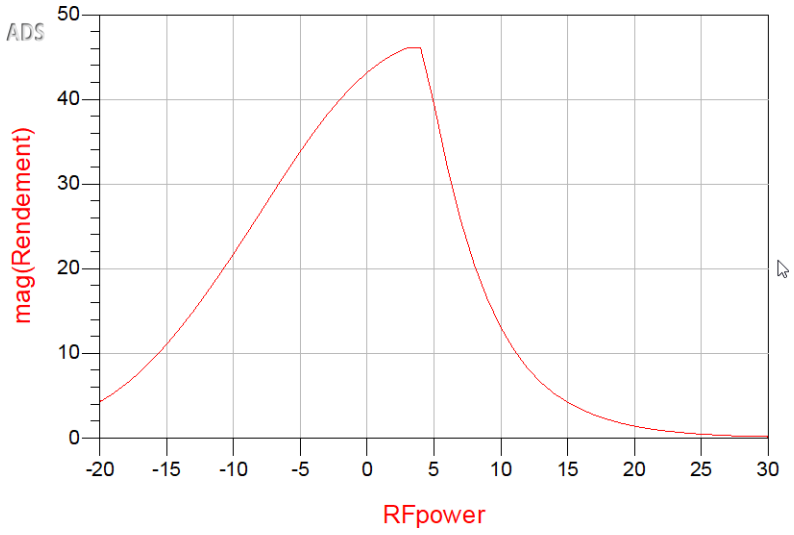


Figure 62. Rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF d'entrée à 5,8 GHz avec le substrat RO4003C.

La figure 62 présente l'évolution du rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF d'entrée pour le circuit optimisé à 5,8 GHz avec le substrat RO4003C. On remarque que le rendement augmente progressivement avec la puissance d'entrée jusqu'à atteindre une valeur maximale d'environ 46,1 % pour une puissance RF proche de 3 dBm.

À la puissance RF optimale de 3 dBm, la tension continue de sortie obtenue est de $V_{out} = 1{,}516\text{V}$. La deuxième harmonique, située à $2f_0 = 11{,}6$ GHz, présente une amplitude de 3 mV. Cette valeur reste faible par rapport à la composante continue, ce qui montre que la majeure partie de l'énergie convertie se retrouve dans la composante DC. Une charge $R_L = 2500\ \Omega$.

4.6.4 Synthèse des performances des circuits optimisés avec stubs externes

Tableau 20. Synthèse des performances des circuits de conversion RF/DC optimisés avec stubs externes

Fréquence	Substrat	Surface (cm^2)	S_{11} (dB)	P_{RF_OPT} (dBm)	η%	V_{out} (V)	V_{2f} (mV)	R_L (KΩ)
2,45 GHz	TMM4	60,8	−12	1	51,69	1,804	36	5
3,5 GHz	TMM4	39,5	−10,4	0	50,73	1,593	54	5
5,8 GHz	TMM4	16,92	−12,5	5	39,59	1,759	0,85	2.5
5,8 GHz	RO4003C	22,2	−10,8	3	46,1	1,516	3	2.5

Les performances des circuits de conversion optimisés avec des stubs externes sont récapitulées dans le tableau 20. D'après les résultats, les circuits optimisés présentent une adaptation acceptable aux fréquences ciblées et des rendements de conversion variables selon la bande étudiée. Cependant, la surface d'encombrement reste relativement importante, en particulier pour le circuit à 2,45 GHz. Pour cette raison, une nouvelle configuration a été étudiée en intégrant les stubs à l'intérieur de la structure, afin d'améliorer la compacité tout en conservant des performances satisfaisantes.

Il est important de noter que cette charge représente la charge équivalente optimale utilisée pour caractériser le rendement maximal du redresseur. Dans une application réelle, la charge effective peut être imposée par le capteur ou par un circuit de gestion d'énergie, et une adaptation de charge peut alors être nécessaire.

4.6.5 Effet des stubs internes sur la compacité et les performances du circuit RF/DC

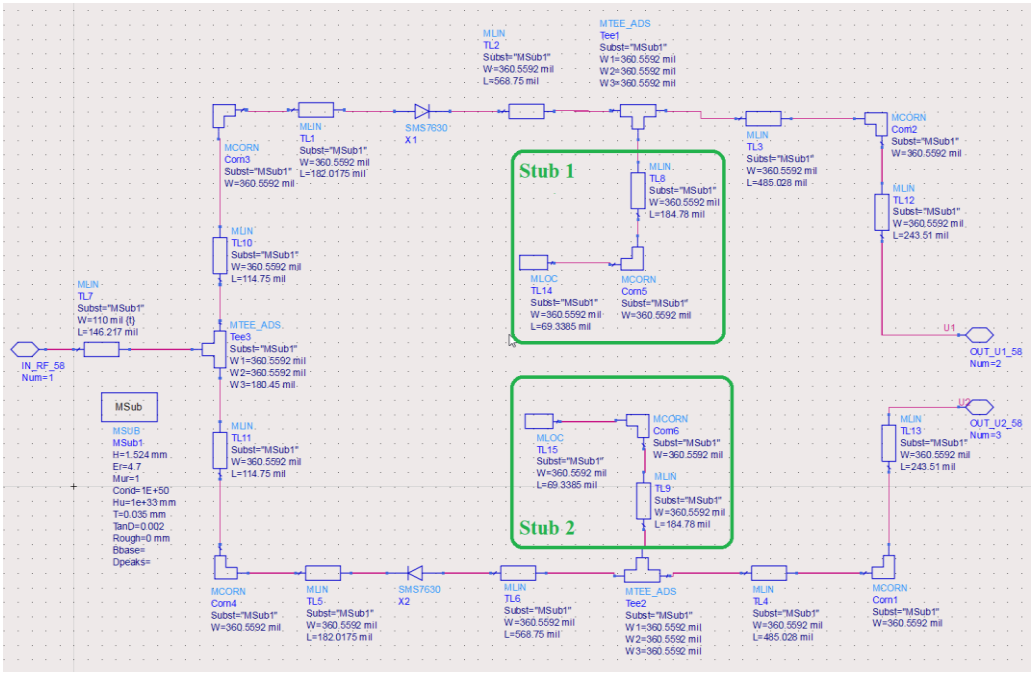


Figure 63. Circuit double diode avec les stubs à l'intérieur

Afin de réduire la surface d'encombrement des circuits de conversion RF/DC, une deuxième configuration a été étudiée en intégrant les stubs à l'intérieur de la structure, comme le montre la figure 63. Cette modification permet de conserver le même principe de fonctionnement tout en améliorant la compacité du circuit. Les circuits obtenus sont ensuite évalués en termes d'adaptation d'impédance, de rendement de conversion et de surface globale.

a. Effet de la modification sur le circuit de conversion RF/DC à 2,45 GHz

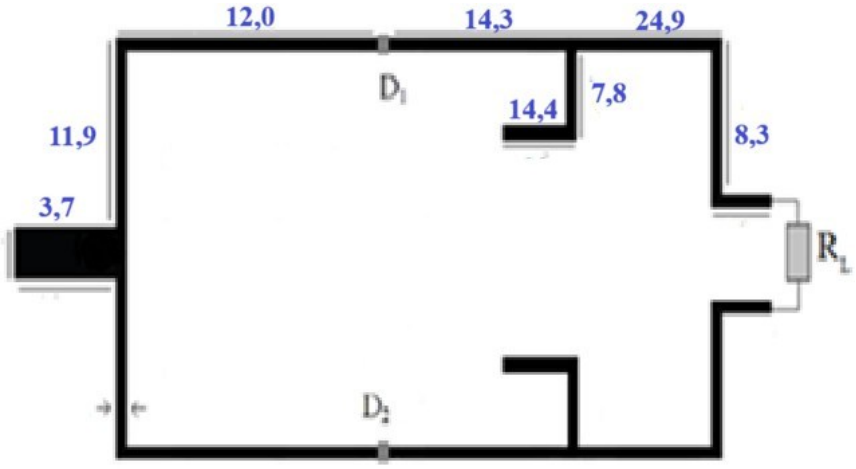


Figure 64. Dimension du circuit de conversion après modification à 2,45 GHz

Pour le circuit optimisé à 2,45 GHz avec stubs internes, la surface d'encombrement est réduite à environ 13,1 cm². Le circuit conserve une adaptation d'impédance satisfaisante autour de la fréquence ciblée, avec une valeur de S_{11} égale à −11,8 dB. Le rendement maximal obtenu est de 53,6 % pour une puissance RF optimale de 0 dBm.

À cette puissance RF optimale, la tension continue de sortie obtenue est de $V_{out} = 1{,}637$ V. La deuxième harmonique, située à $2f_0 = 4{,}90$ GHz, présente une amplitude de 64 mV. Cette valeur reste faible par rapport à la composante continue, ce qui montre que la conversion est principalement orientée vers la composante DC.

Comparativement à la configuration avec stubs externes, cette modification permet donc de réduire fortement la surface du circuit tout en conservant une bonne adaptation et un rendement de conversion légèrement amélioré.

b. Effet de la modification sur le circuit de conversion RF/DC à 3,5 GHz

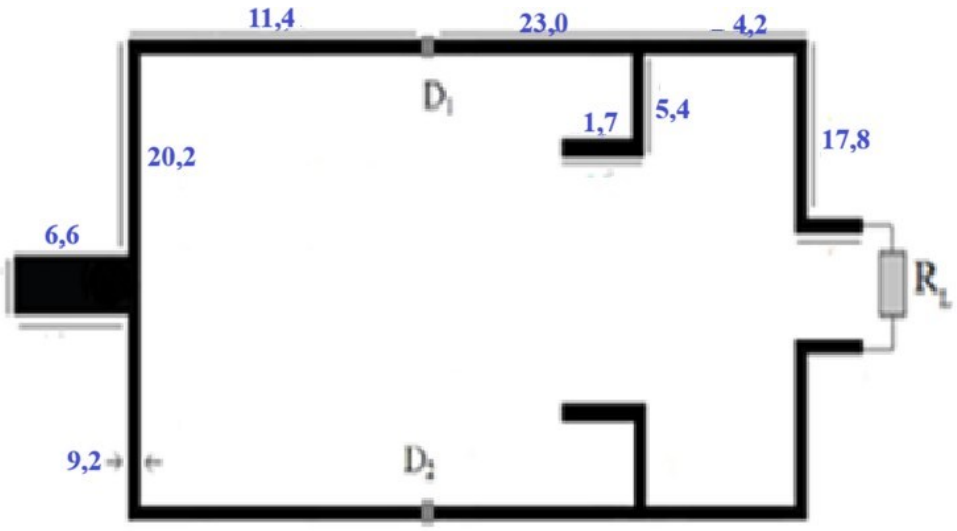


Figure 65. Dimension du circuit de conversion après modification à 3,5 GHz

Pour le circuit optimisé à 3,5 GHz avec stubs internes, la surface d'encombrement est estimée à environ 18,3 cm². Le circuit conserve une adaptation d'impédance autour de la fréquence ciblée, avec une valeur de S_{11} égale à -10,3 dB. Le rendement maximal obtenu est de 52,45 % pour une puissance RF optimale de 0 dBm.

À cette puissance RF optimale, la tension continue de sortie obtenue est de $V_{out} = 1{,}619$ V. La deuxième harmonique, située à $2f_0 = 7$ GHz, présente une amplitude de 24 mV. Cette valeur reste faible par rapport à la composante continue, ce qui montre que la conversion est principalement orientée vers la composante DC.

Comparativement à la configuration avec stubs externes, l'intégration des stubs internes permet de conserver une surface proche, tout en gardant des performances de conversion satisfaisantes à 3,5 GHz.

c. Effet de la modification sur le circuit de conversion RF/DC à 3,5 GHz

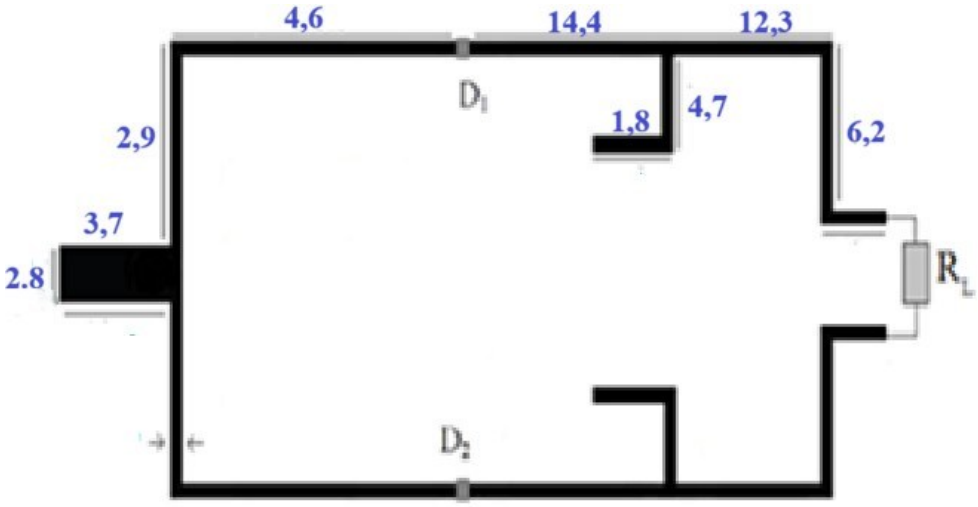


Figure 66. Dimension du circuit de conversion après modification à 5,8 GHz

Pour le circuit optimisé à 5,8 GHz avec stubs internes, la surface d'encombrement est réduite à environ 4,3 cm². Cette réduction importante est principalement due à l'intégration des stubs à l'intérieur de la structure, ainsi qu'à la fréquence de fonctionnement plus élevée, qui permet d'obtenir des dimensions plus faibles. Le circuit conserve une adaptation d'impédance autour de la fréquence ciblée, avec une valeur de S_{11} égale à -10,5 dB. Le rendement maximal obtenu est de 38,36 % pour une puissance RF optimale de 5 dBm.

À cette puissance RF optimale, la tension continue de sortie obtenue est de $V_{out} = 1{,}748$ V. La deuxième harmonique, située à $2f_0 = 11{,}6$ GHz, présente une amplitude de 0,77 mV. Cette valeur reste faible par rapport à la composante continue, ce qui montre que la conversion est principalement orientée vers la composante DC.

Comparativement à la configuration avec stubs externes, l'intégration des stubs internes permet de réduire fortement la surface du circuit à 5,8 GHz, ce qui améliore la compacité de la structure tout en conservant des performances de conversion acceptables.

Tableau 21. Comparaison des dimensions des circuits RF/DC avant et après l'intégration des stubs internes

Fréquence	Surface avec stubs externes	Surface avec stubs internes	Réduction de surface
2,45 GHz	60,8 cm²	13,1 cm²	78,5 %
3,5 GHz	39,5 cm²	18,3 cm²	53,7 %
5,8 GHz	22,2 cm²	4,3 cm²	80,6 %

4.7 Topologies de combinaison série et parallèle des circuits de conversion RF/DC multibande

Après l'optimisation séparée des circuits de conversion RF/DC aux trois fréquences ciblées, soit 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz, une étape complémentaire consiste à étudier la manière de combiner leurs sorties continues. Deux topologies principales peuvent être envisagées : l'association série et l'association parallèle. Ces deux configurations permettent d'exploiter simultanément l'énergie récupérée sur les différentes bandes de fréquence, mais elles présentent des comportements différents en termes de tension, de courant et de puissance de sortie.

4.7.1 Topologies de combinaison série

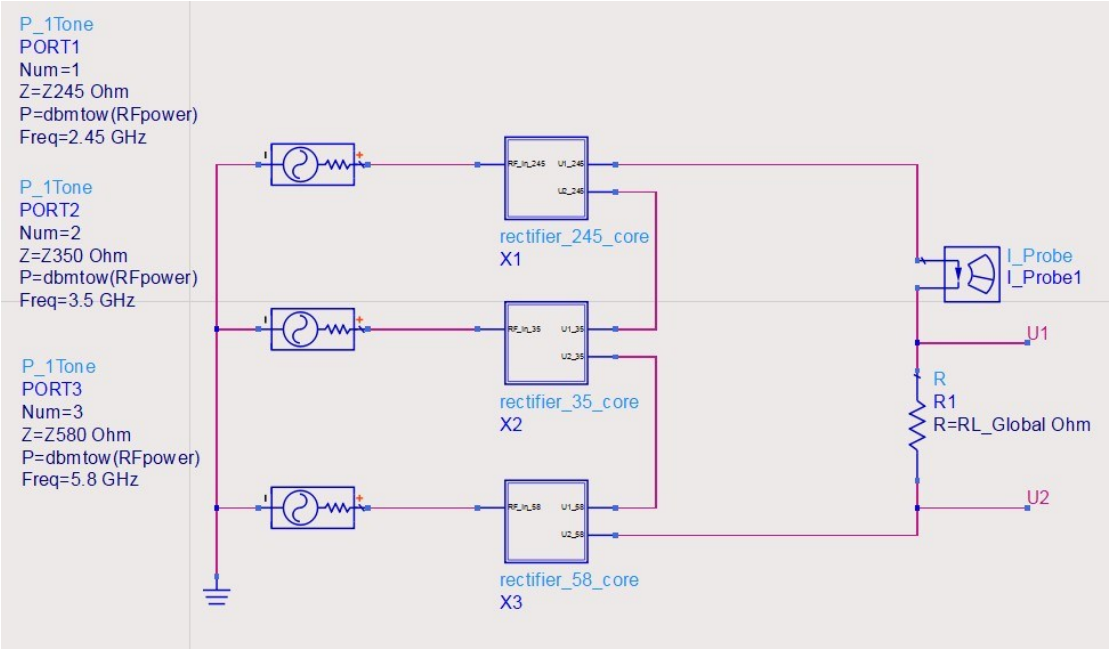


Figure 67. Association série des trois redresseurs RF/DC optimisés aux fréquences 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz sous ADS.

La figure 67 présente l'association série des trois circuits de conversion RF/DC optimisés aux fréquences 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Dans cette configuration, chaque redresseur est alimenté par une source RF indépendante correspondant à sa fréquence de fonctionnement. Ainsi, les ports RF sont définis respectivement à 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz, avec une puissance d'entrée variable $RFpower$.

Les sorties continues des trois redresseurs sont ensuite connectées en série afin d'additionner les tensions DC générées par chaque branche. La tension totale de sortie est mesurée entre les deux nœuds U_1et U_2, aux bornes de la charge globale R_L. Dans le cas idéal, la tension continue totale peut être exprimée par :

$$V_{DC,total} = V_{DC,2,45} + V_{DC,3,5} + V_{DC,5,8}$$

Cette topologie présente l'avantage d'augmenter la tension de sortie totale, ce qui peut être intéressant lorsque l'objectif est d'alimenter une charge nécessitant une tension

continue plus élevée. Cependant, elle reste sensible au déséquilibre entre les différentes branches. En effet, si l'un des redresseurs fournit une tension ou un courant plus faible, il peut limiter les performances globales de l'association série.

Dans cette simulation, une sonde de courant est placée à la sortie afin de mesurer le courant traversant la charge. Les valeurs de tension U_1 et U_2sont utilisées pour calculer la tension continue totale :

$$V_{out} = U_1 - U_2$$

Le rendement global de conversion peut ensuite être déterminé à partir de la puissance DC délivrée à la charge et de la puissance RF totale appliquée aux trois entrées.

Le Tableau 22 présente l'effet de la charge globale $R_{L,global}$ sur les performances de la topologie série. Les résultats montrent que l'augmentation de $R_{L,global}$ entraîne une augmentation de la tension continue de sortie V_{DC}. En effet, à $0\ dBm$, V_{DC}passe de $1{,}260\ V$pour $R_{L,global} = 5\ k\Omega$ à $1{,}737\ V$ pour $R_{L,global} = 15\ k\Omega$. Cependant, cette augmentation de tension s'accompagne d'une diminution du rendement global, qui passe de $10{,}6\%$ à $6{,}7\%$.

Tableau 22. Topologie série — configuration TMM4 pour les 3 circuits de conversion RF/DC

R_{L_global}	V_{DC} à (-10 dBm)	η % à (-10 dBm)	V_{DC} à (0 dBm)	η % à (0 dBm)
5 KΩ	0,322 V	6,9	1,260 V	10,6
10 KΩ	0,442 V	6,5	1,564 V	8,15
12.5KΩ	0,478 V	6,1	1,660 V	7,35
15 KΩ	0,506 V	5,7	1,737 V	6,7

Cette tendance s'explique par le fait que, dans une connexion série, le même courant traverse les trois redresseurs, ce qui limite la puissance continue récupérée lorsque les branches ne présentent pas exactement les mêmes points de fonctionnement optimaux. Ainsi, la topologie série est avantageuse pour augmenter la tension de sortie, mais elle reste moins performante que la topologie parallèle en termes de rendement global.

Tableau 23. Topologie série — effet de $Z_{antenne}$ avec $R_L = 5$ kΩ

Source	V_{DC} à (-10 dBm)	η % à (-10 dBm)	V_{DC} à (0 dBm)	η % à (0 dBm)
50 Ω	0,322 V	6,9	1,260 V	10,6
$Z_{antenne}$	0,315 V	6,6	1,209 V	9,7

Le Tableau 23 présente l'effet de l'impédance réelle de l'antenne sur la performance de la topologie série. Dans un premier temps, les redresseurs ont été simulés avec des sources idéales de $50\ \Omega$. Cependant, dans une Rectenna réelle, l'antenne ne présente pas nécessairement une impédance exactement égale à $50 + j0\ \Omega$aux fréquences de fonctionnement. Pour cette raison, l'impédance d'entrée de l'antenne $Z_{antenne}$ a été extraite à partir du fichier Touchstone obtenu depuis CST, puis utilisée dans ADS afin d'évaluer l'influence d'une source plus réaliste sur le comportement du réseau de redresseurs. Les résultats montrent une légère diminution du rendement, qui passe de $10{,}6\%$ à $9{,}7\%$ à $0\ dBm$, ainsi qu'une faible réduction de la tension de sortie. Cette variation reste limitée, ce qui indique que la topologie série conserve un comportement relativement stable lorsque l'impédance réelle de l'antenne est prise en compte.

4.7.2 Topologies de combinaison parallèle

La figure 68 présente la topologie parallèle des trois circuits de conversion RF/DC optimisés aux fréquences 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Chaque redresseur est alimenté par une source RF indépendante correspondant à sa fréquence de

fonctionnement. Les sorties continues des trois redresseurs sont ensuite connectées en parallèle aux bornes d'une même charge globale R_L, entre les nœuds U_1 et U_2.

Dans cette configuration, la tension de sortie est commune aux trois branches, tandis que les courants continus générés par chaque redresseur peuvent s'additionner. Le courant total fourni à la charge peut donc être exprimé par :

$$I_{DC,total} = I_{DC,2,45} + I_{DC,3,5} + I_{DC,5,8}$$

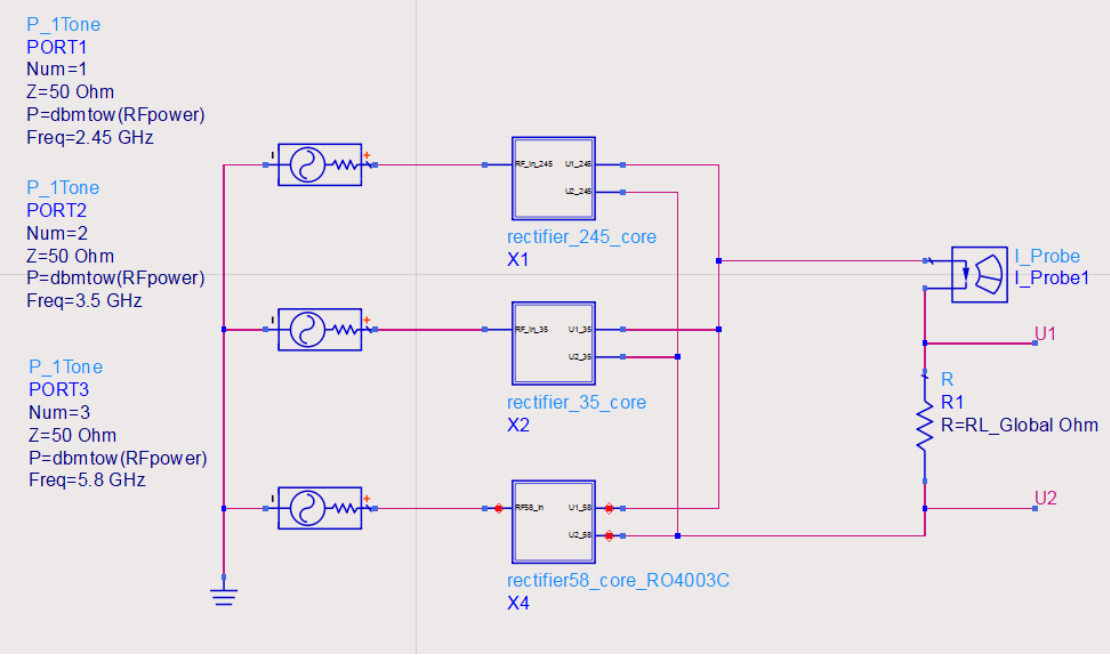


Figure 68. Association parallèle des trois redresseurs RF/DC optimisés aux fréquences 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz sous ADS.

Le Tableau 24 présente l'influence de la charge globale $R_{L,global}$ sur les performances de la topologie parallèle. Contrairement à la topologie série, cette configuration favorise l'addition des courants continus fournis par les trois redresseurs. Les résultats montrent que la charge globale optimale est nettement plus faible que les charges individuelles des redresseurs, ce qui est cohérent avec une association en parallèle. Le

rendement maximal le plus élevé, environ 33%, est obtenu pour $R_{L,global} = 250\ \Omega$. Cependant, les charges comprises entre $500\ \Omega$et $750\ \Omega$offrent un compromis plus intéressant aux faibles puissances, notamment à $-10\ dBm$, où le rendement augmente jusqu'à environ 11,1%. Ainsi, le choix de la charge dépend du critère visé : rendement maximal ou meilleure performance dans la zone de faible puissance.

Tableau 24. Topologie parallèle — configuration TMM4 pour les 3 circuits de conversion RF/DC

R_{L_global}	V_{DC} à (-10 dBm)	η % à (-10 dBm)	V_{DC} à (0 dBm)	η % à (0 dBm)	η% maximal
100 Ω	0,039 V	5,1	0,241 V	19,4	32,5
250 Ω	0,079 V	8,3	0,418 V	23,3	33
500 Ω	0,124 V	10,3	0,586 V	22,9	29,5
750 Ω	0,158 V	11,1	0,693 V	21,3	25,2
1000 Ω	0,185 V	11,4	0,783 V	20,4	22,5

Le Tableau 24 évalue l'impact de l'impédance réelle de l'antenne sur la topologie parallèle pour $R_{L,global} = 750\ \Omega$. Cette vérification a été réalisée afin de tenir compte du fait que l'antenne conçue sous CST ne présente pas une impédance parfaitement égale à $50\ \Omega$ aux trois fréquences ciblées. Les impédances extraites du fichier Touchstone ont donc été utilisées dans ADS à la place des sources idéales. Les résultats montrent une très faible variation des performances : le rendement à $0\ dBm$ passe de 21,3% à 20,9%, tandis que le rendement maximal passe de 25,2% à 24.33%. Cette faible dégradation montre que la topologie parallèle reste relativement robuste face à la non-idéalité de l'impédance d'antenne.

Tableau 25. Topologie parallèle — effet de $Z_{antenne}$ avec $R_L = 750\ \Omega$

Source	V_{DC} à (-10 dBm)	η % à (-10 dBm)	V_{DC} à (0 dBm)	η % à (0 dBm)	η% maximal
50 Ω	0,158 V	11,1	0,693 V	21,3	25,2
$Z_{antenne}$	0,153 V	10,43	0,686 V	20,9	24,33

Finalement, le Tableau 25 compare la configuration parallèle initiale, utilisant le substrat TMM4 pour les trois redresseurs, avec une configuration hybride où seul le redresseur à $5{,}8\ GHz$ est réalisé sur RO4003C. Cette modification a été étudiée car la branche à $5{,}8\ GHz$ présentait initialement le rendement le plus faible. Les résultats montrent une amélioration notable de la performance globale : le rendement à $0\ dBm$ passe de $21{,}3\%$ à $29{,}9\%$, et le rendement maximal augmente d'environ $25{,}2\%$ à 33%. Toutefois, malgré ce gain, l'utilisation de deux substrats différents peut compliquer la réalisation pratique du système. La configuration hybride est donc intéressante comme solution d'amélioration, tandis que la configuration entièrement basée sur TMM4 reste plus simple à intégrer avec l'antenne conçue sur le même substrat.

Tableau 26. Topologie parallèle améliorée — 5,8 GHz sur RO4003C avec $R_L = 750\ \Omega$

Configuration	V_{DC} à (-10 dBm)	η % à (-10 dBm)	V_{DC} à (0 dBm)	η % à (0 dBm)	η% maximal
Parallèle TMM4 pour les 3 redresseurs	0,158 V	11,1	0,693 V	21,3	25,2
Parallèle hybride avec 5,8 GHz RO4003C	0,189 V	15,9	0,820 V	29,9	33

Globalement, la topologie parallèle présente de meilleures performances en rendement que la topologie série. Elle est donc plus adaptée lorsque l'objectif principal est de maximiser la puissance continue récupérée. La topologie série, en revanche, reste intéressante lorsque la priorité est d'obtenir une tension de sortie plus élevée. Dans le cadre de cette étude, la topologie parallèle est retenue comme configuration principale pour l'assemblage des circuits de conversion RF/DC.

4.7.3 Performance globale de la topologie parallèle optimisée

Suite à l'étude comparative réalisée entre les topologies série et parallèle, la configuration parallèle a été retenue pour l'assemblage final des trois circuits de conversion RF/DC. Ce choix est justifié par le meilleur rendement global obtenu avec cette topologie, comparativement à la connexion série qui permet une tension de sortie plus élevée mais avec un rendement plus faible.

Par ailleurs, une modification de la disposition des stubs a été apportée aux circuits de conversion RF/DC à chaque fréquence, dans le but de réduire la surface globale des circuits et d'améliorer leur compacité. Après cette modification, les trois redresseurs optimisés aux fréquences 2,45 ,3.5 et 5,8 GHz ont été assemblés en parallèle afin d'évaluer la performance globale du système multibande.

Les résultats finaux de cette topologie parallèle optimisée sont présentés dans ce qui suit, en termes de tension continue de sortie V_{DC}, de puissance continue récupérée P_{DC}et de rendement global de conversion η_{global}.

Malgré une légère diminution du rendement global après la modification de la disposition des stubs, cette solution reste avantageuse du point de vue de la compacité. En effet, l'intégration des stubs à l'intérieur des circuits de conversion permet de réduire considérablement la surface occupée par chaque redresseur.

La surface totale des trois circuits passe de $122{,}5\ cm^2$ à $35{,}7\ cm^2$, soit une réduction d'environ $70{,}9\%$. Cette diminution importante de l'encombrement rend la solution finale plus intéressante pour une intégration pratique, même si elle entraîne une légère perte de rendement.

Tableau 27. Topologie parallèle optimisée après modification des stubs

R_{L_global}	P_{RF}	V_{DC_Global}	P_{DC_Global}	η_{global} %
750 Ω	-10 dBm	0,136 V	24,7 uW	8,16
	0 dBm	0,644 V	0,553 mW	18,42
	6 dBm	1,425 V	2,71 mW	22,67

4.7.4 Synthèse des performances finales

Le tableau 28 présente une comparaison entre quelques circuits de conversion RF/DC rapportés dans la littérature et le redresseur proposé dans ce travail. Les résultats montrent que les rendements les plus élevés sont généralement obtenus pour des puissances d'entrée proches de 0 dBm ou positives. Dans le cas du travail proposé, les rendements obtenus sont de 53,6 %, 52,45 % et 38,36 % aux fréquences 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz, respectivement. Ces valeurs restent acceptables pour une architecture multibande à branches séparées, surtout en tenant compte de la difficulté d'assurer une bonne adaptation et une conversion efficace sur plusieurs bandes de fréquences.

Tableau 28. Comparaison de quelques circuits de conversion RF/DC pour la récupération d'énergie RF

Référence	Fréquences (GHz)	Topologie	Diode	P_{RF} dBm	R_L (kΩ)	$\eta_{RF/DC}$ (%)
[13]	1,8 / 2,1 / 2,45	Redresseur tri-bande à canal unique	SMS7630	−20	3,2	31 / 25 / 21
[9]	2,14	Redresseur RF/DC avec réseau d'adaptation	SMS7630	0	1,2	62
[10]	2,4	Multiplicateur de tension avec réseau LC	Schottky	5	1,2	75,33
[27]	0,866 / 0,937	Doubleur de tension de Greinacher	HSMS-285C	0	13	80–85
[11]	0,84 / 1,86 / 2,1 / 2,45	Redresseur multibande à quatre branches	SMS7630	Variable	—	46 / 42 / 42 / 36
Travail proposé	2,45 / 3,5 / 5,8	Redresseur multibande/ branches séparées	SMS7630	Variable	5/2.5	53,6/ 52,45/ 38.36

4.8 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié la conception du circuit de conversion RF/DC du système Rectenna. Nous avons d'abord justifié le choix de la topologie à

double diode, retenue pour sa simplicité, sa compatibilité avec la technologie microruban et sa capacité à assurer un bon rendement de conversion aux faibles puissances RF.

Nous avons ensuite analysé les principales pertes pouvant affecter le rendement du circuit, notamment les pertes diélectriques, les pertes conductrices et l'effet de l'épaisseur du substrat. Cette étude a permis de choisir des paramètres adaptés pour la suite de la conception. Une comparaison entre plusieurs diodes Schottky a également été réalisée, ce qui nous a conduits à retenir la diode SMS7630 pour notre application.

Par la suite, les circuits de conversion ont été optimisés aux trois fréquences ciblées : 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Les résultats obtenus ont permis d'évaluer l'adaptation d'impédance, le rendement RF/DC, la tension de sortie et les harmoniques générées. Enfin, l'intégration des stubs à l'intérieur des circuits a permis de réduire fortement leur surface, avec des réductions de 78,5 %, 53,7 % et 80,6 % respectivement aux trois fréquences.

Finalement, les associations série et parallèle des redresseurs ont été présentées afin d'envisager une architecture multibande complète pour la récupération d'énergie RF. De plus, une comparaison avec des circuits de conversion RF/DC de référence a permis de situer les performances obtenues et de mettre en évidence l'intérêt de l'approche proposée.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail a porté sur la conception et l'optimisation d'un système Rectenna multibande destiné à la récupération d'énergie RF ambiante aux fréquences de 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. L'objectif principal était de proposer une structure capable de capter l'énergie électromagnétique disponible sur plusieurs bandes de fréquences, puis de la convertir en une tension continue exploitable à travers des circuits de conversion RF/DC adaptés.

Dans un premier temps, une antenne multibande a été conçue et optimisée à l'aide d'une approche paramétrique classique. Cette démarche a permis d'obtenir une antenne fonctionnant aux trois fréquences ciblées, avec des gains réalisés de 3,71 dBi, 4,35 dBi et 5,26 dBi, ainsi que des efficacités totales de 76,5 %, 70,2 % et 79,8 %, respectivement à 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz. Toutefois, cette méthode d'optimisation reste coûteuse en temps, car elle repose sur des variations successives des paramètres géométriques et sur des simulations électromagnétiques répétitives.

Afin d'améliorer ce processus, une approche basée sur l'intelligence artificielle a été intégrée. Plus précisément, un réseau de neurones a été utilisé pour modéliser la relation entre quatre paramètres géométriques de l'antenne et ses performances électromagnétiques. Le modèle développé comporte quatre entrées et six sorties, correspondant aux valeurs du coefficient de réflexion S_{11}et du gain réalisé aux trois fréquences ciblées.

Après optimisation par intelligence artificielle, l'antenne finale présente des valeurs de S_{11} de −16,28 dB, −11,23 dB et −18,59 dB aux fréquences de 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz, respectivement. Les gains réalisés obtenus sont de 3,44 dBi, 5,62 dBi et 5,87 dBi, tandis que les efficacités totales atteignent 80,33 %, 80,21 % et 81,42 %.

Dans la deuxième partie du travail, la conception des circuits de conversion RF/DC a été étudiée. Une analyse des différentes topologies de redressement ainsi que des pertes

liées aux composants du circuit a été réalisée afin de choisir une architecture adaptée. La topologie à double diode a été retenue en raison de sa simplicité, de sa compatibilité avec la technologie microruban et de son intérêt pour les applications à faibles niveaux de puissance RF.

Des circuits de conversion RF/DC ont ensuite été conçus et optimisés sous ADS pour chacune des trois bandes de fréquences. Les rendements de conversion obtenus sont de 53,6 %, 52,45 % et 38,36 %, respectivement à 2,45 GHz, 3,5 GHz et 5,8 GHz.

Enfin, les associations série et parallèle des circuits de conversion ont été étudiées afin d'évaluer une architecture multibande complète. La topologie parallèle a présenté le meilleur compromis, avec un rendement global de 22,67 %. L'intégration des stubs à l'intérieur des circuits a également permis d'améliorer la compacité de l'ensemble. La surface totale des trois circuits est ainsi passée de 122.5 cm^2 à 35.7 cm^2, soit une réduction d'environ 70,9 %.

En perspective, plusieurs améliorations peuvent être envisagées. Tout d'abord, il serait intéressant d'élargir la base de données utilisée pour l'optimisation par intelligence artificielle en intégrant d'autres paramètres géométriques influençant la polarisation de l'antenne. Cela permettrait d'optimiser non seulement le coefficient de réflexion et le gain, mais aussi le rapport axial qui permet d'évaluer la polarisation circulaire. L'objectif serait d'atteindre vers $AR < 3\ dB$ sur les trois bandes ciblées afin d'améliorer la réception des signaux RF indépendamment de leur orientation de polarisation.

Ensuite, une perspective importante consiste à fabriquer l'antenne et les circuits de conversion RF/DC proposés afin de valider expérimentalement les résultats obtenus par simulation. L'intégration complète de l'antenne multibande avec des redresseurs optimisés permettrait également d'évaluer les performances réelles du système Rectenna dans des conditions proches de l'environnement réel.

LISTE DE RÉFÉRENCES

[1] A. S. Rao *et al.*, “Concomitance of radio frequency energy harvesting and wearable devices: A review of rectenna designs,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 32, no. 12, Dec. 2022, doi: 10.1002/mmce.23536.

[2] P. T. Yewale and A. N. Gaikwad, “State-of-the-Art Antenna Innovations for Effective RF Energy Harvesting-A Review,” in *2025 IEEE 2nd International Conference on Green Industrial Electronics and Sustainable Technologies (GIEST)*, 2025, pp. 1–5. doi: 10.1109/GIEST66547.2025.11387582.

[3] X. Gu, L. Grauwin, D. Dousset, S. Hemour, and K. Wu, “Dynamic Ambient RF Energy Density Measurements of Montreal for Battery-Free IoT Sensor Network Planning,” *IEEE Internet Things J.*, vol. 8, no. 17, pp. 13209–13221, Sep. 2021, doi: 10.1109/JIOT.2021.3065683.

[4] M. Kumar *et al.*, “From MHz to mmWaves: A Review of Application-Driven UK-Based Wireless Power Research,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 26, no. 7, pp. 78–92, 2025, doi: 10.1109/MMM.2024.3471985.

[5] L. Ramalingam *et al.*, “The Advancement of Radio Frequency Energy Harvesters (RFEHs) as a Revolutionary Approach for Solving Energy Crisis in Wireless Communication Devices: A Review,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 106107–106139, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3098895.

[6] D. Surender, T. Khan, F. A. Talukdar, and Y. M. M. Antar, “Rectenna Design and Development Strategies for Wireless Applications: A review,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 64, no. 5, pp. 16–29, 2022, doi: 10.1109/MAP.2021.3099722.

[7] A. Okba, A. Takacs, H. Aubert, S. Charlot, and P.-F. Calmon, “Multiband rectenna for microwave applications,” *C. R. Phys.*, vol. 18, no. 2, pp. 107–117, Dec. 2016, doi: 10.1016/j.crhy.2016.12.002.

[8] E. al. Bujjibabu Nannepaga, “Circular Polarized Antenna for Radio Frequency Energy Harvesting Applications in the Smart Cities,” *International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication*, vol. 11, no. 11, pp. 96–104, Nov. 2023, doi: 10.17762/ijritcc.v11i11.9110.

[9] M. T. Le, H. S. Vu, T. Truong, H. T. Vu, and Q. C. Nguyen, “Circularly Polarized Meandered-Loop Antenna for Ambient RF Energy Harvesting System,” in *2020 IEEE Eighth International Conference on Communications and Electronics (ICCE)*, 2021, pp. 225–229. doi: 10.1109/ICCE48956.2021.9352131.

[10] C. Balamurugan, H. S. A, R. K. S, and M. G., “Design and Simulation of a Rectenna for RF Energy Harvesting in the S-Band,” *2025 International Conference on Intelligent Innovations in Engineering and Technology (ICIIET)*, pp. 1–6, 2025, [Online]. Available: https://api.semanticscholar.org/CorpusID:285804470

[11] H. S. Vu, N. Nguyen, N. Ha-Van, C. Seo, and M. T. Le, “Multiband Ambient RF Energy Harvesting for Autonomous IoT Devices,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, no. 12, pp. 1189–1192, 2020, doi: 10.1109/LMWC.2020.3029869.

[12] C. A. . Balanis, *Antenna theory : analysis and design*, 4th Edition. John Wiley, 2016.

[13] D. Chang and J. Zhang, “A Highly Efficient Design of Triple-Band Flexible Rectenna for Ambient RF Energy Harvesting in Passive IoT Applications,” in

2025 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2025, 2025, pp. 77–80. doi: 10.1109/IMS40360.2025.11103908.

[14] B. Atanasov, N. Atanasov, and G. Atanasova, "A Multi-Band Antenna with an Aesthetic Design for Ambient RF Energy Harvesting," in *2023 17th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2023, pp. 1–5. doi: 10.23919/EuCAP57121.2023.10133321.

[15] O. Alamu, T. O. Olwal, and E. M. Migabo, "Machine Learning Applications in Energy Harvesting Internet of Things Networks: A Review," *IEEE Access*, vol. 13, pp. 4235–4266, 2025, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3525263.

[16] Y. E. KUŞİN and M. PALANDÖKEN, "Machine Learning Based b-Shaped Monopole Antenna for RF Energy Harvesting Applications," *International Journal of Advanced Natural Sciences and Engineering Researches*, vol. 7, no. 6, pp. 33–38, Jul. 2023, doi: 10.59287/ijanser.1133.

[17] L. Ramalingam *et al.*, "The Advancement of Radio Frequency Energy Harvesters (RFEHs) as a Revolutionary Approach for Solving Energy Crisis in Wireless Communication Devices: A Review," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 106107–106139, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3098895.

[18] H. Takhedmit *et al.*, "A 2.45-GHz low cost and efficient rectenna," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, 2010, pp. 1–5.

[19] H. Takhedmit *et al.*, "A 2.45-GHz dual-diode RF-to-dc rectifier for rectenna applications," in *The 40th European Microwave Conference*, IEEE, Sep. 2010, pp. 37–40. doi: 10.23919/EUMC.2010.5616541.

[20] E. Chuma, Y. Iano, M. Costa, L. Manera, and L. Bravo-Roger, “A Compact-Integrated Reconfigurable Rectenna Array for RF Power Harvesting with a Practical Physical Structure,” *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 70, Jul. 2018.

[21] K. Ramasamy and T. Krishnan, “Performance analysis of RF substrate materials in ISM band antenna applications,” *The Scientific Temper*, vol. 14, no. 02, pp. 371–374, Jun. 2023, doi: 10.58414/SCIENTIFICTEMPER.2023.14.2.20.

[22] E. al. Bujjibabu Nannepaga, “Circular Polarized Antenna for Radio Frequency Energy Harvesting Applications in the Smart Cities,” *International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication*, 2023, [Online]. Available: https://api.semanticscholar.org/CorpusID:267343250

[23] D. Sarkar, P. P. Shome, V. R. Bhukya, R. K. Duru, M. Saha, and T. Khan, “Compact Circularly Polarized Microstrip Antenna with Harmonic Suppression for Enhanced Ambient RF Energy Harvesting,” in *TENCON 2024 - 2024 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, 2024, pp. 55–58. doi: 10.1109/TENCON61640.2024.10903108.

[24] E. Chuma, Y. Iano, M. Costa, L. Manera, and L. Bravo-Roger, “A Compact-Integrated Reconfigurable Rectenna Array for RF Power Harvesting with a Practical Physical Structure,” *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 70, Jul. 2018.

[25] J. Mendoza and A. Sánchez, “On the Design of a RF Schottky Diode Rectifier for Energy Harvesting Applications,” in *2018 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 2018, pp. 1–6. doi: 10.1109/ROPEC.2018.8661448.

[26] D. Surender, T. Khan, F. A. Talukdar, A. De, Y. M. M. Antar, and A. P. Freundorfer, “Key Components of Rectenna System: A Comprehensive Survey,” 2022, *Taylor and Francis Ltd.* doi: 10.1080/03772063.2020.1761268.

[27] A. D. Boursianis *et al.*, “Multiband Patch Antenna Design Using Nature-Inspired Optimization Method,” *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2, pp. 151–162, 2021, doi: 10.1109/OJAP.2020.3048495.