

Conception et réalisation de systèmes de récupération et de transfert d'énergie électromagnétique pour l'autonomie des nœuds communicants de réseaux de capteurs sans fil

Abdel Hadi Hobballah

▶ **To cite this version:**

Abdel Hadi Hobballah. Conception et réalisation de systèmes de récupération et de transfert d'énergie électromagnétique pour l'autonomie des nœuds communicants de réseaux de capteurs sans fil. Electronique. Université de Limoges, 2022. Français. NNT : 2022LIMO0134 . tel-03965762

HAL Id: tel-03965762

https://theses.hal.science/tel-03965762

Submitted on 31 Jan 2023

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

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

Thèse de doctorat

Université de Limoges

Université de Limoges
ED 653 - École Doctorale Sciences et Ingénierie
XLIM, Institut de recherche - Axe Systèmes RF, Antennes et Signaux

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges
Spécialité : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par
Abdel Hadi HOBBALLAH

Le 20/12/2022

Conception et réalisation de systèmes de récupération et de transfert d'énergie électromagnétique pour l'autonomie des nœuds communicants de réseaux de capteurs sans fil

Thèse dirigée par **Michèle LALANDE** et **Romain NÉGRIER**

JURY :

Président :
M. Michel PRIGENT — Professeur, XLIM, Université de Limoges

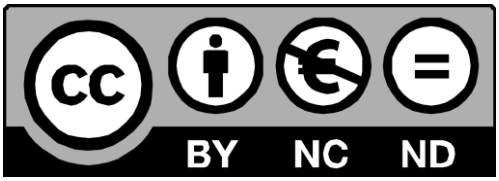
Rapporteurs :
Mme Valérie VIGNERAS — Professeur, IMS, Université de Bordeaux INP
M. Tan-Phu VUONG — Professeur, IMEP-LAHC, Université de Grenoble INP

Examinateurs :
Mme Michèle LALANDE — Professeur, XLIM, Université de Limoges
M. Romain NÉGRIER — Maître de conférences, XLIM, Université de Limoges
M. Hakim TAKHEDMIT — Maître de conférences, ESYCOM, Université Gustave Eiffel

Droits d’auteurs / Copyright

Cette création est mise à disposition selon le Contrat : « **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** » disponible en ligne : http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/

This work is licensed under the Creative Commons « **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** ». To view a copy of this license, visit https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/ Or send a letter to Creative Commons, PO Box 1866, Mountain View, CA 94042, USA



« Chaque difficulté rencontrée doit être l'occasion d'un nouveau progrès »

Pierre de Coubertin

Licence CC BY-NC-ND 3.0

À ma chère famille

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Remerciements

Je souhaite commencer par adresser mes remerciements aux responsables de l'Institut de recherche XLIM pour m'avoir permis de rejoindre l'équipe Antennes & Signaux afin d'effectuer ces trois années de doctorat.

Merci à l'entreprise MICROLIDE (Limoges, France) pour sa coopération.

Merci à Mme Valérie VIGNERAS, de l'Université de Bordeaux, et M. Tan-Phu VUONG, de l'Université de Grenoble, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de ce manuscrit.

Merci à Mme Michèle Lalande et M. Romain Négrier, co-directeurs de thèse, pour avoir dirigé ces travaux de recherche. Au-delà de votre disponibilité, de votre écoute, et de nos échanges qui m'ont permis de progresser sur le plan scientifique, j'ai particulièrement apprécié la confiance et l'autonomie que vous avez su m'accorder. Pour tout ça et pour le reste, je ne peux que vous exprimer ma plus grande gratitude.

Merci à M. Michel PRIGENT pour m'avoir transmis son savoir et son aide précieuse dans le bon déroulement des simulations et des essais expérimentaux.

Merci aux membres du jury qui ont accepté d'évaluer mon humble travail et pour le temps qu'ils ont y consacré.

Merci à Danielle et Carlos, ainsi qu'à l'ensemble du personnel de l'IUT GEII de Brive-la-Gaillarde pour leur contribution, de près comme de loin.

Merci à mes collègues de bureau, anciens comme actuels thésards, pour leur sympathie et leur convivialité : Gwenaël Reineix, Jérémy Hyvernaud, Paul Karmann et Souhail El Maqri.

Je souhaite le bon courage pour la suite à mes collègues doctorants, Souhail, Sebastien, José-Anderson, Luc-Arnaud, Alexandre et Khalil.

Enfin, je remercie ma famille et mes amis pour leur soutien et leurs encouragements. Je termine ces remerciements avec une pensée particulière pour mon épouse qui a toujours su faire preuve de bienveillance et d'attention. Je ne peux m'estimer que très chanceux de vous avoir à mes côtés.

Merci à tous !

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des matières

Droits d'auteurs / Copyright ..... **i**
Remerciements ..... **v**
Table des matières ..... **vii**
Table des illustrations ..... **xii**
Liste des Tableaux ..... **xvii**
Introduction générale **1**
I Présentation du contexte de l'étude et état de l'Art des rectennas **4**
I.1 Contexte de l'étude 4
I.1.1 Internet des objets 4
I.1.2 Réseaux de Capteurs Sans Fil (RCSF) 5
I.1.2.1 Description 5
I.1.2.2 Architecture d'un nœud dans un réseau de capteurs sans fil 5
I.1.2.3 Domaine d'application de réseaux de capteurs sans fil 6
I.1.3 Problématique et présentation du sujet de recherche 6
I.2 Transmission d'énergie sans fil (TESF) 7
I.2.1 Le transfert d'énergie en champ proche 7
I.2.2 Le transfert d'énergie sans fil en champ lointain 8
I.3 Structure générale d'une rectenna 9
I.3.1 Constitution d'une rectenna 9
I.3.2 Efficacité de conversion RF-DC 9
I.3.3 Topologie du circuit de redressement 10
I.3.3.1 Redresseur mono diode 10
I.3.3.2 Redresseur multi diodes 10
I.3.3.3 Exemple d'analyse comparative des rendements de conversion selon la topologie des redresseurs pour une puissance d'entrée supérieure à 0dBm 11
I.3.4 Étapes de conception d'une rectenna 12
I.3.4.1 Choix liés au niveau de puissance reçue 12
I.3.4.2 Choix de la diode 12
I.3.4.3 Choix d'une topologie de redresseur 14
I.3.4.4 Choix de la fréquence de fonctionnement de la rectenna 15
I.4 Généralités sur les antennes imprimées 20
I.4.1 Caractéristiques physiques 20
I.4.2 Propriétés et limitations 20
I.4.3 Les substrats diélectriques 22
I.4.4 Modes de rayonnement et caractéristiques principales 23

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.4.4.1 Coefficient de réflexion S_{11} 23
I.4.4.2 Bande passante 25
I.4.4.3 Efficacité de rayonnement 28
I.4.4.4 Diagramme de rayonnement, directivité, gain 30
I.4.4.5 Polarisation 31
I.5 Les antennes à lentille diélectrique 34
I.5.1 Lentilles homogènes 34
I.5.1.1 Lentille hyperbolique 34
I.5.1.2 Lentille plate rainurée de Fresnel 36
I.5.1.3 Lentille de Fresnel à échelon 37
I.5.2 Lentilles inhomogènes à gradient d'indice 39
I.5.2.1 Lentille plate de Fresnel 39
I.5.2.2 Lentille cylindrique de Lüneburg 40
I.6 Les antennes boucles 42
I.6.1 Boucle électriquement grande 42
I.6.2 Les structures fractales 43
I.6.2.1 Structure fractale Minkowski 44
I.6.2.2 Structure fractale Koch 46
I.7 Conclusion 48
Références du chapitre I 49
II Conception et réalisation de rectennas à 5 GHz pour les applications de Transfert de Puissance Sans Fil (TPSF) 55
II.1 Introduction 55
II.2 Logiciels de simulation 55
II.2.1 Advanced Design System ADS 55
II.2.2 Computer System Technologie CST 55
II.3 Choix de l'antenne à lentille diélectrique 56
II.4 Antenne développée à lentille diélectrique hyperbolique 58
II.4.1 Conception et réalisation de l'antenne développée 58
II.4.2 Simulation et mesure de l'antenne développée à 5 GHz 59
II.4.2.1 Coefficient de réflexion S_{11} 59
II.4.2.2 Focalisation des ondes planes vers l'antenne patch 59
II.4.2.3 Diagramme de rayonnement 60
II.4.2.4 Gain réalisé 60
II.5 Circuit de conversion RF-DC 62
II.5.1 Modélisation d'un doubleur de tension de Greinacher 62
II.5.2 Conception du circuit d'adaptation d'impédance 62
II.5.3 Co-simulation ADS du circuit d'adaptation d'impédance et du convertisseur RF-DC. 64

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.5.4 Résultats des simulations de l'association circuit d'adaptation d'impédance-convertisseur RF-DC 64
II.5.4.1 Coefficient de réflexion calculé en entrée du circuit d'adaptation d'impédance 64
II.5.4.2 Tension DC et rendement de conversion RF-DC obtenues en simulation 65
II.6 Modélisation de la rectenna sous CST 67
II.6.1 Simulation du circuit de conversion RF-DC 67
II.6.2 Co-simulation EM-circuit sous CST 68
II.7 Redresseur série mono-alternance 75
II.7.1 Simulation et mesure du coefficient de réflexion S_{11} du circuit de conversion RF-DC mono-alternance 76
II.7.2 Tension DC aux bornes de la charge de 10 kΩ 77
II.7.2.1 Étude des harmoniques générés par l'élément non linéaire 79
II.7.2.2 Réalisation d'un filtre Passe Bas 81
II.7.2.3 Étude de la composante continue liée à l'alternance négative du signal entre l'antenne et la diode 83
II.7.3 Simulation et mesure de la tension DC en fonction de la puissance RF après modification du circuit de conversion RF-DC 85
II.8 Expérience de recharge de la batterie du nœud de capteur 86
II.9 Conclusion 87
Références du chapitre II 89
III Conception et réalisation de rectennas incluant des antennes boucles pour la récupération d'énergie microonde aux fréquences GSM 91
III.1 Introduction et choix d'une antenne boucle 91
III.2 Simulations et comparaison entre plusieurs structures d'antennes boucles 91
III.2.1 Antenne boucle carrée 92
III.2.2 Boucle fractale koch 93
III.2.3 Boucle fractale Minkowski 94
III.3 Conception et réalisation d'une première rectenna à 900 MHz 96
III.3.1 Conception et réalisation du circuit de conversion RF-DC à 900 MHz 98
III.3.2 Récupération et moissonnage de l'énergie microonde à 900 MHz 101
III.4 Conception de la 1ère itération de la boucle fractale Minkowski à 900 MHz à base d'un réseau d'adaptation d'impédance hybride 103
III.4.1 Conception du réseau d'adaptation hybride 103
III.4.2 Co-simulation de la nouvelle rectenna à 900 MHz à base d'un réseau d'adaptation d'impédance hybride 108
III.5 Conception de structures antennaires bi-bande (900 et 1800 MHz) par couplage électromagnétique en analysant la fonction de transfert 110
III.5.1 Fonction de transfert optimale à 900 MHz 111
III.5.2 Courant maximal circulant sur le ruban des boucles à 1800 MHz 114

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.5.3 Premières conclusions sur le fonctionnement optimal obtenu par des structures d'antennes boucles à 900 et 1800 MHz 115
III.5.4 Structure bi-bande via un couplage électromagnétique 116
III.5.4.1 Couplage entre la boucle carrée et la fractale Minkowski 117
III.5.4.2 Couplage entre la boucle fractale Koch et fractale Minkowski 119
III.5.5 Premières conclusions sur le fonctionnement bi-bande obtenu par couplage électromagnétique 120
III.6 Conception d'une structure antennaire bi-bande fonctionnant à 900 et 1800 MHz en analysant le coefficient de réflexion S_{11} 120
III.7 Conclusion 123
Référence du chapitre III 125
Conclusion générale 127
Annexes 131
A. Modèle de la diode HSMS-2860 131
B. Modélisation de la diode HSMS-2860 à l'aide d'un bloc SPICE sous CST Studio Suite 132
C. Co-simulation, excitation par ondes planes 135
Publications et communications 138

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des illustrations

Figure I-1. Diagramme de l'Internet des objets 4
Figure I-2. Réseau de Capteur Sans Fil (RCSF) 5
Figure I-3. Architecture d'un nœud de capteur sans fil 5
Figure I-4. Exemple de cellule solaires 6
Figure I-5. Génération de la puissance à l'aide d'une éolienne [9] 7
Figure I-6. Le circuit intégré et la bobine antenne d'une puce RFID [10] 7
Figure I-7. TESF, schéma de principe 8
Figure I-8. Eléments constituant une rectenna 9
Figure I-9. Redresseur mono-alternance, a) topologie série et b) topologie parallèle 10
Figure I-10. Redresseurs multi diodes. (a) doubleur de tension de Greinacher, (b) quadrupleur de tension et (c) Doubleur de tension en pont. 10
Figure I-11. (a – d) Différentes architectures de circuits de conversion RF/DC. (e) Comparaison de leur rendement de conversion et tension DC à 915 MHz 11
Figure I-12. Efficacité de conversion de différentes diodes en fonction de la puissance RF 13
Figure I-13. Performances de conversion de différentes topologies de circuit de redressement en fonction de la puissance d'entrée [24] 14
Figure I-14. Exemple de mesure de niveau de champs selon la fréquence. (a) dans la bande GSM 900MHz et (b) dans la bande GSM 1800MHz 15
Figure I-15. Rectenna bi-bandes [25], (a) vue du dessus et (b) vue de dessous 15
Figure I-16. Moissonnage d'énergie ambiante [25] 16
Figure I-17. Rectenna mono-bande pour le moissonnage d'énergie [26] 16
Figure I-18. Rectenna multi-bande à quatre circuits de redressements [27]. (a) antenne dipôle modifiée large bande, (b) modèle électrique et (c) prototype réalisé 17
Figure I-19. Coefficient de réflexion S_{11} obtenu par le prototype présenté ci-dessus [27] 17
Figure I-20. Rectenna fonctionnant à la fréquence de 9.5 GHz. (a) un réseau de 16 antennes patchs est utilisé et (b) le réseau de patchs contient 4 antennes [28] 18
Figure I-21. Performance du circuit de conversion RF-DC [28] 19
Figure I-22. Prototypes réalisés. (a) rectenna 3D, (b) vue de dessus et de dessous du circuit de conversion RF-DC avant la soudure des composantes localisés, et (c) rectenna 2D [29] 19
Figure I-23. Différents modes d'alimentation d'une antenne patch [30] 21
Figure I-24. Antenne patch : dimensions et coefficient de réflexion en fonction de la fréquence [22] 23
Figure I-25. Huygens Dipôle Antenne (HDA) : caractéristiques géométriques, paramètre de réflexion, impédance d'entrée [23] 24
Figure I-26. Antenne fonctionnant dans la bande LTE-2300/2500 : paramètres géométriques 25
Figure I-27. Antenne fonctionnant dans la bande LTE-2300/2500 : coefficient de réflexion et impédance d'entrée [20]. CG : Conventional Geometry, RS : Rectangular Slot, AS : Annular slot 26
Figure I-28. Dimension (en mm) de l'antenne WLAN 2.45 GHz, photo et paramètre de réflexion [32] 27
Figure I-29. Dimension (en mm) de l'antenne bi-bande WLAN 2.45/5GHz et paramètre de réflexion [32] 27
Figure I-30. Antenne ultra large bande et paramètres Sij [33]. 28
Figure I-31. Antennes ultra large bande de géométries variées 28
Figure I-32. Patch élémentaire, réseau de 2 patchs et circuit d'alimentation, coefficient de réflexion et efficacité rayonnée du réseau antennaire [30] 29
Figure I-33. Représentation schématique de la directivité d'une antenne 30
Figure I-34. Représentation d'un diagramme de rayonnement 3D et 2D d'un système antennaire [35] 30
Figure I-35. Réseau de deux patchs et circuit d'alimentation, gain et directivité [30] 31

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure I-36. Polarisation rectiligne ou linéaire et polarisation circulaire [36] 32
Figure I-37. Définition des plan E et H 32
Figure I-38. Antenne bi-bande associant des dipôles imprimés [36] 33
Figure I-39. Antenne bi-bande dans la position verticale ou la position horizontale [36] 33
Figure I-40. Géométrie d'une antenne à polarisation circulaire pour une rectenna sur micro satellite et caractéristiques électriques [37] 33
Figure I-41. Transformation des ondes sphériques en ondes planes à l'aide d'une lentille diélectrique [38] 34
Figure I-42. Lentille homogène hyperbolique 35
Figure I-43. Mesure d'une lentille homogène elliptique [41] 35
Figure I-44. Gain obtenu par les antennes à lentille diélectrique et celui du guide d'onde seul, simulation (ligne pointillée) et mesure (ligne continue) [41] 36
Figure I-45. Lentille rainurée de Fresnel [40] 36
Figure I-46. Illustration de l'antenne à lentille dielectrique [42] 37
Figure I-47. Lentille homogène de Fresnel à échelon 37
Figure I-48. Antennes à lentille diélectrique. (a) lentille hyperbolique, (b) lentille de Fresnel à échelon et (c) lentille structurée SUB-L [39] 38
Figure I-49. Égalisation des chemins optiques à l'aide d'une lentille plate de Fresnel 39
Figure I-50. Lentille diélectrique plate à gradient d'indice [47] 40
Figure I-51. Lentille cylindrique de Lüneburg 40
Figure I-52. Variation de l'indice de réfraction nr en bleu et de la permittivité diélectrique εr en rouge en fonction de la distance radiale normalisée r 41
Figure I-53. Exemple d'une lentille cylindrique de Lüneburg [48] 41
Figure I-54. Formes d'antenne boucle 42
Figure I-55. (a) antenne cadre et (b) antenne cadre modifiée [52] 43
Figure I-56. Coefficient de réflexion S_{11} en simulation de l'antenne cadre et celle modifiée [52] 43
Figure I-57. ''Von Koch snowflake'' est un exemple d'une reproduction d'une structure fractale [54] 44
Figure I-58. Processus de génération de la courbe fractale Minkowski 45
Figure I-59. Configuration de l'antenne proposée [60]. (a) vue de face, (b) vue d'arrière et (c) antenne réalisée 45
Figure I-60. Coefficient de réflexion S_{11} obtenu par l'antenne à base de boucle fractale de Minkowski [60] 46
Figure I-61. Processus de génération de la courbe fractale de Koch [62] 46
Figure I-62. Comparaison entre trois structures d'antenne dipôle. (a) dipôle-fractal de Koch, (b) dipôle microruban et (c) antenne dipôle [62] 47
Figure I-63. Coefficient de réflexion du dipôle-fractal de Koch [62] 47
Figure II-1. Illustration de l'antenne. Conception de l'antenne réalisée sous CST 58
Figure II-2. Imprimante 3D et l'antenne réalisée par impression 3D 59
Figure II-3. Coefficient de réflexion S_{11} obtenue par l'antenne à 5GHz 59
Figure II-4. Focalisation des ondes planes vers le patch 60
Figure II-5. Diagramme de rayonnement de l'antenne à 5 GHz 60
Figure II-6. Prototype de l'antenne en cours de mesure 60
Figure II-7. Gain réalisée de l'antenne à 5 GHz. À Theta=0°, Theta=-14° et Theta=14°, respectivement 61
Figure II-8. Doubleur de Greinacher optimisé via ADS 63
Figure II-9. Simulation HB+Momentum 64
Figure II-10. Coefficient de réflexion S_{11} du circuit doubleur en fonction de la fréquence 65
Figure II-11. Tension DC et rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance d'entrée P_{RF} 66
Figure II-12. Tension DC aux bornes de la charge obtenue par une analyse transitoire 66

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure II-13. Circuit de conversion RF-DC modélisé dans l'environnement schématique de CST 67
Figure II-14. Tension continue aux bornes de la charge obtenue par CST Studio Suite 67
Figure II-15. Co-simulation EM-circuit de la rectenna proposée. Interface 3D (à gauche) et schématique (à droite) sous CST..... 70
Figure II-16. Comparaison des niveaux DC aux bornes de la charge de la rectenna entre la simulation ADS du circuit de conversion RF-DC et celle de CST 71
Figure II-17. Illustration de la simulation séparée 71
Figure II-18. Comparaison des niveaux DC aux bornes de la charge de la rectenna entre la simulation CST et celle effectuée en deux étapes : antenne puis circuit de conversion RF-DC..... 72
Figure II-19. Rectenna complète avec un plan de masse élargi..... 72
Figure II-20. Comparaison des niveaux DC aux bornes de la charge de la rectenna entre la structure de l'antenne avec un plan de masse élargi et celui du plan de masse initial..... 73
Figure II-21. Changement de l'angle d'excitation des ondes planes 74
Figure II-22. Niveaux DC aux bornes de la charge en fonction de l'angle d'excitation des ondes planes 74
Figure II-23. Illustration du circuit de conversion RF-DC mono-alternance..... 75
Figure II-24. (a) Coefficient de réflexion S_{11} et (b) banc de mesure de ce dernier..... 76
Figure II-25. Tension DC aux bornes de la charge. (a) analyse harmonique en fonction de la puissance RF et (b) analyse transitoire pour P-RF=-10 dB 77
Figure II-26. Antenne à lentille diélectrique en réception 77
Figure II-27. Tension RF en sortie d'antenne (= tension RF en entrée du circuit de conversion)..... 78
Figure II-28. Mesure de la tension DC en sortie de la rectenna pour une puissance RF en entrée de -10 dBm..... 78
Figure II-29. Coefficient du réflexion S_{11} mesuré de l'antenne à lentille diélectrique sur une très large bande de fréquences 79
Figure II-30. Circuit de conversion RF-DC en tenant compte de l'antenne 80
Figure II-31. Comparaison entre les tensions DC lorsque le générateur de puissance présente une impédance 50Ω et lorsqu'il présente l'impédance mesurée de l'antenne sur une très large bande de fréquences..... 81
Figure II-32. Filtre passe bas. (a) méthode de conception, (b) simulation électromagnétique et (c) filtre réalisé 82
Figure II-33. Paramètres S du filtre passe bas en mesure et simulation..... 82
Figure II-34. Mesure de la tension DC en présence du filtre passe bas 83
Figure II-35. Sonde Té 5520C et son modèle électrique..... 83
Figure II-36. Utilisation de la sonde en Té de type 5520C pour visualiser le signal reçu par l'antenne par la présence du circuit de conversion RF-DC..... 84
Figure II-37. FFT du signal reçu par l'antenne par la présence du circuit de conversion RF-DC 84
Figure II-38. Mesure de la tension DC en sortie de la rectenna..... 85
Figure II-39. Tension DC aux bornes de la charge obtenue en sortie du circuit de conversion RF-DC à 5 GHz 86
Figure II-40. Expérience de recharge de la batterie 86
Figure II-41. Courbe de charge de la batterie du nœud de capteur à l'aide de la rectenna proposée dans ce travail..... 87
Figure III-1. Capture d'écran issue de CST Microwave Studio de la boucle carrée fonctionnant à 900 MHz..... 92
Figure III-2. Coefficient de réflexion S_{11} obtenu en simulation par l'antenne boucle carrée 92
Figure III-3. Diagrammes de rayonnement obtenu en simulation par la boucle à 900 MHz..... 93
Figure III-4. La 2ème itération de la boucle fractale Koch fonctionnant à 900 MHz 93
Figure III-5. (a) boucle Koch, (b) boucle Koch modifiée et (c) le coefficient de réflexion S_{11} obtenu par les deux structures [1]..... 94

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure III-6. Capture d'écran issue de CST Microwave Studio de la 1ère itération de la boucle fractale Minkowski fonctionnant à 900 MHz 95
Figure III-7. Coefficient de réflexion S_{11} obtenu en simulation par la 1ère itération de l'antenne boucle fractale Minkowski 95
Figure III-8. Prototype de la 1ère itération de la boucle fractale Minkowski. (a) capture d'écran issue de CST Microwave Studio et (b) prototype réalisé 96
Figure III-9. Coefficient de réflexion S_{11} de la 1ère itération de la boucle fractale Minkowski 97
Figure III-10. Caractéristiques de la 1ère itération de la boucle fractale Minkowski. (a) Gain réalisé et (b) directivité 97
Figure III-11. Prototype du circuit de conversion RF-DC mono-alternance fonctionnant à 900 MHz. (a) capture d'écran issue d'ADS et (b) modèle réalisé 98
Figure III-12. Mesure et simulation du coefficient de réflexion S_{11} de circuit de conversion RF-DC mono-alternance et (b) banc de mesure 99
Figure III-13. Tension DC aux bornes de la charge et rendement de conversion RF-DC obtenus avec le circuit de conversion RF-DC mono-alternance 100
Figure III-14. Récupération et moissonnage de l'énergie microonde. La station de base (à gauche) et la rectenna proposée (à droite) 101
Figure III-15. Niveaux DC mesurés en sortie de la rectenna proposée 101
Figure III-16. Variation de la tension de la batterie au cours du temps. (a) expérience effectuée dans un temps pluvieux et (b) dans un beau temps 102
Figure III-17. Impédance complexe vue en entrée du redresseur sans réseau d'adaptation d'impédance. Les courbes rouge et bleue représentent la partie réelle et imaginaire, respectivement 104
Figure III-18. LineCalc méthode de calcul proposée par le logiciel ADS 105
Figure III-19. Circuit de conversion RF-DC avec le réseau d'adaptation hybride 106
Figure III-20. Coefficient de réflexion S_{11} obtenu par le nouveau circuit de conversion RF-DC à 900 MHz 107
Figure III-21. Tension DC et rendement de conversion RF-DC obtenus par le nouveau circuit de conversion RF 107
Figure III-22. Structure 3D de la rectenna modélisée sous CST. (a) vue de face, (b) plan de masse (vue d'arrière) et (c) éléments localisés dans l'environnement circuit du logiciel 108
Figure III-23. Tensions DC en sortie de la rectenna obtenues par la co-simulation 109
Figure III-24. Boucle simple carrée à 900 MHz 111
Figure III-25. Fonction de transfert obtenue par la boucle carrée à 900 MHz 111
Figure III-26. Boucle Fractal Koch optimisée à 900 MHz 112
Figure III-27. Fonction de transfert obtenue par la boucle fractale Koch à 900 MHz 112
Figure III-28. Boucle Fractal Minkowski optimisée à 900 MHz 113
Figure III-29. Fonction de transfert qui représente le fonctionnement optimal obtenu par la boucle fractale Minkowski à 900 MHz 113
Figure III-30. Fonctions des transferts présentées par les différentes géométries de boucles fonctionnant à 900 MHz 114
Figure III-31. Boucle simple carrée optimisée à 1800 MHz 114
Figure III-32. Courant circulant sur le ruban de la boucle carrée 115
Figure III-33. Structure de la boucle carrée et du fractale Minkowski 117
Figure III-34. Fonction de Transfert de la structure optimale bi-bande constituée de la boucle carrée et la fractale Minkowski 117
Figure III-35. Impédance en sortie de la structure bi-bande constituée de la boucle carrée et la fractale Minkowski 118
Figure III-36. Structure optimale de la boucle fractale koch et fractale Minkowski 119
Figure III-37. Fonction de transfert de la structure optimale bi-bande constituée de la boucle fractal Koch et fractale Minkowski 119

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure III-38. Impédance en sortie de la structure bi-bande constituée de la boucle fractal Koch et fractale Minkowski 120
Figure III-39. Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence 121
Figure III-40. Capture d'écran issue du CST Microwave Studio de la forme circulaire d'antenne boucle 121
Figure III-41. Coefficient de réflexion optimal obtenu par la boucle circulaire présentant une circonférence de $0.81\lambda_0$ à la fréquence de 900 MHz 122
Figure III-42. Capture d'écran issue de CST Microwave Studio de la structure antennaire bi-bande 122
Figure III-43. Coefficient de réflexion S_{11} obtenu par la structure de boucle circulaire fonctionnant en bi-bande 123
Figure III-44. Gain réalisé obtenu par la structure boucle circulaire bi-bande. (a) à 930 MHz et (b) à 1820 MHz 123

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Liste des Tableaux

Tableau I.1. Fréquences, portée et applications des RFID [10] 8
Tableau I.2. Références de diodes Schottky utilisées pour la conversion RF/DC 13
Tableau I.3. Meilleur circuit de redressement selon la plage de puissance d'entrée..... 14
Tableau I.4. Caractéristiques électriques de quelques substrats « organiques » : 22
Tableau I.5. Permittivité complexe de différents matériaux plastiques à 2.45 GHz 22
Tableau I.6. Caractéristiques et résultats des mesures [38]. DPHLA pour lentille hyperbolique, FRES-L pour lentille de Fresnel à échelon et SUB-L pour lentille structurée 38
Tableau II. Performances et caractéristiques des antennes à lentilles diélectriques pour un fonctionnement à 5 GHz..... 57
Tableau III.1. Comparaison entre trois structures d'antennes boucles pour un fonctionnement à 900 MHz..... 95
Tableau III.2. Comparaison avec l'état de l'art 100
Tableau III.3. Antennes boucles optimales à 0.9 et 1.8 GHz et leurs caractéristiques 116

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Introduction générale

Depuis plusieurs années, l'électronique et les systèmes de communication ont connu une évolution incontestable. Les progrès réalisés donnent naissance à des circuits de plus en plus performants, de moins en moins encombrants, mais surtout de plus en plus économes en énergie. Les demandes énergétiques croissantes de l'Internet des objets (IoT) s'accompagnent du besoin de techniques d'alimentation à distance des appareils. La propagation en champ lointain des ondes radio permet la distribution d'énergie à distance à l'aide des rectennas. Ces dernières sont apparues dans les années 1960 pour l'alimentation des drones, et plus récemment pour le moissonnage d'énergie radiofréquence ambiante.

Les réseaux de capteurs sans fils WSN se sont largement développés ces dernières années notamment grâce aux nombreux progrès faits au niveau de la consommation énergétique. Ces nouveaux réseaux ont aujourd'hui le rôle de récolter diverses informations et de les transmettre à une entité maitresse où elles sont récupérées. En effet, la diversité des capteurs et les progrès en termes de consommation énergétique font que ces réseaux peuvent être largement utilisés. C'est le cas en milieu urbain par exemple, pour de la surveillance de canalisations (température, pression), ou bien afin de gérer les pics de pollution. De même au niveau des cultures agricoles des capteurs sont utilisés pour automatiser l'arrosage et l'utilisation d'engrais (température, humidité). Ces réseaux pour être les plus optimums sont composés d'un grand nombre de capteurs, pouvant aller de quelques dizaines à plusieurs centaines

L'une de thématique de recherche du laboratoire XLIM a conduit au déploiement dans un bâtiment, de capteurs de présence et de données environnementales telles que température, le taux d'hygrométrie, le taux CO2 significatif du nombre de personnes présentes en un lieu. Les données issues de ces capteurs permettront à terme d'optimiser le chauffage et la ventilation et donc d'aboutir à des économies d'énergie.

Ce projet s'inscrit dans l'objectif des économies d'énergie dans les bâtiments et plus particulièrement dans l'autonomie énergétique des réseaux de capteurs répondant à cet enjeu. Il s'agira dans le cadre de ce travail de rendre les capteurs autonomes en énergie grâce à une recharge à distance des batteries alimentant ces capteurs. Cette autonomie d'énergie simplifie ces applications en évitant d'avoir à recharger des batteries sur des sites inaccessibles. Dans le cas d'une batterie rechargeable, le travail qui sera mené dans cette thèse consiste à intégrer un système de récupération d'énergie au nœud de capteurs afin de le rendre autonome en énergie.

La récupération de l'énergie ambiante telles que celle des signaux (TV, GSM, Wi-Fi, etc.) et le transfert de puissance sans fil sont des techniques qui peuvent être mises en œuvre pour alimenter en énergie les réseaux de capteurs sans fil.

La radio alimentation des nœuds de capteurs nécessite une conversion RF-DC dont le rôle est de convertir le signal hyperfréquence reçu par une antenne intégrée au nœud en un signal continu permettant la recharge de la batterie. Cette conversion implique le recours à des circuits d'adaptation d'impédance, des diodes de redressement de seuil relativement faible et de « booster ». Même si le principe de ces dispositifs est le même quelle que soit la fréquence RF mise en jeu, les composants doivent être dimensionnés en fonction de celle-ci. La communication entre les nœuds de capteurs et la station de base s'effectue selon les protocoles usuels à des fréquences de l'ordre de 2.4 GHz. Pour la radio alimentation, rien n'oblige à utiliser cette même fréquence et l'utilisation de fréquences plus élevées permet de réduire l'encombrement des antennes d'émission et de réception.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Ce manuscrit comporte trois chapitres :

Le premier chapitre est intitulé ‘‘**Présentation du contexte de l’étude et état de l’Art des rectennas**’’. Ce chapitre expose d’abord le contexte de l’étude et la problématique sur laquelle ces travaux ont porté. Il présente la Transmission de l’Énergie Sans Fil (TESF) en champ lointain, de même que le système de récupération d’énergie et de conversion RF-DC ‘‘Rectenna’’. La partie suivante est consacrée à la présentation du principe du système ainsi qu’à quelques exemples récents de l’état d’art. Dans la suite, la rectenna comportant une partie antennaire, les généralités sur les antennes imprimées sont détaillées et des exemples des réalisations et de mesures sont présentés. Enfin, plusieurs structures d’antennes à lentille diélectrique et d’antennes boucles sont présentées. Ces types d’antennes ont un rapport direct avec le travail réalisé dans cette thèse.

Le deuxième chapitre est intitulé ‘‘**Conception et réalisation de rectennas à 5GHz pour les applications de Transfert de Puissance Sans Fil (TPSF)**’’. Il présente les outils logiciels d’aide à la conception électromagnétique utilisés dans ce travail. Ensuite, plusieurs types d’antenne à lentille diélectrique sont conçus, simulés et comparés. Selon plusieurs critères mentionnés, une antenne sera choisie pour former la partie antennaire du système de récupération et de conversion RF-DC développé. Cette antenne est ensuite réalisée, mesurée et les résultats de simulation et de mesure sont comparés. Un circuit de conversion RF-DC est simulé, optimisé et combiné en simulation avec l’antenne développée formant la rectenna. Suite à une Co-simulation électromagnétique-circuit du système complet, des remarques sont effectuées concernant les effets du couplage du champ électromagnétique sur les performances du circuit de conversion RF-DC. Dans l’étape qui suit, un nouveau circuit est simulé, réalisé et combiné en mesure avec l’antenne développée. Enfin, une expérience de recharge d’une batterie d’un nœud de capteurs est réalisée en combinant la rectenna développée avec un convertisseur DC-DC de type boost.

Le dernier chapitre est intitulé ‘‘**Conception et réalisation de rectennas incluant des antennes boucles pour la récupération de l'énergie microonde aux fréquences GSM**’’. Dans ce dernier chapitre, une comparaison d’encombrement et de performances entre une boucle carrée et deux structures de boucles fractales est présentée. L’analyse comparative de ces structures conduit au choix de la partie antennaire de la rectenna. Dans la suite de ce chapitre, l’antenne est réalisée, les résultats de simulation et de mesure sont comparés. Un circuit de conversion RF-DC est ensuite simulé, réalisé et combiné à l’antenne formant le système de récupération d’énergie développé. À l’aide de ce dernier, une expérience du moissonnage d’énergie ambiante est réalisée. Ce système est ensuite combiné à un convertisseur DC-DC pour effectuer l’expérience de recharge de la batterie d’un nœud de capteur. Un deuxième circuit de conversion RF-DC plus performant est présenté. La dernière partie est consacrée au développement de structures antennaires bi-bande pour le moissonnage d’énergie radiofréquence. Dans cette partie, des éléments sont fournis sur les paramètres à considérer dans le développement de rectennas. Enfin, une nouvelle structures bi-bande fonctionnant par couplage électromagnétique est développée et présentée.

Ce manuscrit est clôturé par une conclusion éclairant les points clés présentés ainsi que les différents résultats obtenus dans ce travail. À la fin du deuxième et troisième chapitre, quelques perspectives sont mentionnées afin d’améliorer l’efficacité des systèmes de récupération et de conversion RF-DC développés.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I Présentation du contexte de l'étude et état de l'Art des rectennas

I.1 Contexte de l'étude

I.1.1 Internet des objets

Dans le domaine de la télécommunication sans fil, un nouveau concept appelé l'Internet des objets désigné par l'acronyme ‘‘IoT’’ de l'anglais (Internet of Things) a été présenté pour la première fois par Kevin Ashton en 1998 [1]. L'IoT a attiré de plus en plus d'attention dans le milieu universitaire et l'industrie [2]. Ces principales applications sont :

- Les étiquettes d'identification par radiofréquence le plus souvent désignée par l'acronyme ‘‘RFID’’ de l'anglais (Radio Frequency Identification)
- Les Réseaux de Capteurs Sans Fil (RCSF)
- Les objets intelligents

L'Internet des objets se traduit par une infrastructure intelligente qui inclut des objets physiques, des capteurs, des capacités de traitement, des logiciels et autres systèmes pour échanger des données sans fil.

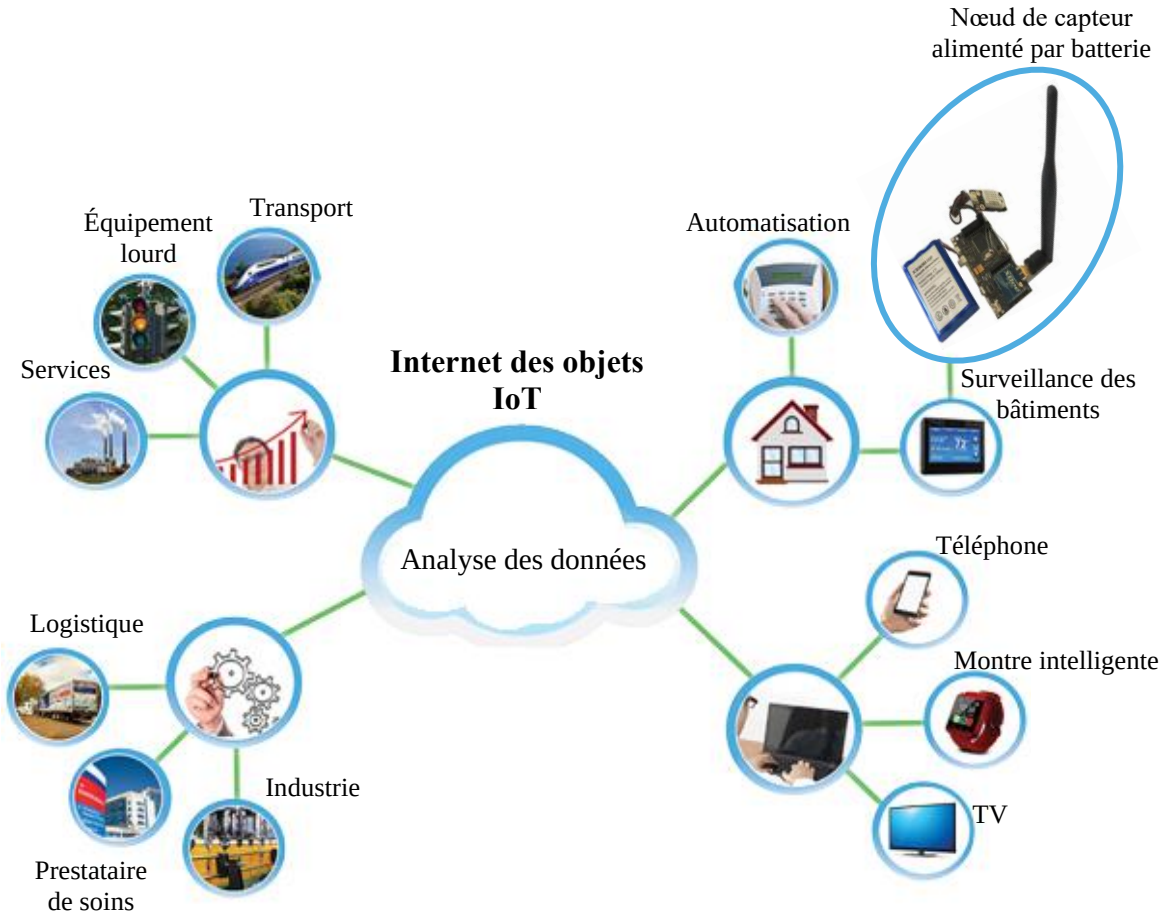


Figure I-1. Diagramme de l'Internet des objets

Dans le travail présenté dans ce manuscrit, nous nous sommes intéressés aux réseaux de capteurs sans fil liés à la surveillance de bâtiments. Ce choix fait l'objet d'un sujet de recherche au laboratoire et il va être contextualisé et justifié dans la suite.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.1.2 Réseaux de Capteurs Sans Fil (RCSF)

I.1.2.1 *Description*

Un réseau de capteurs sans fil consiste en un ensemble de nœuds communicants séparés dans l'espace pour récolter et transférer une image des conditions physiques d'un environnement. Ces données sont envoyées à une station de base qui est représentée par un nœud de collecte qui remonte l'information à l'utilisateur [3].

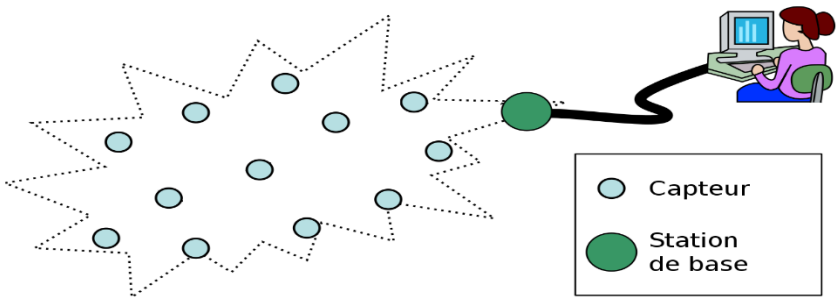


Figure I-2. Réseau de Capteur Sans Fil (RCSF)

I.1.2.2 Architecture d'un nœud dans un réseau de capteurs sans fil

Un nœud de capteur est constitué principalement de quatre unités [4][5] :

- **Unité d'acquisition** : elle est composée d'un ou de plusieurs capteurs dont le rôle est d'obtenir des mesures numériques physiques des paramètres environnementaux. Dans le cas d'un capteur analogique (capteur de température, de lumière, de l'humidité, etc), les grandeurs physiques mesurées sont traduites par un convertisseur Analogique/Numérique en données numériques qui sont ensuite transférées à l'unité de traitement.
- **Unité de traitement** : son rôle est de traiter les grandeurs physiques reçues à l'aide d'un microprocesseur qui contient un système d'exploitation spécifique dédié à cette unité de traitement. Comme l'illustre la Figure 3, l'unité de traitement est reliée à deux interfaces, une interface avec l'unité d'acquisition et une interface avec l'unité de communication.
- **Unité de communication** : elle permet toutes les émissions et réceptions de données via un support de communication radio. Le circuit radiofréquence de l'unité de communication comprend une antenne dont le rôle est de transformer une énergie guidée en énergie électromagnétique émise ou inversement.
- **Unité de contrôle d'énergie** : les trois unités décrites précédemment sont toutes alimentées par une unité de contrôle d'énergie. La source d'énergie peut revêtir plusieurs formes : piles alcaline rechargeables ou non, batterie lithium ou énergie solaire

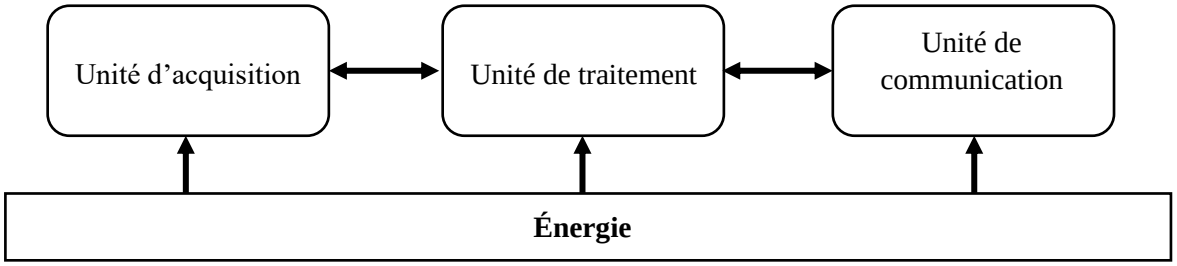


Figure I-3. Architecture d'un nœud de capteur sans fil

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.1.2.3 *Domaine d'application de réseaux de capteurs sans fil*

Un RCSF est utilisé dans de nombreux domaines d'applications [3], on distingue : le domaine militaire, le domaine industriel et commercial, le domaine médical ainsi que le domaine de la surveillance environnementale, etc. Concernant le domaine de la surveillance environnementale auquel nous nous intéressons dans ce travail, le réseau de capteurs peut être déployé pour l'une de missions suivantes : la surveillance de volcans, la détection rapide d'incendies de forêt, les glissements de terrain et le tremblement de terre, la surveillance de constructions de génie civil, etc.

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans le cadre du développement de réseaux de capteurs sans fil appliqués aux bâtiments intelligents. Cette application est très utile de nos jours dans la plupart des ouvrages, aussi bien anciens que contemporains. Ces réseaux mettent en jeu les domaines de l'électronique et de l'informatique, et permettent ainsi d'automatiser les opérations permettant d'optimiser la consommation énergétique. Ce système sans fil recueille et transfère des conditions physiques sur l'état du bâtiment : le CO2, la température et l'humidité, la présence de fumées, le bruit, la vibration, le mouvement et la présence d'individus.

I.1.3 Problématique et présentation du sujet de recherche

L'unité de contrôle d'énergie permet d'alimenter les différentes unités du nœud de capteurs précédemment énumérées. Actuellement, la plupart de ces nœuds sont alimentés par batterie et cette quantité énergie embarquée influe directement sur la durée de vie du système donc du réseau entier. Par conséquent, la consommation énergétique du capteur est l'un des critères qui doit être pris en compte dans la conception et le déploiement d'un RCSF donné.
Les batteries peuvent également s'avérer difficiles à recharger, en particulier dans les applications déployant des capteurs sans fil à grande échelle. Les nœuds de capteurs sans fil utilisent souvent des batteries lorsqu'ils sont situés dans des endroits où il est peu pratique voire impossible de les alimenter sur secteur. Pour ces raisons, le développement d'un capteurs auto-rechargeable ou autonome en énergie est incontestablement important. Cette autonomie d'énergie simplifie ces applications en évitant d'avoir à recharger des batteries sur des sites inaccessibles.
Dans le cas d'une batterie rechargeable, le travail qui sera mené dans cette thèse consiste à intégrer un système de récupération d'énergie au nœud de capteurs afin de le rendre autonome en énergie. Ce système de récupération d'énergie peut prendre plusieurs formes, on distingue :

- Les panneaux solaires : leur fonctionnement consiste en la récupération de faisceaux lumineux et la conversion des photons en électrons. Le déplacement des électrons au sein d'un matériau crée la circulation du courant électrique. L'inconvénient de ce système de récupération d'énergie est qu'il ne fonctionne que le jour et son efficacité de conversion diminue sous un ciel nuageux et un temps pluvieux.

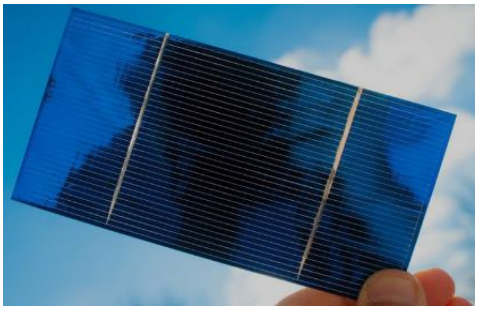


Figure I-4. Exemple de cellule solaires

Licence CC BY-NC-ND 3.0

L’efficacité d’une cellule standard dans des conditions optimales est de l’ordre de 15 à 20 % [6]. Par ailleurs, les études récentes partant sur de nouveaux matériaux montrent des rendements plus efficaces pouvant atteindre 40 % [7].

- Les éoliennes [8] : c’est un dispositif qui sert à transformer l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique, dite énergie éolienne, laquelle est ensuite transformée en énergie électrique. Une étude de 2016 a montré qu’une station éolienne de petite taille est capable de produire jusqu’à 600 µW pour une vitesse de rotation de 300 tr/mn [9].

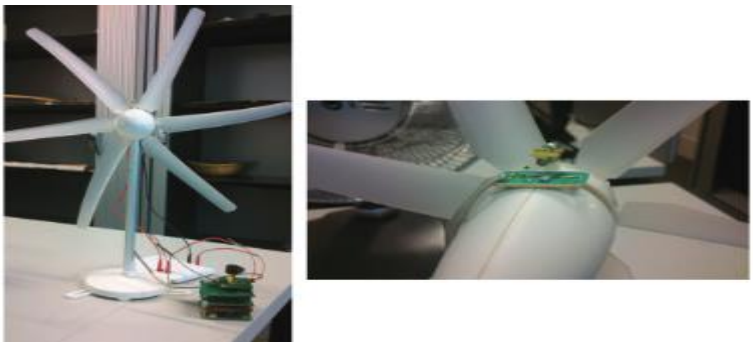


Figure I-5. Génération de la puissance à l’aide d’une éolienne [9]

- Rectenna : le terme anglophone « rectenna » est la contraction de « rectifying » et d’« antenna ». Une rectenna est composée d’une antenne et d’un circuit de redressement qui convertit le signal radiofréquence (RF) en un signal continu (DC). Les ondes radiofréquences émises par des sources radio qui nous entourent (les routeurs Wi-Fi (2,45 et 5 GHz), les sources désignées par l'acronyme « GSM » de anglais ‘‘Global System for Mobile communications’’ (0,9 et 1,8 GHz), (Bluetooth 2,4 et 2,8 GHz), etc.) peuvent être « moissonnées » par une rectenna. Une étude bibliographique sur les rectennas présentée dans la suite de ce chapitre montre qu’à ces fréquences-là, ces dernières ont un encombrement proche de celui d’un nœud de capteurs. De plus, leur rendement de conversion peut largement varier entre 15 et 75 % en fonction de plusieurs paramètres qui seront détaillés dans la suite.

I.2 Transmission d’énergie sans fil (TESF)

Dans le cas d’une transmission d’énergie sans fil (TESF) basée sur l’utilisation d’une énergie électromagnétique, deux configurations existent :

I.2.1 Le transfert d’énergie en champ proche

La technologie RFID (identification par radiofréquence) a par exemple recours aux champs électromagnétiques pour identifier et suivre les puces attachées à divers objets. Ce transfert d’énergie se fait par couplage magnétique entre deux inductances, l’une intervenant en émission et l’autre en réception. Cette technologie de communication est utilisée pour un grand nombre d'applications, par exemple la gestion des stocks, le paiement sans contact, le partage des contacts, photos ou vidéos et le péage électronique.

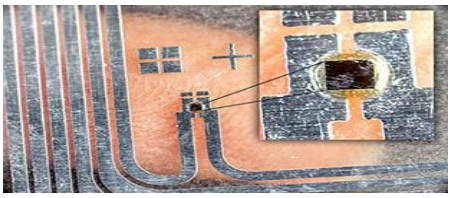


Figure I-6. Le circuit intégré et la bobine antenne d'une puce RFID [10]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Bande de fréquence de la RFID	Portée de balayage	Exemples d'application
120 à 150 kHz (basse fréquence, LF)	Jusqu'à 10 cm	Puces pour animaux, applications industrielles
13,56 MHz (haute fréquence, HF)	Jusqu'à 1 m	Traçage d'articles, étiquettes intelligentes, communication en champ proche, contrôle d'accès
433 MHz (Ultra Haute Fréquence, UHF)	1 à 150 m avec des puces actives	Surveillance et suivi du personnel et des véhicules, suivi des données des capteurs
860 à 960 MHz (Ultra Haute Fréquence, UHF	1 à 12 m (en fonction de la puce)	Suivi des boîtes et des palettes, suivi des articles industriels, capteurs de lecture des étiquettes, suivi du bétail, dispositifs antivol
2,45 GHz (UHF)	1 à 100 m avec des puces actives	Applications industrielles, clés à puce, capteurs de lecture des étiquettes, bracelets à puce pour la localisation des personnes
3, 1 à 10 GHz (Super haute fréquence, SHF)	Jusqu'à 200 m avec puces actives	Systèmes de localisation en temps réel

Tableau I.1. Fréquences, portée et applications des RFID [10]

La table I.1 indique les fréquences mises en jeu dans les RFID et les caractéristiques en termes de portées et d'application [10].

I.2.2 Le transfert d'énergie sans fil en champ lointain

Ce second mode de transfert utilise des antennes pour l'émission et pour la réception des ondes. La transmission peut atteindre des distances beaucoup plus importantes que dans le cas d'une transmission en champs proches. Les premières expériences de la Transmission d'Énergie Sans Fil (TESF) datent des années 1960 [11].

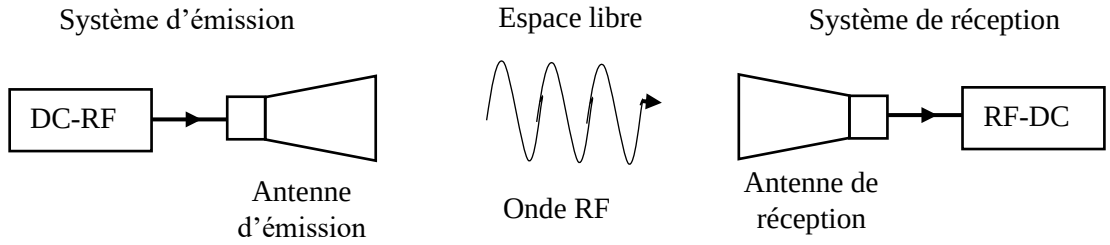


Figure I-7. TESF, schéma de principe

Le système d'émission doit convertir une puissance continue ou basse fréquence en une puissance microonde. Pour les fortes puissances des sources oscillantes à base de tubes à vide peuvent être utilisées (magnétron, Klyson, etc.) [12]. Pour de plus faibles puissances, un système de source microonde classique à base de composants à l'état solide est suffisant.
Le système de réception est composé d'une antenne qui sert à capter la puissance microonde et d'un circuit de redressement à base de diodes. Ce circuit a pour objectif de convertir la puissance microonde reçue par l'antenne en une puissance continue. L'ensemble de l'antenne et du circuit de redressement est appelé la rectenna. Cette rectenna a été développée pour la première fois par William C. Brown en 1963.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.3 Structure générale d'une rectenna

I.3.1 Constitution d'une rectenna

La rectenna correspond à la partie réception d'une telle transmission d'énergie. Elle est constituée d'une antenne de réception, d'un circuit d'adaptation, d'un circuit de redressement, d'un filtre passe-bas et d'une charge.

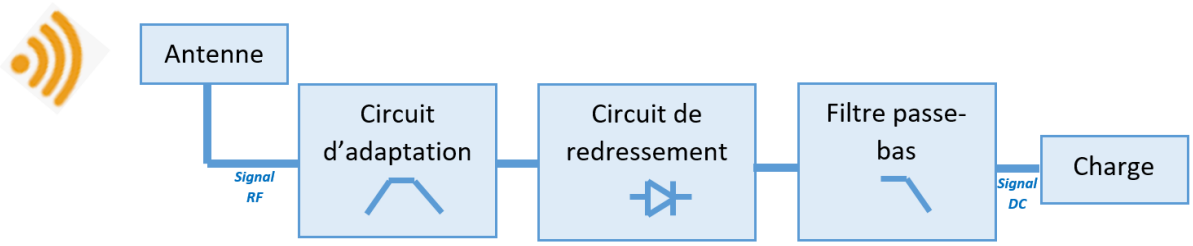


Figure I-8. Eléments constituant une rectenna

Le rôle du circuit d'adaptation est d'assurer un transfert de puissance RF maximum de l'antenne vers le circuit de redressement.

Le circuit de redressement assure la conversion de l'énergie RF en énergie DC. Il inclut un composant dont le choix est essentiel pour les performances du circuit de redressement : une diode.

Le filtre passe bas élimine les fréquences harmoniques générées par la non linéarité de la diode.

Le signal délivré à la charge résistive est alors continu.

I.3.2 Efficacité de conversion RF-DC

L'efficacité de conversion est quantifiée par le rendement η (en %) [13] défini par le rapport de la puissance DC sur la puissance RF disponible en sortie d'antenne :

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \tag{1}$$

$$P_{DC} = V_{DC}\, I_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R} \tag{2}$$

$$P_{RF} = \frac{1}{2}\, \Re e\, (\underline{U}_{RF}\, \underline{I}_{RF}^{*}) \tag{3}$$

Avec :

$\underline{U}_{RF}$: la valeur complexe de la tension sinusoïdale en sortie d'antenne,
$\underline{I}_{RF}^{*}$: la valeur complexe conjuguée du courant en sortie d'antenne,
V_{DC} : la tension DC obtenue en sortie de la rectenna,
I_{DC} : le courant de sortie DC, et R la valeur de la charge.

Du fait de la non linéarité des diodes, ce rendement en puissance dépend de la puissance RF disponible en sortie de l'antenne, laquelle dépend de la densité de puissance transmise P_t (W/m^2), du gain de l'antenne G et de longueur d'onde λ :

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$P_{RF} = \frac{P_t\, G\, \lambda^2}{4\,\pi} \tag{4}$$

Ce qui permet d'exprimer le rendement de la façon suivante :

$$\eta = \frac{4\,\pi\, V_{DC}\, I_{DC}}{P_t\, G\, \lambda^2} \tag{5}$$

Remarque : le gain de l'antenne correspond dans les expressions précédentes au gain linéaire.

Tous les éléments constitutifs de la rectenna doivent faire l'objet d'une optimisation conjointe pour que la conversion RF/DC soit la plus efficace possible.

I.3.3 Topologie du circuit de redressement

Les circuits de redressement intègrent une ou plusieurs diodes selon la topologie du circuit.

I.3.3.1 *Redresseur mono diode*

Une seule diode est mise en jeu dans la conversion RF/DC ; elle est positionnée soit en série, soit en parallèle dans la chaîne de redressement [14] :

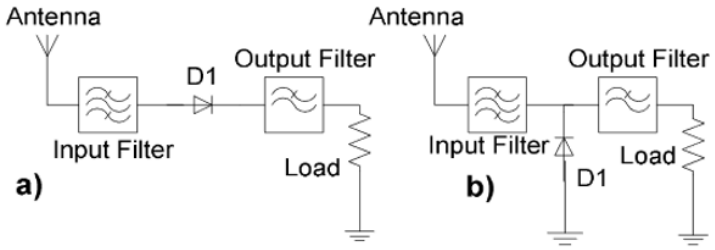


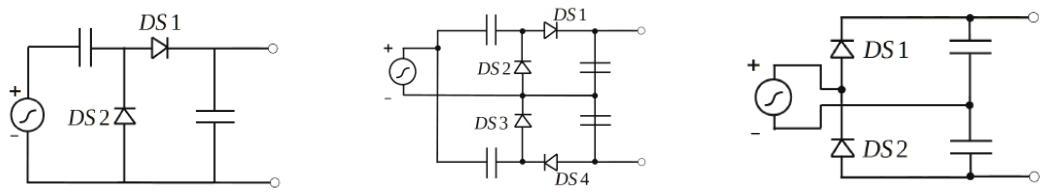
Figure I-9. Redresseur mono-alternance, a) topologie série et b) topologie parallèle

Dans cette topologie, la diode est auto alimentée par la tension DC qu'elle génère. Cette topologie est simple à implémenter et peu coûteuse. Le filtre d'entrée assure la fonction d'adaptation. Dans [14], le redresseur mono diode série a été retenu pour sa facilité d'implantation sur une structure coplanaire et son bon rendement pour des puissances d'entrée faibles. Ce dispositif ne redresse qu'une alternance de la tension RF.

I.3.3.2 *Redresseur multi diodes*

Contrairement au redresseur mono diode, les redresseurs multi diodes permettent de redresser les deux alternances du signal d'entrée.

Différentes configurations de redresseurs existent [13], on peut citer par exemple :



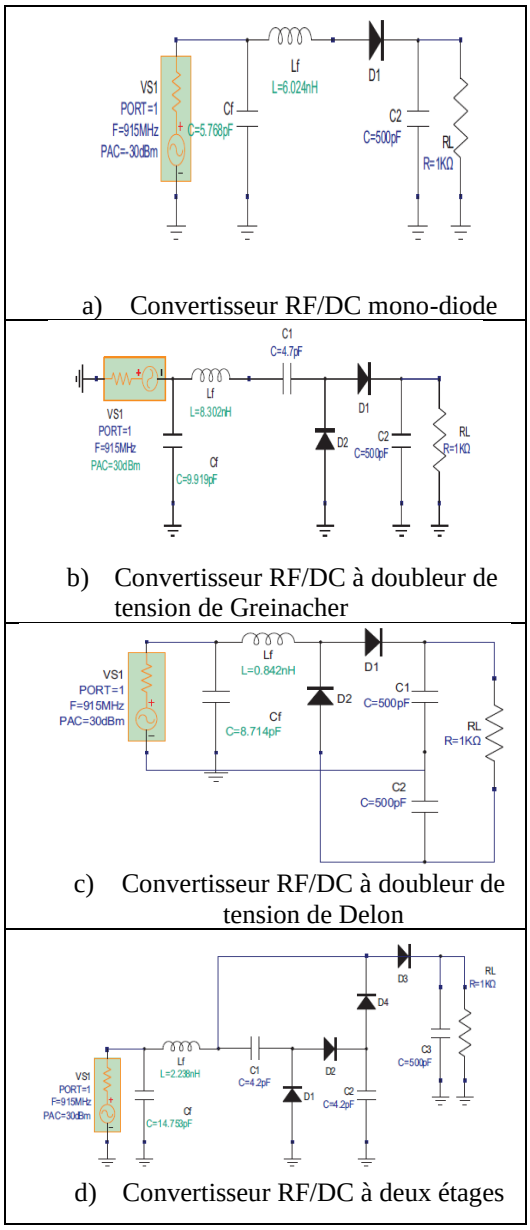
(a) (b) (c)

Figure I-10. Redresseurs multi diodes. (a) doubleur de tension de Greinacher, (b) quadrupleur de tension et (c) Doubleur de tension en pont.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.3.3.3 *Exemple d'analyse comparative des rendements de conversion selon la topologie des redresseurs pour une puissance d'entrée supérieure à 0dBm*

Un exemple de comparaison de rendement de conversion selon la topologie du circuit de redressement est donné dans [15] pour une source de fréquence 915 MHz et délivrant une puissance de 0dBm, 30dBm et 37dBm. Dans chacune des quatre configurations considérées, le circuit d'adaptation en éléments localisés a été optimisé.



Rectifier	Maximum Conversion Efficiency (%)			Maximum DC Output Voltage (Volt)		
	0dBm input	*30dBm input*	*37dBm input*	*0dBm input*	*30dBm input*	*37dBm input*
Half wave rectifier	10.89	56.34	40.21	0.356	6.27	11.85
Greinacher voltage doubler	2.48	74.45	80.9	0.352	16.83	28.50
Delon doubler	1.88	71.48	74.02	0.302	13.36	28.22
2-stage Voltage Multiplier	5.11	31.44	36.36	0.30	9.20	19.21

(e)

Figure I-11. (a – d) Différentes architectures de circuits de conversion RF/DC. (e) Comparaison de leur rendement de conversion et tension DC à 915 MHz

Cette étude comparative conduit aux conclusions suivantes :

- Pour la puissance RF de 0 dBm, c'est le convertisseur mono diode qui offre le meilleur rendement de conversion,
- Pour les puissances de 30 et 37 dBm, l'efficacité de conversion la plus forte est atteinte avec le doubleur de tension de Greinacher et la plus faible avec le convertisseur à deux étages,

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Pour le niveau de puissance le plus faible, le niveau continu obtenu en sortie du convertisseur est pratiquement le même quel que soit la topologie du circuit de redressement,
- A des niveaux de puissance plus importants, le doubleur de tension de Greinacher conduit aux plus forts niveaux DC alors que le circuit mono diode est le moins performant sur ce point.

Concernant l'influence de la résistance de charge, il a été montré que :

- Les quatre circuits de redressement conduisent à un rendement meilleur sur une charge de faible valeur telle que 500Ω ou 1kΩ,
- Le maximum de tension de sortie DC est obtenu sur une résistance de valeur plus forte, de 30kΩ ou plus.

Le convertisseur RF/DC à deux étages conduit à une tension de sortie très faible au maximum de son rendement de conversion et le rendement de conversion est très faible pour une tension de sortie à 80% du maximum.

Pour un meilleur compromis, efficacité de conversion / niveau DC, une résistance de charge comprise entre 500Ω et 1kΩ convient.

Le convertisseur à doubleurs de tension de Greinacher est le convertisseur RF/DC le plus performant.

Le convertisseur RF/DC à doubleur de tension de Delon est le deuxième meilleur redresseur en trouvant un compromis efficacité de conversion / niveau de tension de sortie.

I.3.4 Étapes de conception d'une rectenna

I.3.4.1 *Choix liés au niveau de puissance reçue*

Les niveaux de puissance RF à redresser dépendent du contexte :

- Soit une transmission de puissance sans fil est mise en œuvre et le niveau dépend de la PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente) autorisée et du bilan de liaison entre la source et le circuit de conversion RF/DC. Dans ce cas, la densité de puissance peut atteindre jusqu'à quelques centaines de mW/cm^2,
- Soit il s'agit d'un « moissonnage » d'énergie disponible à l'emplacement de la rectenna et dans ce cas, la densité de puissance est beaucoup plus faible, de l'ordre de quelques $\mu W/cm^2$.

Par ailleurs l'antenne et le gain linéaire G qu'elle présente joue sur le niveau de puissance P_{RF} à redresser.

$$P_{RF} = \frac{E^2.\lambda^2}{480.\pi^2}.G \quad (6)$$

Où λ est la longueur d'onde du signal émis et $\frac{E^2}{120.\pi}$ est la densité de puissance qui atteint la rectenna.

I.3.4.2 *Choix de la diode*

La diode est l'élément clé du circuit de redressement ; l'efficacité de redressement dépend fortement de ce composant. Les diodes Schottky sont couramment utilisées pour la conversion RF/DC du fait de leur faible tension de seuil, de quelques centaines de millivolts [16].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dans le tableau ci-dessous sont reportées les références des diodes utilisées dans les circuits de redressement mentionnés dans des publications récentes.

Référence	Année de publication	Fréquence(s)	Modèle de diode	Configuration
[17]	2015	915MHz, 2,44GHz	HSMS-2852	Transfert de puissance
[18]	2016	1,8 2,1 et 2,6 GHz	HSMS-2850	Moissonnage d'énergie
[19]	2016	2,45GHz 5,8GHz	HSMS-2860	Transfert de puissance
[20]	2019	2,5GHz	HSMS-2852	Transfert de puissance
[21]	2020	900MHz, 1,8GHz, 2,45GHz	HSMS-2852	Moissonnage d'énergie
[22]	2020	2,45GHz	SMS-7630	Moissonnage d'énergie
[23]	2021	909MHz	HSMS-286C	Transfert de puissance

Tableau I.2. Références de diodes Schottky utilisées pour la conversion RF/DC

Une analyse comparative [16] de quatre modèles de diodes a été menée sur l'efficacité de conversion d'un redresseur mono diode d'un signal à 2,45 GHz.

Les deux diodes HSMS-2860, SMS-7630, possèdent respectivement des tensions de seuil de 0,25Vet 0,15V, et des tensions de claquage de 7V, 2V.

L'efficacité de conversion selon la diode intégrée dans le circuit de redressement est reportée sur la Figure I.12 ci-dessous [16] :

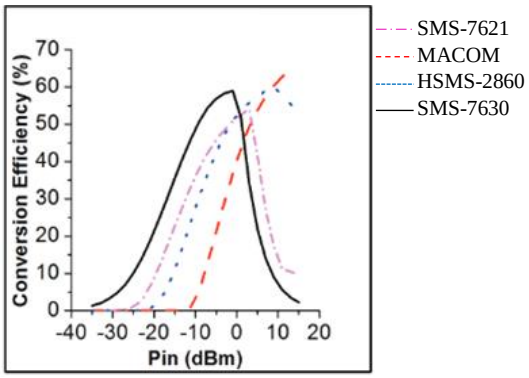


Figure I-12. Efficacité de conversion de différentes diodes en fonction de la puissance RF

Cette étude comparative montre que l'efficacité de conversion dépend de la puissance d'entrée et que le choix de la diode mise en jeu dépendra de l'application visée : moissonnage d'énergie pour laquelle la puissance d'entrée est typiquement inférieure à -10dBm ou transfert d'énergie avec une maîtrise relative de la puissance transmise.

Les diodes de tensions de seuil les plus faibles (SMS-7630, SMS-7621) sont mieux adaptées à la récupération d'énergie de faible niveau. Leurs efficacités de conversion maximum sont comprises entre 0% et 60%. Les diodes présentant des tensions de seuil supérieures (HSMS-2860, MA40417) supportent mieux les puissances élevées en raison de leurs tensions de claquage supérieures mais elles sont moins efficaces pour redresser de faibles puissances.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.3.4.3 *Choix d'une topologie de redresseur*

La topologie du circuit redresseur doit être choisie, tout comme la diode, en fonction du niveau de puissance à convertir.

Dans le paragraphe I.3.3.3, les résultats d'une étude comparative du rendement de conversion selon la topologie du circuit de redressement ont été détaillés et le niveau de la puissance RF pour cette analyse reste supérieure à 0dBm. Si l'application visée est le 'moissonnage d'énergie, les niveaux de puissance à considérer sont nettement plus faibles et typiquement inférieurs à -10dBm. Le niveau de puissance disponible est par ailleurs aléatoire puisque dépendant des coefficients d'évanouissement des canaux de transmission. Ceci rajoute un niveau supplémentaire de complexité dans la conception du circuit de redressement, le circuit d'adaptation étant optimisé pour une puissance RF donnée.

Dans la publication [13], deux topologies de circuits de redressement ont été comparés : un circuit mono diode série (Single Series Diode SSD) et un doubleur de tension de Greinacher (Voltage Doubler VD). Différentes références de diodes Schottky ont été intégrées dans ces circuits de redressement : HSMS-2810, HSMS-2820, HSMS-2850, HSMS-2860 et SMS-7630. La valeur du condensateur est 3,3pF et la charge résistive vaut 1kΩ.

Les performances du circuit de redressement en termes d'efficacité de conversion RD/DC pour une puissance d'entrée variant entre -50dBm et 40dBm sont reportées figure suivante :

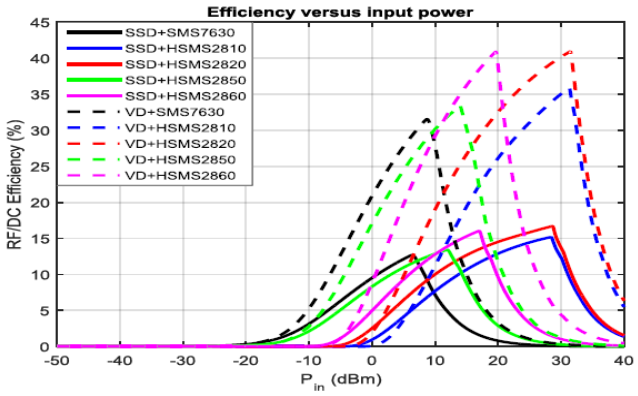


Figure I-13. Performances de conversion de différentes topologies de circuit de redressement en fonction de la puissance d'entrée [24]

La meilleure efficacité de conversion est globalement obtenue avec la topologie du doubleur de tension. Toutefois, pour de très faibles puissances d'entrée telles que celles mises en jeu pour le « moissonnage », c'est la topologie simple seuil qui montre un meilleur rendement. Une analyse précise selon la puissance d'entrée a permis de définir le meilleur couple diode + topologie de redressement selon la plage de niveau de puissance d'entrée :

Input power level (dBm)	Best rectifier circuit
$[-50, -21]$	SSD+SMS7630
$[-21, 9.5]$	VD+SMS 7630
$[-9.5, 11.8]$	VD+HSMS2850
$[11.8, 20.7]$	VD+HSMS2860
$[20.7, 40]$	VD+HSMS2820

Tableau I.3. Meilleur circuit de redressement selon la plage de puissance d'entrée

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les auteurs de la publication [24] proposent de commuter l'antenne de la rectenna sur le circuit de redressement dont la topologie est la plus appropriée selon le niveau de puissance reçue mesurée au préalable.

I.3.4.4 *Choix de la fréquence de fonctionnement de la rectenna*

Le choix de la fréquence de fonctionnement dépend de l'application visée. Pour cela, on distingue deux applications : la récupération de l'énergie microonde ambiante, « le moissonnage d'énergie », et la transmission d'énergie sans fil.

❖ Cas du moissonnage d'énergie

S'il s'agit du « moissonnage d'énergie », un diagnostic des fréquences disponibles dans l'environnement et des niveaux de champs rayonnés guident le choix de la fréquence de fonctionnement de la rectenna. Une mesure réalisée au laboratoire grâce à une antenne ultra-large bande conçue à XLIM et un analyseur de spectre a conduit aux résultats suivants :

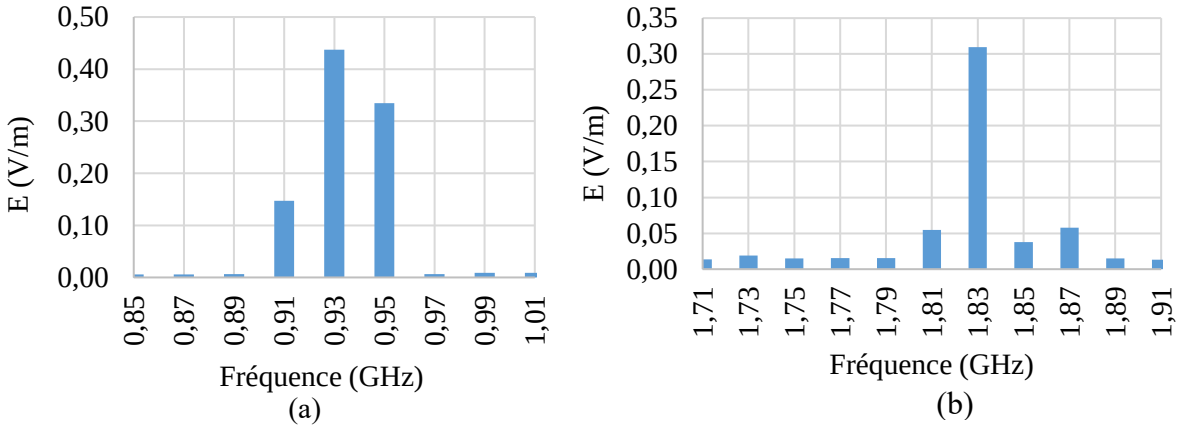


Figure I-14. Exemple de mesure de niveau de champs selon la fréquence. (a) dans la bande GSM 900MHz et (b) dans la bande GSM 1800MHz

On remarque que pour la plage fréquentielle considérée ici, les bandes GSM 900 et le GSM 1800 offrent des niveaux de puissances les plus importants.

Dans [25] les auteurs présentent une rectenna bi-bandes permettant la récupération de l'énergie microonde aux fréquences GSM 0,9 et 1,8 GHz. Elle est constituée d'une antenne monopôle bi-bandes miniaturisée et d'un doubleur de tension de type Greinacher. La diode utilisée est de type Schottky SMS7630 et présente une faible tension de seuil de l'ordre de 150 mV. Deux stubs en circuit ouvert sont placés entre l'antenne et le redresseur pour assurer la bonne adaptation d'impédance aux fréquences choisies.

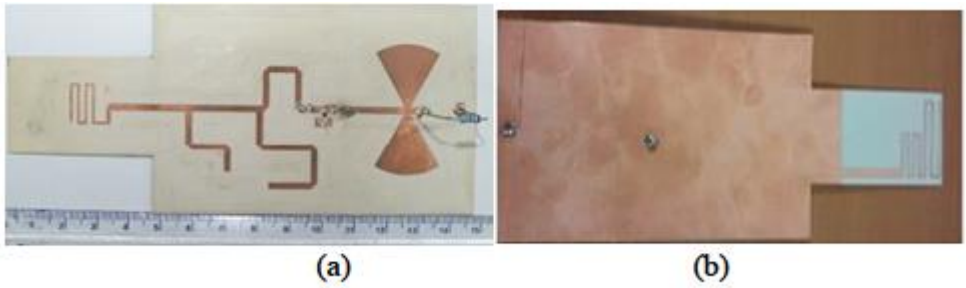


Figure I-15. Rectenna bi-bandes [25], (a) vue du dessus et (b) vue de dessous

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La rectenna est imprimée sur du substrat Rogers RO4003 qui présente une constante diélectrique de 3,55 et une épaisseur de 0,8 mm. Pour une puissance RF d'entrée de -20 dBm le rendement de conversion RF-DC mesuré est de 20 et 40 % à 0,9 et 1,8 GHz, respectivement. Dans le but de moissonner de l'énergie, la rectenna a été placée à plusieurs distances d'un téléphone mobile et la tension DC en sortie de la rectenna a été mesurée à l'aide d'un voltmètre.



Figure I-16. Moissonnage d'énergie ambiante [25]

La tension DC est mesurée en fonction de la distance entre la rectenna et le téléphone mobile, le voltmètre affiche 231 et 16 mV.

Un deuxième exemple d'une rectenna utilisée pour le moissonnage d'énergie est présentée dans [26]. La rectenna est illustrée dans la figure 15, elle contient l'antenne de captation de type boucle circulaire et le circuit de redressement en technologie CPS. La structure est collée et découpée par gravure mécanique sur un substrat transparent plexiglas de 1.7 mm de hauteur.

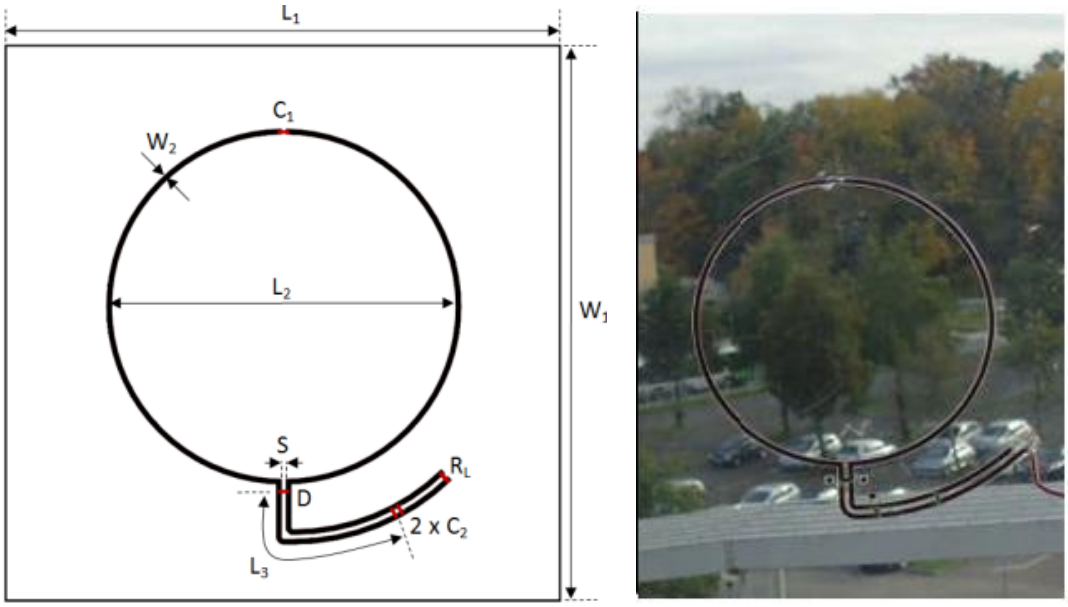


Figure I-17. Rectenna mono-bande pour le moissonnage d'énergie [26]

La diode de redressement est placée directement en sortie d'antenne. Afin de réaliser une adaptation d'impédance à 945 MHz, les auteurs ont optimisé la longueur de la ligne CPS 'L3' entre la diode et le filtre DC contenant deux condensateurs de 150 pF chacun. Pour une densité

Licence CC BY-NC-ND 3.0

surfacique de puissance de 8.91 µW/cm², le rendement de conversion RF-DC atteint une valeur de 72.65 % et la tension DC mesurée vaut 1.16 V.

Un troisième exemple de rectenna multi-bandes est présentée dans [27]. Son circuit de conversion RF-DC est adapté et utilisé pour récupérer l'énergie microonde aux quatre fréquences différentes (GSM 0,9 et 1,8 GHz ; UMTS 2,1 GHz et Wi-Fi 2,45 GHz). Il est basé sur quatre circuits de redressement qui sont placés en parallèles l'un avec l'autre.

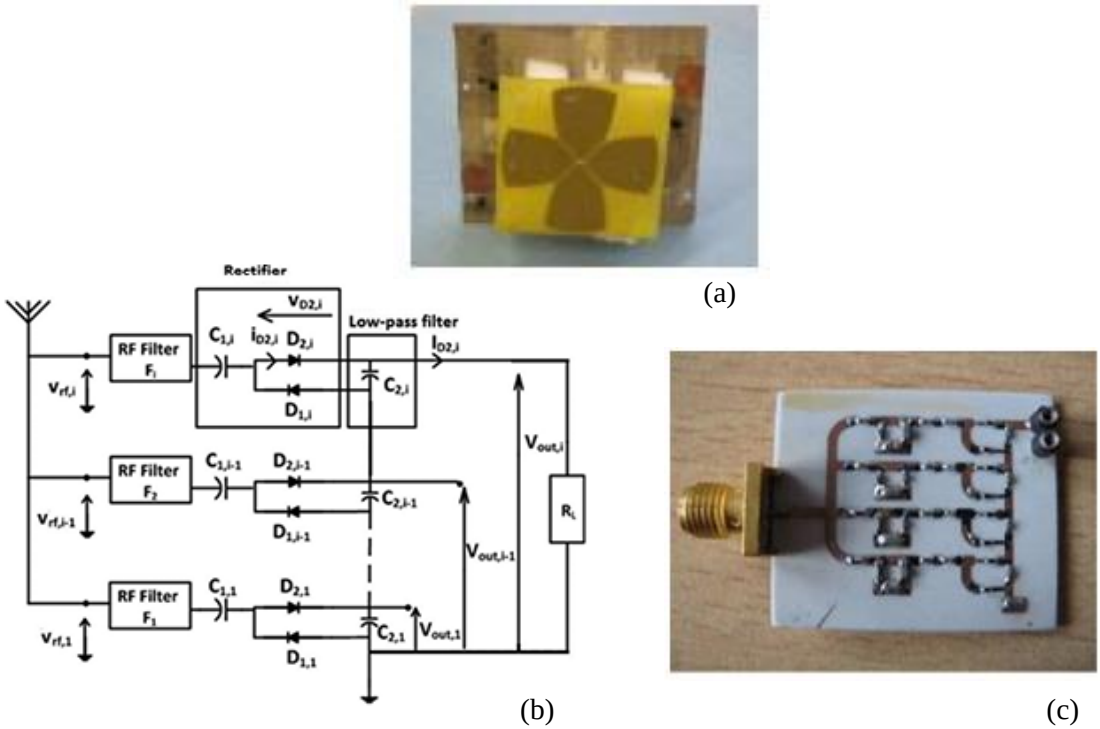


Figure I-18. Rectenna multi-bande à quatre circuits de redressements [27]. (a) antenne dipôle modifiée large bande, (b) modèle électrique et (c) prototype réalisé

Pour une puissance RF d'entrée de -15 dBm, le circuit de conversion RF-DC présente un coefficient de réflexion S_{11} inférieur à -15 dB pour chacune des fréquences citées précédemment. Ce paramètre est validé en mesure comme le montre la Figure I-19.

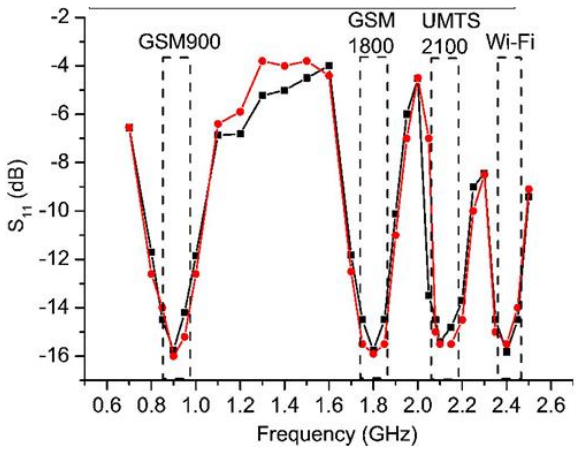


Figure I-19. Coefficient de réflexion S_{11} obtenu par le prototype présenté ci-dessus [27]

Le rendement de conversion RF-DC a été simulé et validé en mesure. Pour une puissance d'entrée RF variant de -20 à 0 dBm, il démarre à un niveau de 36 % et atteint un niveau très élevé de 84%.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

❖ Cas de la transmission d'énergie sans fil

Dans le cas d'une transmission d'énergie sans fil, le choix de la fréquence de travail est plus libre.

Plus la fréquence est grande, plus les dimensions des antennes comme des circuits d'adaptation et de redressement seront faibles. La contrepartie sera la complexité de réalisation et l'atténuation en espace libre.

Il conviendra également de choisir les diodes Schottky de temps de commutation compatible avec la fréquence mise en jeu.

Dans [28], les auteurs présentent deux rectennas fonctionnant dans la bande-X pour la transmission de puissance sans fil. Les rectennas sont basées sur un même circuit de conversion RF-DC mais les auteurs envisagent deux structures d'antenne.

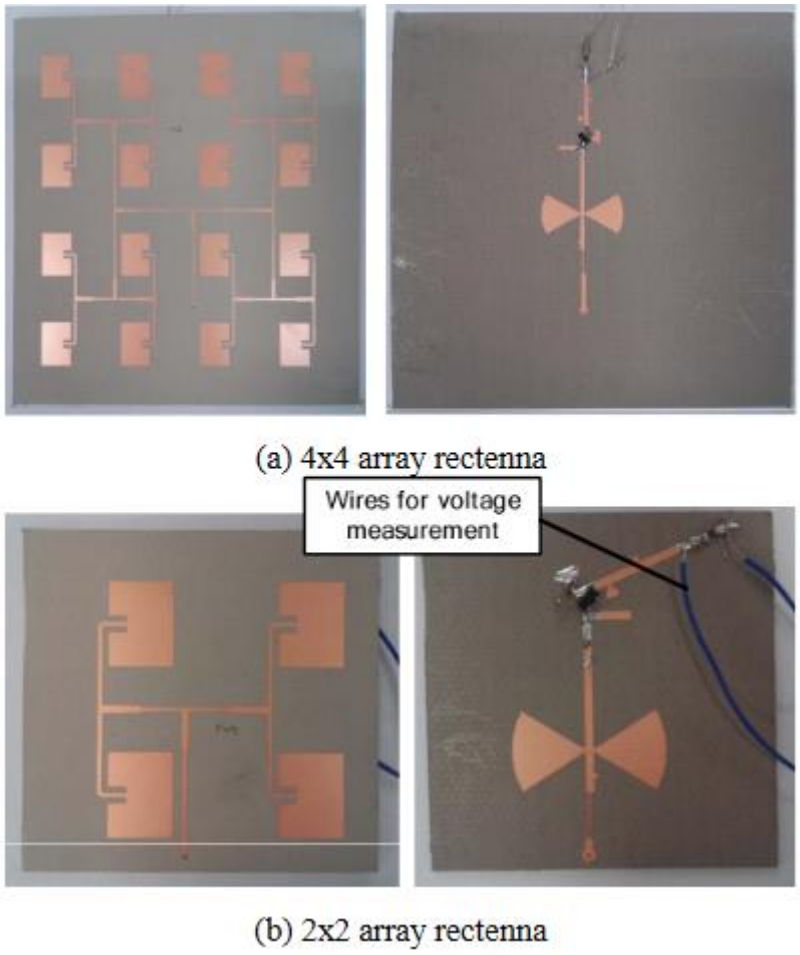


Figure I-20. Rectenna fonctionnant à la fréquence de 9.5 GHz. (a) un réseau de 16 antennes patchs est utilisé et (b) le réseau de patchs contient 4 antennes [28]

La diode utilisée est de type Schottky HSMS-8101, elle est caractérisée par une tension de seuil de 250 mV, soit 100 mV de plus par rapport à celle utilisée dans les applications du moissonnage d'énergie. Pour ces applications, les niveaux des puissance RF sont souvent élevés et ils peuvent atteindre quelques dizaines de dBm. Les rectennas sont imprimées sur du substrat Taconic RF-35 qui présente une constante diélectrique de 3,5, une tangente de perte de 0.0018 et une épaisseur de 0,5 mm. Le rendement de conversion RF-DC et la tension DC en sortie du circuit de redressement sont représentés sur la Figure I-21.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

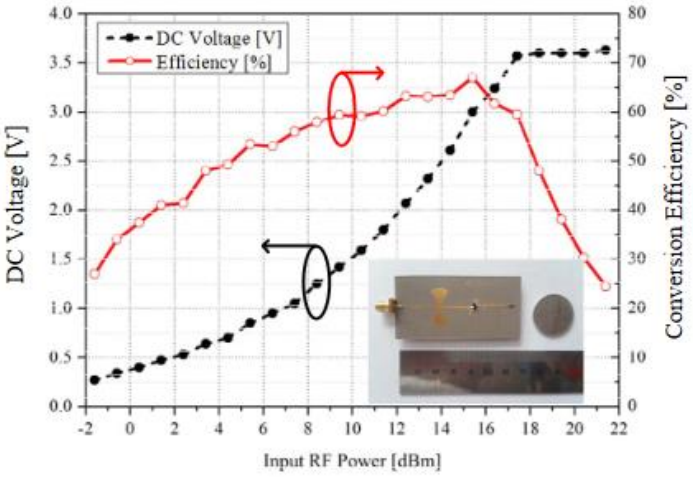


Figure I-21. Performance du circuit de conversion RF-DC [28]

On constate que le rendement atteint un niveau maximum de 67% pour une puissance RF optimale de 15,5 dBm. La tension DC augmente pour atteindre le niveau de claquage de la diode qui est de 4 V et se stabilise à ce niveau.

Dans [29], deux rectennas compactes sont conçues pour les applications de transmission de puissance sans fil dans la bande-ISM. Elles sont constituées d'une même antenne à dipôle arrondi plate et d'un circuit de redressement à base de la topologie mono-alternance placée en série. Les deux rectennas présentées dans ce travail (cf. figure I-22.(a) et I-22.(b)) sont nommées rectenna 3D (cf. Figure I-22.(a)) et rectenna 2D (cf. Figure I-22.(c)). La différence entre les deux rectennas est la suivante : le circuit de redressement de la rectenna 3D (cf. Figure I-22.(b)) a son propre plan de masse, alors que le circuit de redressement de la rectenna 2D (cf. figure I-22.(c)) est couché sur un monopole de l'antenne et ce dernier se présente comme le plan de masse du circuit.

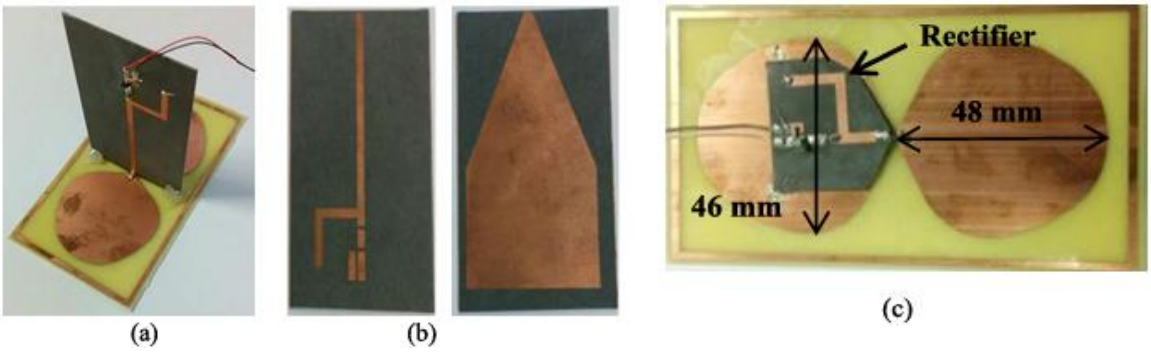


Figure I-22. Prototypes réalisés. (a) rectenna 3D, (b) vue de dessus et de dessous du circuit de conversion RF-DC avant la soudure des composantes localisés, et (c) rectenna 2D [29]

Les rectennas ont été mesurées dans une chambre anéchoïque, pour une densité de puissance de 2,1 µW/cm^2 illuminant les rectennas, le rendement de conversion RF-DC est de 25 et 41 % pour la structure 3D et la structure 2D, respectivement.

La suite de ce chapitre est consacrée aux antennes, en particulier les antennes imprimées plus largement utilisées dans les applications visées par ce travail.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.4 Généralités sur les antennes imprimées

Les antennes planaires constituent le type d'antenne privilégié aux fréquences microondes dans les systèmes de communication intégrés modernes. On les retrouve dans toutes les applications réclamant de la miniaturisation et/ou de la conformation à des supports tels que les boîtiers de téléphone.

I.4.1 Caractéristiques physiques

L'antenne imprimée de base consiste en une fine pellicule de métal (patch) positionnée au-dessus d'un plan de masse, les deux imprimés sur les deux faces d'un substrat de permittivité ε_r et d'épaisseur h.

h << λ_0 et la longueur du patch est L = $\lambda_0/(2.\sqrt{\varepsilon_{eff}})$ où ε_{eff} est la permittivité relative du patch.

On parle indifféremment d'antenne patch ou d'antenne imprimée ou encore d'antenne plaquée pour définir les antennes planaires réalisées par des techniques de photolithogravure ou réalisées par des processus de fabrication de micro-technologie en salle blanche sur des substrats Silicium ou par gravure mécanique.

En première approximation : $\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r+1}{2}$ sachant que les valeurs typiques de permittivité sont comprises entre 2.2 et 12

Une faible permittivité et une épaisseur de substrat élevée conduisent à des performances supérieures (meilleures efficacité, bande passante plus large, directivité plus élevée) au prix d'une largeur plus importante du patch.

Inversement, les circuits imprimés microondes nécessitent des permittivités élevées et des épaisseurs faibles de substrat afin de concentrer le champ sous les parties métalliques, limiter les pertes par rayonnement et minimiser la surface occupée.

Il est donc nécessaire de faire un compromis performances de l'antenne et intégration du circuit d'alimentation lorsque cet ensemble est réalisé sur un même substrat.

Le patch peut prendre différentes formes : carré, rectangle, disque ou dipôle horizontal. Ces formes géométriques sont simples et conduisent à de bonnes puretés de polarisation. Les dipôles imprimés possèdent une bande passante large et occupent une place réduite favorable à une mise en réseau.

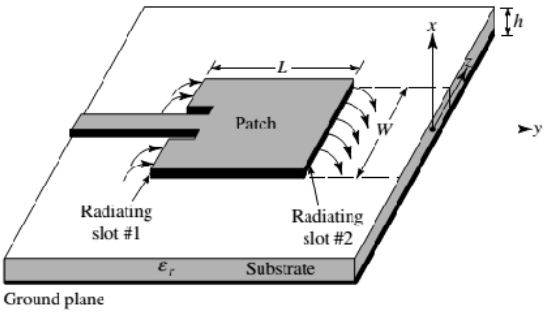
I.4.2 Propriétés et limitations

Les antennes imprimées présentent un intérêt dans toutes les applications requérant l'une ou l'autre des propriétés suivantes :

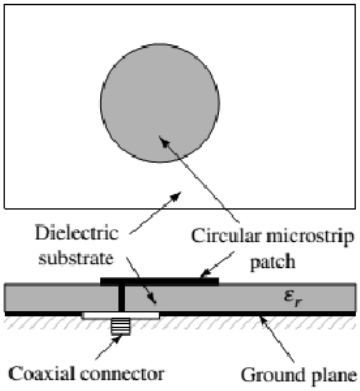
- Faible coût,
- Production de masse,
- Planéité,
- Légèreté,
- Conformabilité sur des surfaces non planaires,
- Robustesse mécanique.

Ces propriétés sont intéressantes pour les communications sans fil.

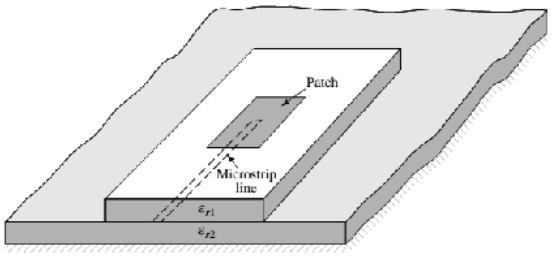
Licence CC BY-NC-ND 3.0



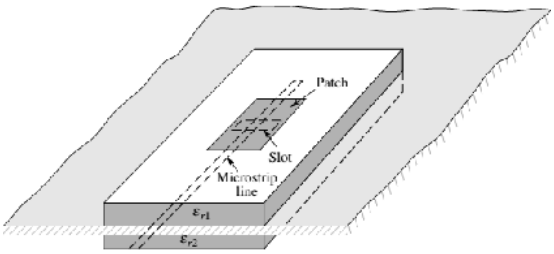
(a) Microstrip line feed



(b) probe feed



(c) aperture-coupled feed



(d) proximity-coupled feed

Figure I-23. Différents modes d'alimentation d'une antenne patch [30]

Ces antennes imprimées présentent un certain nombre d'inconvénients comme :

- Directivité faible,
- Efficacité et bande passante réduites,
- Puissance supportée modérée,
- Rayonnement parasite des circuits d'alimentation.

Ces inconvénients peuvent être contournés par des géométries optimisées.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.4.3 Les substrats diélectriques

Les deux principales caractéristiques d'un substrat diélectrique sont :

- La constante diélectrique ε_r
- La tangente de pertes tanδ

De ces grandeurs dépendent les pertes dans le diélectrique ; celles-ci augmentent avec ε_r, tanδ et la fréquence. A ces pertes diélectriques s'ajoutent les pertes métalliques qui dépendent de la conductivité des parties métalliques qui constituent l'antenne. Le choix du substrat dépend également des contraintes mécaniques et thermiques d'utilisation.

Le tableau suivant fournit les caractéristiques de diélectriques couramment employés pour la réalisation d'antenne imprimées [31] :

RT/duroïd 5885	ε_r=2.2 ±0.02	tanδ= 0.4*10^{-3}
RT/duroïd 6010LM	ε_r=10.2 ±0.025	tanδ= 2*10*$^{-3}$
TMM3	ε_r=3.27 ±0.032	tanδ= 2*10*$^{-3}$
TMM4	ε_r=4.5 ±0.045	tanδ= 2*10*$^{-3}$

Tableau I.4. Caractéristiques électriques de quelques substrats « organiques » :
RT/Duroïd 5880 (composite PTFE renforcé de fibres de verre non tissés),
RT/Duroïd 6010LM (composite PTFE et céramique), TMM3 et TMM4 (composite résine hydrocarboné et céramique).

Les matériaux plastiques sont également utilisés pour l'électronique imprimée en raison de leurs faibles pertes diélectriques :

Matériau	ε_r±0.02 à 2.45 GHz	(Tanδ±0.02)*10^{-3} à 2.45 GHz
HDPE (High Density PolyEthylène)	2.16	1
LDPE (Low Density PolyEthylène)	2.1	1.7
PC (PolyCarbonate)	2.64	1.8
ABS (Acrilonytrile Butadiène Styrène)	2.53	2.1
PMMA (PolyMéthyle Métacrylate)	2.47	2.4
PA12 (PolyAmide)	2.88	2.5
PBT (PolyButylène Terephtalate)	2.82	3.5
PS (PolyStyrène)	2.38	6

Tableau I.5. Permittivité complexe de différents matériaux plastiques à 2.45 GHz

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.4.4 Modes de rayonnement et caractéristiques principales

La théorie des antennes est basée sur le rayonnement produit par des sources (charges, courants) présentes à la surface des conducteurs. On peut définir des caractéristiques communes à tout type d'antenne même si les exemples donnés se rapporteront plutôt à des antennes de petites dimensions, qui ont un intérêt dans le cadre de ces recherches.

I.4.4.1 *Coefficient de réflexion S_{11}*

❖ Définition du coefficient S_{11}

Ce coefficient est le rapport d'amplitude entre l'onde incidente (transmise à l'antenne) et l'onde réfléchie du fait de l'optimisation de l'antenne vis-à-vis de la fréquence. Il permet de caractériser l'adaptation de l'antenne au circuit qui la précède. Pour un coefficient de réflexion à −10 dB, 90% de la puissance est transmise à l'antenne.

Le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence se mesure à l'analyseur de réseaux. Il est lié à l'impédance d'entrée présentée par l'antenne Ze.

$$Ze = Zc\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad (7)$$

Avec Z_C est l'impédance caractéristique.

❖ Exemples d'évolutions du coefficient S_{11}

- Les dimensions d'une antenne patch alimentée par une ligne microruban et conçue pour rayonner à la fréquence de 2.4 GHz [22] sont reportées ci-dessous :

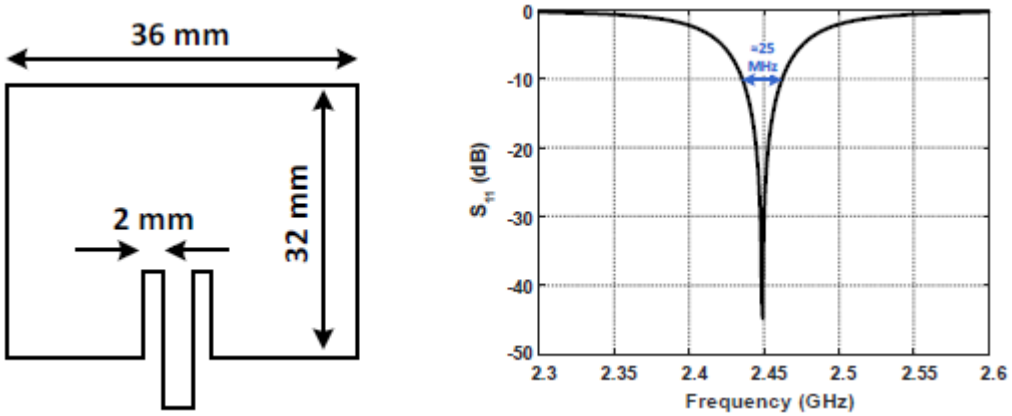
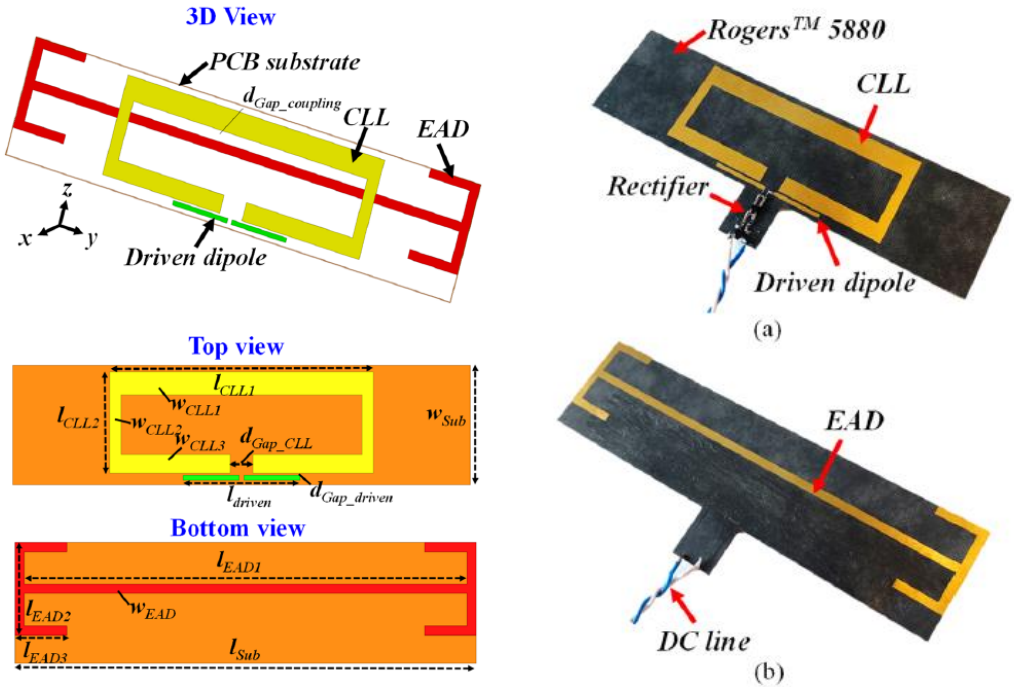


Figure I-24. Antenne patch : dimensions et coefficient de réflexion en fonction de la fréquence [22]

- Le coefficient de réflexion et l'impédance d'entrée sont donnés pour un exemple d'antenne constituée de 2 dipôles [23] : un dipôle électrique (Egyptian Axe Dipole EAD) et une boucle fermée sur une capacité qui constitue un dipôle magnétique (Capacitively Loaded Loop CLL). Ces deux dipôles sont placés sur les faces opposées du substrat.

Licence CC BY-NC-ND 3.0



PLANAR ELECTRICALLY SMALL HUYGENS ANTENNA PARAMETERS (DIMENSIONS IN MILLIMETERS)

Parameter	Description	Value
l_{Sub}	Length of the substrate	99.5
w_{Sub}	Width of the substrate	26.0
l_{CLL1}	Length of the upper CLL	57.4
w_{CLL1}	Width of the upper CLL	5.0
l_{CLL2}	Length of the lateral CLL	22.0
w_{CLL2}	Width of the lateral CLL	2.5
w_{CLL3}	Width of the bottom CLL	4.0
d_{Gap_CLL}	Gap of the CLL	5.0
l_{driven}	Length of the driven dipole	25.4
w_{driven}	Width of the driven dipole	1.0
d_{Gap_driven}	Gap between driven dipole and CLL	0.5
l_{EAD1}	Length of the center EAD	95.5
l_{EAD2}	Length of the lateral EAD	20.0
l_{EAD3}	Length of the bent EAD	11.2
W_{EAD}	Width of the EAD	2
$d_{Gap_coupling}$	Gap between the EAD and CLL	2.6

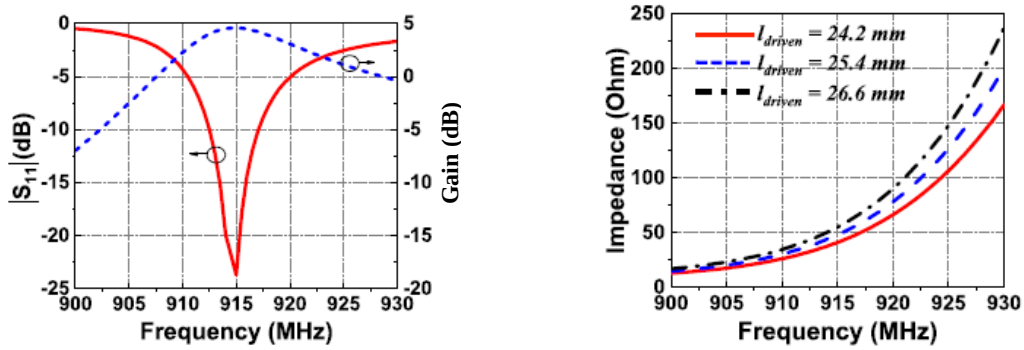


Figure I-25. Huygens Dipôle Antenne (HDA) : caractéristiques géométriques, paramètre de réflexion, impédance d'entrée [23]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.4.4.2 *Bande passante*

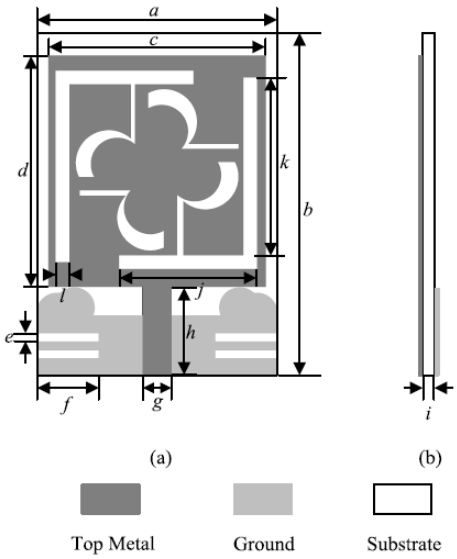
❖ Notions générales d'une bande passante

1) Définition de la bande passante

La bande passante est la bande de fréquences où l'antenne est suffisamment adaptée pour opérer sans trop de pertes de puissance par désadaptation.
La bande passante se déduit de la courbe du coefficient de réflexion mesuré à l'analyseur de réseaux. Elle peut être exprimée en valeur absolue, mais également en valeur relative par rapport à sa fréquence centrale. Cette représentation permet de comparer plus équitablement les performances de différentes antennes entre elles.
La bande passante à -10 dB (90% de la puissance transmise à l'antenne) est une valeur typiquement utilisée aujourd'hui dans l'industrie électronique pour caractériser les petits objets communicants.

Quelques exemples de l'état de l'Art

Les différentes étapes dans la conception d'une antenne fonctionnant dans la bande LTE-2000/3100 MHz et les caractéristiques en termes de coefficient de réflexion, impédance d'entrée et gain sont publiées dans [20].



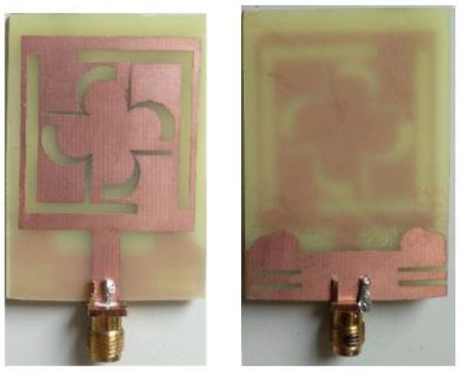


Fig. 7. Photographs of the fabricated antenna. (a) Top view. (b) Bottom view.

DETAILED PARAMETERS OF THE PROPOSED ANTENNA

Detailed parameters (Unit in mm)			
a	35	*b*	50
c	31.69	*d*	33.83
e	1.19	*f*	9
g	4.2	*h*	12.88
i	1.5	*j*	20.12
k	26	*l*	2

Figure I-26. Antenne fonctionnant dans la bande LTE-2300/2500 : paramètres géométriques

Licence CC BY-NC-ND 3.0

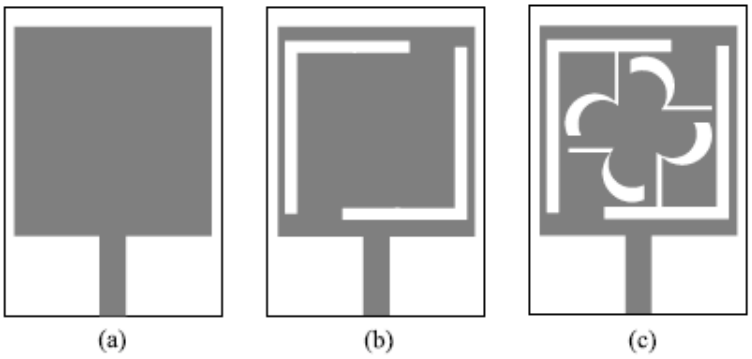


Fig. 2. Antenna with three different patches. (a) Patch with CG. (b) Patch with RS. (c) Patch with AS.

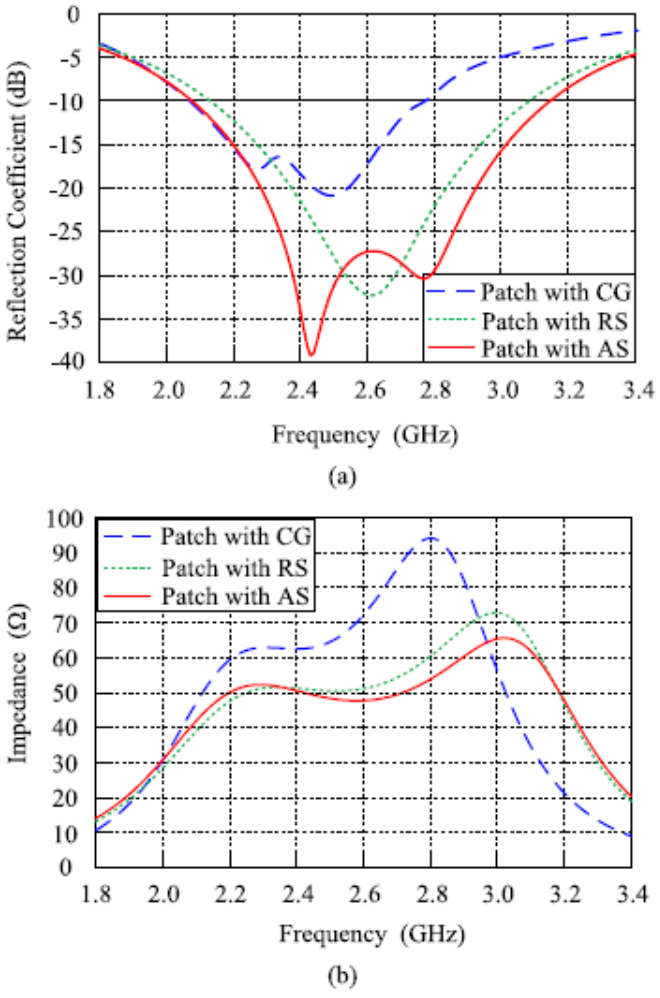


Figure I-27. Antenne fonctionnant dans la bande LTE-2300/2500 : coefficient de réflexion et impédance d'entrée [20]. CG : Conventional Geometry, RS : Rectangular Slot, AS : Annular slot

Les modifications successives apportées à l'élément rayonnant ont permis d'élargir la bande d'adaptation et de faire en sorte d'obtenir dans cette bande une impédance d'entrée proche de 50Ω.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

2) Antennes multi-bande ou large bande

Le développement massif des réseaux de communications basés sur la technologie de l'Internet des objets (IoT) a conduit à des conceptions d'antennes pouvant fonctionner sur les bandes libres ISM (Industriel, Scientifique et Médical), par exemple WLAN (5.15-5.825 GHz), (2.4-2.48 GHz), WiMAX (5.25-5.85 GHz) en accord avec le standard IEEE 802.11, DCS (1.71-1.88 GHz), PCS (1.75-1.87 GHz), UMTS (1.92-2.17 GHz) :

Pour permettre et améliorer ces communications sans fil de dispositifs IoT hétérogènes, il est nécessaire d'utiliser de multiples antennes pour chaque bande ou d'utiliser une antenne large voir ultra large bande.

L'approche à bandes multiples est particulièrement intéressante car les fréquences des porteuses peuvent permettre d'éviter les interférences entre systèmes à bandes étroites.

Un exemple est donné pour une antenne planaire WLAN à 2.45GHz et son évolution vers une antenne bi-bande WLAN 2.45/5GHz [32] :

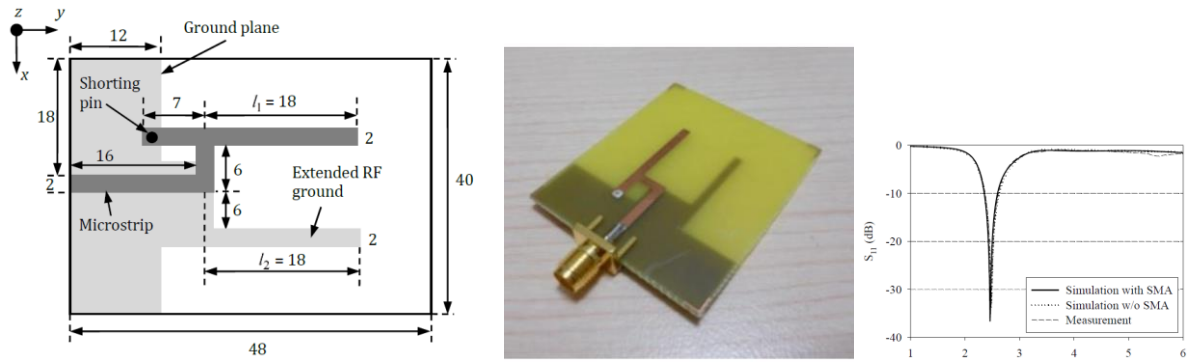


Figure I-28. Dimension (en mm) de l'antenne WLAN 2.45 GHz, photo et paramètre de réflexion [32]

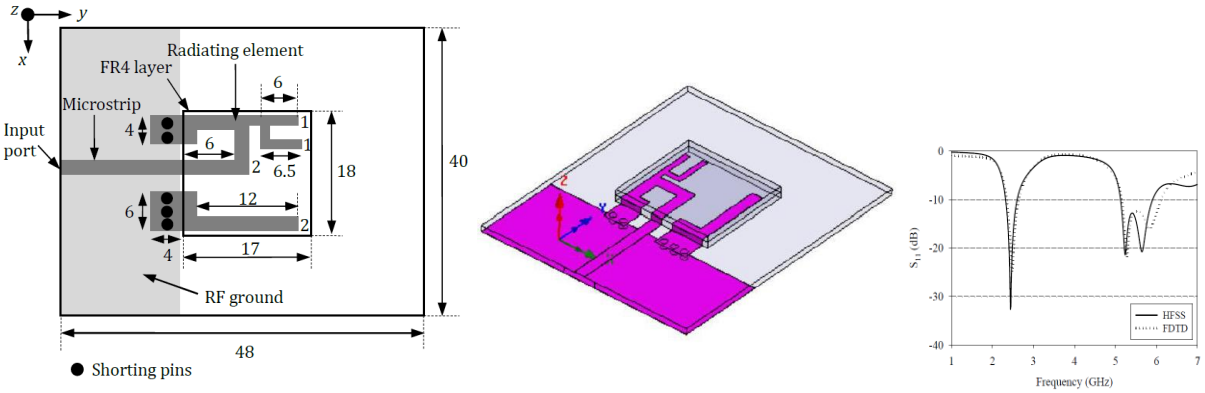


Figure I-29. Dimension (en mm) de l'antenne bi-bande WLAN 2.45/5GHz et paramètre de réflexion [32]

Un exemple d'antenne ULB dont la conception est là encore basée sur l'association de dipôles repliés est proposé dans [33] :

Licence CC BY-NC-ND 3.0

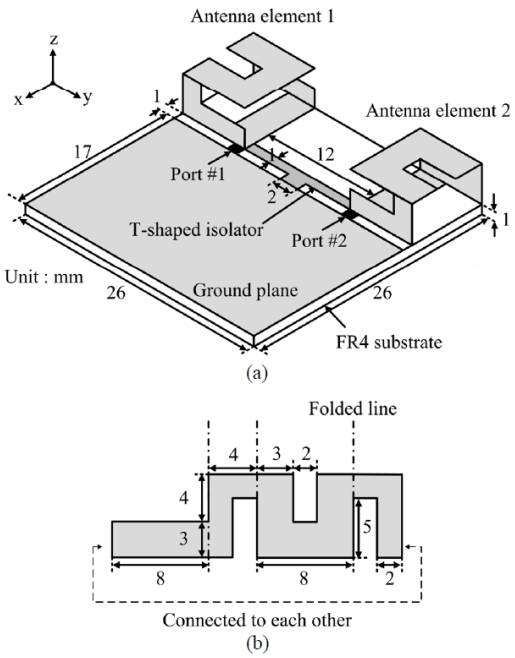


Fig. 1. Proposed antenna structure:
(a) Geometry of the proposed antenna, (b) Single antenna element

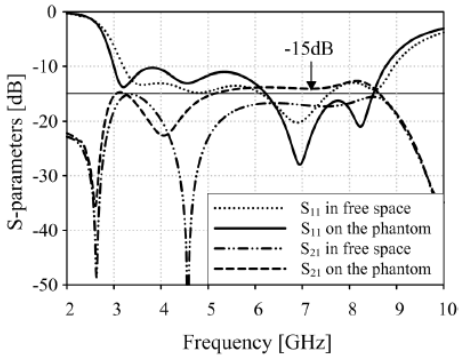


Fig. 2. S-parameter characteristics of the proposed antenna on the phantom and in free space
Phanton represents the electrical property of human body.

Figure I-30. Antenne ultra large bande et paramètres Sij [33].

L'adaptation est obtenue entre 3GHz et 9GHz ce qui confère à cette antenne le caractère ultra large bande.

D'autres antennes ULB de géométries diverses sont commercialisées pour des applications IoT, pour lesquelles les caractéristiques (bande, gain) fournies sont mentionnées.

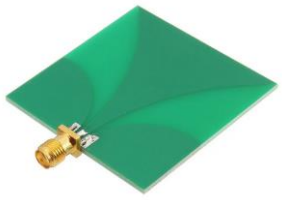
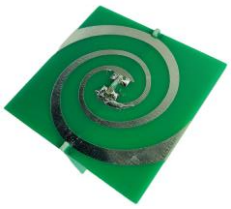
			
Antenne ULB Vivaldi 3-10GHz Gain = 2,5dB	Antenne omnidirectionnelle ULB 3.1-9GHz Gain=3,5dBi	Antenne hélicoïdale ULB polarisée circulairement 2.4-5.8GHz	Antenne ULB 2.4-10.5GHz

Figure I-31. Antennes ultra large bande de géométries variées

I.4.4.3 *Efficacité de rayonnement*

❖ Définition de l'efficacité de rayonnement

L'efficacité η est le rapport de la puissance rayonnée par l'antenne sur la puissance fournie en entrée de l'antenne. Elle reflète les pertes présentes sur l'antenne. Si Pant est la puissance en entrée d'antenne et Pray la puissance rayonnée,

$$P_{ray} = \eta P_{ant} \quad (8)$$

On distingue l'efficacité rayonnée de l'efficacité totale.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

L'efficacité totale tient compte des pertes causées par :

- Les pertes par conduction dans les surfaces métalliques de l'antenne,
- Les pertes du diélectrique α_d qui, pour des valeurs de faibles permittivités diélectriques, peuvent être approximées par [34] :

$$\alpha_d = 27{,}3 \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} . \frac{\varepsilon_{eff}-1}{\varepsilon_r-1} . \frac{\tan\delta}{\lambda_0} \text{ dB/cm} \quad (9)$$

Avec
ε_r : constante diélectrique du substrat,
ε_{eff} : constante diélectrique effective,
tanδ : tangente de pertes dans le diélectrique.

- Les pertes par réflexion dues aux désadaptations d'impédances.

L'efficacité rayonnée dépend uniquement de la structure géométrique de l'antenne. Elle est fixée par la géométrie de l'antenne et l'épaisseur de métallisation, mais aussi les pertes dans le substrat diélectrique. Elle représente bien un paramètre intrinsèque à l'antenne.
Une efficacité rayonnée de 50% est une valeur typiquement acceptable pour des antennes miniatures.

❖ Exemple d'efficacité de rayonnement

Un réseau antennaire constitué de 2 patchs dimensionnés pour rayonner à la fréquence de 2.4GHz [30] est représenté figure suivante, tout comme l'efficacité de rayonnement qui le caractérise.

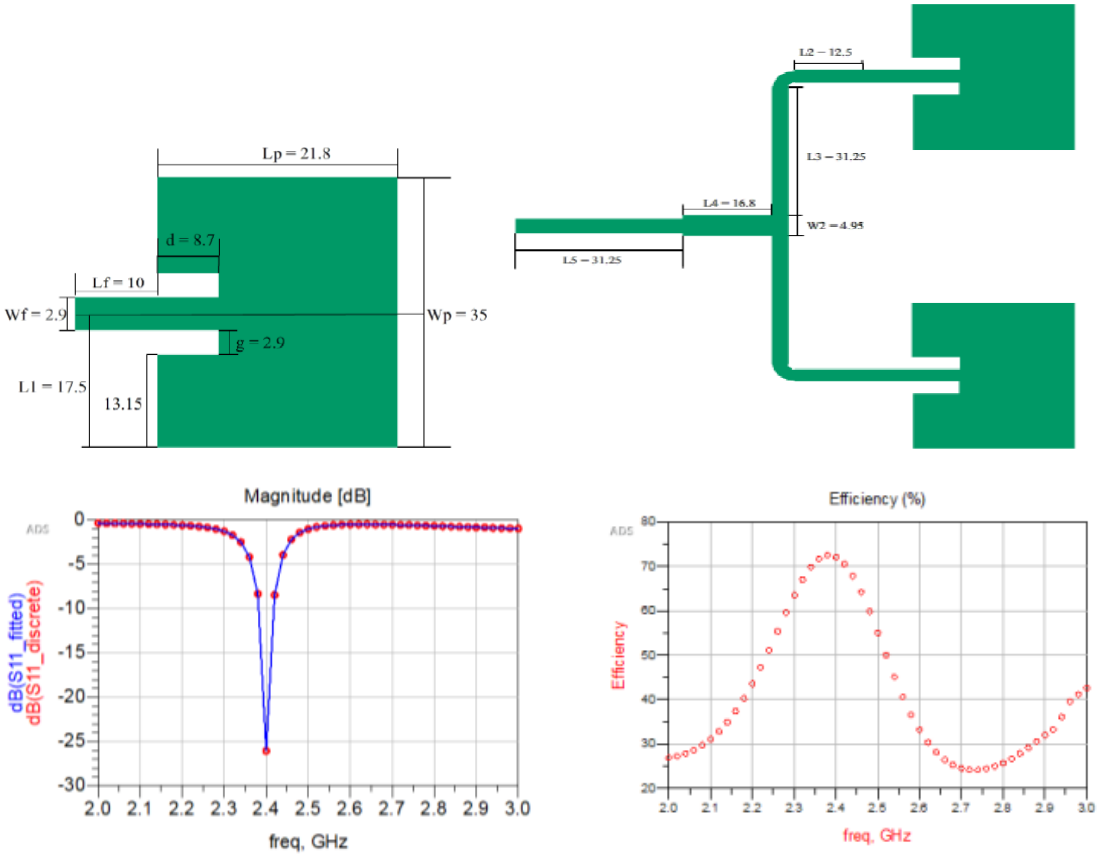


Figure I-32. Patch élémentaire, réseau de 2 patchs et circuit d'alimentation, coefficient de réflexion et efficacité rayonnée du réseau antennaire [30]

On retrouve un maximum d'efficacité de rayonnement aux fréquences proches de la fréquence d'adaptation de l'antenne.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.4.4.4 *Diagramme de rayonnement, directivité, gain*

❖ Définitions des caractéristiques de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est une représentation de la répartition de la puissance rayonnée par une antenne dans l'espace qui l'entoure.

La directivité d'une antenne dans la direction (θ, φ) est le rapport entre la densité de puissance surfacique U(r,θ, φ) rayonnée par l'antenne dans cette direction à la distance r et la densité de puissance qui serait rayonnée par une antenne isotrope rayonnant la même puissance totale Pant. La directivité n'a pas d'unité. En général, on l'exprime en décibels :

$$D(\theta, \varphi)\ dB = 20 \log D(\theta, \varphi) \quad (10)$$

Rq: si la directivité est supérieure à 1(ou 0 dB)dans certaines directions, c'est-à-dire qu'elle rayonne plus que l'antenne isotrope, elle est nécessairement inférieure à 1 dans d'autres directions, puisque la puissance totale rayonnée est la même pour ces deux antennes.

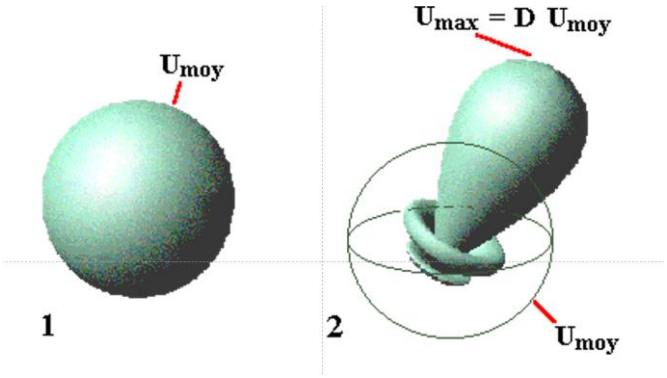


Figure I-33. Représentation schématique de la directivité d'une antenne

Le gain G(θ, φ) dans la direction (θ, φ) est défini comme :

$$G(\theta, \varphi) = \eta\, D(\theta, \varphi) \quad (11)$$

Où η est l'efficacité de rayonnement l'antenne

Les grandeurs représentées en général sur ce diagramme sont le gain ou la directivité.

La géométrie d'une antenne est généralement définie à l'aide des coordonnées cartésiennes (x, y, z). Pour décrire son diagramme de rayonnement, on utilise plutôt les angles des coordonnées sphériques (θ, φ) comme le montre la figure de gauche. θ est repéré par rapport à l'axe Oz et φ se trouve dans le plan xOy et est repéré par rapport à l'axe Ox.

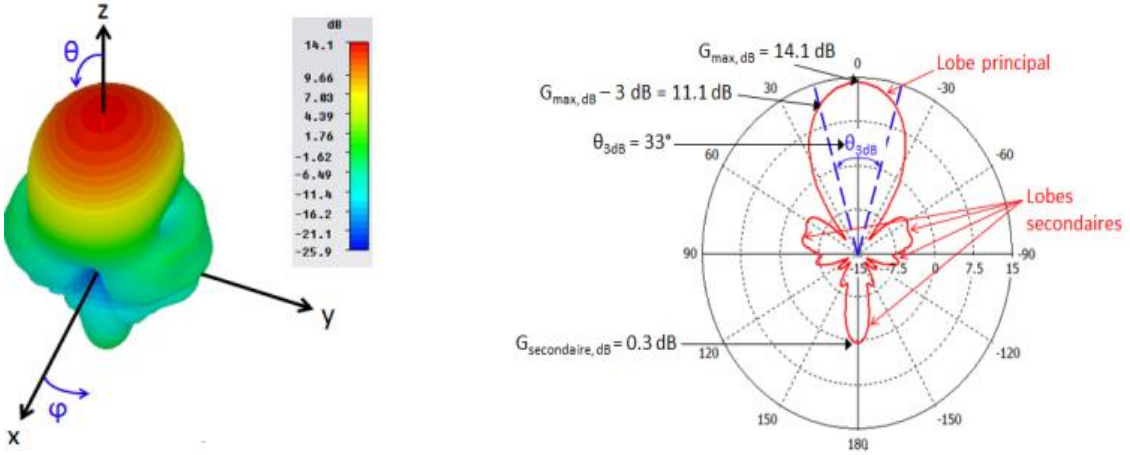


Figure I-34. Représentation d'un diagramme de rayonnement 3D et 2D d'un système antennaire [35]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Pour certaines antennes, la puissance est concentrée dans une certaine plage angulaire, plus ou moins grande : ces antennes sont dites directives. On les trouve sur les satellites mais aussi au sol. Elles nécessitent un pointage précis vers le destinataire de la liaison contrairement aux antennes sectorielles dont le rayonnement couvre un large secteur angulaire ou les antennes omnidirectionnelles.

L'utilisation de fortes permittivités dans la conception d'antennes imprimées conduit à la diminution des dimensions de l'antenne, laquelle diminution a un impact sur le gain de l'antenne :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \tag{12}$$

Où S est la surface équivalente de l'élément rayonnant et λ la longueur d'onde dans l'air à la fréquence de travail.

Pour les antennes directives qui présentent une forte directivité dans une direction privilégiée, une formule empirique permet d'évaluer le gain en fonction des angles d'ouverture (à 3dB) :

$$G = 10.\log\left(\frac{41000}{\theta_a.\theta_e}\right) \tag{13}$$

Où G = gain estimé de l'antenne en dBi, θ_a est l'angle d'ouverture (à -3 dB) de l'antenne en azimut et θ_e est l'angle d'ouverture de l'antenne en élévation, exprimés en degrés.

❖ Exemple de gain et de directivité

L'exemple du réseau de 2 patchs [30] a montré une efficacité de rayonnement de 72% à la fréquence optimale de fonctionnement. Il en découle une différence notable entre gain et directivité de l'antenne.

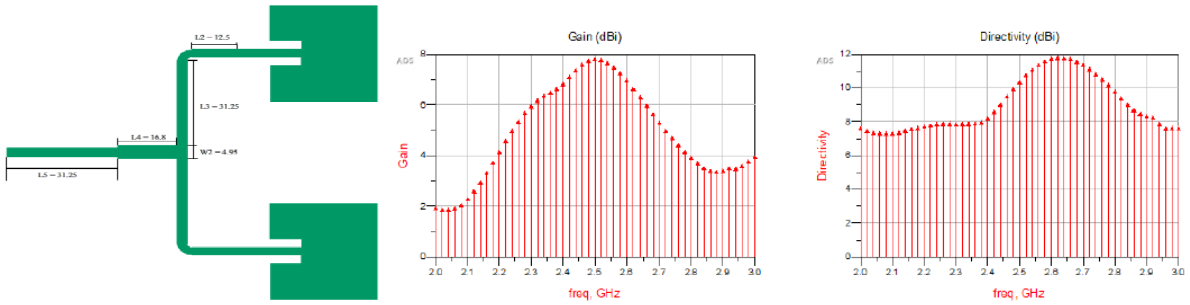


Figure I-35. Réseau de deux patchs et circuit d'alimentation, gain et directivité [30]

I.4.4.5 *Polarisation*

❖ Définition de la polarisation du rayonnement

Une antenne émet une onde électromagnétique qui est décrite par 3 vecteurs [35] :
-k, le vecteur d'onde qui est colinéaire à la direction de propagation
-E, le vecteur champ électrique
-H, le vecteur champ magnétique.
La polarisation d'une antenne est en fait la polarisation du champ électrique émis par celle-ci. On la définit en s'intéressant à la façon dont se propage le vecteur E (cf. Figure I.36).

La polarisation de l'onde est dite rectiligne ou linéaire lorsque le champ électrique E se propage en maintenant une direction constante dans le temps.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La polarisation de l'onde est dite circulaire lorsque le champ électrique E décrit une hélice à section droite circulaire au cours du temps. Si on projette l'extrémité de E sur un plan orthogonal, on obtient un cercle. Ce cercle peut être décrit en fonction du temps dans un sens ou dans l'autre : on parle alors de polarisation circulaire droite ou gauche.

Dans le cas de la polarisation elliptique, l'extrémité du vecteur E décrit une ellipse lorsque de sa projection dans un plan orthogonal à la propagation. Comme pour la polarisation circulaire, on distingue la polarisation elliptique droite et gauche

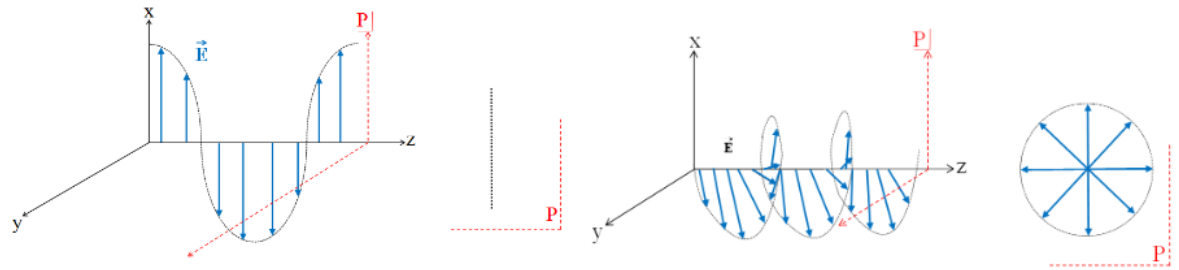


Figure I-36. Polarisation rectiligne ou linéaire et polarisation circulaire [36]

Une antenne dipôle imprimée sur un substrat et positionnée selon la flèche orange du schéma de la Figure I-38 émettra une onde en polarisation horizontale (Champ E parallèle au dipôle) sans polarisation croisée. Dans ce cas, le plan E tel qu'il est schématisé Figure I-37 contiendra le champ électrique émis et le plan H le champ magnétique.

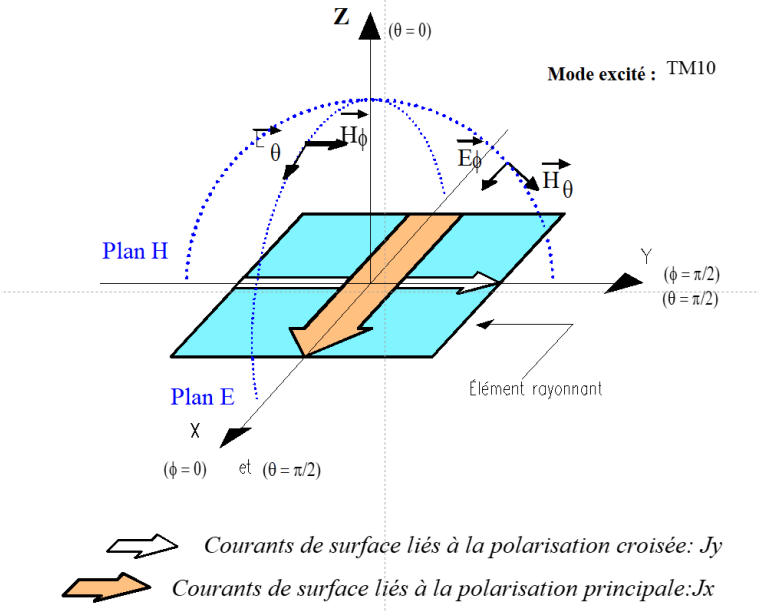


Figure I-37. Définition des plan E et H

❖ Exemples de caractéristiques en termes de polarisation d'une antenne

Dans la publication [36], une antenne multi bande associant des dipôles imprimés est positionnée sur le dispositif communicant dans une position particulière selon que la polarisation verticale ou la polarisation horizontale est souhaitée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

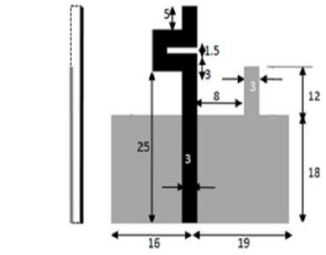


Fig. 1: Geometry of antenna front and back side



Fig. 2: The proposed antenna design printed on glossy paper

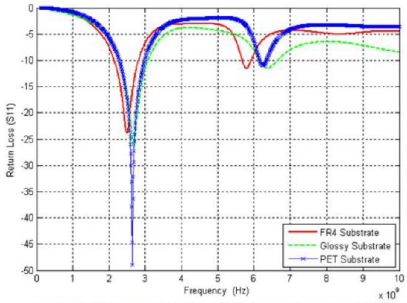


Fig. 3: Simulated return loss S11 of the proposed antenna on different substrates

Figure I-38. Antenne bi-bande associant des dipôles imprimés [36]

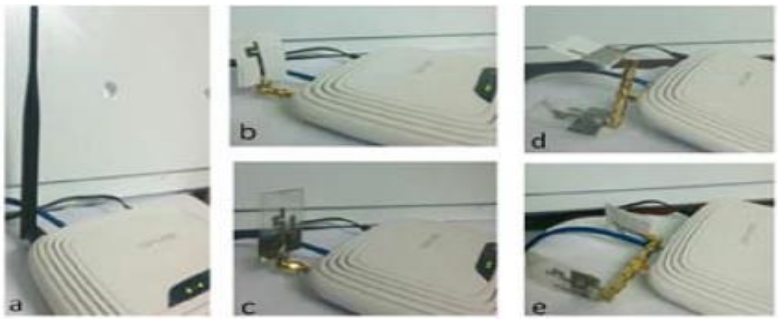


Figure I-39. Antenne bi-bande dans la position verticale ou la position horizontale [36]

Un exemple d'antenne à polarisation circulaire utilisée sur un nano satellite est donné en [37]. Chaque patch circulaire est alimenté par couplage et des déphasages de 90° entre deux patchs obtenus via le dispositif d'alimentation conduisent à la polarisation circulaire souhaitée.

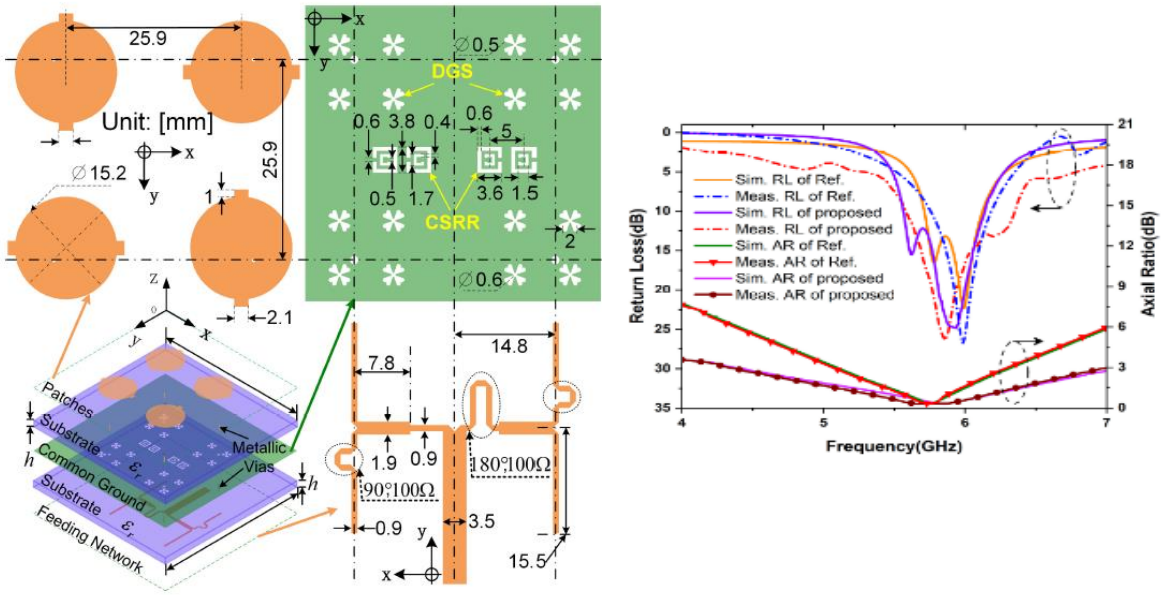


Figure I-40. Géométrie d'une antenne à polarisation circulaire pour une rectenna sur micro satellite et caractéristiques électriques [37]

Licence CC BY-NC-ND 3.0

L'augmentation du gain d'un dispositif antennaire peut être obtenue par association d'antennes formant un réseau. Une autre solution consiste à associer à l'antenne une lentille. La suite de ce chapitre est consacrée aux antennes à lentille diélectrique.

I.5 Les antennes à lentille diélectrique

L'antenne à lentille diélectrique est constituée d'une source primaire placée au foyer d'une lentille diélectrique qu'elle illumine. Elle est l'équivalent en transmission du réflecteur parabolique. La lentille a pour objectif de transformer les ondes sphériques émises par sa source primaire en onde plane et inversement grâce à l'égalisation des chemins optiques (cf. Figure I-41). Pour des applications antennaires, une lentille conduit à réaliser un faisceau hautement directionnel. Les lentilles peuvent améliorer les antennes en réalisant un balayage grand angle, formant des faisceaux et un gain accru. De plus, les lentilles offrent généralement des avantages large bande par rapport aux antennes conventionnelles. Ce type d'antenne peut être réalisé par impression 3D et il est caractérisé par un faible coût de fabrication.

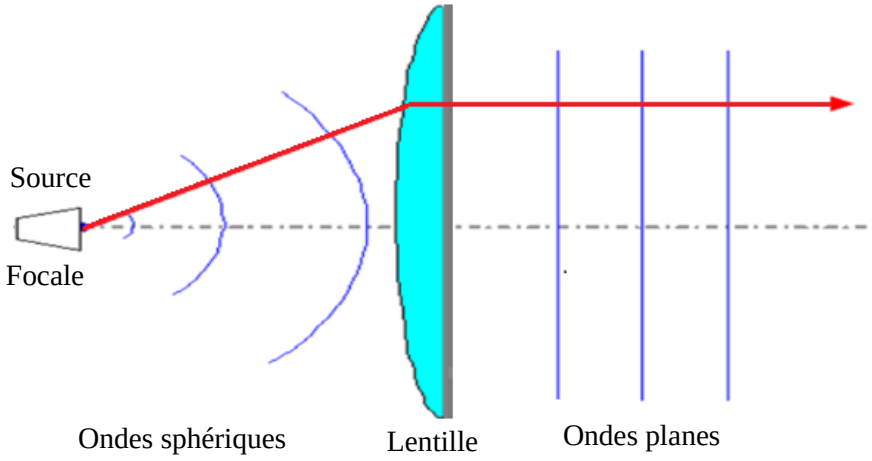


Figure I-41. Transformation des ondes sphériques en ondes planes à l'aide d'une lentille diélectrique [38]

Dans ce travail de thèse on s'intéresse à ce type d'antenne à fort gain et à formation de faisceaux pour les applications de transfert de puissance sans fil.

On distingue deux grandes familles de lentilles diélectriques : lentille homogènes et lentille inhomogènes à gradient d'indice. Les termes homogènes et inhomogènes sont liés directement à la permittivité diélectrique de chaque lentille. Lorsqu'elle est constante on dit que la lentille est homogène, par contre, lorsqu'elle varie d'une zone à une autre de la lentille, on dit qu'elle est inhomogène ou à gradient d'indice

I.5.1 Lentilles homogènes

I.5.1.1 *Lentille hyperbolique*

La lentille hyperbolique opère la transformation d'un front d'onde grâce aux propriétés de la réfraction d'une onde à la traversée d'un dioptre. Ainsi, c'est le profil de réfraction qui permet de transformer le front d'onde sphérique en front d'onde plan.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

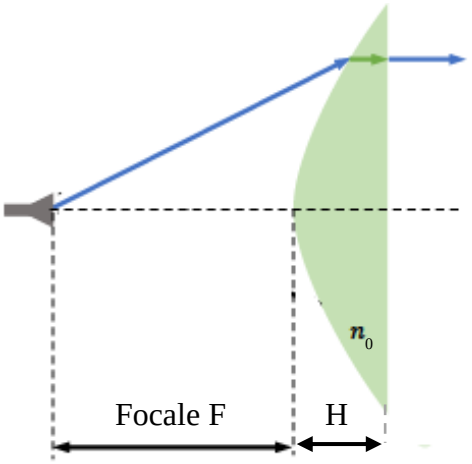


Figure I-42. Lentille homogène hyperbolique

La conception de la lentille consiste à fixer le diamètre, la focale et le matériau diélectrique utilisé pour calculer l'épaisseur au centre de la lentille à l'aide d'équation (13) [40].

$$\mathrm{H} = \frac{F}{n_0+1}\left[\sqrt{1+\left(\frac{D}{2F}\right)^2 \frac{n_0+1}{n_0-1}} - 1\right] \tag{14}$$

Avec D est le diametre, $n_0=\sqrt{\varepsilon_r}$ est l'indice de refraction du materiau dielectrique utilisé, ε_r est donc la permittivité diélectrique et F est la focale de la lentille.

La focale peut être ensuite optimisée en changeant la position de la source primaire et en analysant l'évolution de gain de l'antenne. À l'endroit où l'antenne présente son gain maximal, on peut dire que c'est la focale de la lentille.

Dans [41] les auteurs présentent deux antennes à lentille diélectrique basées sur deux lentilles homogènes. La première est une lentille hyperbolique et la deuxième est une lentille elliptique. Une même source primaire en guide d'onde est utilisée dans le deux cas.

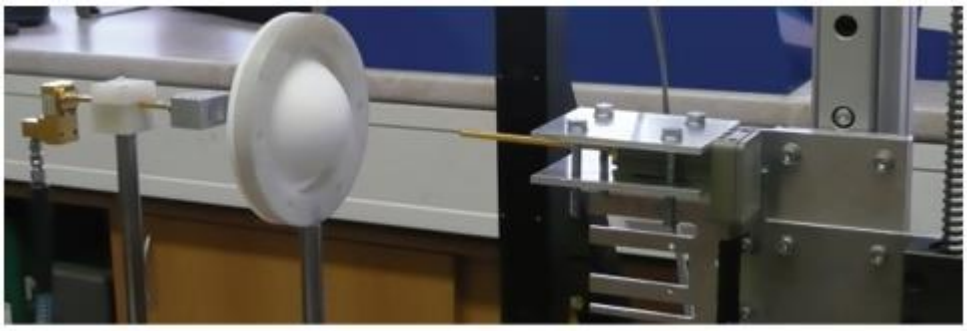


Figure I-43. Mesure d'une lentille homogène elliptique [41]

Les deux antennes présentent une même performance sur toute la bande de fréquence allant de 50 jusqu'à 110 GHz.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

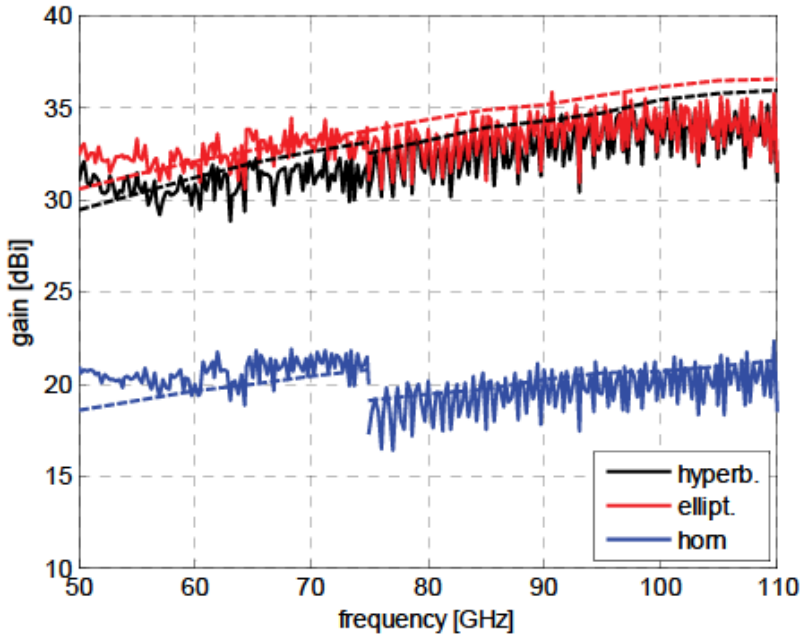


Figure I-44. Gain obtenu par les antennes à lentille diélectrique et celui du guide d'onde seul, simulation (ligne pointillée) et mesure (ligne continue) [41]

On constate que le gain dans les deux cas d'antennes à lentille diélectrique varie de 30 à 36 dBi sur la bande allant de 50 à 110 GHz.

I.5.1.2 *Lentille plate rainurée de Fresnel*

Comme son nom l'indique, c'est une lentille quasi-plane divisée en plusieurs zones et chaque zone est divisée en plusieurs sous-zones en forme d'escalier (groove) [40].

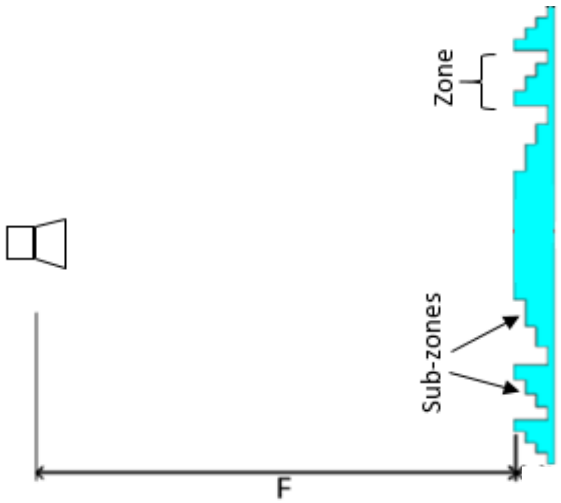


Figure I-45. Lentille rainurée de Fresnel [40]

Les auteurs dans [42] presentent une antenne à lentille dielectrique fonctionnant dans la bande-V. L'antenne est constituée d'une lentille plate rainurée de Fresnel et d'une source primaire en guide d'onde. Elle est caracterisée par un très faible poids, une forte directivité, une large bande de fonctionnement et un faible coût de realisaion. Le déplacement de la source primaire en face de la lentille permet d'obtenir le depointage des faiseaux.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

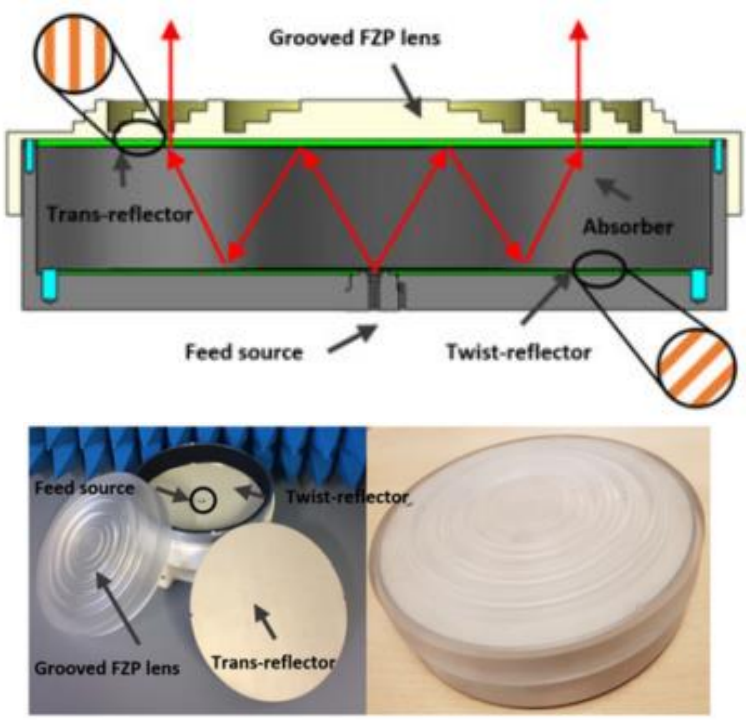


Figure I-46. Illustration de l'antenne à lentille dielectrique [42]

L'antenne presentée ci-dessus est adaptée sur toute la bande de frequences allant de 57 à 66 GHz. Le coefficient de reflexion S_{11} reste en dessous de -15 dB en simulation comme en mesure. Le gain de l'antenne varie entre 31 et 33 dBi sur toute la bande citée précedement et cela a été validé en experimentation.

I.5.1.3 *Lentille de Fresnel à échelon*

La lentille à échelon focalise aussi l'onde provenant de la source grâce aux propriétés de la réfraction. Cette dernière est constituée d'un profil discontinu composé de plusieurs zones (K) prismatiques de Fresnel [39].

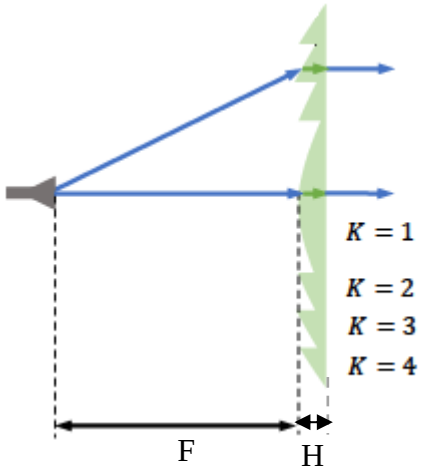


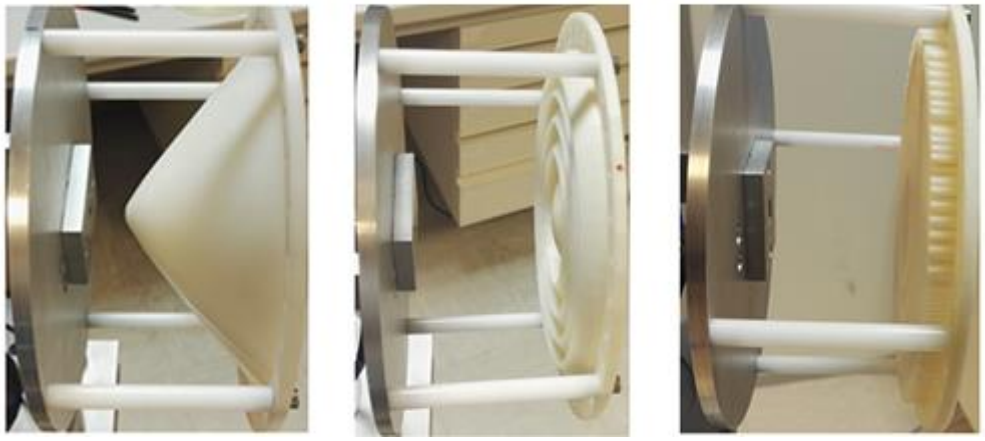
Figure I-47. Lentille homogène de Fresnel à échelon

L'épaisseur de la lentille est calculée à l'aide de l'équation (14) ci-dessous [39].

$$H = \frac{\lambda_0}{n_0 - 1} \qquad (15)$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dans [39] les auteurs comparent la performance de trois types des lentilles diélectriques dans leur travail. La première est celle de Fresnel à échelon, la deuxième est une lentille hyperbolique, et la troisième est nommée lentille structurée SUB-L. La source primaire est un guide d'onde fonctionnant dans la bande-Q et les performances des lentilles sont présentées dans le Tableau I.6.



(a) (b) (c)

Figure I-48. Antennes à lentille diélectrique. (a) lentille hyperbolique, (b) lentille de Fresnel à échelon et (c) lentille structurée SUB-L [39]

Acronym	DPHLA	FRES-L	SUB-L
Building technique	Machining	3-D printing	
Permittivity $\varepsilon_r = n_0^2$	2.34	2.60	2.60
Loss tangent	0.0002	0.005	0.005
Weight (g)	421	190	180
Thickness *H* (mm)	58.1	11.7	11.7
Focal (mm) equivalent *F*	17.9	64.3	64.3
F/D ratio	0.1	0.4	0.4
L/D ratio	0.5	0.5	0.5
Max gain (dBi)	30.5	31.6	32.5
Gain @ 42 GHz (dBi)	29.3	31.2	32.5
1 dB gain bandwidth (GHz)	4.9	4.3	4.6
1 dB gain bandwidth (%)	11.0	10.3	10.9

Tableau I.6. Caractéristiques et résultats des mesures [39]. DPHLA pour lentille hyperbolique, FRES-L pour lentille de Fresnel à échelon et SUB-L pour lentille structurée

Parmi les trois lentilles présentées dans le tableau ci-dessus, la lentille structurée SUB-L présente les meilleures performances en termes de gain et en termes d'encombrement. Mais celle-ci est la lentille la plus complexe à modéliser et à réaliser.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.5.2 Lentilles inhomogènes à gradient d'indice

I.5.2.1 *Lentille plate de Fresnel*

Ces lentilles ont évolué à partir du travail du physicien français Augustin Fresnel au XIXe siècle [43]. Elles sont représentées par un ensemble d'anneaux concentriques dont la permittivité diélectrique varie. Pour modifier la direction de propagation des ondes électromagnétiques (EM), elles sont conçues avec des indices de réfraction variant d'une manière décroissante du centre de la lentille vers les bords (cf. Figure I-49) [44]. Plus la couleur est plus foncée sur la Figure I.50, plus la permittivité diélectrique est forte.

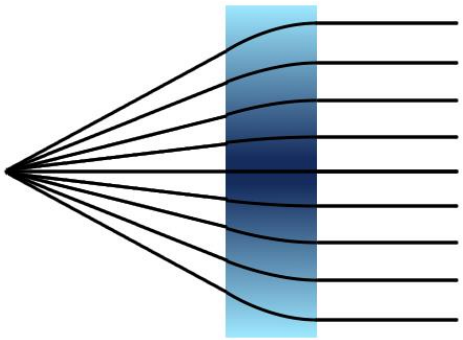
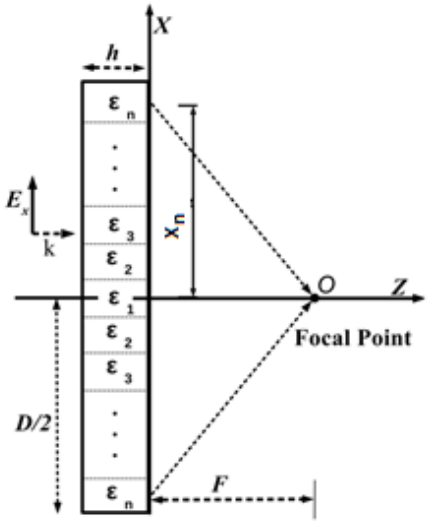


Figure I-49. Égalisation des chemins optiques à l'aide d'une lentille plate de Fresnel

Son principe de fonctionnement est le suivant : plus la permittivité diélectrique est grande plus le ralentissement des faisceaux est fort. C'est qui implique que, les faisceaux des bords rattrapent en phase les faisceaux du centre. L'égalisation des chemins optiques est alors réalisée.

La conception d'une lentille plate de Fresnel consiste à calculer le rayon et la permittivité diélectrique de chacun des anneaux. Ce calcul est basé sur les formules suivantes [45]-[46] :



$$X_n = \sqrt{2Fn\left(\frac{\lambda_0}{N}\right) + \left(n\frac{\lambda_0}{N}\right)^2} \quad (n=2, 3, ..., N) \qquad (16)$$

Avec X_n est le rayon du nième anneau, F est la focale de la lentille, N est le nombre total d'anneaux et λ_0 est la longueur d'onde.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$\varepsilon_n = \left[\frac{h\sqrt{\varepsilon_1}+F-\sqrt{X_n{}^2+F^2}}{h}\right]^2 \quad (n=2, 3, ..., N) \tag{16}$$

Avec ε_n est la permittivité diélectrique du nième anneau et h est l'épaisseur de la lentille.

Un exemple d'une lentille plate de Fresnel à gradient d'indice est donné Figure I-50. Dans [46] l'antenne à lentille diélectrique a été conçue pour une utilisation dans la bande-Ku. La source primaire est représentée par un guide d'onde et la lentille est constituée de six anneaux concentriques de permittivité diélectrique variable du centre vers les extrémités (ε_{r1}=2.72, ε_{r2}=2.6, ε_{r3}=2.38 ε_{r4}=2.08, ε_{r5}=1.71, ε_{r6}=1.3). Le matériau diélectrique utilisé est le PLA et la lentille est réalisé par impression 3D.



Figure I-50. Lentille diélectrique plate à gradient d'indice [47]

L'antenne présente un gain de 16 et 24 dBi pour les fréquences allant de 12 à 18 GHz.

I.5.2.2 *Lentille cylindrique de Lüneburg*

La lentille cylindrique de Lüneburg est constituée d'un nombre fini d'anneaux concentriques [47][48]. Ce type de lentille présente une distribution d'indice telle que chaque point de sa surface est un point focal (cf. Figure I-51). Cette propriété indique que la lentille est capable de dépointer ces faisceaux avec le même gain dans toutes les directions.

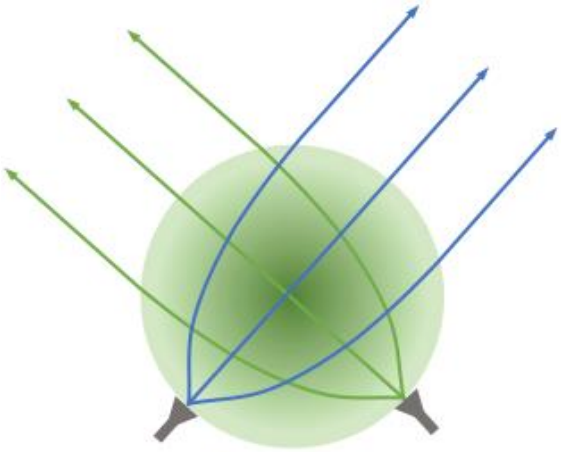


Figure I-51. Lentille cylindrique de Lüneburg

La distribution d'indice varie selon la loi suivante :

$$n(r) = \sqrt{2 - r^2} \tag{17}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Où n(r) est l'indice de réfraction et r est la distance radiale normalisée. Cette dernière représente le rapport du rayon de chaque anneau sur le rayon extérieur la lentille.

D'après la loi (17), on voit que l'indice de réfraction varie de $\sqrt{2}$ à 1 et que la permittivité diélectrique $\varepsilon(r) = [n(r)]^2$ varie de 2 à 1.

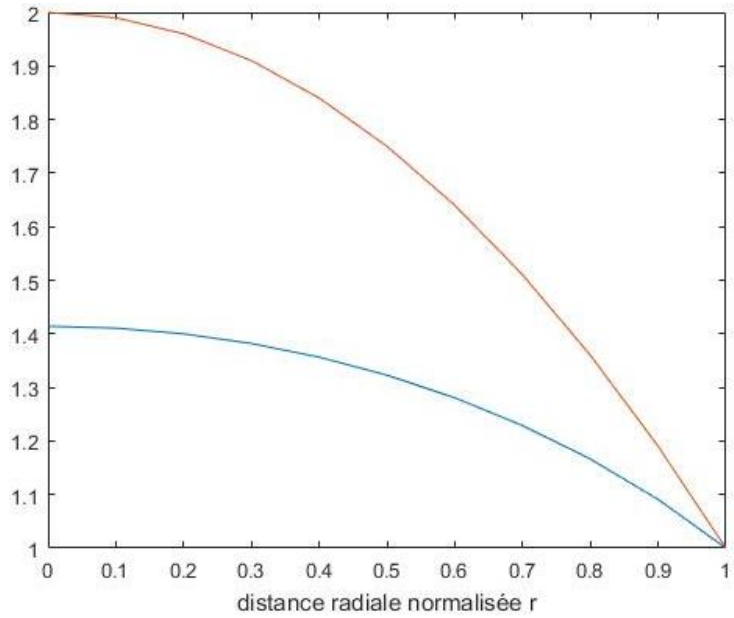


Figure I-52. Variation de l'indice de réfraction $n(r)$ en bleu et de la permittivité diélectrique $\varepsilon(r)$ en rouge en fonction de la distance radiale normalisée r.

Dans [48] un exemple d'une lentille cylindrique de Lüneburg est présenté. Contrairement au cas précèdent, la source primaire dans ce cas est placée sur le bord extérieur de la lentille et non pas en face d'elle. L'antenne à lentille diélectrique est constituée d'une source primaire constituée d'un réseau de trois guides d'ondes et la lentille cylindrique de Lüneburg est constituée de treize anneaux concentriques. Le matériau utilisé est le téflon et la permittivité diélectrique varie du centre de la lentille vers les extrémités entre 1.81 et 1.03.

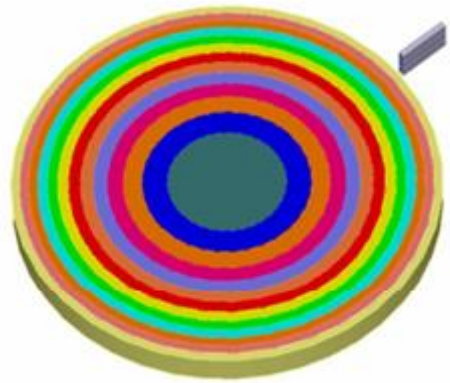


Figure I-53. Exemple d'une lentille cylindrique de Lüneburg [48]

L'inconvénient de ce type de lentille est sa complexité de fabrication dû au nombre élevé d'anneaux qu'elle contient. Dans le travail présenté par la figure ci-dessus, l'antenne a été conçue et elle présente un gain de 27.8 dBi à la fréquence de travail.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les antennes boucles sont largement utilisées dans les rectennas. Leur description fait l'objet de la suite de ce chapitre.

I.6 Les antennes boucles

Le rôle de toute antenne lorsqu'elle fonctionne en réception est de convertir une onde électromagnétique en une tension. Une antenne boucle peut prendre différentes formes, il s'agit de l'une des premières structures d'antenne dont l'usage remonte à Hertz qui les a utilisées lors de ses premières expériences sur la propagation des ondes électromagnétiques [49].

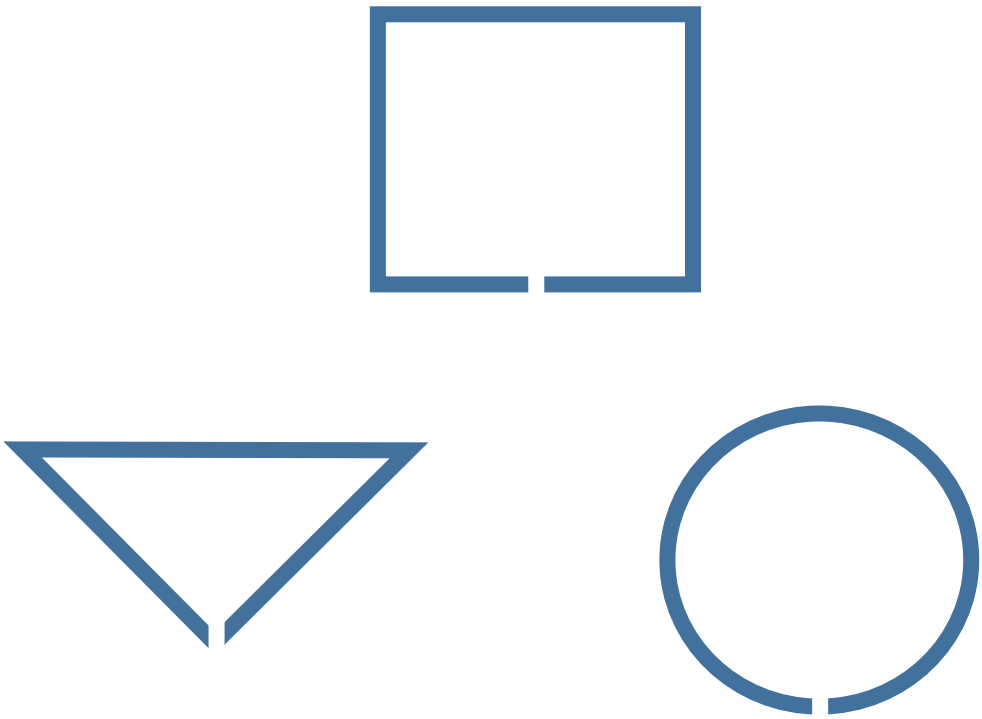


Figure I-54. Formes d'antenne boucle

I.6.1 Boucle électriquement grande

L'antenne boucle est dite « boucle électriquement grande » lorsque sa circonférence est de l'ordre de λ_0 [50][51]. Cette famille d'antenne boucle se comporte d'un point de vue électromagnétique comme un dipôle. L'un de ses principaux inconvénients par rapport aux autres antennes simples est la surface qu'elle nécessite.

Un exemple d'une antenne cadre fonctionnant à la fréquence de 900 MHz est présenté dans [52]. L'antenne est imprimée sur un substrat FR4 et elle est caractérisée par une longueur totale de métallisation de 333,2 mm (4*83,3 mm (cf. Figure I-55-(a)). Cette longueur de métallisation correspond bien à une circonférence équivalente à λ_0 qui est de 333,3 mm à 900 MHz. Suite aux premiers résultats des simulations faites par les auteurs, ils ont ajouté un patch hexagonal au centre de l'antenne (cf. Figure I-55-(b)) pour améliorer le coefficient de réflexion par couplage électromagnétique.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

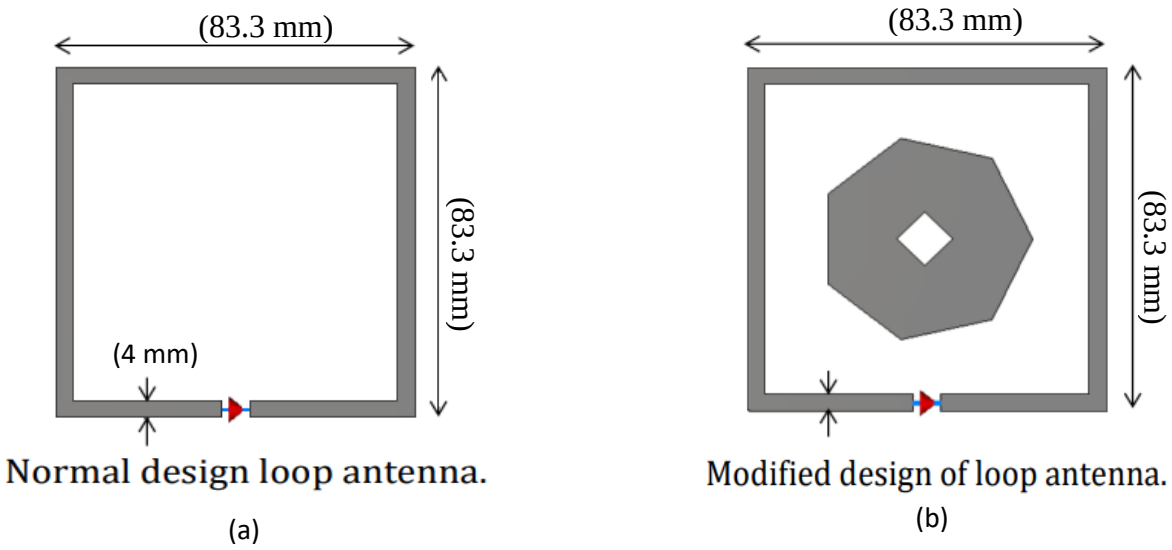


Figure I-55. (a) antenne cadre et (b) antenne cadre modifiée [52]

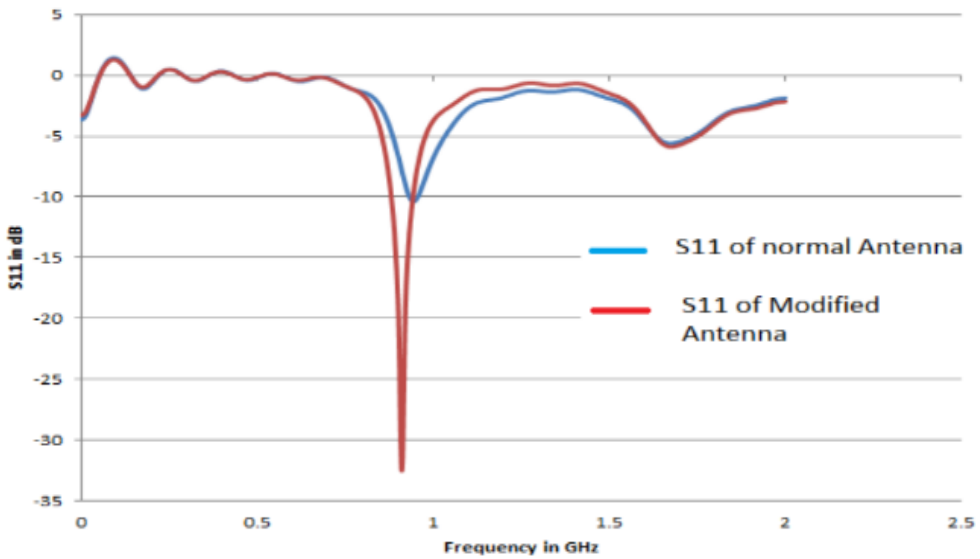


Figure I-56. Coefficient de réflexion S_{11} en simulation de l'antenne cadre et celle modifiée [52]

L'antenne cadre présentée ci-dessus occupe une surface de $0.06\lambda_0^2$=70 cm^2 à la fréquence de 900 MHz. Elle rayonne une onde à polarisation rectiligne horizontale. Pour réduire l'encombrement de ce type d'antenne, des structures fractales peuvent être utilisées.

I.6.2 Les structures fractales

Le terme fractal, qui signifie fragments brisés ou irréguliers, a été initialement introduit par Mandelbrot [53]. Il est utilisé pour décrire une classe de formes complexes caractérisées par l'autosimilarité de leurs structures géométriques. Elles sont constituées donc d'une reproduction d'une structure principale à toutes les échelles. Autrement dit, une structure fractale est un objet géométrique « infiniment morcelé » dont des détails sont observables à une échelle arbitrairement choisie. En zoomant sur une partie de la figure, il est possible de retrouver toute la figure ; on dit alors qu'elle est « auto similaire ».

Licence CC BY-NC-ND 3.0

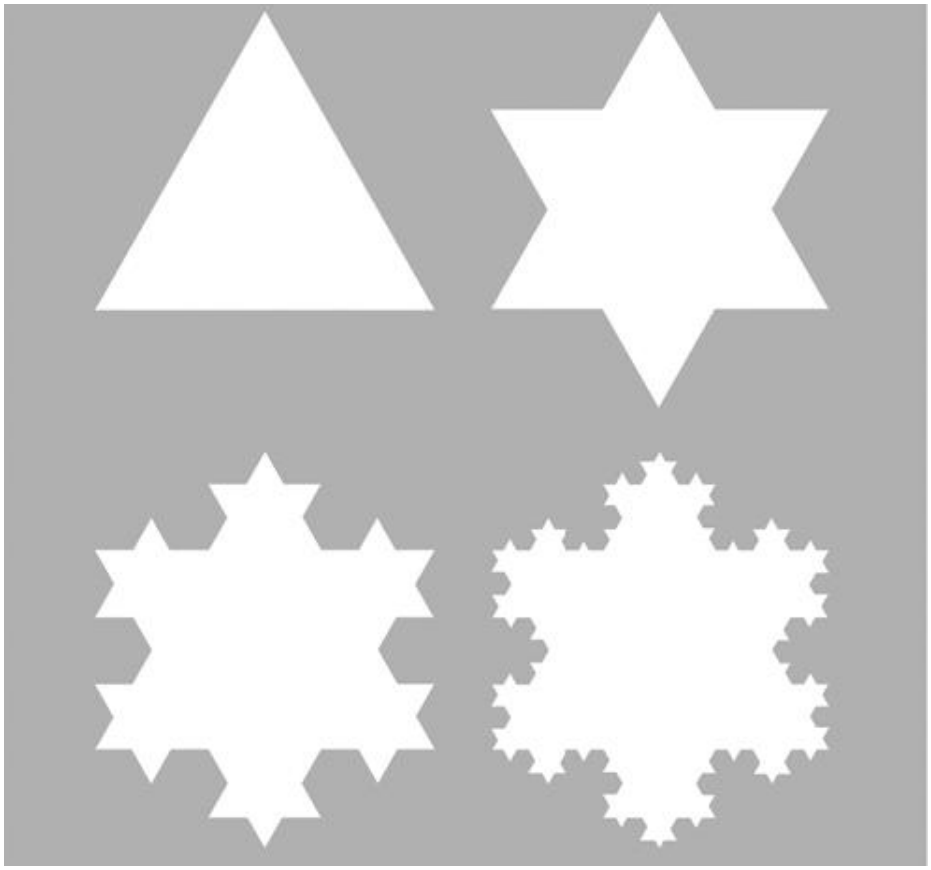


Figure I-57. ‘‘Von Koch snowflake’’ est un exemple d’une reproduction d’une structure fractale [54]

Une grande variété d'applications pour la géométrie fractale a été trouvée dans les domaines de la science et de l'ingénierie tels que : les fluides, la chimie, la physique, l'électronique et le graphisme [54]. L'un des domaines les plus prometteurs des structures fractales concerne la conception d'antennes compactes et multi bandes [55]-[57].

La théorie de conception d’une structure fractale va être présentée dans la suite pour deux structures d’antennes boucles. Ces antennes ont été utilisées dans le troisième chapitre pour des applications liées à la récupération d’énergie microonde.

I.6.2.1 *Structure fractale Minkowski*

De nos jours, l'utilisation de géométries fractales est populaire [58]-[61]. La structure fractale Minkowski est l'une des fractales familières, sa géométrie de départ est appelée générateur, c’est une ligne de longueur L qui se décompose en 3 parties égales. Le processus de génération de la structure fractale Minkowski est illustré Figure I-59 [60].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

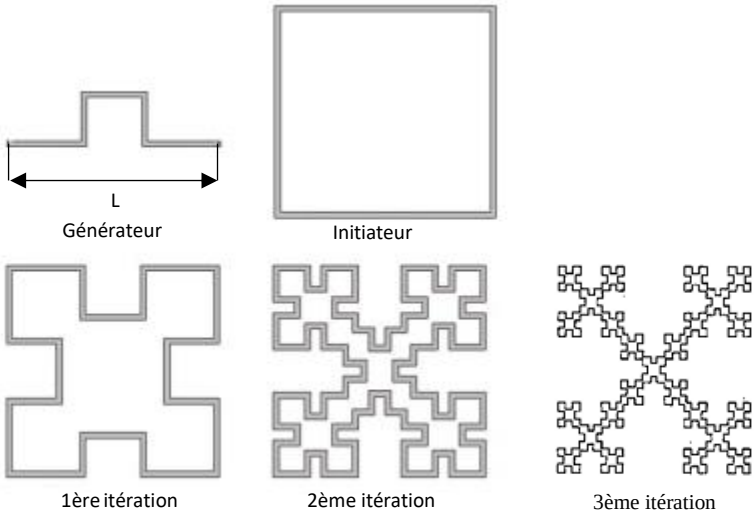
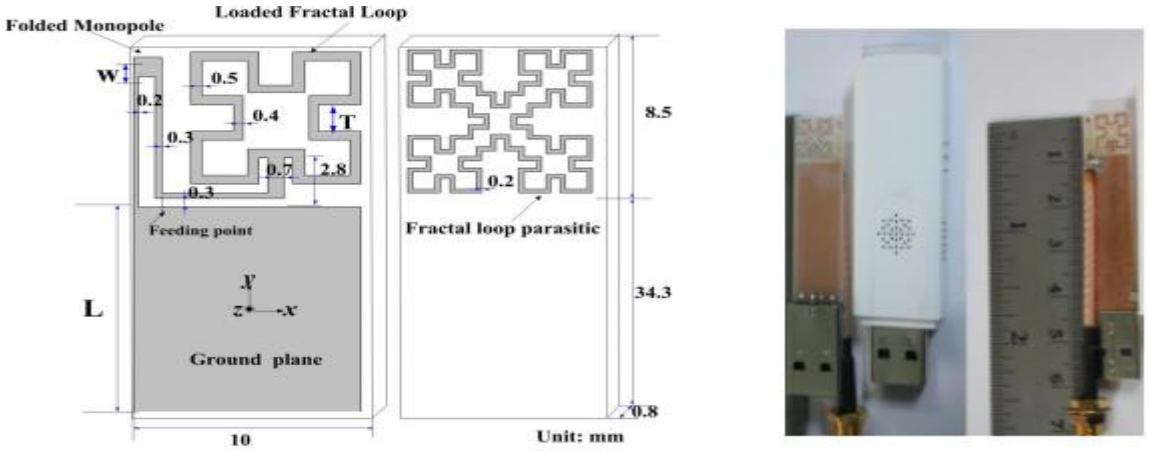


Figure I-58. Processus de génération de la courbe fractale Minkowski

On constate que chacun des quatre segments de la structure de départ ‘‘initiateur’’ est remplacé par un générateur. Cette procédure de génération itérative se poursuit en un nombre infini de fois (1ère itération, 2ème itération, …, nième itération). Le résultat final est une courbe avec une structure infiniment complexe. L'autosimilarité de l'ensemble est évidente : chaque sous-segment est une réplique exacte de la courbe d'origine.

Un exemple d’antenne boucle fractale de Minkowski est présenté dans [60]. L’objectif de l’étude menée par les auteurs est d’avoir un comportement triple-bande. À l’aide d’une antenne boucle fractale Minkowski de 1ère itération et d’une simple boucle connectée à un plan de masse « shorted loop » (cf. Figure I-60-(a)), un comportement bi-bandes a été noté à 2,45 et 5,2 GHz. Ensuite, le comportement triple-bandes a été obtenu par couplage électromagnétique en ajoutant une autre boucle fractale Minkowski de 2ème itération à la face arrière du substrat (cf. Figure I-60-(b)). Cette dernière a permis d’obtenir une troisième résonnance à 3,5 GHz.



(a) (b) (c)

Figure I-59. Configuration de l’antenne proposée [60]. (a) vue de face, (b) vue d’arrière et (c) antenne réalisée

Le coefficient de réflexion S_{11} obtenu par l’antenne développée est présenté par la figure suivante.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

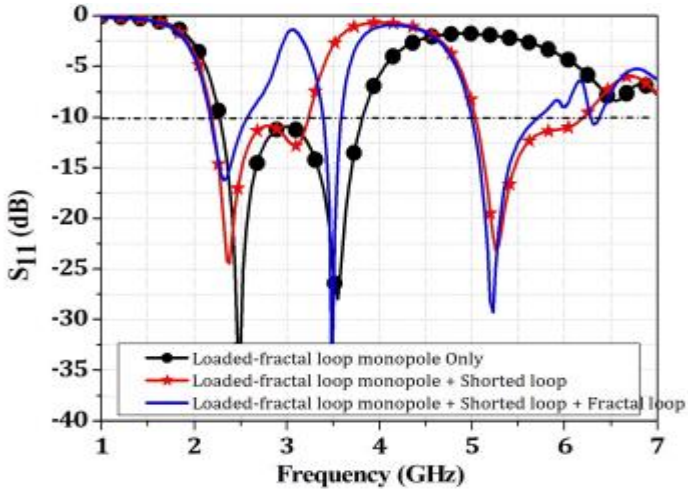


Figure I-60. Coefficient de réflexion S_{11} obtenu par l'antenne à base de boucle fractale de Minkowski [60]

Il est a constaté que le comportement triple-bande obtenu par l'antenne à base de boucles fractales de Minkowski.

I.6.2.2 *Structure fractale Koch*

La courbe de Koch dont la méthode de construction est représentée par la Figure I.61, est une autre fractale. Elle est simplement construite à l'aide d'une procédure itérative commençant par le générateur (étape k = 0). Le segment de la ligne unitaire est divisé en trois sous-segments égaux, la partie du centre est ensuite supprimée, elle est remplacée par deux autres sous-segments formant un triangle équilatéral (étape k = 1) : ceci conduit à la génératrice de la courbe de Koch. À l'étape suivante (k = 2), la même procédure se répète en divisant chacun des sous-segments en trois parties égales et ainsi de suite. Ce même processus est répété un nombre infini de fois pour produire une courbe de Koch infiniment complexe.

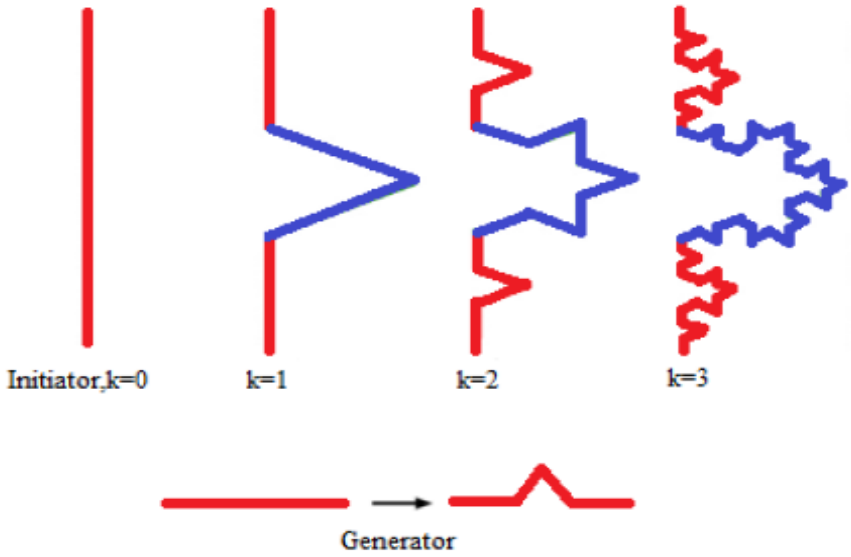


Figure I-61. Processus de génération de la courbe fractale de Koch [62]

Une fois de plus, l'autosimilarité de l'ensemble est évidente : chaque sous-segment est une réplique exacte de la courbe d'origine.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Un exemple d'application de cette structure fractale à la fréquence de 900 MHz est présenté dans [62]. L'antenne développée par les auteurs est représentée par un dipôle-fractal de Koch en technologie microruban. Elle a été comparée avec un auteur dipôle microruban et avec une simple antenne dipôle.

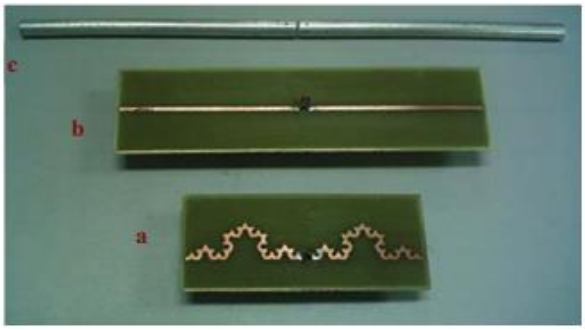


Figure I-62. Comparaison entre trois structures d'antenne dipôle. (a) dipôle-fractal de Koch, (b) dipôle microruban et (c) antenne dipôle [62]

Il était noté par les auteurs que la structure développée dans leur travail (cf. Figure I-63-(a)) a permis de diminuer la taille de l'antenne dipôle (cf. Figure I-63-(c)) d'environ 64 %. C'est un des avantages des structures fractales déjà cité en début de ce paragraphe. De plus, le comportement bi-bandes a été ainsi validé en simulation comme en mesure. Le coefficient de réflexion du dipôle-fractal de Koch en technologie microruban est présenté ci-dessous.

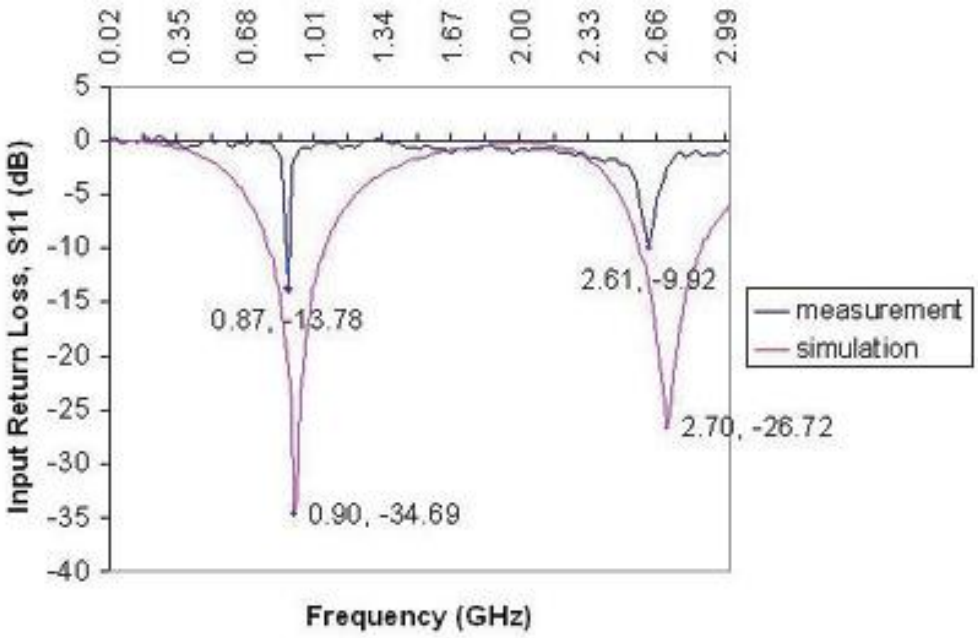


Figure I-63. Coefficient de réflexion du dipôle-fractal de Koch [62]

La Figure I-63 montre que l'antenne développé est adaptée à la fréquence de 900 MHz ainsi qu'à 2.7 GHz en simulation, alors qu'en mesure l'antenne est plutôt adaptée à 870 MHz et à 2.61 GHz. Il reste à noter que ce décalage n'a pas été justifiée par les auteurs.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

I.7 Conclusion

Dans ce premier chapitre le domaine Internet de objets « IoT » ainsi que ses principales applications ont été rappelé. Le contexte de ce travail s'inscrit dans le domaine des Réseaux de Capteurs Sans Fil (RCSF).

Ensuite, les challenges du sujet de recherche ont été définis et ils ont principalement un objectif de rendre un nœud de capteur autonome en énergie. Cette autonomie nécessite une conversion RF-DC.

C'est la raison pour laquelle nous nous sommes intéressés à la rectenna que nous avons présenté son fonctionnement et ses différentes topologies. De plus, plusieurs travaux récents à l'état d'Art sur les rectennas ont été présentés et commentés.

Dans l'étape suivante et du fait que la rectenna contient une partie antennaire, nous avons présenté les généralités sur les antennes imprimées en montrant à chaque sous paragraphe un exemple de réalisation et de mesure d'une antenne imprimée.

Avant de terminer le chapitre, nous nous sommes intéressés aux antennes à lentilles diélectrique qui sont notamment caractérisées par un fort gain. Une nouvelle fois, des exemples des réalisations ont été présentés et discutés pour différentes applications et dans différents contextes d'études.

En fin de ce chapitre, les antennes boucles imprimées à forme simple ont été présentées de la théorie à la conception. La surface occupée par cette antenne est l'un de ces inconvénients. Pour cette raison, nous nous sommes intéressés aux structures fractales qui permettent de diminuer l'encombrement malgré une augmentation de la complexité, impactant de fait la fabrication. Avec plusieurs exemples réalisés de l'état de l'Art, nous avons montré que récemment ces structures fractales ont attiré l'attention des antennistes pour les utilisations dans les bandes millimétriques.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Références du chapitre I

[1] G. Santucci, “From Internet of Data to Internet of Things,” The International Conference on Future Trends of the Internet, pp. 1-19, Neumünster Abbey, Luxembourg, Jan. 2002.

[2] D-L. Yang, F. Liu, and Y-D. Liang, “A survey of the Internet of Things,” Atlantis Press, 1st International Conference on E-Business Intelligence (ICEBI 2010), pp. 358-366, Dec. 2010.

[3] https://fr.wikipedia.org/wiki/R%C3%A9seau_de_capteurs_sans_fil

[4] A. A. N. Dihissou, “ Système Antennaire Directif et Reconfigurable pour Réseaux de Capteurs Sans Fil”, thèse de doctorat, Laboratoire d’Électronique, Antennes et Télécommunications (LEAT), soutenue publiquement le 06 Avril 2018.

[5] D. Ngom, ‘‘Optimisation de la durée de vie dans les réseaux de capteurs sans fil sous contraintes de couverture et de connectivité’’, thèse de doctorat, Univeristé de Haute Alsace (France) et Université Cheukh Anta Diop de Dakar (Sénégal), soutenue le 17 Mai 2016.

[6] Q. Liu, Y. Jiang, K. Jin, et al., ‘‘ 18% Efficiency Organic Solar Cells’’, Sci. Bull., Vol. 65, p-p. 272–275, Février 2020.

[7] S. Bellal, ‘‘Conception d’antennes planaires sur substrats transparents pour la recuperation et la conversion d’énergie électromagnétique’’, Thèse de doctorat, école doctorale MSTIC, Université Paris-Est, soutenue publiquement le 17 décembre 2020.

[8] https://fr.wikipedia.org/wiki/%C3%89olienne

[9] A. Jushi, A. Pegatoquet, and T. Le, “Wind Energy Harvesting for Autonomous Wireless Sensor Networks”, 2016 Euromicro Conference on Digital System Design (DSD), pp 301-308, Limassol, Cyprus, October 2016.

[10] https://www.translatorscafe.com/unit-converter/DE/calculator/planar-coil-inductance/#a113

[11] W.C. Brown, ‘‘The history of power transmission by radio waves’’, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 32, no 9, pp 1230-1242, sept. 1984.

[12] L. C. K. Sang, ‘‘Stratégie de contrôle hybride d'un magnétron verrouillé par injection pour un Transport d'Energie Sans Fil par onde hyperfréquence’’, Thèse de Doctorat, Université de La Réunion, 2003.

[13] J. Rivière, ‘‘Conception et réalisation de rectenna en technologie guide d’onde coplanaire pour de faibles niveaux de puissance’’, Doctorat de l’Université de La Réunion, spécialité Electronique, soutenue le 16 Septembre 2016.

[14] S. Almorabeti, M. Rifi, and H. Terchoune, ‘‘Rectifier Circuit Designs for RF Energy Harvesting applications’’, Colloque sur les Objets et systèmes Connectés, Ecole Supérieure de Technologie de Casablanca (Maroc), Casablanca, Morocco, Juin 2019.

[15] M. K. Hosain, and A. Z. Kouzani, ‘‘Design and Analysis of Efficient Rectifiers for Wireless Power Harvesting in DBS Devices’’, 2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Melbourne, VIC, Australia, June 2013.

[16] M. ur Rehman, W. Ahmad, and W. T. Khan, ‘‘Highly efficient dual band 2.45/5.85 GHz rectifier for RF energy harvesting applications in ISM band’’, 2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[17] R. Berges, L. Fadel, and L. Oyenart, V. Vigneras, and T. Taris, ‘‘Récupérateur d’énergie RF Bi-bande 915MHz / 2.44 GHz’’, XIX^{èmes} Journées Nationales Microondes, Bordeaux, Juin 2015.

[18] N. Tung, ‘‘Multi-band Ambient RF Energy Harversting Rectifier for Autonomous Wireless Sensor Networks’’, 2016 IEEE Region 10 International Conference (TENCON), pp. 3736-3739, Singapore, Nov. 2016.

[19] J.-K. Huang, and S.-Y. Chen, ‘‘A Compact Slot Loop rectenna for Dual-Band Operation at 2.4- and 5.8-GHz Bands’’, 2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), Puerto Rico, USA, June 26 - July 1, 2016.

[20] Y. Shi, Y. Fan, and Y. Li, L. Yang, and M. Wang, ‘‘An Efficient Broadband Slotted Rectenna for Wireless Power Transfer at LTE Band’’, IEEE Transactions on antennas and Propagation, Vol.67, n°2, pp. 814-822, February 2019.

[21] H. Tafekirt, J. Pelegri-Sebatia, A. Bouajaj, and B. M. Reda, ‘‘A Sensitive Triple-Band Rectifier for Energy Harvesting Applications’’, IEEE Access, pp.73659-73664, Apr. 2020.

[22] R. Reed, F. L. Pour, and D. S. Ha, “An Efficient 2.4 GHz Differential Rectenna for Radio Frequency Energy Harvesting”, 2020 IEEE 63rd International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), pp. 208-212, Springfield, MA, USA, Aug. 2020.

[23] W. Lin, and R. W. Ziolkowski, ‘‘Electrically Small, Single-Substrate Huygens Dipole Rectenna for Ultracompact Wireless Power Transfer Applications’’, IEEE Transactions On Antennas and Propagation, pp. 1130-1134, Vol. 69, No. 2, February 2021.

[24] A. Mouapi, and N. Hakem ‘‘A Selective Rectifier for RF Energy Harvesting for IoT applications’’, 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, pp. 2523-2524, Boston, MA, USA, June 2018.

[25] D. K. Ho, V-D. Ngo, I. Kharrat, T. P. Vuong, Q. C. Nguyen1, M. T. Le1, ‘‘A Novel Dual-Band Rectenna for Ambient RF Energy Harvesting at GSM 900 MHz and 1800 MHz’’, Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal, Vol. 2, No. 3, pp. 612-616, 2017.

[26] S. Bellal, H. Takhedmit, and L. Cirio, “Design and Experiments of Transparent Rectennas for Wireless Power Harvesting”, 2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), Aveiro, Portugal, May 2016.

[27] V. Kuhn, C. Lahuec, F. Seguin, and C. Person, “A Multi-Band Stacked RF Energy Harvester with RF-to-DC Efficiency Up to 84%”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 63, No. 5, pp.1768-1778, May 2015.

[28] Y. Kim, Y. J. Yoon, J. Shin, and J. So ‘‘X-band Printed Rectenna Design and Experiment for Wirelss Power Transfer’’, 2014 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), pp. 292-295, , pp. 292-295, Jeju, Korea (South), May 2014.

[29] A. Okba, A. Takacs, and H. Aubert, IEEE, ‘‘Compact Rectennas for Ultra-Low-Power Wireless Transmission Applications’’, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 67, No. 5, pp. 1697-1707, May 209.

[30] Y. Giay, and B. R. Alam, ‘‘Design and Analysis 2.4 GHz Microstrip Patch Antenna Array for IoT Applications using Feeding Method’’, 2018 International Symposium on Electronics and Smart Devices (ISESD), October 2018, Bandung, Indonesia, doi: 10.1109/ISESD.2018.8605455

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[31] J.-M. Laheurte, ‘‘Petites antennes – Communications sans fil et terminaux’’, collection Lavoisier – 2011.

[32] B. S. Yildirim, ‘‘A Novel Multi-Band Chip Antenna Design for 2.45 GHz and 5 GHz WLAN Bands’’, Mugla Journal of Science and Technology, Vol 3, No 2, Pages 155-159, 2017.

[33] S. Woo, J. Baek, D. Kang, J. Tak, and J. Choi, ‘‘Compact UWB MIMO Antenna with Enhanced Isolation for WBAN Applications’’ Proceedings of ISAP 2014, Kaohsiung, Taiwan, Dec. 2-5, 2014.

[34] Wai-Kai Chen, ‘‘THE ELECTRICAL ENGINEERING HANDBOOK’’, Elsevier Academic Press, chapter V, page 547, USA, 2004

[35] https://lms.fun-mooc.fr/c4x/MinesTelecom/04009/asset/MOOC_fiche_antenne_v4.pdf

[36] A. Mansour, M. Azab, and N. Shehata, ‘‘Flexible Paper-based Wideband Antenna for Compact-size IoT Devices’’, 2017 8th IEEE Annual Information Technology, Electronics and Mobile Communication Conference (IEMCON), pp. 426-429, Vancouver, BC, Canada, Oct. 2017.

[37] Si Ce Wang, Min Jun Li, and Mei Song Tong, ‘‘A High-Performance Rectenna for Wireless Power Transfer in CubeSats’’, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 19, No. 12, pp. 2197-2200, Dec. 2020.

[38] A. O. Diallo, ‘‘Modélisation hyperfréquence de problèmes multi-échelles appliquée au cas des antennes à métamatériaux diélectriques’’, thèse de doctorat, Université Pierre et Marie Curie, soutenue publiquement le 31 octobre, 2017.

[39] A. O. Diallo, R. Czarny, B. Loiseaux, and S. Holé, ‘‘Comparison Between a Thin Lens Antenna Made of Structured Dielectric Material and Conventional Lens Antennas’’, in Q-Band in a Compact Volume’’, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 17, No. 2, pp. 307-310, February 2018.

[40] H. D. Hristov, J. M. Rodriguez, and W. Grote, “The grooved dielectric Fresnel zone plate: An effective therahertz lens and antenna”, Microw. Opt. Technol. Lett., Vol. 54, No. 6, pp. 1343-1348, June 2012.

[41] P. Piksa, S. Zvanovec, and P. Cerny, ‘‘Elliptic and Hyperbolic Dielectric Lens Antennas’’ RADIOENGINEERING, Vol. 20, No. 1, pp. 270-275, Apr. 2011.

[42] M. R. D. Kodnoeih, Y. Letestu, R. Sauleau, E. M. Cruz, and A. Doll, “Compact Folded Fresnel Zone Plate Lens Antenna for mm-Wave Communications”, IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 17, No. 5, pp. 873-876, May 2018.

[43] A. Fresnel, “Calcul de l’intensité de la lumière au centre de l’ombre d’un écran et d’une ouverture circulaires éclairée par une point radieux’’, Œuvres d’Augustin Fresnel, 1866, Vol. 1, pp. 365–372.

[44] A. O. Pinchuk, G. C. Schatz, ‘‘Metamaterials with gradient negative index of refraction” Department of Chemistry, Northwestern University, 2145 Sheridan Road, Evanston, Illinois, USA.

[45] R. Yang, W. Tang, and Y. Hao, ‘‘A Broadband Zone Plate Lens from Transformation Optics’’, Optics Express, Vol. 19, No. 13, June 2011

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[46] S. Zhang, Y. Vardaxoglou, W. Whittow, and R. Mittra ‘‘3D-Printed Planar Graded Index Lens for RF Applications”, 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2016), pp. 90-91, Okinawa, Japan, Jan. 2016.

[47] S. Manafi, J.M. Fernández González, and D. S. Filipovic, ‘‘Design of a Perforated Flat Luneburg Lens Antenna Array for Wideband Millimeter-Wave Applications’’, 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2019), Krakow, Poland, Apr. 2019.

[48] T-T. Chia, and W-Y. Lim, ‘‘Design of Low Profile Cylindrical Luneburg Lens Antenna’’, the 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), pp. 3011-3013, The Hague, Netherlands, Apr. 2014.

[49] Antenna Engineering Handbook, troisième édition de Richard C Johnson, McGraw-Hill, 1993

[50] Balanis Constantine, Antenna Theory (third ed.). Willey-Interscience, p. 246, 2005.

[51] https://fr.wikipedia.org/wiki/Antenne_cadre

[52] R. Sharma and P. K. Singhal, “Loop Antenna and Rectifier Design for RF Energy Harvesting at 900MHz,” International Research Journal of Enginnering and Technology (IRJET), Vol. 02, pp. 1214-1218, July 2015.

[53] B. B. Mandelbrot, ‘‘The Fractal Nature of Geometry’’, W. H. Freeman and company, United States, 1982.

[54] E. J. W. Berenschot, H. V. Jansen, and N. R. Tas, “Fabrication of 3D fractal structures using nanoscale anisotropic etching of single crystalline silicon,” Journal of Micromech. Microeng. 23, 055024, pp. 1-10, 2013.

[55] S. Datta, K. Kar, M. Pal, and R. Ghatak “Fractal Shaped Antenna based tri-band Energy Harvester,” Advanced electromagnetic, Vol. 6, No.4 pp. 22–26, october 2017.

[56] S. F. Abdulkareem, A. J. Salim, A. I. Hammoudi, and J. K. Ali, “A Fractal-based Printed Slot Antenna for Multi-band Wireless Applications,” Proceedings of Electromagnetic Research Symposium (PIERS), Stockholm, Sweden, pp. 1047–1051, August 2012.

[57] J. K. Ali, and S. F. Abdulkareem, “A Circle-based Fractal Slot Antenna for Dual-band wireless Applications,” Proceedings of the IEEE Mediterranean Microwave Symposium (MMS). Saida, Lebanon, pp. 1047–1051, September 2013.

[58] S. A. Hamzah, M. K. Raimi, N. Abdullah and M. S. Zainal, “ Dasign, Simulation, Fabrication and Measurement of a 900MHZ Koch Fractal Dipole Antenna,” 4th Student Conference on Research and Developpement (SCOReD 2006), Shah Alam, Malaysia, pp. 1-4, 27-28 June 2006.

[59] N. S. M. Yaziz, M. K. A. Rahim, F. Zubir and N. A. Murad, “Series iteration of Fractal Koch antenna at UHF band,” 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, Switzerland, Apr. 2016.

[60] C. Chokchai, S. Chaimool, and P. Akkaraekthalin, “Miniaturized Triple-band USB Dongle Antenna Using Loaded-Fractal Loop Monopole with Shorted Loop and Fractal Loop Resonator,” 9th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication and Information Technology (ECTI-CON), Phetchaburi, Thailand, May 2012.

[61] S. F. Abdelkareem, “Design and Fabrication of Printed Fractal Slot Antennas for Dual-band Communication Applications”, A Thesis Submitted to the Department of Electrical Engineering, University of Technology in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Science in Communications Engineering, Oct. 2013.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[62] S. A. Hamzah, M. K. Raimi, N. Abdullah, and M. S. Zaina, “Design, Simulation, Fabrication and Measurement of a 900MHZ Koch Fractal Dipole Antenna”, 4th Student Conference on Research and Development (SCOReD 2006), pp.1- Shah Alam, Selangor, MALAYSIA, June 2006.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II Conception et réalisation de rectennas à 5 GHz pour les applications de Transfert de Puissance Sans Fil (TPSF)

II.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est la présentation de la conception et de la réalisation de rectennas fonctionnant à 5 GHz. Dans un premier temps, des études bibliographiques ont été menées sur les antennes à formations de faisceaux. L'application dans laquelle nous souhaitons utiliser ces antennes concerne les réseaux de capteurs sans fils. L'élément rayonnant doit donc répondre aux critères suivants :

- Un faible coût de réalisation
- Un faible encombrement
- Un fort gain
- En réception : Focaliser le maximum de l'énergie reçue, afin qu'elle soit convertie en signal DC à l'aide d'un circuit de conversion RF-DC
- En émission : avoir la capacité à former des faisceaux, afin d'alimenter les nœuds des capteurs séparés dans l'espace

L'antenne à lentille diélectrique a été choisie ici, au détriment de l'encombrement global de la structure antennaire. L'étape suivante consiste à concevoir des circuits de conversion RF-DC à 5 GHz pour des applications de transfert de puissance sans fil. Le circuit doubleur de tension et le circuit mono-alternance ont été conçus successivement dans ce chapitre. Suite à une co-simulation de la rectenna sous le logiciel CST Studio Suite, l'effet du couplage du champ électromagnétique sur les performances du circuit de conversion RF-DC a été démontré.

Enfin, la validation expérimentale de la rectenna a été menée et la capacité à recharger la batterie du nœud de capteur a été démontrée.

II.2 Logiciels de simulation

II.2.1 Advanced Design System ADS

Le logiciel ADS, développé par Agilent Technologies, est dédié à la simulation et à la conception de circuits et de systèmes électroniques RF. Il offre un ensemble d'environnements de simulation de types circuit et électromagnétique, dans les domaines temporel et fréquentiel [1].

Ce logiciel a été utilisé dans ce travail pour simuler et optimiser le circuit de conversion RF-DC. La méthode Harmonic Balance (HB) a été mise en œuvre. Il s'agit d'une solution permettant l'analyse des circuits non-linéaires. Cette méthode d'analyse ne tient pas compte de tous les phénomènes électromagnétiques et des couplages éventuels entre composants. Afin d'y remédier, HB a été combiné avec le simulateur électromagnétique Momentum basé sur une discrétisation de la géométrie du circuit RF planaire et un solveur issu de la méthode des moments. Ceci a permis d'effectuer une co-simulation électromagnétique-circuit (HB-Momentum).

II.2.2 Computer System Technologie CST

CST Microwave Studio est une solution logicielle d'analyse électromagnétique 3D. Elle permet notamment de résoudre dans le domaine temporel les équations de Maxwell sous leur forme intégrale avec la méthode des différences finies. Après la modélisation du composant, une procédure de maillage automatique peut être appliquée avant de lancer la simulation. CST offre aussi un environnement schématique « CST Design Studio » dans lequel plusieurs méthodes

Licence CC BY-NC-ND 3.0

d'analyse peuvent être utilisées (Paramètres-S, AC, transitoire, spectral ou fréquentiel, etc.). Cependant, l'interface schématique n'est pas aussi intuitive et simple que celle d'ADS.

II.3 Choix de l'antenne à lentille diélectrique

Plusieurs types d'antenne à lentille diélectrique ont été modélisées et simulées à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. Une antenne patch a été optimisée pour rayonner à la fréquence de travail de 5 GHz. Cette même antenne est utilisée dans les simulations comme source primaire. Son rôle est d'illuminer une lentille diélectrique qui sera alors la source secondaire. Le Tableau II illustre les différentes antennes à lentille diélectrique qui ont été étudiées. Il présente également :

- Une vue en coupe : capture d'écran issue du logiciel CST Microwave Studio pour chacune de lentilles.
- Le matériau diélectrique : représente le matériau avec lequel la lentille a été conçue. Pour les deux cas des lentilles à gradient d'indice, la permittivité diélectrique indiquée est celle de l'anneau central. Elle décroit au fur et à mesure du déplacement vers l'extrémité de la lentille.
- Le gain réalisé : en plus des pertes métalliques et diélectriques, ce paramètre prend en compte les pertes liées à la désadaptation d'impédance. Il est mesuré lorsque l'antenne patch est centrée face à la lentille.
- Le Cross Beam Level : représente la perte, exprimée en dB, entre le maximum du gain réalisé du lobe central (lorsque le patch est centré) et le dernier lobe de dépointage (lorsque le patch est décalé à l'extrémité de la lentille).
- L'angle de dépointage : c'est l'angle pour lequel le gain est maximal lorsque le patch est décalé à l'extrémité de la lentille.

Dans le cas où les antennes à lentille diélectrique sont conçues pour des applications liées aux réseaux de capteurs sans fils, le choix de l'élément rayonnant est principalement basé sur son encombrement, son faible coût de réalisation, la disponibilité des matériaux diélectriques et à sa simplicité de réalisation.

Dans le Tableau II, plusieurs types de lentilles diélectriques ont été présentés :

- **Lentille de Fresnel à gradient d'indice** : son diamètre est lié à la longueur d'onde, l'optimisation de ce paramètre est donc limitée. Le matériau diélectrique est difficile à approvisionner sur le marché en raison de sa permittivité diélectrique spécifique (ε_r=5). De plus, c'est une lentille à plusieurs anneaux concentriques et à gradient d'indice ce qui rend sa réalisation plus complexe.
- **Lentille de Fresnel à échelon et lentille rainurée de Fresnel :** leur diamètre et leur épaisseur sont liés à la longueur d'onde. Leur avantage est que leur permittivité diélectrique ne varie pas.
- **Lentille hyperbolique :** ni l'épaisseur, ni le diamètre ne sont liés à la longueur d'onde. Son encombrement peut donc être optimisé en fonction des contraintes. C'est une lentille homogène dont la forme géométrique simplifie la fabrication.
- **Lentille cylindrique de Lüneburg** : elle présente l'encombrement le plus petit avec à le meilleur angle de dépointage qui est de 360°. Cependant, elle est caractérisée par un grand nombre d'anneaux à gradient d'indice. Ce qui rend sa réalisation complexe.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Caractéristiques / Lentilles	Vue en coupe	Diamètre (mm)	Epaisseur (mm)	Matériau Diélectrique	Gain réalisé (dB)	Cross Beam Level	Capacité de dépointage (°)
De Fresnel à gradient d`indice		200	41,5	ε_r=5; ε_{r1}= 3,77; ε_{r2}=3,03; …; ε_N=1,27	17,5	6	80
De Fresnel à échelon		160	110	PLA ε_r=2,7	16,4	1.3	60
Rainurée de Fresnel		160	76	PLA ε_r=2,7	16,5	3	64
Hyperbolique		160	85.5	PLA ε_r=2,7	14,2	3	90
De Lüneburg à gradient d`indice		100	30	Téflon ε_r=1,95; ε_{r1}=1,86; …; ε_N=1,14	13,2	0	360

Tableau II. Performances et caractéristiques des antennes à lentilles diélectriques pour un fonctionnement à 5 GHz

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le gain réalisé obtenu à partir des différentes simulations varie entre 13 et 18 dBi. La lentille homogène hyperbolique a été choisie comme l'élément rayonnant dans ce travail. Celle-ci est simple à réaliser par impression 3D avec un matériau de faible coût comme le PLA et peut être optimisée en termes d'encombrement en fonction du besoin.

II.4 Antenne développée à lentille diélectrique hyperbolique

II.4.1 Conception et réalisation de l'antenne développée

L'antenne développée est constituée d'une source primaire de type patch placée au foyer d'une lentille hyperbolique. Le patch est optimisé pour un rayonnement à 5 GHz, il est réalisé par attaque chimique sur un substrat d'époxy FR4. Les propriétés physiques du diélectrique sont, une épaisseur h= 1,6 mm, une permittivité relative ε_r=4,6 et une tangente de pertes tangδ=0,02. La lentille hyperbolique a été optimisée pour minimiser son encombrement tout en gardant ses caractéristiques fondamentales telles que : la transformation des ondes planes en ondes sphériques et vice-versa, le dépointage des faisceaux par déplacement du patch, le fort gain, etc. Elle présente un diamètre d=10 cm et une épaisseur e=5 cm. Un support permettant le maintien de la lentille et de sa source primaire a été conçu en PLA et pris en compte dans les simulations. Ce support permet ainsi à l'antenne patch d'être déplacée mécaniquement suivant l'axe x par rapport à la lentille.

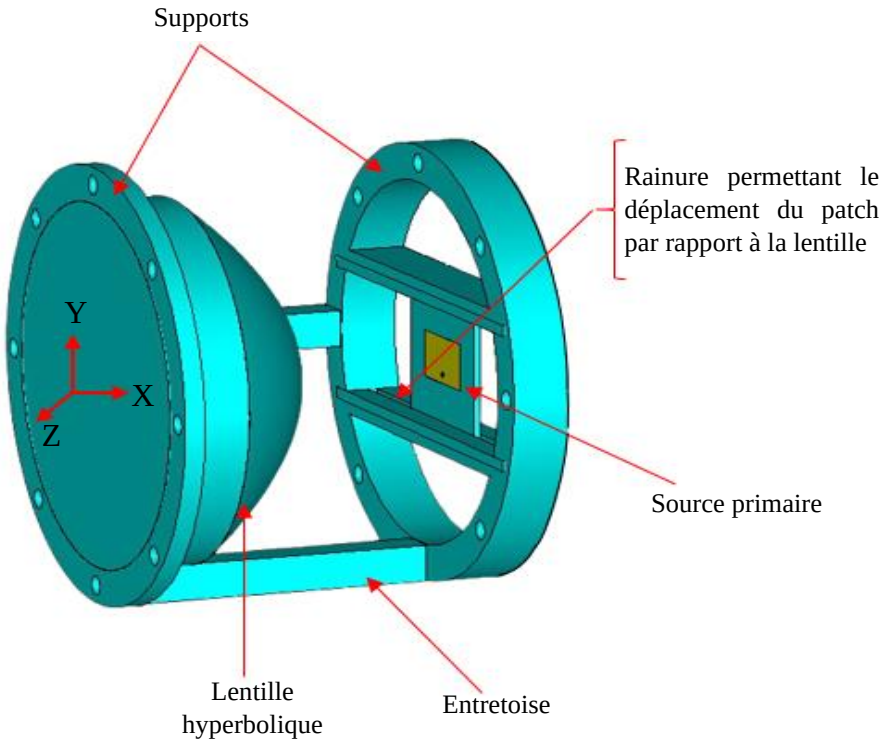


Figure II-1. Illustration de l'antenne. Conception de l'antenne réalisée sous CST

La réalisation de l'antenne par impression 3D a été effectuée au sein de l'IUT du Limousin dans le département GEII (Génie Électrique et Informatique Industrielle) à Brive. Une imprimante 3D de type Ultimaker2+ a été utilisée pour fabriquer la lentille et son support. L'antenne conçue dans CST Microwave Studio est exportée sous forme d'un fichier *(.stl)*. Cette imprimante 3D est capable de lire ce type fichier à l'aide d'une carte mémoire. Le temps d'impression total

Licence CC BY-NC-ND 3.0

était d'environ 36 heures. La masse de l'ensemble (antenne et support) après la réalisation est de 410 g.

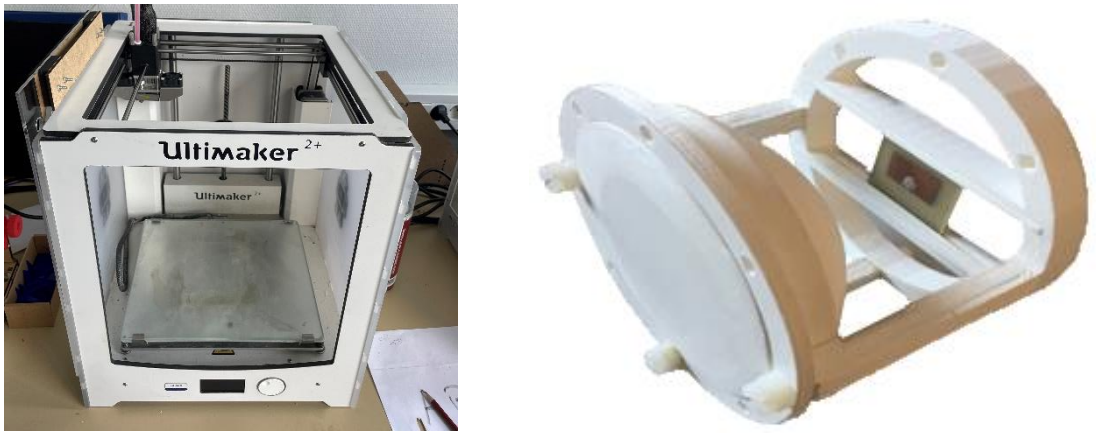


Figure II-2. Imprimante 3D et l'antenne réalisée par impression 3D

II.4.2 Simulation et mesure de l'antenne développée à 5 GHz

II.4.2.1 *Coefficient de réflexion S_{11}*

Le solveur transitoire du logiciel CST Microwave Studio a été utilisé pour simuler le comportement de l'antenne autour de la fréquence de 5 GHz. La Figure II-3 montre le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne, Il est de -23,87 et -18,56 dB en simulation et en mesure, respectivement, à 5 GHz. L'antenne est donc adaptée à cette fréquence, elle présente une bande passante de 233 MHz (environ 4,5 %) à -10dB.

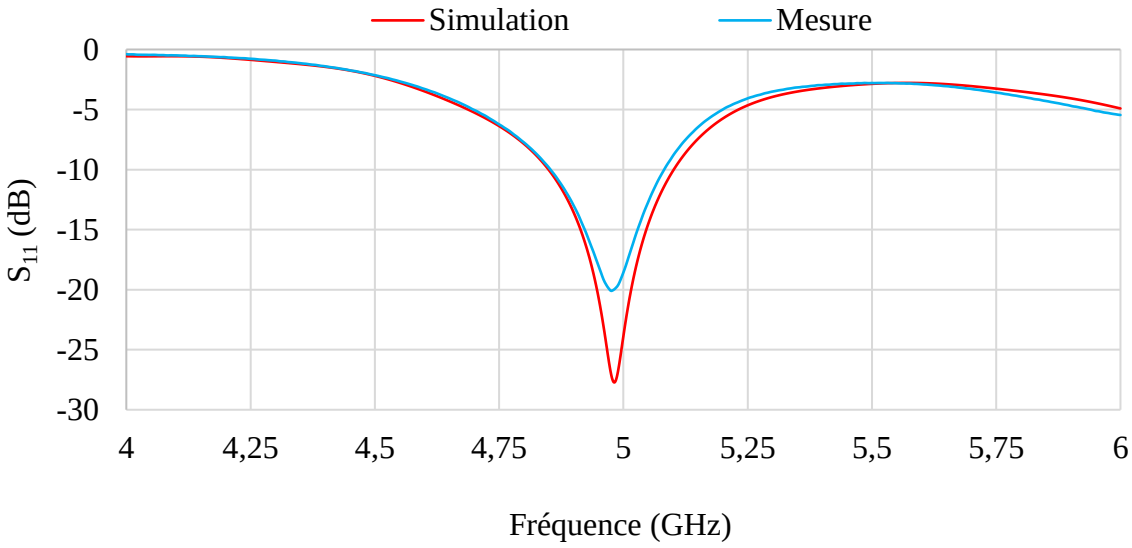


Figure II-3. Coefficient de réflexion S_{11} obtenue par l'antenne à 5GHz

II.4.2.2 *Focalisation des ondes planes vers l'antenne patch*

Pour visualiser le phénomène de focalisation des ondes planes (la transformation des ondes planes en ondes sphériques), un port d'excitation d'ondes planes a été placé devant l'antenne côté lentille.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

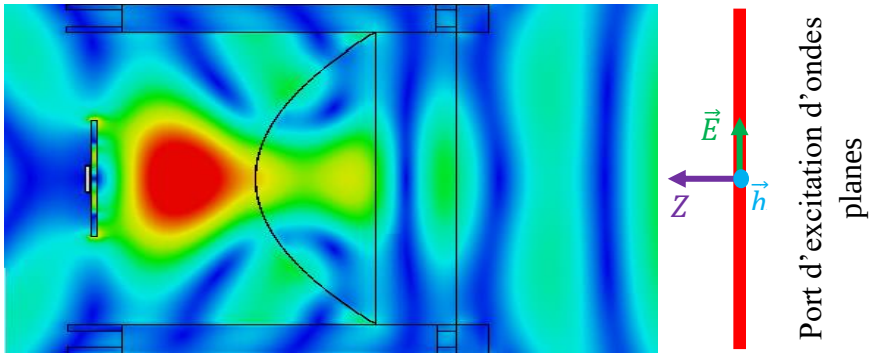


Figure II-4. Focalisation des ondes planes vers le patch

On voit que la lentille permet de focaliser l'énergie sur l'antenne patch, ce qui aura pour effet d'augmenter le gain.

II.4.2.3 *Diagramme de rayonnement*

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est décrit sur la Figure II-5. Les antennes à lentille diélectrique sont caractérisées par une forte directivité. La directivité de l'antenne développée est de 13,3 dBi.

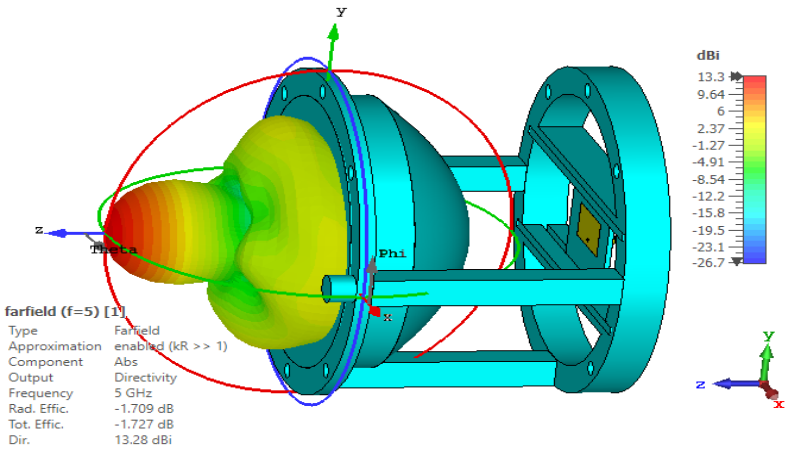


Figure II-5. Diagramme de rayonnement de l'antenne à 5 GHz

II.4.2.4 *Gain réalisé*

Une mesure de balayage du plan azimutal à 180° a été mise en place pour tester les performances de l'antenne dans une chambre anéchoïque. À 5 GHz et pour une lentille de 10 cm de diamètre, la distance de champ lointain ($2D^2/\lambda$) commence à partir de 0,3 m. Une antenne cornet fonctionnant entre 0,5 et 12 GHz a été utilisée en émission, elle a été placée à une distance de 7 m de l'antenne à lentille diélectrique.

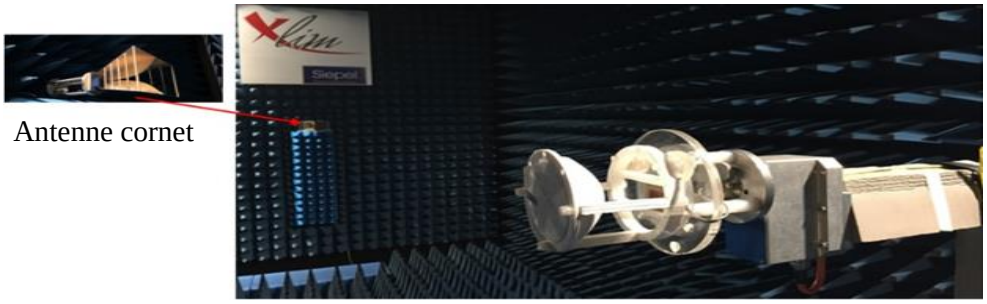


Figure II-6. Prototype de l'antenne en cours de mesure

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le gain réalisé de l'antenne dans l'axe est présenté par la Figure II-7. Lorsque la source primaire est centrée en face de la lentille, le gain réalisé est de 11,5 dBi et 10,6 dBi en simulation et en mesure, respectivement. La possibilité d'obtenir un dépointage s'obtient lorsqu'on déplace la source primaire manuellement de ± 25,5 mm suivant l'axe x. Ce déplacement nous a permis d'obtenir des lobes de dépointage à -14° et 14°, ce qui représente un angle de dépointage maximal de 28°. Le gain réalisé pour ces angles de dépointage est de 10,2 et 10 dBi en simulation et en mesure, respectivement, soit un ''Cross Beam level'' en mesure d'environ 0,6 dB. Pour rappel, ce facteur désigne la différence en dB entre le maximum du gain du lobe central (à Theta=0°) et celui de deux lobes de dépointage (à ∓14°).

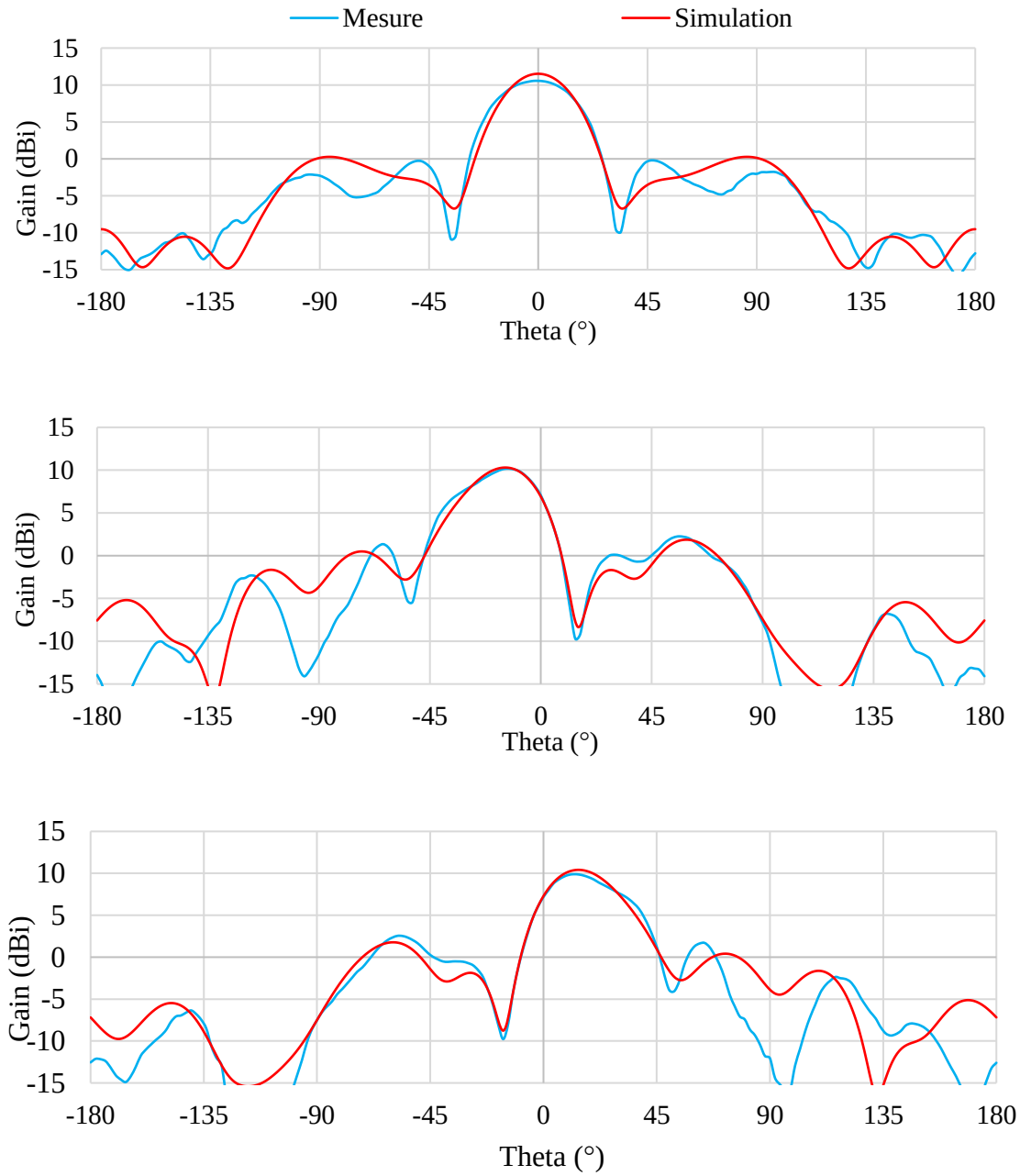


Figure II-7. Gain réalisée de l'antenne à 5 GHz. À Theta=0°, Theta=-14° et Theta=14°, respectivement

Il est à noter que, les résultats de mesure sont globalement proches des résultats de simulation. Ainsi que, la polarisation de l'onde rayonnée reste linéaire, identique à celle de l'antenne patch seul.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.5 Circuit de conversion RF-DC

II.5.1 Modélisation d'un doubleur de tension de Greinacher

Le premier circuit en topologie doubleur de tension (Greinacher (cf. Figure II.3)) contient deux diodes Schottky de type HSMS-2860, deux condensateurs de 100 pF chacun et une charge de 10 kΩ. La diode utilisée est capable de fonctionner jusqu'à la fréquence de 5.8 GHz. Elle possède une tension de seuil allant de 250 à 350 mV, une faible résistance série de 5 Ω, une capacité de jonction C_{j0}= 0.18 pF et une forte tension inverse de claquage de 7 V. La diode est fournie dans un boitier qui lui aussi doit être pris en compte dans la modélisation. Les effets du boiter sont représentés par des condensateurs ainsi que des inductances. Toutes les caractéristiques et les informations décrivant cette diode sont disponibles dans [2]. Un générateur d'impédance interne 50 Ω génère une plage de puissance allant de -10 à 10 dBm à une fréquence de 5 GHz. La branche RF est simulée avec le logiciel ADS. Pour prendre en compte le comportement non-linéaire du redresseur, la méthode *Harmonic-Balance (HB)* du logiciel a été utilisée.

II.5.2 Conception du circuit d'adaptation d'impédance

Pour concevoir le réseau d'adaptation d'impédances, il est tout d'abord nécessaire de déterminer correctement l'impédance d'entrée du redresseur. Dans la librairie du logiciel ADS, un bloc nommé « *Zin* » permet de visualiser la partie réelle et imaginaire de l'impédance vue en sortie du générateur de puissance. Cette impédance correspond à l'impédance vue en entrée du redresseur.

La méthode d'analyse *Large Signal S-Parameters* basée sur la méthode *Harmonic Balance HB*, a été utilisée. Cette méthode permet de visualiser l'impédance d'entrée du redresseur et le coefficient de réflexion S_{11}. Elle a été utilisée afin de tenir compte du comportement non-linéaire du redresseur pour un fort niveau de puissance d'entrée (10 dBm).

Pour la conception du circuit d'adaptation d'impédance, différentes méthodes sont possibles. La première consiste en l'utilisation d'éléments passifs (condensateurs, inductances). L'utilisation de résistance est à bannir dans notre application. Il n'est pas judicieux de perdre de l'énergie par dissipation dans des résistances quand le but est de convertir un maximum de puissance.
Il est difficile d'obtenir une adaptation d'impédance parfaite sachant qu'il faut prendre soin de vérifier la disponibilité parmi les valeurs normalisées de chaque composant et qu'une petite variation sur la valeur d'un condensateur (de l'ordre du pF) ou sur une inductance (de l'ordre du nH) peut engendrer de grands changements au niveau de l'adaptation d'impédance.
Le choix s'est donc porté sur l'utilisation de stub, les stubs sont des tronçons de ligne qui au regard de leur longueur, largeur et position prennent le rôle de composants passifs pour effectuer l'adaptation d'impédance.
Plus il y aura de stubs en parallèle plus la bande passante sera large, mais, il n'est pas nécessaire dans cette application d'avoir de large bande passante. D'ailleurs pour le développement d'un récupérateur d'énergie fonctionnant sur plusieurs fréquences, il est préférable d'avoir des bandes passantes étroites afin d'éviter les interférences entre les différentes branches de récupération.
Le choix d'une adaptation d'impédance à un stub semble convenir pour notre application. L'objectif à atteindre est S_{11} < - 10dB conduisant à ce qu'au moins 90% de l'énergie incidente soit transférée au circuit de redressement.
Le circuit de conversion RF-DC est présentée ci-dessous.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

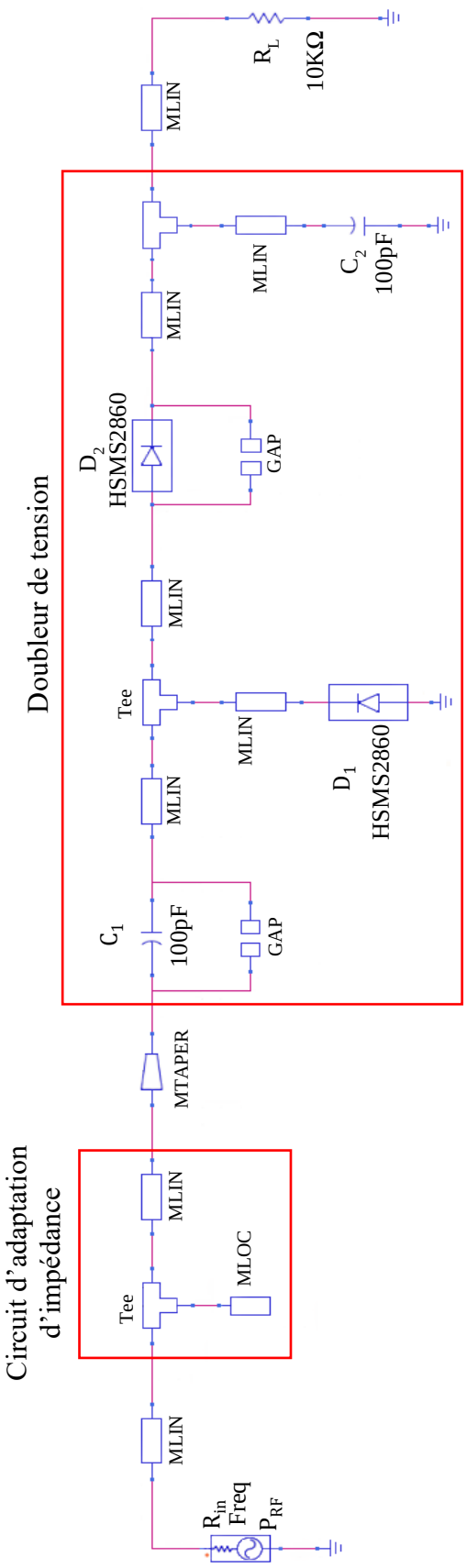


Figure II-8. Doubleur de Greinacher optimisé via ADS

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.5.3 Co-simulation ADS du circuit d'adaptation d'impédance et du convertisseur RF-DC

Afin de prendre en compte les effets de couplage entre les différentes lignes du circuit, une co-simulation *HB+Momentum* est nécessaire. La partie distribuée du circuit est optimisée et simulée sous *Momentum*. Tous les points de connexion des composants localisés sont remplacés par des ports d'excitation d'impédance interne 50 Ω. Le substrat *Rogers_RT_Duroid5880* est déjà défini dans la librairie *d'ADS-Momentum*, il suffit de le sélectionner comme étant le substrat à utiliser dans cette simulation. Un modèle en paramètres-S est ensuite généré, HB utilise ce modèle de la partie distribuée et les modèles électriques des composants localisés afin d'effectuer une analyse globale électromagnétique-circuit. Ce passage de *HB* vers *HB+Momentum* se traduit souvent par une diminution du rendement de conversion RF-DC et dans ce cas certains paramètres doivent d'être optimisés de nouveau.

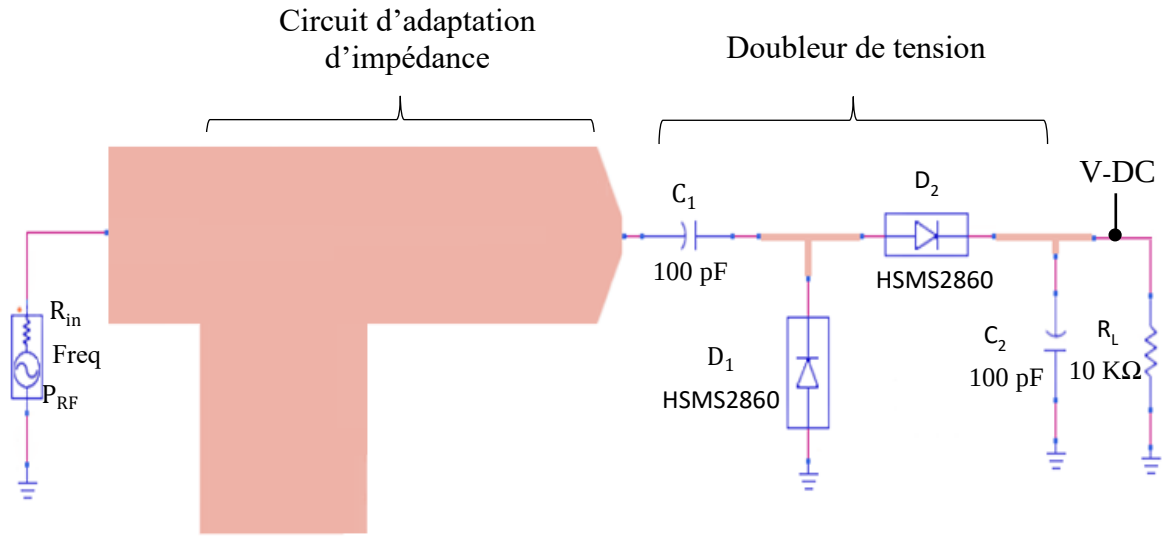


Figure II-9. Simulation HB+Momentum

II.5.4 Résultats des simulations de l'association circuit d'adaptation d'impédance-convertisseur RF-DC

II.5.4.1 *Coefficient de réflexion calculé en entrée du circuit d'adaptation d'impédance*

Dans le but de transmettre le maximum de puissance vers le redresseur, un stub en circuit ouvert assure une adaptation à 5 GHz. Le stub présentant une longueur L de 5.1 mm, est placé à une distance d=11.2 mm du redresseur. Le tronçon de ligne de type taper-line de 1mm n'a pas un rôle ni dans l'adaptation du circuit ni dans la conversion d'énergie. Son rôle est de guider le courant d'une ligne de 4mm en largeur vers l'une des broches de la première capacité afin de diminuer la perte par réflexion au niveau de cette discontinuité géométrique. Le coefficient de réflexion S_{11} du circuit est tracé sur la Figure II-10 en fonction de la fréquence variant de 4 à 6 GHz. Il est de l'ordre -29 dB à 5 GHz pour une puissance en entrée de 10 dBm. Le circuit présente une bande passante de 350MHz (environ 7%) à -10dB.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

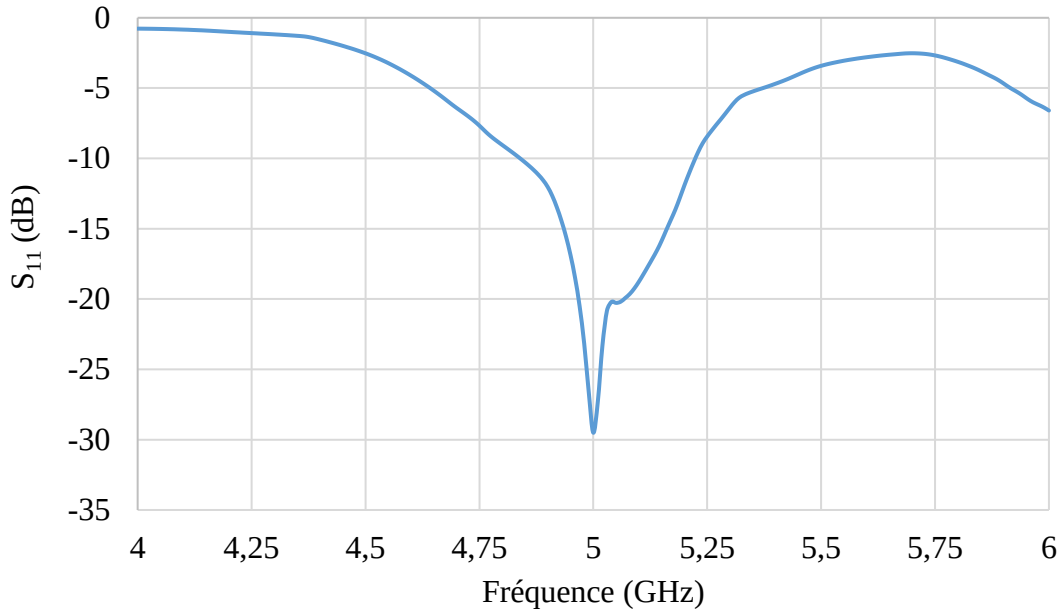


Figure II-10. Coefficient de réflexion S_{11} du circuit doubleur en fonction de la fréquence

II.5.4.2 *Tension DC et rendement de conversion RF-DC obtenues en simulation*

Un système de conversion d'énergie (Rectenna) englobe : l'antenne, le circuit d'adaptation d'impédance, le redresseur et la filtrage DC et/ou HF, ces fonctions en font un système complexe à optimiser, car l'optimisation d'un paramètre du circuit doit être considérée dans la globalité.

L'efficacité d'un tel circuit de conversion est défini par son rendement de conversion RF-DC et par la tension aux bornes de la charge. Le rendement de conversion RF-DC est défini comme étant le rapport entre la puissance DC prélevée aux bornes de la charge R_L et la puissance P_{RF} maximale que le générateur débite sur une charge adaptée (50 Ω).

$$\eta = \frac{P_{dc}}{P_{RF}} = \frac{U_L^2}{R_L P_{RF}} \quad (1)$$

Avec : P_{dc}, la puissance continue aux bornes de la charge

U_L, la tension continue aux bornes de la charge

La Figure II-11 montre l'influence de la puissance RF d'entrée sur la tension aux bornes de la charge R_L= 10 kΩ et sur le rendement de conversion RF-DC. La tension DC est de 55 mV pour une puissance RF de -10 dBm, elle augmente pour atteindre un niveau de 6 V lorsque la puissance RF atteint 10 dBm. Elle est représentée par la courbe bleue sur la Figure II-11 et le rendement de conversion RF-DC est représenté par la courbe orange sur la même figure. Ce dernier atteint un niveau maximum de 55 % pour une puissance RF de 6 dBm.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

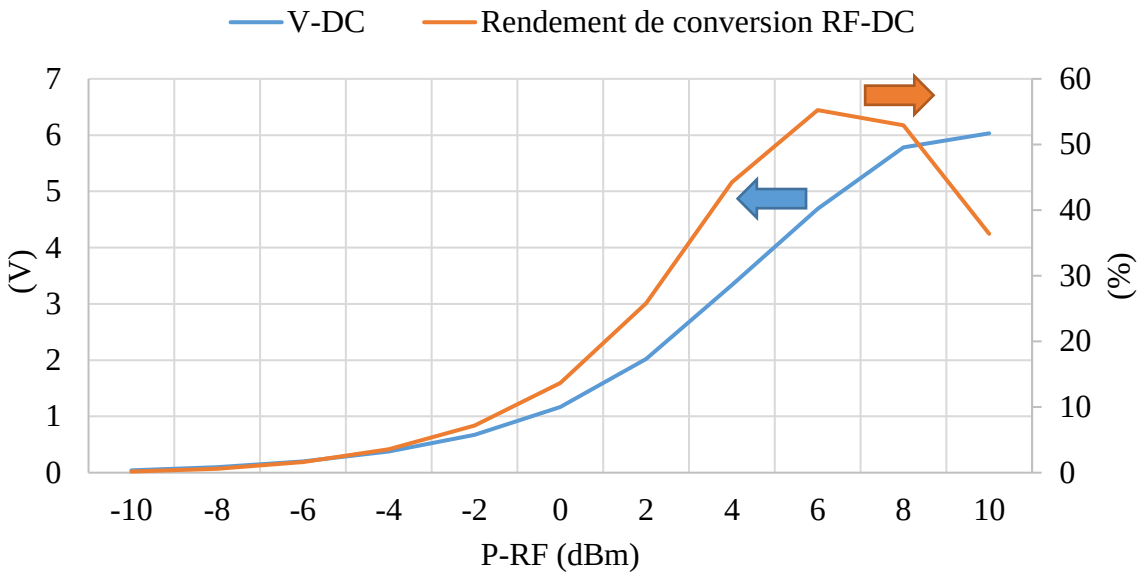


Figure II-11. Tension DC et rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance d'entrée P_{RF}

Une analyse transitoire a été effectuée pour vérifier la conversion RF/DC de la rectenna au cours du temps. Pour une puissance de 10 dBm en entrée, la tension DC aux bornes de la charge vaut 6 V.

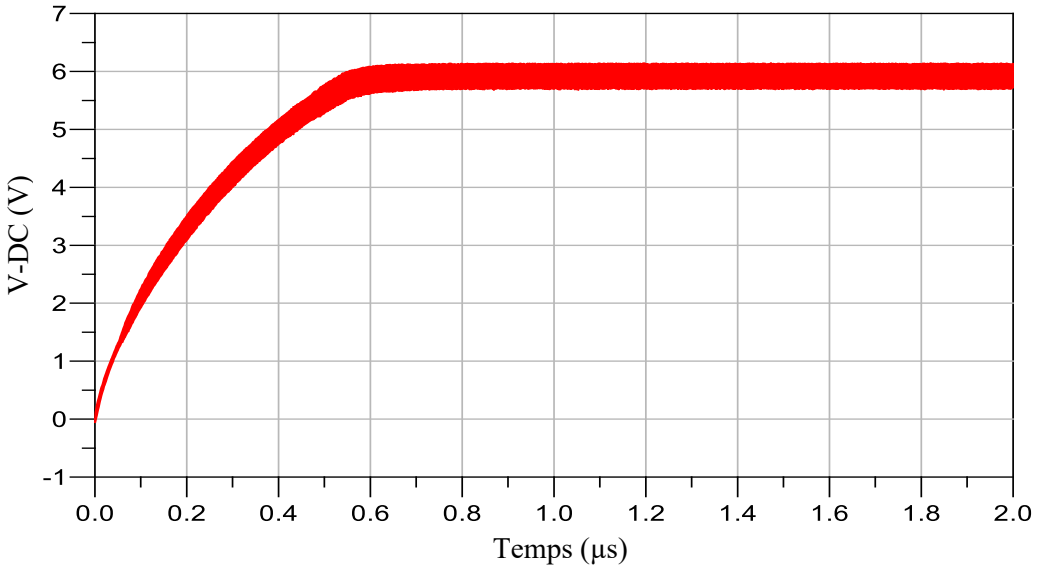


Figure II-12. Tension DC aux bornes de la charge obtenue par une analyse transitoire

Il est noté que le niveau de 6 V continu est bien obtenu après une phase transitoire de 0,6 µs. Cette analyse transitoire confirme l'analyse harmonique précédente.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.6 Modélisation de la rectenna sous CST

II.6.1 Simulation du circuit de conversion RF-DC

Le circuit de conversion RF-DC a été dans un premier temps modélisé et simulé dans l'environnement schématique du logiciel CST Studio Suite (Figure 13). Le modèle de la diode utilisée de type HSMS-2860 n'est pas fourni par CST comme c'est le cas dans ADS. La modélisation correcte de la diode est une étape indispensable, elle est détaillée dans les annexes A et B. La diode est représentée sur la Figure II-13 par un bloc SPICE dans lequel tous les éléments parasites ont été prises en compte.

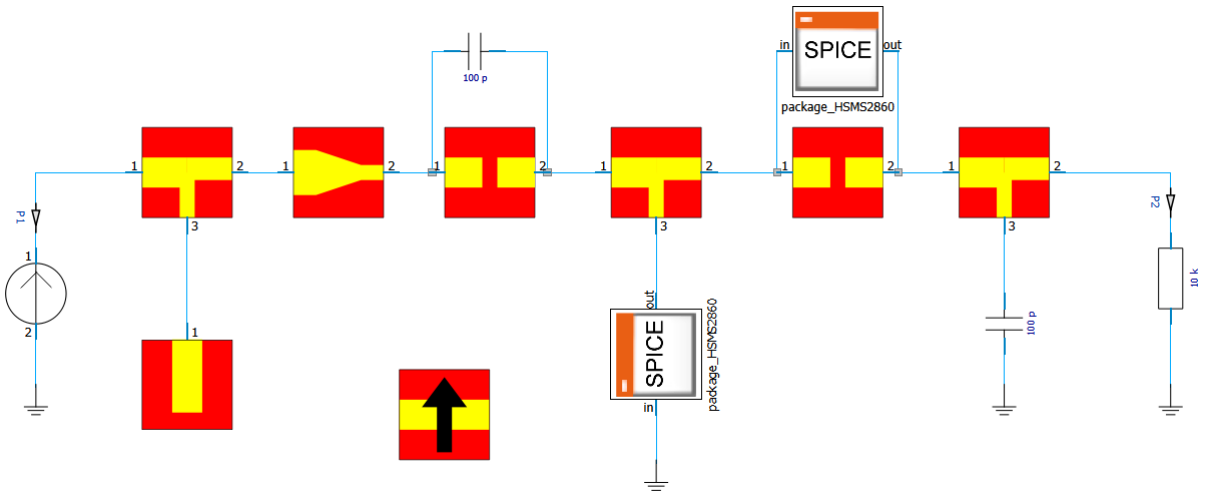


Figure II-13. Circuit de conversion RF-DC modélisé dans l'environnement schématique de CST

Une simulation transitoire a été effectuée pour comparer la tension DC avec celle obtenue précédemment par ADS. Le logiciel CST ne permet pas le placement de générateur de puissance, il a été remplacé par un générateur de tension. Pour un générateur d'impédance interne 50 Ω, la puissance RF de 10 dBm correspond à une force électromotrice crête du générateur de 2 V. La tension DC aux bornes de la charge de 10 kΩ est tracée sur la Figure II-14.

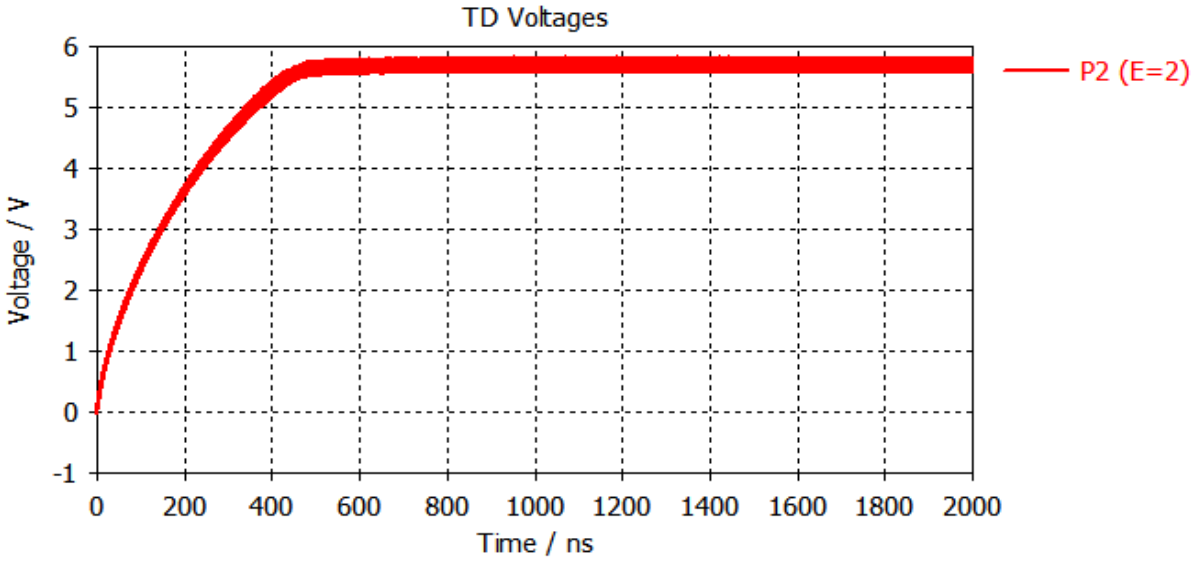


Figure II-14. Tension continue aux bornes de la charge obtenue par CST Studio Suite

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Il est noté que les deux logiciels de simulation qui ont été utilisés retrouvent le même niveau DC aux bornes de la charge de 6 V et la même durée du régime transitoire de 0,6 µs.

II.6.2 Co-simulation EM-circuit sous CST

Afin d'effectuer la simulation de l'ensemble de la rectenna en intégrant l'antenne, CST offre deux interfaces : schématique et 3D. La combinaison de ces deux interfaces dans une seule simulation, c'est-à-dire, la simulation des éléments localisés (diodes, capacités, résistances, etc.) et des structures 3D (antenne, modèle du substrat, éléments distribués, etc.) est appelée une co-simulation EM-circuit. Cette dernière a pour objectif général de prendre en compte les effets du couplage et des discontinuités entre les tronçons de ligne distribués et les différents éléments localisés du circuit.

Dans ce travail, une lentille sert à focaliser le champ électromagnétique sur la source primaire (patch). Ce phénomène de focalisation ainsi que le passage du courant vers le circuit de conversion RF-DC sont également des phénomènes importants à visualiser et à étudier avant la réalisation le circuit.

Afin de combiner les différentes parties de la rectenna (antenne et circuit de redressement), nous allons détailler la démarche à suivre. Lorsqu'un élément 3D est modélisé, il sera représenté par un simple bloc dans l'interface schématique. Ce bloc a la possibilité d'être connecté à des éléments localisés sur ses terminaux afin de pouvoir effectuer une co-simulation EM-circuit. La description de la rectenna et la co-simulation sont détaillées ci-dessous :

- Interface 3D :
    - Modélisation du substrat et des éléments distribués.
    - Mise en place de chaque élément localisé par un port discret. Ces ports définissent l'emplacement où la tension et le courant du circuit sont introduits dans la structure 3D.
    - Importation de l'antenne (lentille + patch) comme un sous projet.
    - Connexion de l'antenne et du circuit de redressement par un câble coaxial.

- Interface Schématique :
    - Vérification que le bloc de la structure 3D contient un nombre de terminaux correspondant au nombre de ports discrets.
    - Connexion à chaque terminal de l'élément localisé qui lui convient.

Dans le cas de la co-simulation EM-circuit qui prend en compte l'antenne, l'excitation n'est pas un générateur ni de tension ni de puissance mais un port d'ondes planes. Ces ondes planes sont définies par l'amplitude du champ électrique qui va attaquer l'antenne. L'amplitude de ce champ électrique se calcule à l'aide de deux formules de facteur d'antenne. Cela va être détaillé un peu plus loin mais tout d'abord, il faut connaitre la tension en entrée du circuit de conversion RF-DC. Dans ce travail, le circuit a été modélisé et adapté pour présenter une impédance de 50 Ω à 5 GHz. Pour une puissance RF de 10 dBm délivrée sur une charge 50 Ω par un générateur d'impédance interne 50 Ω, la tension aux bornes de la charge est de 1 V crête si l'adaptation est parfaitement réalisée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

L'amplitude du champ électrique qui illumine l'antenne est calculée en utilisant les deux formes suivantes du facteur d'antenne.

$$F_A = \frac{E}{V} \tag{2}$$

$$F_A = \frac{1}{\lambda}\sqrt{\frac{Z}{Z_0}\frac{4\pi}{G_r}} \tag{3}$$

Avec :

F_A : facteur d'antenne [m^{-1}]

E : champ électrique [$V.m^{-1}$]

V : tension en sortie d'antenne [V]

λ : longueur d'onde = 60 mm à 5 GHz

Z : impédance d'onde dans le vide = 377 **Ω**

Z_0 : impédance caractéristique = 50 **Ω**

G_r : Gain de l'antenne de réception = 11.5 dB = 14.125 (linéaire)

La tension souhaitée en sortie d'antenne est de 1 V. Le facteur d'antenne est déduit du gain de l'antenne et de la longueur d'onde.

$$F_A = \frac{1}{0.06}\sqrt{\frac{377}{50}\frac{4\pi}{14.125}} = 43.15\ m^{-1}$$

$E = F_A * V = 43.15 * 1 = 43.15\ V.m^{-1}$

Pour avoir 1 V en entrée du circuit de conversion RF-DC, il faut exciter l'antenne par un champ électrique d'amplitude E= 43 V/m.

La co-simulation EM-circuit est représentée par la Figure II-15. À gauche et à droite de la Figure sont représentés la structure 3D et le circuit en éléments localisés, respectivement. Les deux interfaces sont combinées en une seule simulation, et l'excitation est définie par un port d'ondes planes. Quelques étapes sont à suivre afin d'effectuer correctement une co-simulation EM-circuit. Ces étapes sont détaillées dans l'annexe C.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

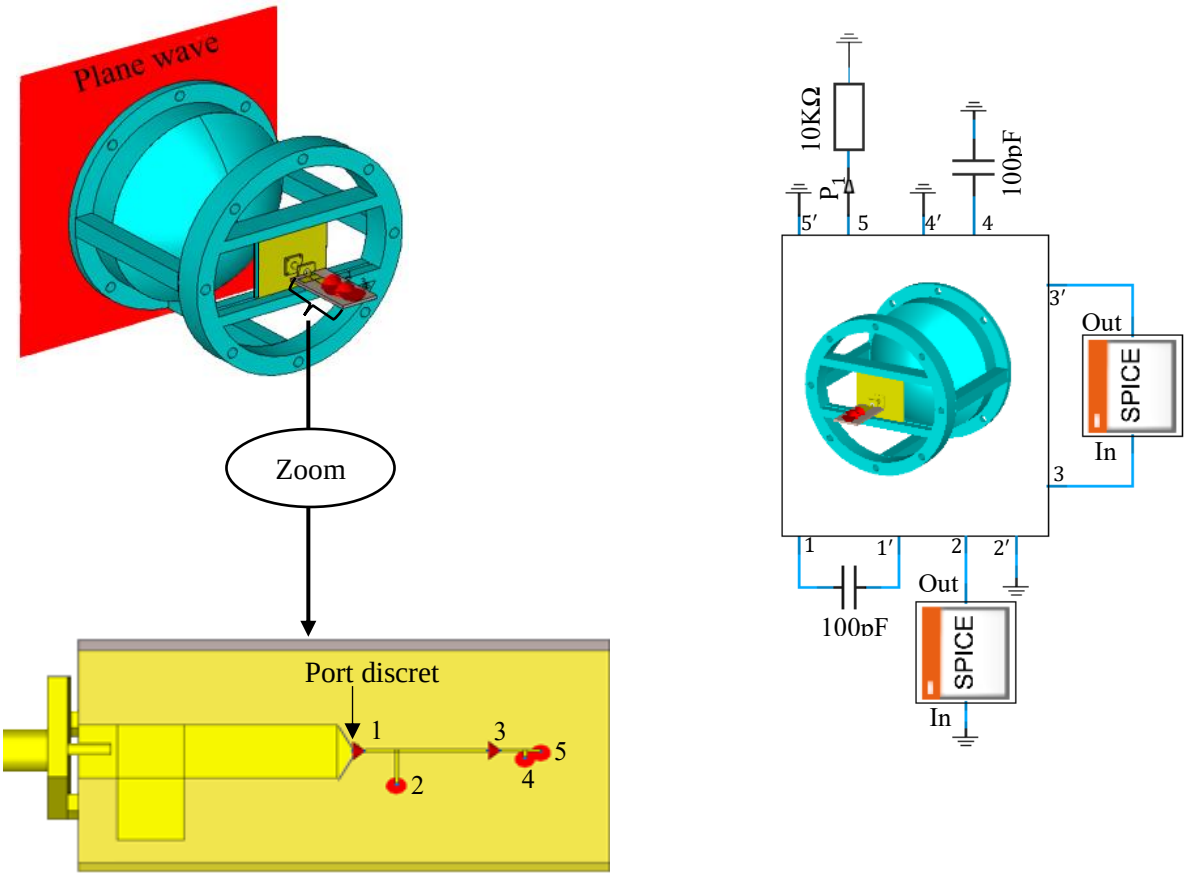
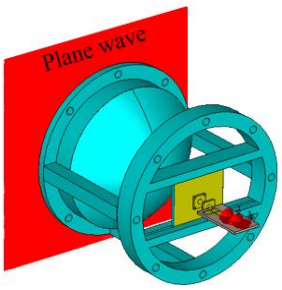
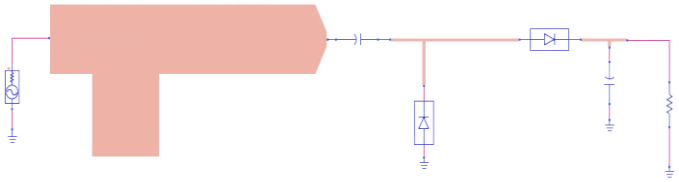


Figure II-15. Co-simulation EM-circuit de la rectenna proposée. Interface 3D (à gauche) et schématique (à droite) sous CST

Une première co-simulation de la rectenna a été effectuée. La tension DC aux bornes de la charge a été comparée avec celle du circuit de conversion RF-DC simulé avec ADS. L'analyse transitoire effectuée avec ADS a montré que le signal DC a évolué sur une durée T_1=0.6 µs pour atteindre 6 V et s'est stabilisé à ce niveau. Par contre, la co-simulation de la rectenna montre que le régime transitoire est 3 fois plus long que celui obtenu avec ADS et que le niveau DC atteint a légèrement diminué.

- Co-simulation de la rectenna avec CST
- Simulation ADS HB+Momentum





Licence CC BY-NC-ND 3.0

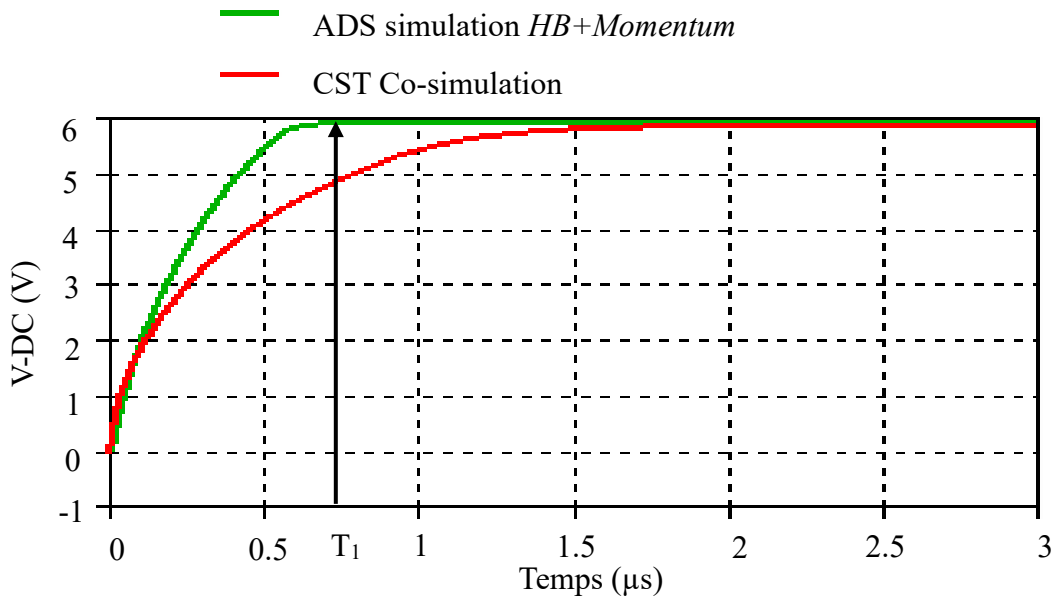


Figure II-16. Comparaison des niveaux DC aux bornes de la charge de la rectenna entre la simulation ADS du circuit de conversion RF-DC et celle de CST

Suite à cette première co-simulation de la rectenna, une hypothèse a été proposée pour comprendre cette différence significative entre les deux simulations : **le couplage du champ électromagnétique de l'onde plane sur le circuit de conversion RF-DC modifie son fonctionnement**.

Pour valider cette hypothèse, et pour être sûr que la différence n'est pas liée aux différentes méthodes de calcul utilisées, une simulation séparée (cf. Figure II-17) a été effectuée. Elle consiste à :

- Simuler l'antenne seule et récupérer l'évolution temporelle de la tension à sa sortie.
- Injecter cette tension à l'entrée du circuit de conversion RF-DC

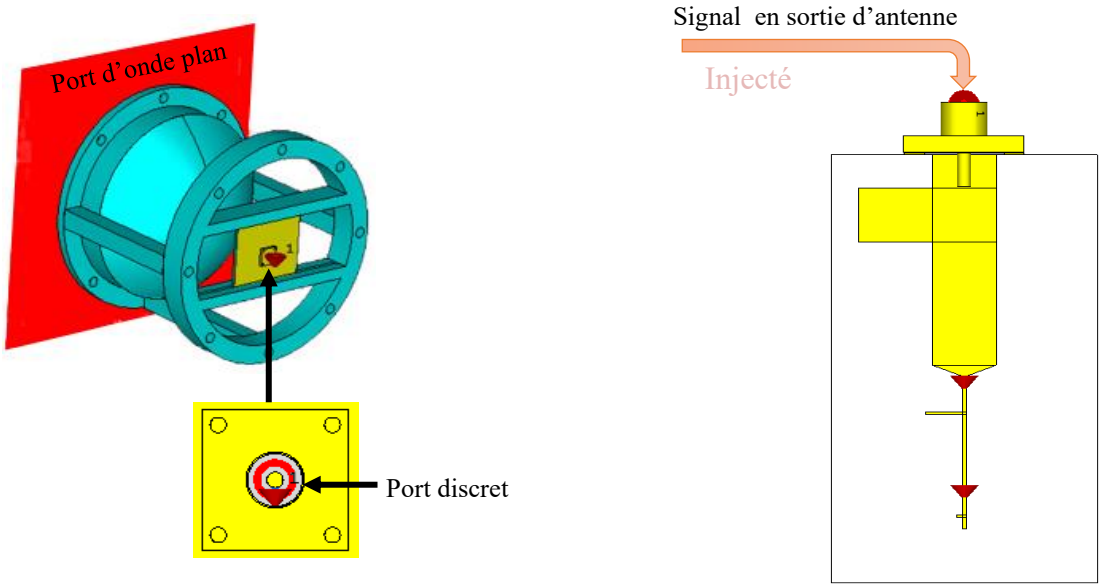


Figure II-17. Illustration de la simulation séparée

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La tension DC aux bornes de la charge obtenue par cette simulation en deux étapes est comparée à celle de la co-simulation. Les deux tensions obtenues sont tracées sur la Figure II-18. Il est noté que, la durée du régime transitoire de 0.6 µs et le niveau DC de 6 V sont à nouveau obtenus avec cette dernière simulation. Cela valide l'hypothèse sur l'effet du couplage du champ électromagnétique sur le circuit de conversion RF-DC et montre l'intérêt de la simulation complète de la rectenna.

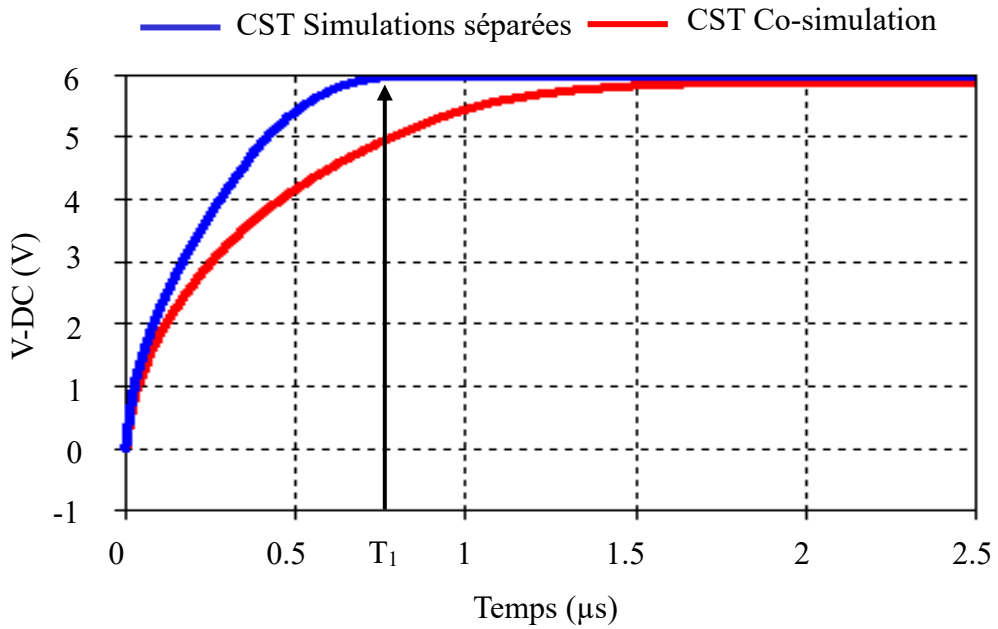


Figure II-18. Comparaison des niveaux DC aux bornes de la charge de la rectenna entre la simulation CST et celle effectuée en deux étapes : antenne puis circuit de conversion RF-DC

Pour diminuer le couplage sur le circuit de conversion RF-DC, le plan de masse de l'antenne patch a été élargi.

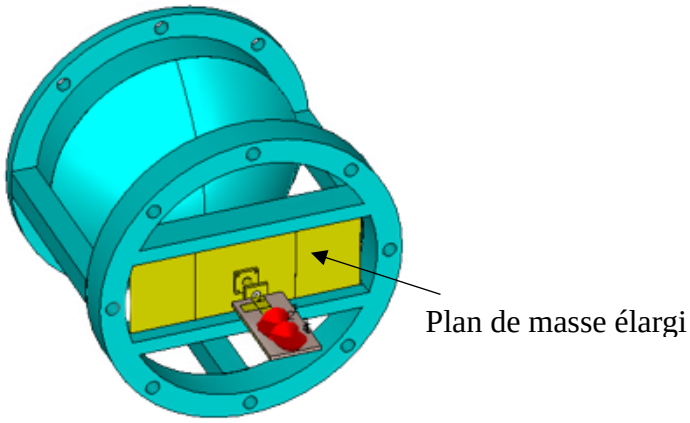


Figure II-19. Rectenna complète avec un plan de masse élargi

Une nouvelle co-simulation a été menée. La tension DC aux bornes de la charge de la rectenna est représentée sur la Figure II-20. D'après cette figure, il est noté que, la durée du régime transitoire de 0.6 µs et le niveau DC de 6 V sont à nouveau obtenus.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

❖ Rectenna avec le plan de masse élargi ❖ Rectenna avec plan de masse initial

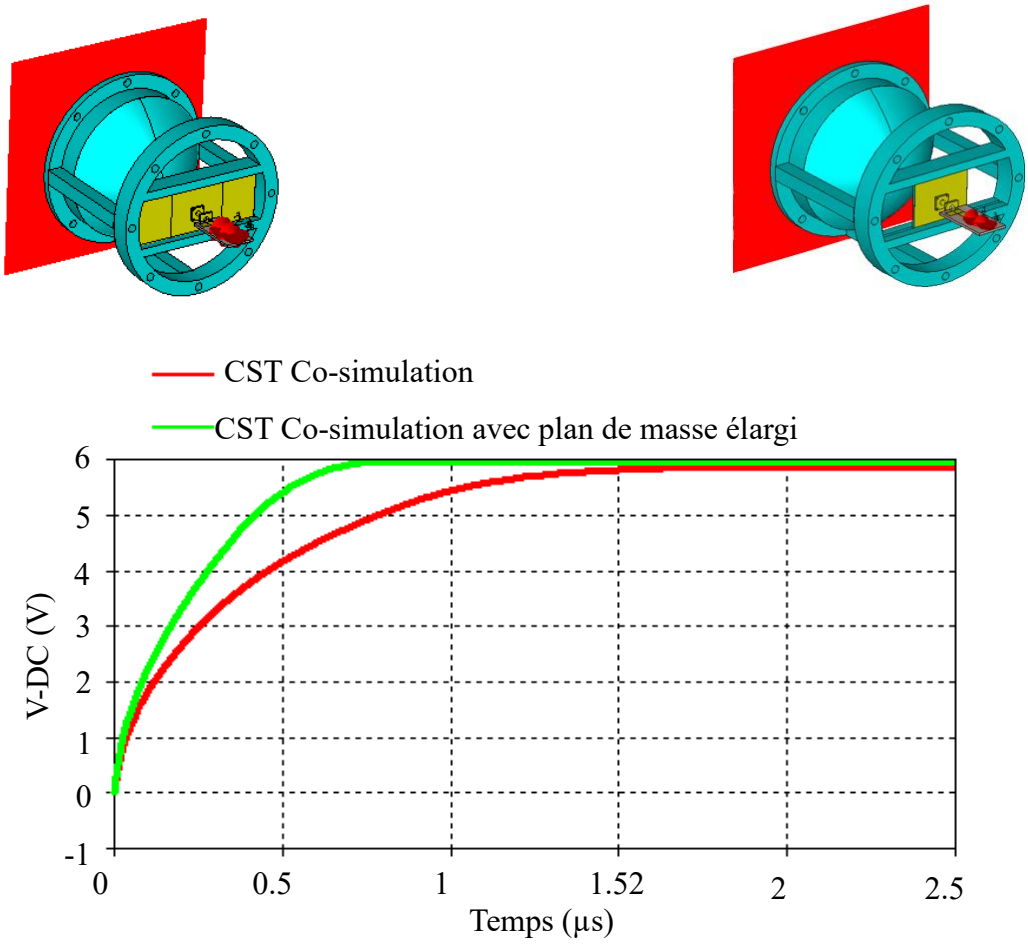


Figure II-20. Comparaison des niveaux DC aux bornes de la charge de la rectenna entre la structure de l'antenne avec un plan de masse élargi et celui du plan de masse initial

Ces différentes simulations montrent l'influence de la dimension du plan de masse sur le couplage électromagnétique avec le circuit de conversion RF-DC.

Afin d'analyser plus précisément l'effet de ce couplage sur les performances du circuit de conversion RF-DC, plusieurs simulations ont été effectuées en changeant l'angle d'excitation des ondes planes, afin de faire varier le niveau du couplage sur le circuit de conversion RF-DC. Pour chacun des angles d'excitations choisis et en fonction du gain théorique d'antenne correspondant à ces angles (cf. Figure II.7), l'amplitude du champ électrique illuminant l'antenne a été calculée pour avoir le même niveau de 100 mV (correspond à 10 dBm) en entrée du circuit de redressement. Ces amplitudes du champ électrique sont : 43 V/m à 0°, 238 V/m à 45°, 209 V/m à 60° et 187 V/m à 70°. La tension aux bornes de la charge de la rectenna est tracée sur la Figure II-22. Nous constatons que, de 0° de 45°, l'effet du couplage n'apparait pas sur le circuit de conversion RF-DC. Cela est expliqué par le fait que le circuit de conversion RF-DC reste masqué derrière le plan de masse élargi du patch. À 60°, l'effet du couplage commence à apparaitre. Cela est montré par le fait que la durée du régime transitoire augmente pour atteindre 1.1 µs et le niveau DC diminue jusqu'à 5.8V.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

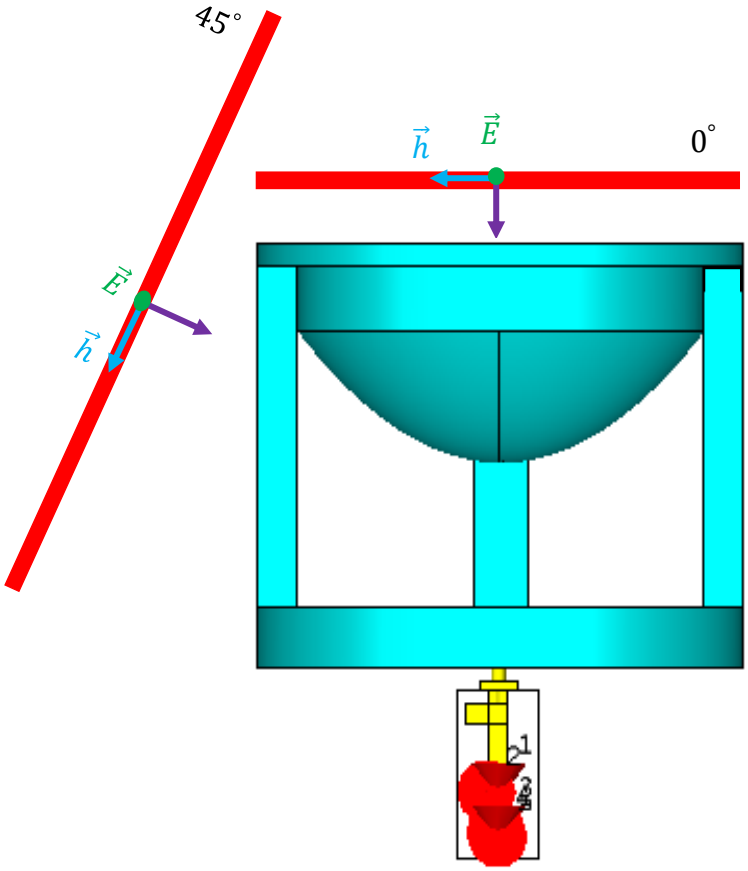


Figure II-21. Changement de l'angle d'excitation des ondes planes

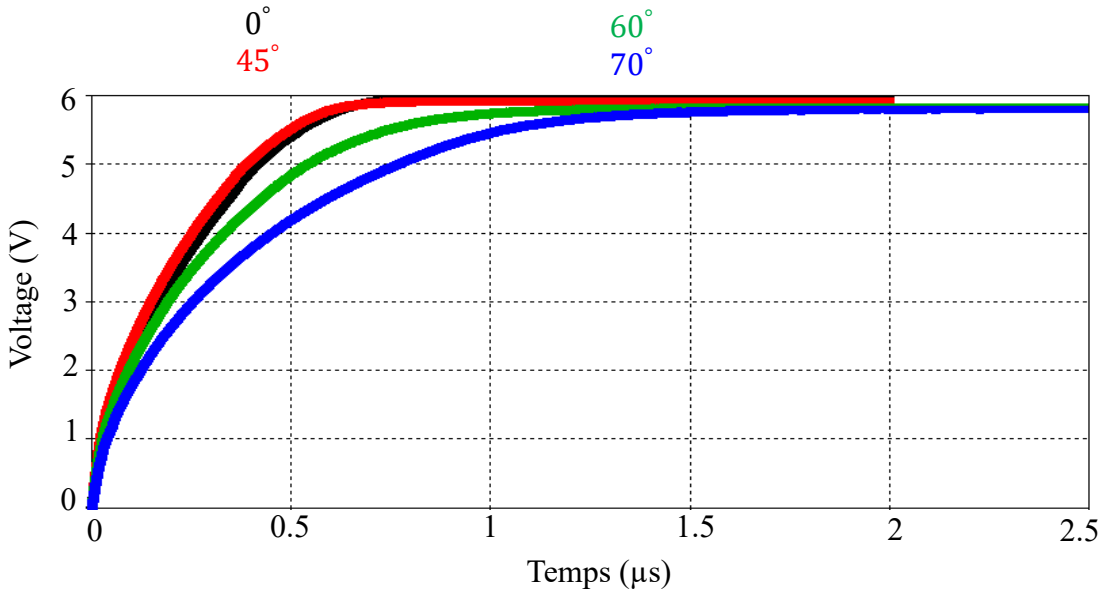


Figure II-22. Niveaux DC aux bornes de la charge en fonction de l'angle d'excitation des ondes planes

Le circuit de conversion RF-DC n'as pas pu être réalisé pour des raisons d'arrêt de production de cette famille de diode HSMS-2860. Cette diode sera remplacée par la suite.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.7 Redresseur série mono-alternance

Le deuxième circuit de conversion RF-DC est basé sur la topologie d'un redresseur série mono-alternance. Il contient une diode Schottky de type SMS7630 de Skyworks, un filtre DC et une charge. Le choix d'une topologie mono-alternance est souvent lié aux niveaux de puissances disponibles en entrée du redresseur. Il a été vu dans le chapitre I que le rendement de la topologie mono-alternance est le meilleur pour des niveaux de puissance RF inférieurs à 0 dBm (cf. I.3.3.3).

Le circuit mono-alternance est présenté sur la Figure 23. L'adaptation d'impédance est réalisée par un stub en circuit ouvert. Le stub présente une longueur l= 6.2 mm et il est placé à une distance d=3 mm du redresseur. Le filtre DC est constitué d'un stub radial de 5.9 mm de longueur qui élimine la fréquence de 5 GHz. Un condensateur de 100 pF est ajouté comme élément du filtre DC. Son rôle est de lisser correctement le signal aux bornes de la charge de 10 kΩ.

La branche RF est simulée via le logiciel ADS. Pour prendre en compte le comportement non-linéaire du redresseur, la méthode *Harmonic-Balance (HB)* a été utilisée. Pour prendre en compte les effets du couplage et des discontinuités géométriques entre les éléments du circuit, une simulation *HB-Momentum* a été effectuée.

Après optimisation, le circuit réalisé et testé. Il est imprimé sur un substrat époxy FR4 qui présente :

- Une épaisseur h=1,6 mm
- Une permittivité relative ε_r=4,6
- Une tangente de pertes tangδ=0,02

Ce substrat est caractérisé par son faible coût, mais il présente des fortes pertes par rapport à d'autres types de substrat (RT/duroid, I-Tera, etc.).

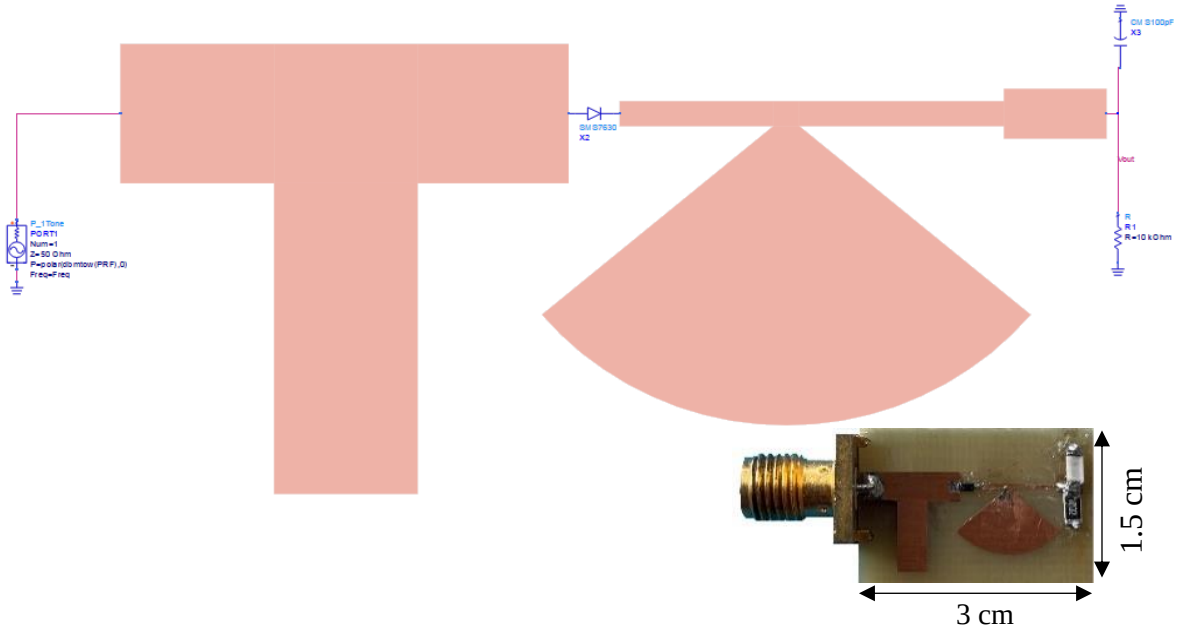
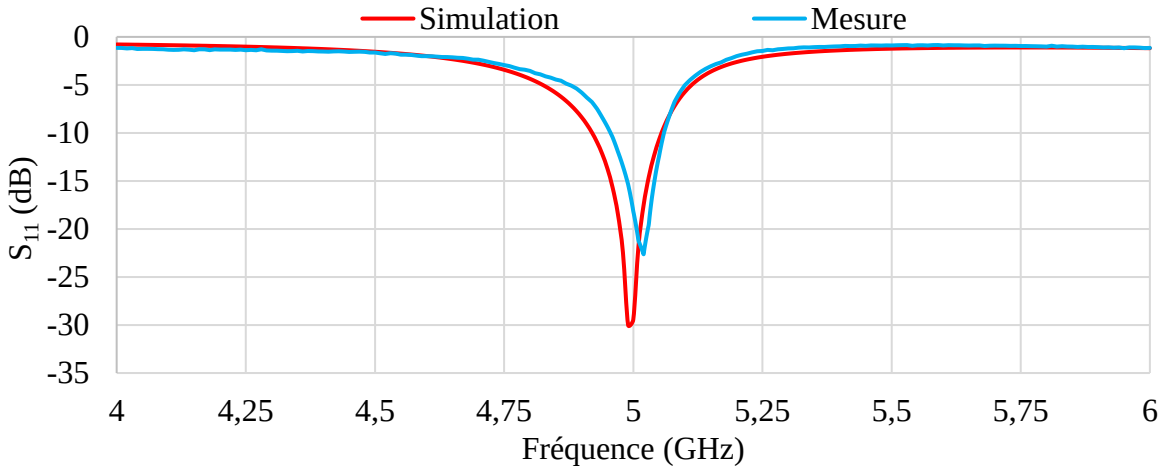


Figure II-23. Illustration du circuit de conversion RF-DC mono-alternance

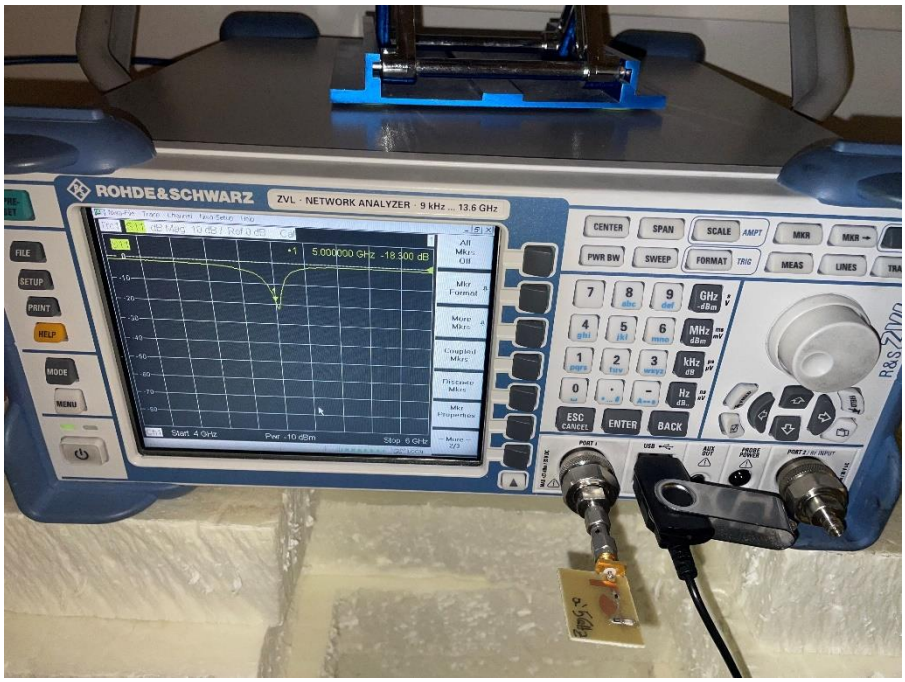
Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.7.1 Simulation et mesure du coefficient de réflexion S_{11} du circuit de conversion RF-DC mono-alternance

Un analyseur de réseau Rohde&Schwarz fonctionnant entre 9 kHz et 13,6 GHz est utilisé pour mesurer le coefficient de réflexion. Pour une puissance RF d'entrée de -10 dBm, le coefficient S_{11} vaut en simulation et en mesure -29 dB et -18 dB, respectivement. La variation du S_{11} simulé et mesuré en fonction de la fréquence est présentée sur la figure ci-dessous.



(a)



(b)

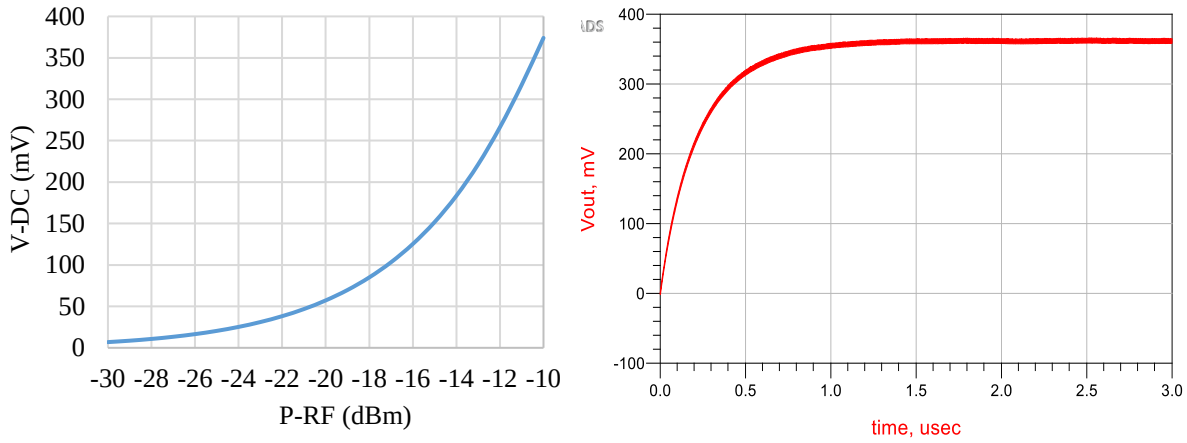
Figure II-24. (a) Coefficient de réflexion S_{11} et (b) banc de mesure de ce dernier

Le petit décalage entre le coefficient de réflexion mesuré et celui simulé, est expliqué par la rugosité de la ligne de connexion de faible largeur 0.6mm qui relie la diode avec le filtre DC et la charge.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.7.2 Tension DC aux bornes de la charge de 10 kΩ

Un générateur de puissance délivre une puissance RF variant de -30 dBm à -10 dBm. La tension DC simulée aux bornes de la charge de 10 kΩ est tracée sur la Figure II-25-(a). Elle démarre à un niveau de 7 mV et elle atteint un niveau de 380 mV. Une analyse transitoire a également été effectuée pour une puissance RF d'entrée de -10 dBm. La courbe de charge est représentée sur la Figure II-25-(b). Cette courbe montre le bon fonctionnement du filtre DC constitué du stub radial et du condensateur.



(a) (b)

Figure II-25. Tension DC aux bornes de la charge. (a) analyse harmonique en fonction de la puissance RF et (b) analyse transitoire pour P-RF=-10 dB

Afin de mesurer la tension de sortie de la rectenna, c'est-à-dire aux bornes de la charge, une expérience a été effectuée. Celle-ci consiste à utiliser la rectenna proposée (antenne à lentille diélectrique et circuit de conversion RF-DC mono-alternance) en réception et une antenne cornet fonctionnant entre 1 et 10 GHz est utilisée comme source d'émission. Cette antenne est connectée à un générateur Rohde&Schwarz qui lui délivre la puissance RF souhaitée.

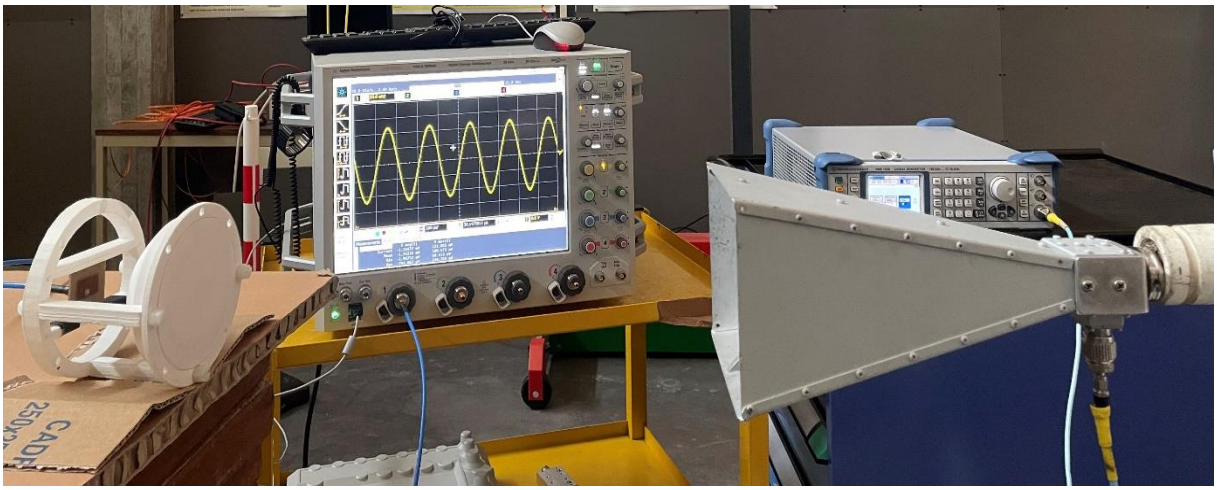


Figure II-26. Antenne à lentille diélectrique en réception

Le circuit de conversion RF-DC est adapté pour une puissance RF d'entrée de -10 dBm. La puissance délivrée par le générateur et l'espacement entre l'antenne d'émission et celle de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

réception ont été ajustés pour avoir cette puissance en sortie de l'antenne de réception. Sur une charge de 50 Ω, la puissance de -10 dBm correspondant à une tension crête de 100 mV. La tension en sortie de l'antenne de réception a été visualisée sur un oscilloscope digital et elle est tracée sur la Figure II-27.

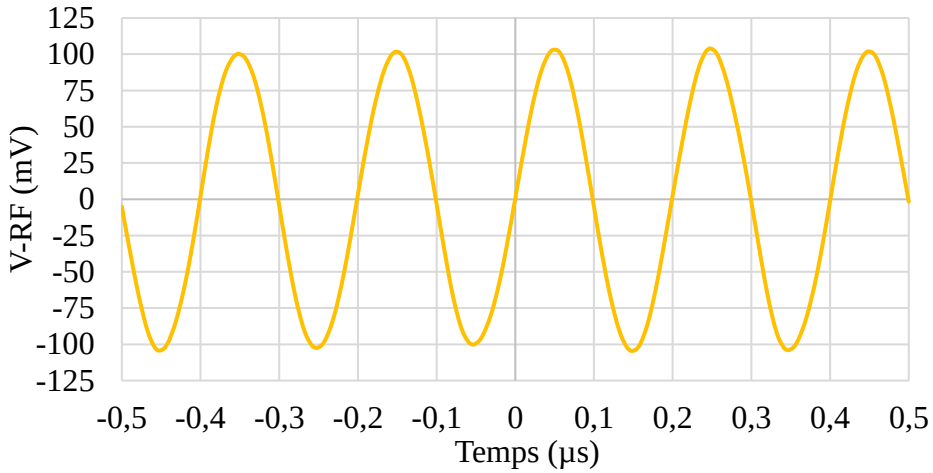


Figure II-27. Tension RF en sortie d'antenne (= tension RF en entrée du circuit de conversion)

Une première mesure de la tension DC en sortie de la rectenna a été effectuée. Suite à plusieurs essais en changeant l'appareil de mesure, il a été noté que **la tension DC aux bornes de la charge était nulle**.

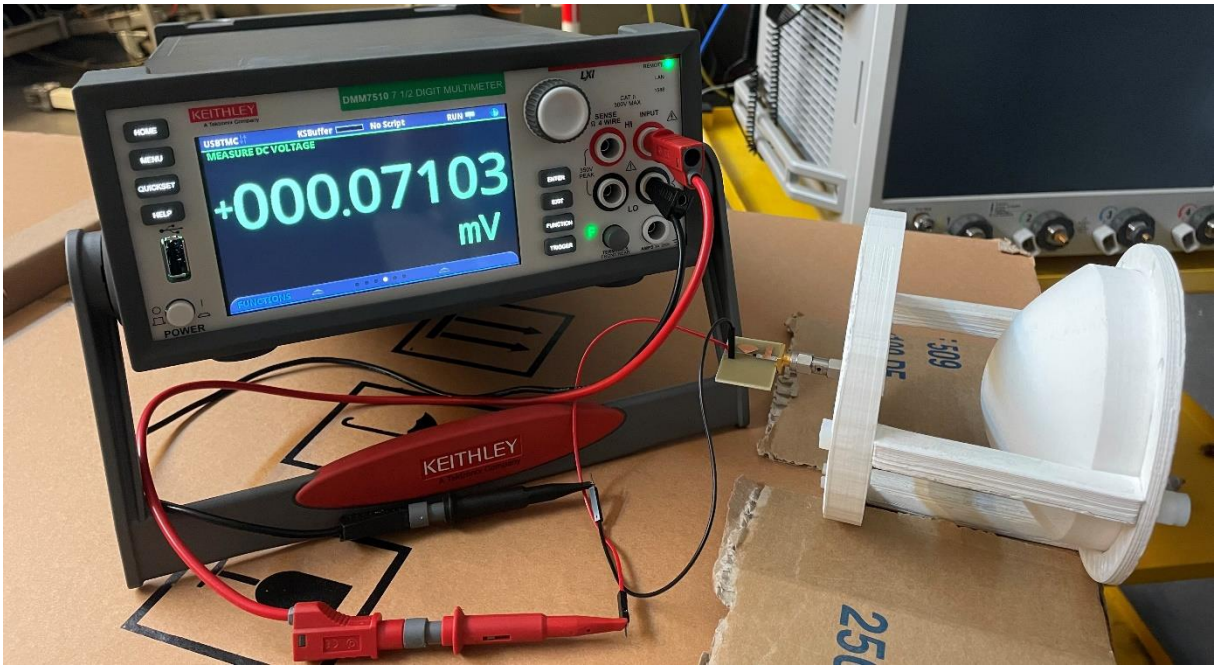


Figure II-28. Mesure de la tension DC en sortie de la rectenna pour une puissance RF en entrée de -10 dBm

Licence CC BY-NC-ND 3.0

II.7.2.1 *Étude des harmoniques générés par l'élément non linéaire*

Afin d'expliquer cette différence entre mesure et simulation, l'effet des harmoniques générés par la diode a été mise en cause sachant que l'antenne est désadaptée à 10 GHz contrairement à la source introduite en simulation. Afin de vérifier cette hypothèse, deux essais ont été faits : le premier a consisté à représenter l'impédance réelle de l'antenne sur une très large bande dans la simulation ADS. Si c'est l'adaptation de l'antenne qui provoque le problème, une telle simulation permettra de comprendre l'impact sur la tension DC en sortie du circuit de conversion RF-DC. Le deuxième essai a consisté à réaliser un filtre passe bas et à le connecter entre l'antenne et le circuit de conversion RF-DC. Ce filtre avait pour objectif d'éliminer toutes les harmoniques générées par la diode.

Dans un premier temps, le coefficient de réflexion de l'antenne a été à nouveau mesuré entre 2 et 20 GHz. La mesure a montré que l'antenne présentait une adaptation à 5 et à 20 GHz. Par contre, elle est désadaptée à 10 et à 15 GHz. Pour représenter correctement l'antenne dans la simulation ADS, l'impédance réelle de l'antenne a été extraite du fichier du coefficient de réflexion. Cela est réalisé à l'aide d'un bloc ''*DAC (DataAccessComponent)*'' qui est disponible dans la librairie du logiciel ADS. Elle a été ajoutée dans la simulation à l'aide d'un bloc ''*Z1P-Eqn (Z-Parameters, Equation-Based)*'' pour remplacer l'impédance 50 **Ω** du générateur.

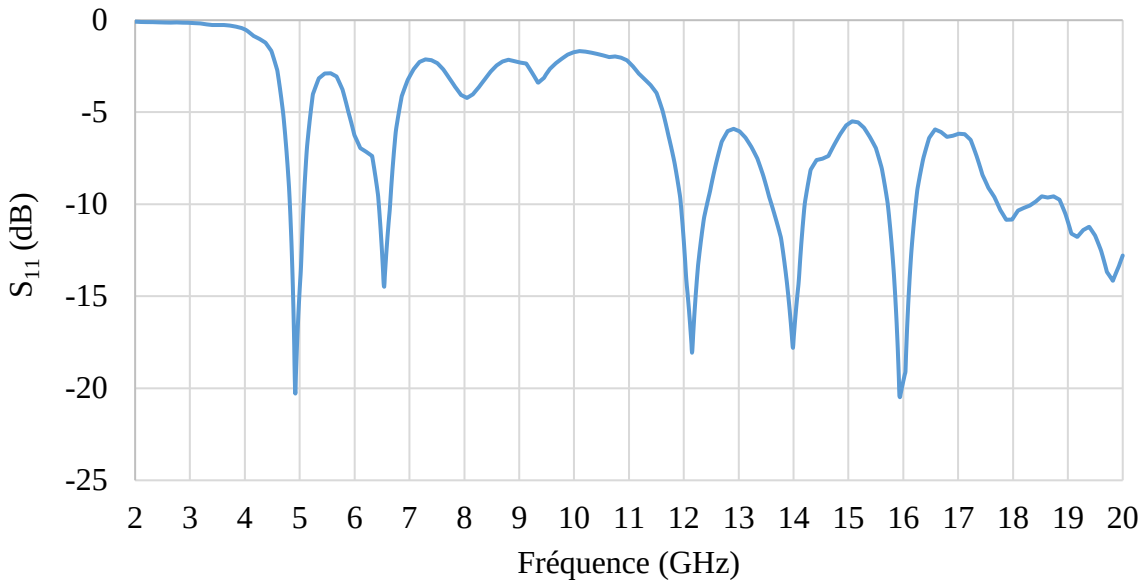


Figure II-29. Coefficient du réflexion S_{11} mesuré de l'antenne à lentille diélectrique sur une très large bande de fréquences

Licence CC BY-NC-ND 3.0

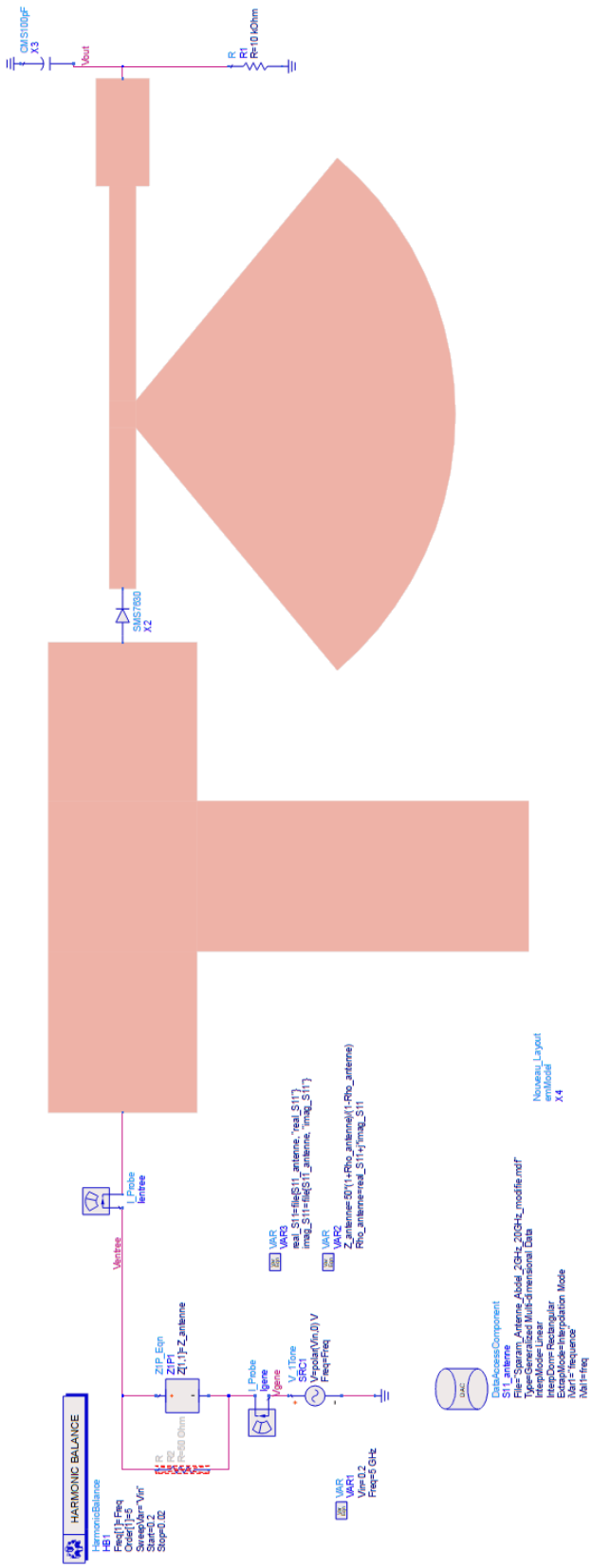


Figure II-30. Circuit de conversion RF-DC en tenant compte de l'antenne

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le résultat de la simulation de l'image de la tension DC en fonction de la puissance RF est représenté par la courbe rouge sur la Figure II-31. Elle a été comparée avec celle obtenue lorsque l'impédance du générateur est de 50 Ω qui est représentée par la courbe bleue sur la même figure.

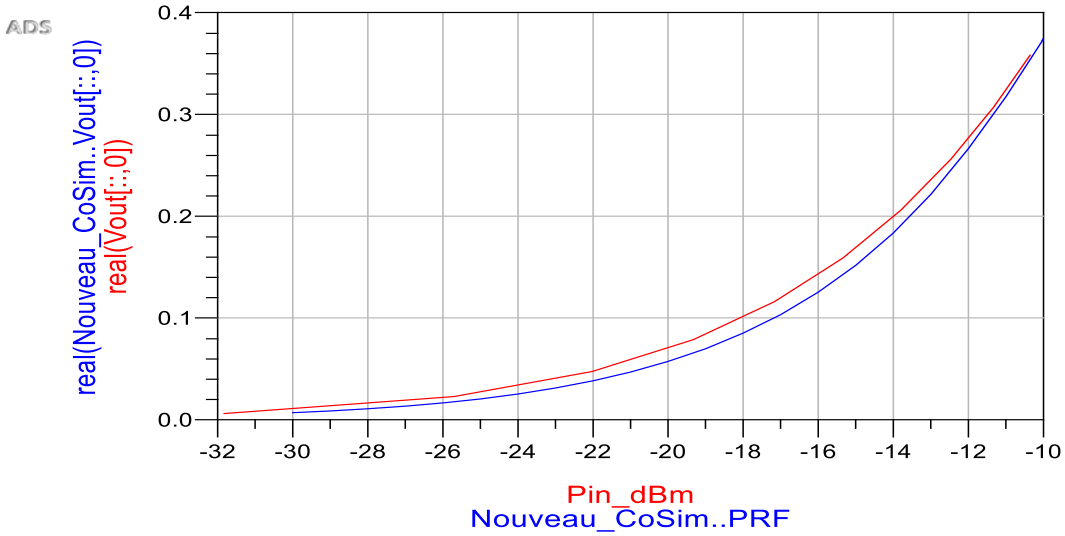


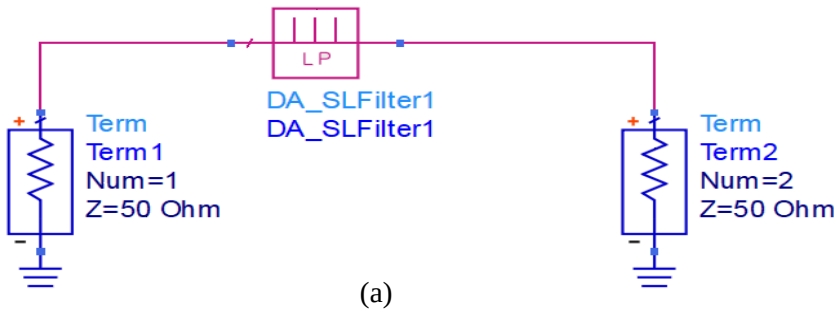
Figure II-31. Comparaison entre les tensions DC lorsque le générateur de puissance présente une impédance 50Ω et lorsqu'il présente l'impédance mesurée de l'antenne sur une très large bande de fréquences

Il est à noter qu'aucun changement significatif n'a été observé entre les deux courbes. Il ne s'agit donc pas d'un problème de désadaptation d'impédance de l'antenne aux fréquences harmoniques. L'étape suivante consiste à réaliser un filtre passe bas et à le placer entre l'antenne et le circuit de conversion RF-DC afin d'éliminer l'influence des harmoniques.

II.7.2.2 *Réalisation d'un filtre Passe Bas*

Une méthode rapide permettra de concevoir un filtre est fournie par le logiciel ADS. Cette méthode consiste à utiliser le bloc ''Stub Lowpass filter (*DA_SLFilter1)*'' disponible dans la librairie du logiciel.

Dans ce travail, le filtre de type passe-bas est conçu en éléments distribués. Il a été dimensionné pour laisser passer le signal à 5 GHz et bloquer toutes harmoniques. Sa fréquence de coupure de 5.7 GHz est comprise entre la fréquence fondamentale et le premier harmonique à 10 GHz. Le filtre passe bas est simulé par le simulateur électromagnétique Momentum.

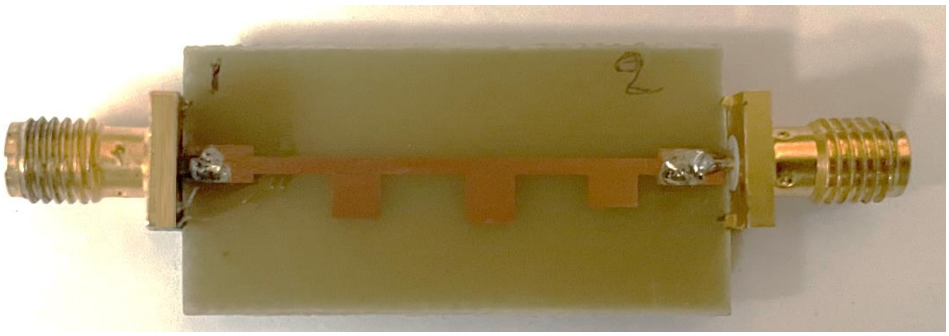


(a)

Licence CC BY-NC-ND 3.0



(b)



(c)

Figure II-32. Filtre passe bas. (a) méthode de conception, (b) simulation électromagnétique et (c) filtre réalisé

Le filtre passe bas a été simulé est testé, il présente une fréquence de coupure de 6 GHz. À la fréquence de travail de 5 GHz, le coefficient de réflexion S_{11} en mesure est de -17 dB. Les résultats des mesures montrent une bonne cohérence avec ceux issus des simulations.

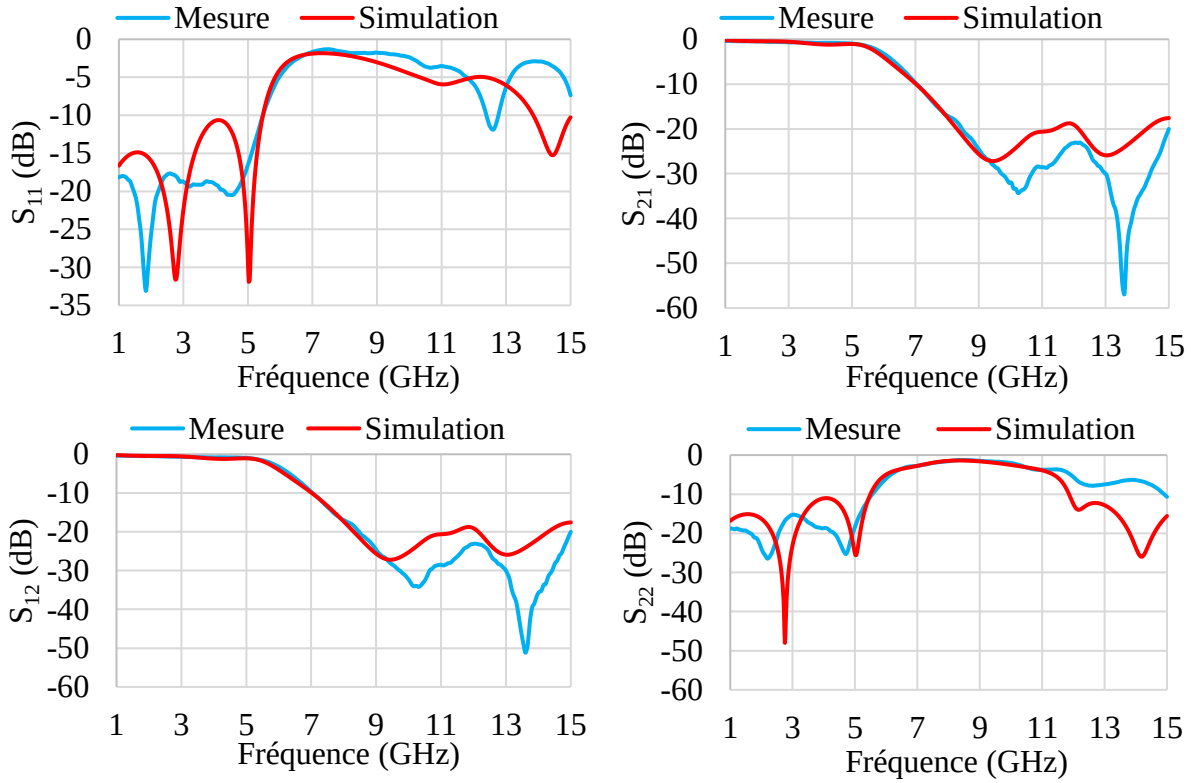


Figure II-33. Paramètres S du filtre passe bas en mesure et simulation

Licence CC BY-NC-ND 3.0

L'objectif de la conception et la réalisation de ce filtre passe bas est d'éliminer toutes présence des harmoniques du côté de l'antenne. Le filtre passe bas est connecté entre l'antenne et le circuit de conversion RF-DC et une nouvelle mesure de la tension DC a été effectuée.

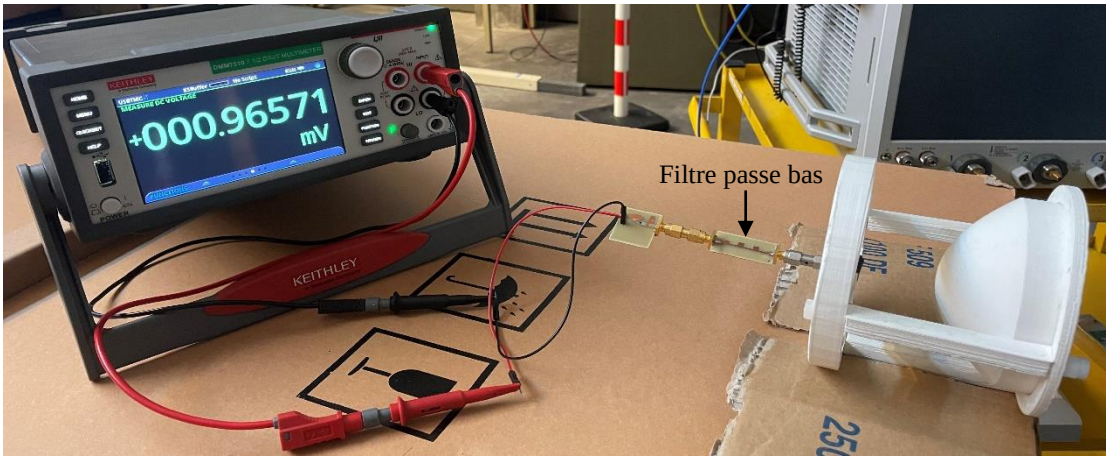


Figure II-34. Mesure de la tension DC en présence du filtre passe bas

La tension DC reste nulle, ce n'est donc pas les harmoniques supérieures générées par la diode qui causent la différence entre mesure et simulation de la tension DC.

II.7.2.3 *Étude de la composante continue liée à l'alternance négative du signal entre l'antenne et la diode*

Pour visualiser sur l'oscilloscope le signal reçu par l'antenne en présence du circuit de conversion RF-DC, une sonde en Té de type 5520C a été placée entre l'antenne et le circuit de conversion RF-DC. La sonde est fabriquée par Picoseconde Pulse Labs, elle présentée avec son modèle électrique sur la Figure II-35. La sortie sur 50 Ω permet de prélever un centième de la tension présente à l'entrée du Té.

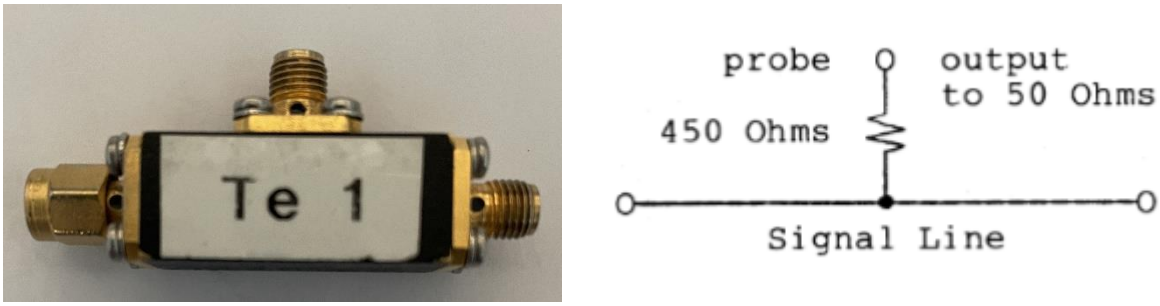


Figure II-35. Sonde Té 5520C et son modèle électrique

L'expérience est donc renouvelée et le générateur délivre la puissance RF à l'antenne cornet d'émission. La sortie de la sonde Té d'impédance 450 Ω est connectée sur l'oscilloscope d'impédance 50 Ω. Cette étape a pour objectif de visualiser le signal qui transite sur la ligne principale.

Une transformée de Fourier rapide ‘‘ FFT (Fast Fourier Transform)’’ a été appliquée sur le signal reçu et le spectre obtenu présente une composante continue. Entre l'antenne et le circuit de conversion RF-DC le signal à 5 GHz est le seul qui doit être présent. L'origine de la

Licence CC BY-NC-ND 3.0

composante continue est expliquée de la façon suivante : **la demi-alternance négative du signal qui est bloquée par la diode possède une composante continue qui reste piégée entre l'antenne et la diode. Cette composante continue a pour conséquence de stopper la conduction de la diode et donc conduit à un niveau DC nul.**

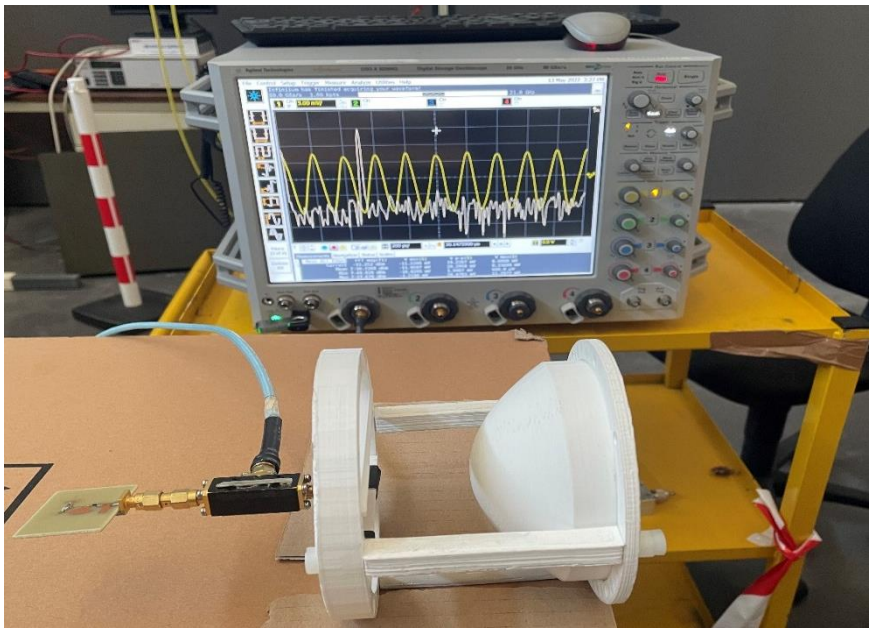


Figure II-36. Utilisation de la sonde en Té de type 5520C pour visualiser le signal reçu par l'antenne par la présence du circuit de conversion RF-DC

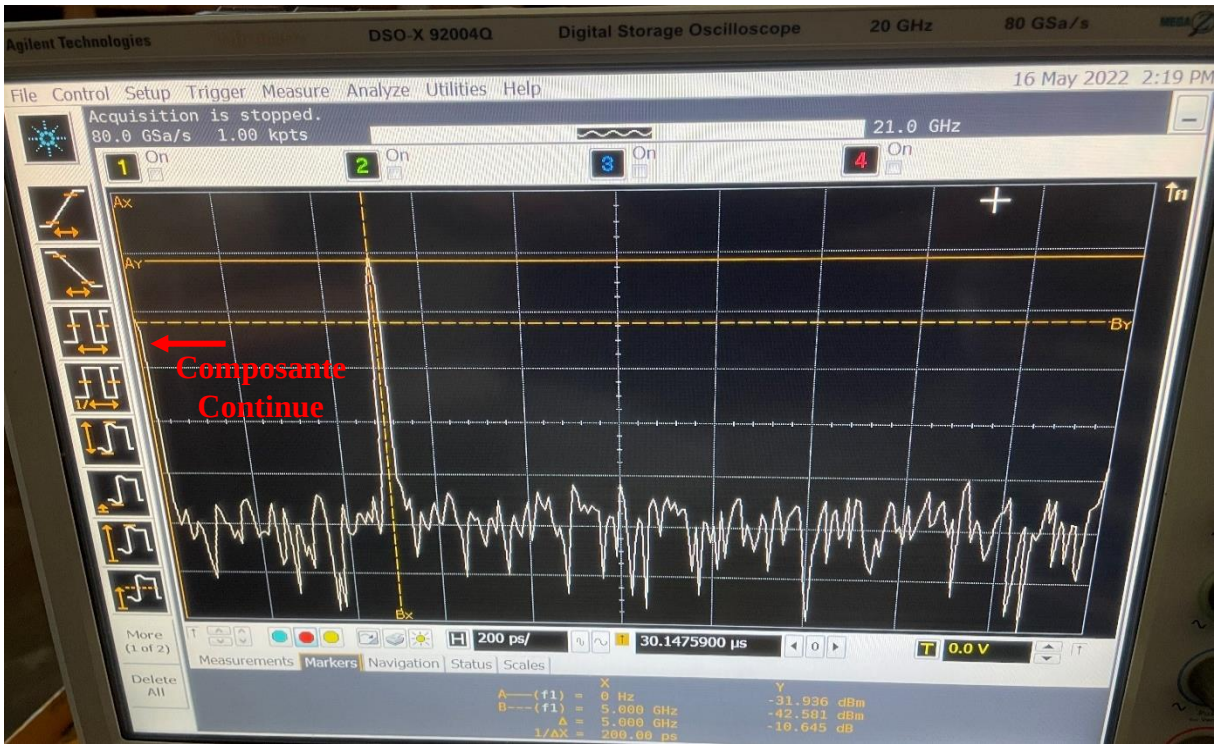


Figure II-37. FFT du signal reçu par l'antenne par la présence du circuit de conversion RF-DC

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La solution appliquée pour éliminer cette composante continue a consisté à ramener un court-circuit en entrée du circuit de conversion RF-DC sans perturber le fonctionnement du système à 5 GHz. Un fil a été soudé en entrée du filtre passe bas et il a été connecté au plan de masse.

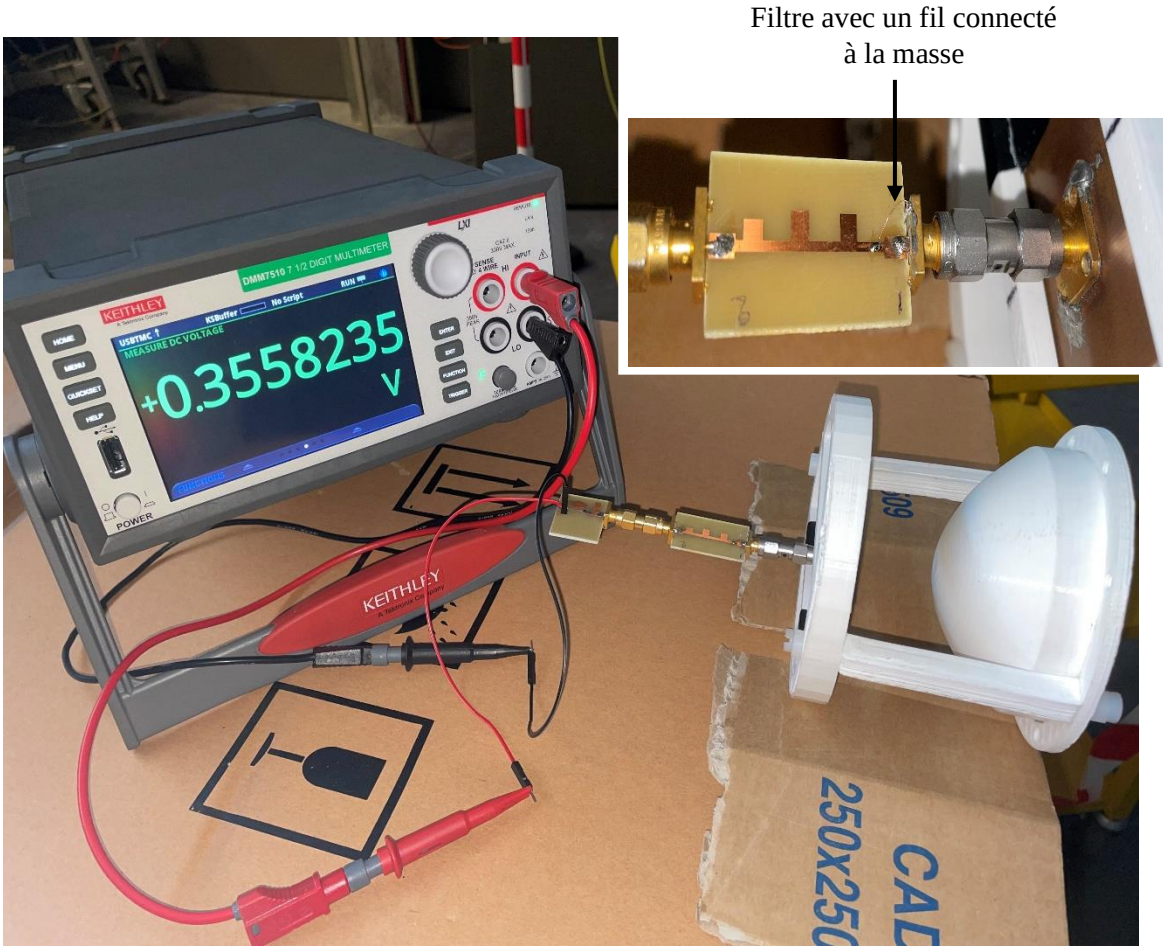


Figure II-38. Mesure de la tension DC en sortie de la rectenna

Comme cela peut être observé sur l'écran du multimètre, la tension DC aux bornes de la charge est cette fois non nulle et vaut 356 mV pour une puissance en entrée de -10 dBm.

Pour conclure cette partie, l'effet de la composante continue sur le fonctionnement du système est expliquée de la façon suivante : **la demi-alternance négative du signal qui ne traverse pas la diode possède une composante continue négative qui stationne entre l'antenne et la diode. Cette composante s'ajoute au signal reçu par l'antenne et décale vers les valeurs négatives le signal à redresser. Celui-ci ne présente plus un niveau de tension supérieur au seuil de la diode et la diode est bloquée.**

II.7.3 Simulation et mesure de la tension DC en fonction de la puissance RF après modification du circuit de conversion RF-DC

La mesure de la tension DC en fonction de la puissance RF délivrée par le générateur est cohérente avec la simulation. Pour une puissance variant de -30 à -10 dBm, la tension DC passe de 8 mV à 385 mV en simulation et à 350 mV en mesure.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

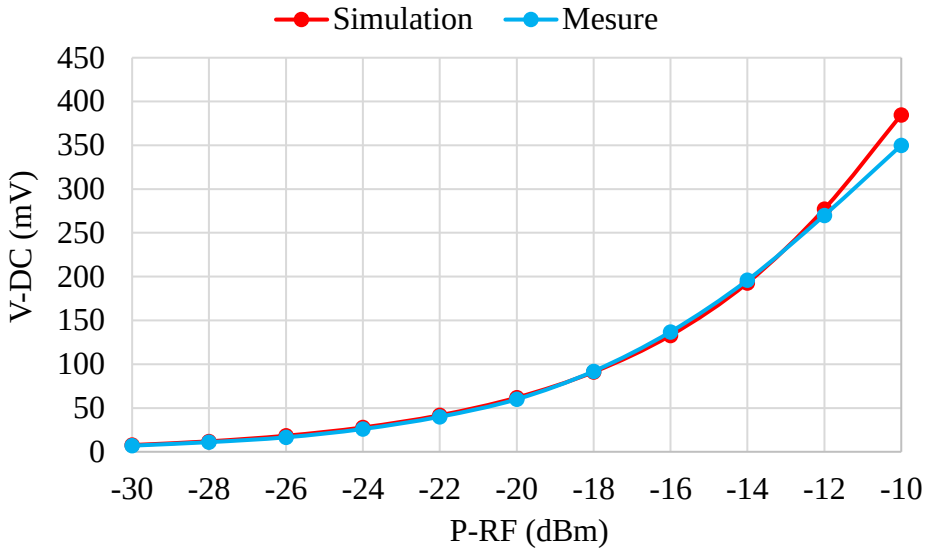


Figure II-39. Tension DC aux bornes de la charge obtenue en sortie du circuit de conversion RF-DC à 5 GHz

II.8 Expérience de recharge de la batterie du nœud de capteur

La rectenna qui a été réalisée et testée dans ce travail a pour objectif de récupérer les ondes électromagnétiques à l'aide d'une antenne et de les convertir en un signal DC à l'aide d'un circuit de conversion RF-DC. Cette conversion qui a été validée expérimentalement doit fournir une tension continue suffisante pour recharger la batterie du nœud de capteurs. Le convertisseur DC-DC de type boost a été introduit entre la rectenna et la batterie du nœud de capteur. Il a principalement deux fonctions : la première est de recharger la batterie lorsqu'une tension suffisante est appliquée à son entrée de 330 mV. La deuxième est de garder une tension stable à sa sortie même si la tension à son entrée varie entre un niveau minimum de 100 mV et un niveau maximum de 5 V. Cette stabilité de la tension à sa sortie assure le rechargement optimal de la batterie.

La charge du convertisseur RF-DC devient dans ce cas l'impédance d'entrée du circuit boost et la résistance de 10 kΩ qui a servi à l'optimisation de la rectenna est supprimée.

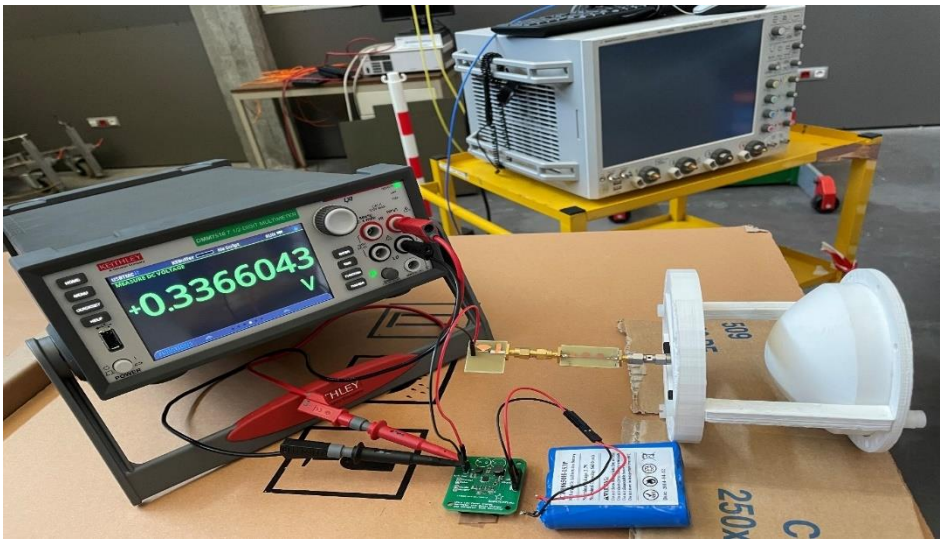


Figure II-40. Expérience de recharge de la batterie

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le multimètre digital de type Keithley DMM7510 a la possibilité de relever l'évolution de la tension en fonction du temps. Ce dernier est connecté en parallèle aux bornes de la batterie afin de mesurer la variation de la tension DC au cours du temps. Cette variation est décrite par la Figure 41.

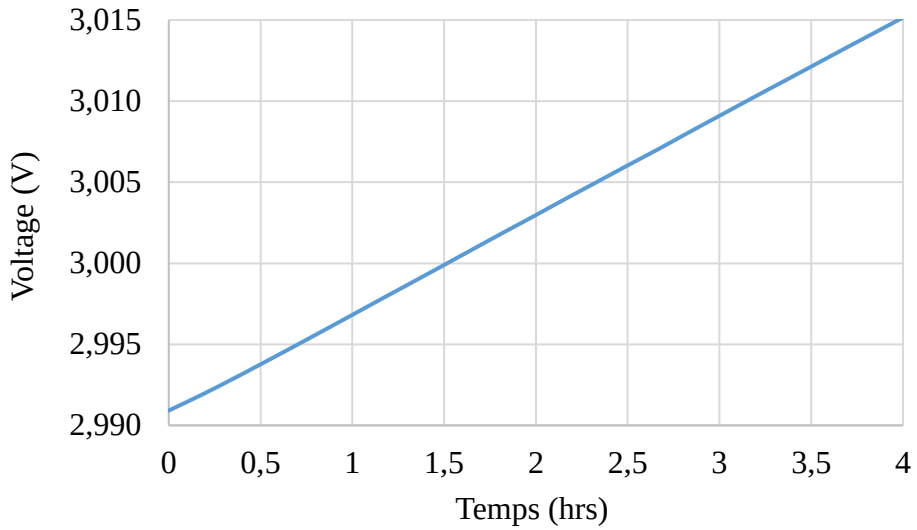


Figure II-41. Courbe de charge de la batterie du nœud de capteur à l'aide de la rectenna proposée dans ce travail

Il est à noter qu'après quatre heures d'émission continue par l'antenne cornet, la tension de la batterie a augmenté d'une manière linéaire de 25 mV soit 6mV/h. Cette augmentation est suffisante pour la bonne recharge de la batterie du nœud de capteurs par télé-alimentation. Cela est expliqué par le fait que d'habitude, la batterie se recharge manuellement tous les 6 mois lorsque sa tension passe de 3.7 à 2.8 V. Cela explique que le capteur consomme à peu près 5mV/j.

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs types d'antennes à lentille diélectrique ont été modélisées, simulées et comparées. L'antenne à lentille diélectrique hyperbolique a été choisie. Ses dimensions optimales sont : un diamètre de 10 cm et une épaisseur de 5 cm. L'antenne a été réalisée à faible coût par impression 3D et testée dans une chambre anéchoïque. Elle présente un gain de 11.5 et 10.6 dBi en simulation et en mesure, respectivement. Elle est aussi capable de générer trois faisceaux formant un angle maximal de dépointage de 28°.

Dans l'étape suivante, un doubleur de tension de type Greinacher a été étudié et utilisé pour convertir le signal RF reçu par l'antenne en un signal continu. Ensuite, la rectenna complète a été modélisée dans le logiciel CST Microwave Studio. Suite à une co-simulation électromagnétique-circuit, le couplage de l'onde électromagnétique sur le circuit de conversion RF-DC a montré deux effets : le premier est la modification de la durée du régime transitoire et le deuxième se traduit par la diminution de la tension DC avec l'augmentation du couplage au sein du circuit.

Ensuite, un redresseur mono-alternance a été modélisé, réalisé et testé à la fréquence de travail de 5 GHz. Il présente un faible encombrement avec 3 cm de longueur et 1.5 cm de largeur. La tension DC à sa sortie est de 380 mV pour une puissance RF d'entrée de -10 dBm.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Pour terminer, un convertisseur DC-DC de type boost a été ajouté à la rectenna proposée pour procéder à l'expérience de recharge de la batterie du nœud de capteurs. Suite à cette expérience, la tension de la batterie a augmenté de 25 mV après quatre heures de charge.

Dans les perspectives de ce chapitre, un réseau d'antennes patch peut être ajouté derrière la lentille diélectrique. Il aurait pour objectifs :

- D'éviter le déplacement manuel de la source primaire
- D'augmenter le gain de la structure globale
- D'assurer le dépointage de faisceaux en ajoutant un déphaseur à l'entrée de chaque patch

Les performances du circuit de conversion RF-DC peuvent être améliorées en changeant le réseau d'adaptation d'impédance comme cela sera montré dans le prochain chapitre. Cela permettra des niveaux DC plus élevés est donc un niveau de charge de la batterie plus rapide.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Références du chapitre 2

[1] Ines KHARRAT, ‘‘Modélisation et réalisation d’un système de récupération d’énergie imprimé caractérisation hyperfréquence des matériaux papiers utilisés,’’ Thèse de doctorat, Laboratoire IMEP-LAHC dans l'École Doctorale EEATS, Université de Grenoble, soutenue publiquement 15 septembre 2014.

[2] AVAGO Technologies, ‘‘Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes HSMS-286X Series,”.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III Conception et réalisation de rectennas incluant des antennes boucles pour la récupération d'énergie microonde aux fréquences GSM

III.1 Introduction et choix d'une antenne boucle

Un dispositif de récupération d'énergie RF permet de fournir une solution intéressante d'alimentation des dispositifs sans fil via l'énergie des signaux RF disponibles dans l'environnement. La récupération d'énergie RF est mise en œuvre dans diverses applications, notamment les RCSF, les appareils portables, la recharge sans fil et l'IoT.

Les ondes RF dans notre environnement proviennent de différentes sources telles que :

- Les stations radio de la téléphonie mobile connues par l'acronyme « GSM » de l'anglais ''Global System for Mobile Communications'' fonctionnant dans les bandes 900 et 1800 MHz
- Internet sans fil (WI-FI 2,45 et 5 GHz)
- Les stations satellites, etc.

Compte-tenu des niveaux énergétiques en milieu urbain qui ont été mesurés et présentés dans le chapitre I (cf. I.3.4.4), la bande de fréquence GSM 900 MHz a été choisie pour la conception d'une rectenna. Sur cette bande, les niveaux énergétiques sont les plus forts est peuvent atteindre 0.5V/m. Pour leur encombrement restreint et la simplicité de fabrication, les antennes boucles ont été retenues pour cette rectenna.

Dans ce chapitre, nous allons débuter avec une comparaison entre trois types d'antennes boucles : une boucle carrée, la structure fractale Koch et la structure fractale Minkowski. Cette comparaison a pour objectif de choisir la structure qui présente les meilleurs compromis pour former la partie antennaire de la rectenna. Les structures fractales ont pour intérêt principal de diminuer l'encombrement de l'antenne. Ces structures ont été décrites dans le premier chapitre (cf. I.6) et plusieurs exemples de l'état d'Art ont été présentés.

Ensuite, la simulation, la réalisation et la mesure d'une première rectenna seront présentées. Cette rectenna a pour objectif de moissonner l'énergie microonde ambiante à la fréquence GSM-900MHz. Dans la suite, les performances de la rectenna seront optimisées en étudiant plusieurs réseaux d'adaptation d'impédance.

Enfin, le comportement bi-bande aux fréquences GSM-900 et GSM-1800 MHz sera présenté pour plusieurs configurations d'antennes boucles d'une structure mettant en œuvre le couplage électromagnétique entre :

- Une antenne boucle et une boucle fractale
- Deux boucles fractales de deux géométries différentes

Le comportement bi-bande a été observé en analysant la fonction de transfert dans chacun de cas plutôt que le coefficient de réflexion S_{11} utilisé classiquement. Suite à cette dernière partie, des conclusions ont été tirées sur les éléments à prendre en considération lorsqu'on conçoit une rectenna.

III.2 Simulations et comparaison entre plusieurs structures d'antennes boucles

L'objectif de cette partie est de comparer une antenne boucle carrée avec deux structures de boucles fractales afin d'en déduire les avantages et les inconvénients de chacune d'entre elles.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Étant donné que l'objectif final de l'antenne est de récupérer les signaux microondes à 900 MHz, les trois antennes boucles ont été optimisées à cette fréquence-là et elles ont été simulées à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. Toutes les antennes sont imprimées avec le même substrat FR4 qui présente une en théorie une permittivité diélectrique ε_r =4,6, une tangente de perte tanδ=0,02 et une épaisseur h=1,6 mm.

III.2.1 Antenne boucle carrée

La première boucle simulée est une simple boucle carrée, elle présente une surface de $0{,}053\lambda_{01}^2$=57,76 cm² à la fréquence de 900 MHz.

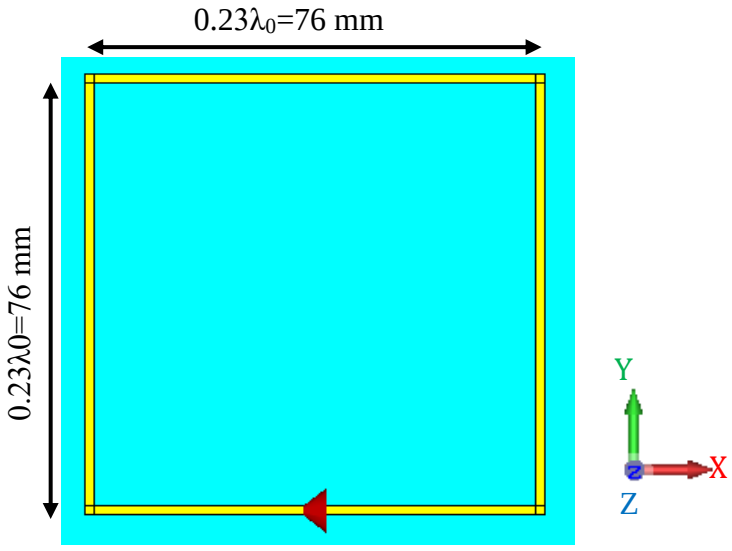


Figure III-1. Capture d'écran issue de CST Microwave Studio de la boucle carrée fonctionnant à 900 MHz

Les résultats des simulations obtenus à l'aide du solveur transitoire sont les suivants : le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne boucle est tracé sur la Figure III-2. Après une étape d'optimisation de la longueur totale de métallisation, un coefficient S_{11} de -9 dB a été relevé.

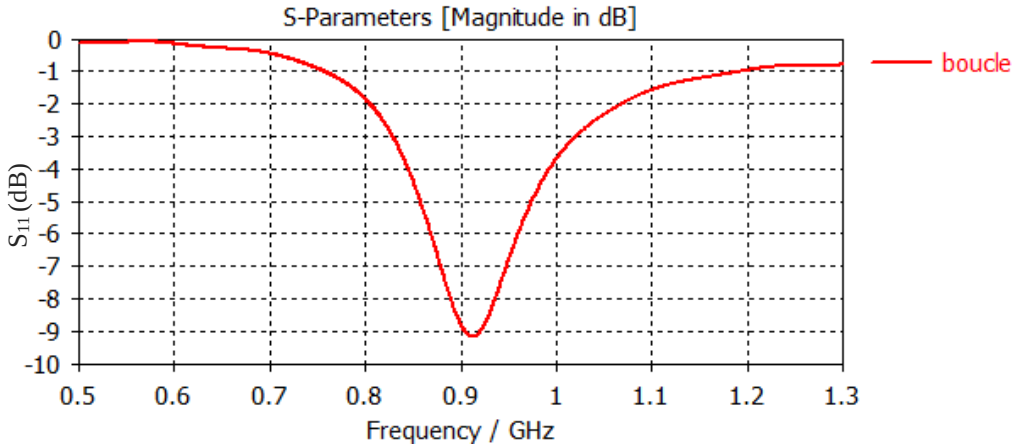


Figure III-2. Coefficient de réflexion S_{11} obtenu en simulation par l'antenne boucle carrée

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est présenté sur la Figure III-3, d'après cette figure, il est noté que la boucle rayonne d'une façon similaire à un simple dipôle. Contrairement au dipôle, le rayonnement de la boucle dépend toutefois de l'angle Phi.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

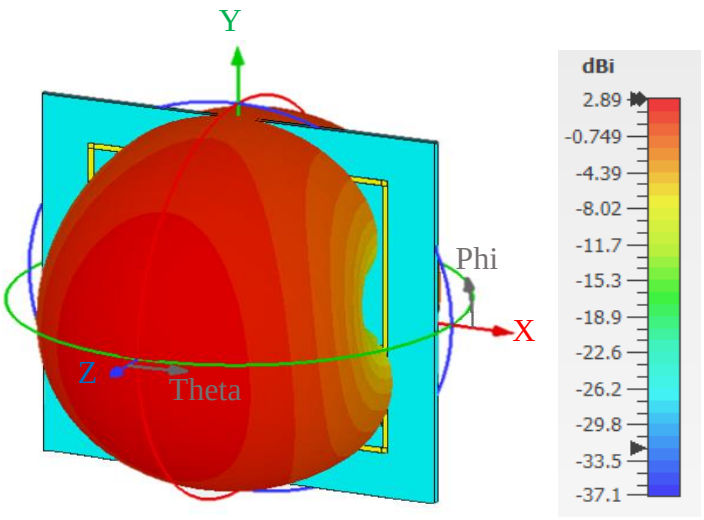


Figure III-3. Diagrammes de rayonnement obtenu en simulation par la boucle à 900 MHz

La surface de la boucle est de $0{,}053\lambda_{01}^2$=57,76 cm² comme cela a été mentionné plus haut, cette surface doit être comparé dans la suite à celles qui vont être obtenues par les structures fractales afin d'en tirer une conclusion.

III.2.2 Boucle fractale koch

La deuxième boucle étudiée est basée sur la structure fractale de Koch. Elle est caractérisée par une forme complexe qui est constituée d'une reproduction d'une même structure principale sous forme d'un triangle équilatéral à toutes les échelles (cf. chapitre I.6.3.2). Pour faire en sorte que la boucle ne soit pas complexe à réaliser, elle a été conçue dans ce travail avec la 2ème itération. Ensuite, la longueur totale de métallisation a été optimisée pour un fonctionnement à la fréquence de 900 MHz. La boucle fractale Koch présente une surface de $0{,}032\lambda_{01}^2$=38,44 cm² soit une surface sensiblement inférieure à celui de la simple boucle carrée. Le prototype de la 2ème itération de la boucle fractale Koch est présenté ci-dessous.

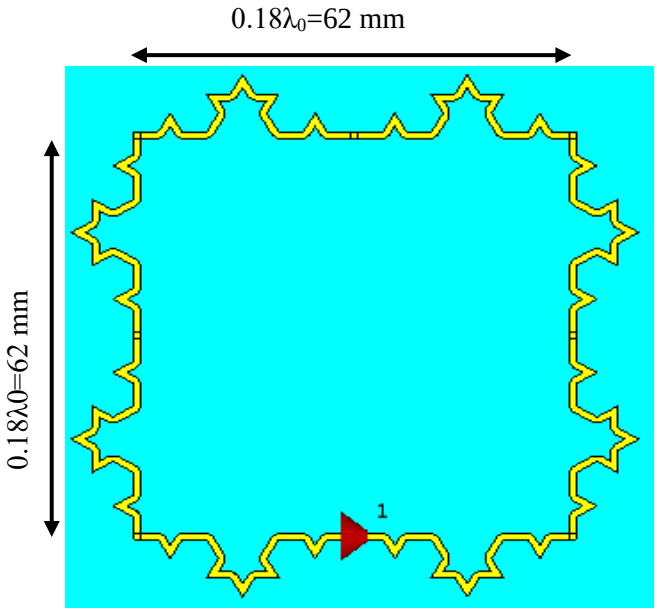


Figure III-4. La 2ème itération de la boucle fractale Koch fonctionnant à 900 MHz

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le solveur transitoire du logiciel CST Microwave Studio a été utilisé pour simuler la boucle. Dans ce cas, la directivité est de 2.6 dBi soit 0.3 dBi de moins par rapport à celle de la boucle carrée. À 900 MHz et après une étape d'optimisation de longueur totale de métallisation, le meilleur coefficient de réflexion S_{11} obtenu par la boucle est de -11.8 dB. Ce paramètre peut être amélioré par couplage électromagnétique. Dans [1] une antenne boucle de type fractale Koch (cf. Figure III-5-(a)) est utilisée pour la récupération de l'énergie microonde à la fréquence GSM-1800 MHz. Le coefficient de réflexion S_{11} de cette antenne était de l'ordre de -9 dB. Un patch carré métallisé (Embedded Metal Plane (EMP)) de 24*24 mm a été positionné au centre de la boucle (cf. Figure III-5-(b)). Le coefficient de réflexion S_{11} de cette structure modifiée passe en dessous de -30 dB dans la bande GSM-1800MHz (cf. Figure III-5-(c)).

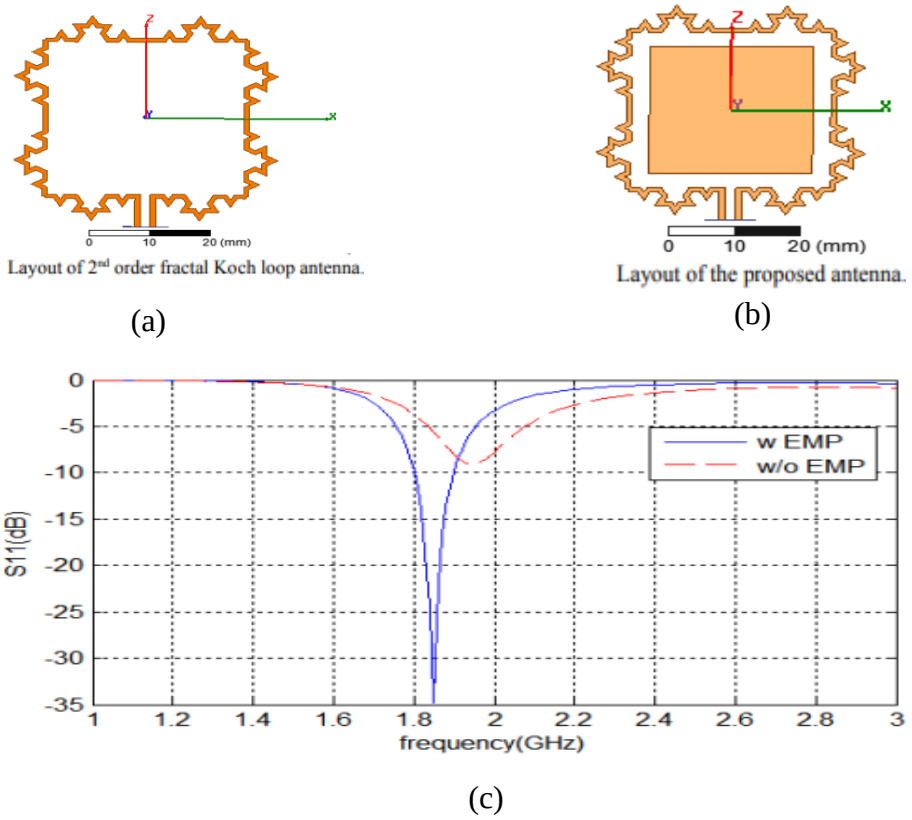


Figure III-5. (a) boucle Koch, (b) boucle Koch modifiée et (c) le coefficient de réflexion S_{11} obtenu par les deux structures [1]

Une deuxième structure fractale va être présentée dans le paragraphe suivant et elle va être aussi comparée aux deux structures qui viennent d'être présentées.

III.2.3 Boucle fractale Minkowski

Cette troisième boucle est caractérisée par une forme plus complexe que la boucle carrée mais aussi moins complexe que la structure Koch. La boucle a été conçue avec la 1ère itération de la structure Minkowski, elle occupe une surface de $0{,}02\lambda_0^2$=22,58 cm².

Licence CC BY-NC-ND 3.0

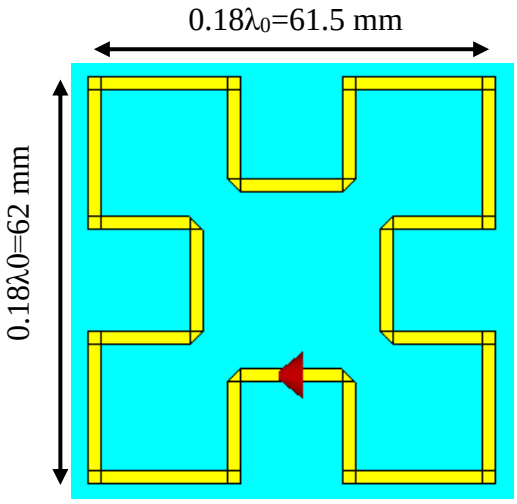


Figure III-6. Capture d'écran issue de CST Microwave Studio de la 1ère itération de la boucle fractale Minkowski fonctionnant à 900 MHz

La structure simulée et optimisée présente une très bonne adaptation avec un coefficient de réflexion S_{11} de -25 dB et une directivité de 2,34 dBi à la fréquence de 900 MHz.

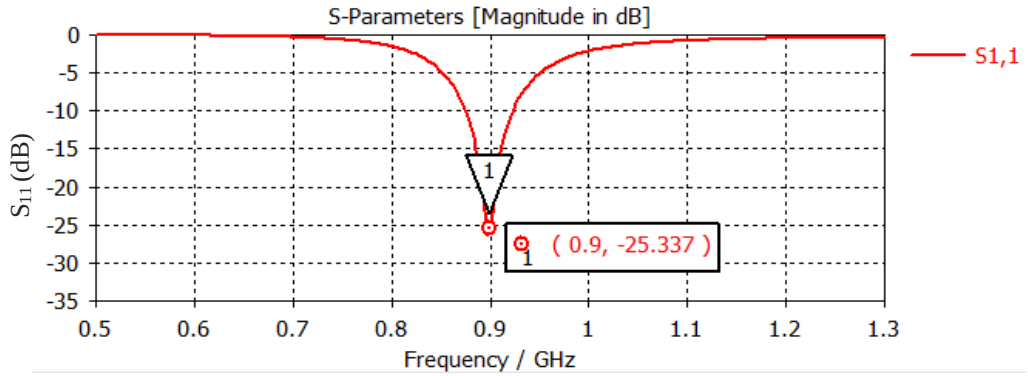


Figure III-7. Coefficient de réflexion S_{11} obtenu en simulation par la 1ère itération de l'antenne boucle fractale Minkowski

Pour résumer cette partie, trois antennes boucles ont été conçues et simulées pour un fonctionnement à la fréquence GSM 900 MHz. L'objectif était de choisir la structure qui présente le meilleur compromis en termes d'encombrement et de performances

Les principaux avantages et inconvénients de chacune des boucles sont mentionnés dans le tableau suivant :

Caractéristiques / Boucles	Encombrement (surface)	Facilité de réalisation	Adaptation
Simple carrée	-	++	-
Fractale Koch	+	--	+
Fractale Minkowski	++	+	++

Tableau III.1. Comparaison entre trois structures d'antennes boucles pour un fonctionnement à 900 MHz

Licence CC BY-NC-ND 3.0

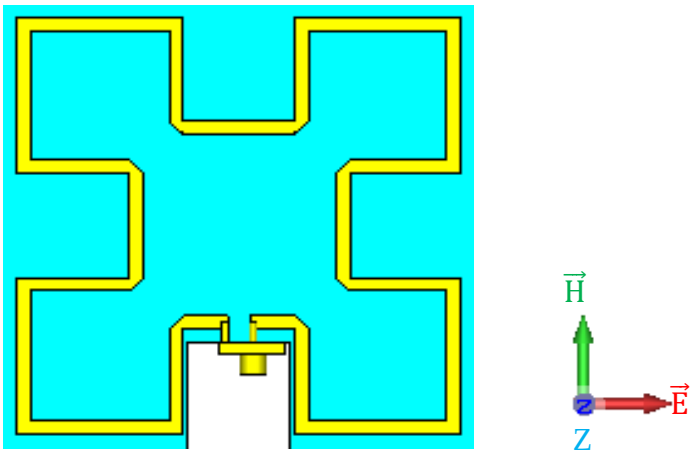
Du tableau III.1 ci-dessus, quelques remarques peuvent être mentionnées :

- En termes d'encombrement, les structures fractales présentent un avantage par rapport à la boucle carrée.
- La boucle carrée et la boucle fractale Minkowski présentent un fort avantage par rapport à la structure fractale Koch en termes de complexité de conception.
- En termes d'adaptation, la fractale Minkowski présente le meilleur coefficient de réflexion S_{11} parmi les structures qui ont été étudiées.

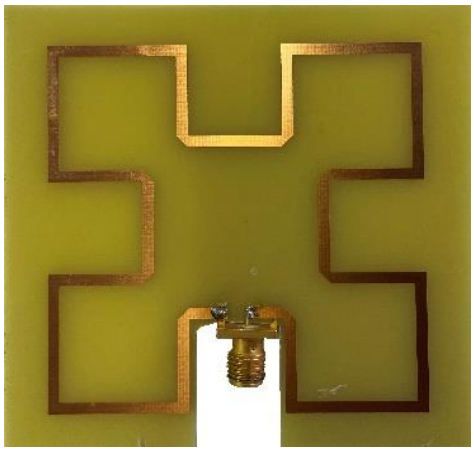
Parmi les trois boucles qui ont été étudiées, le choix a été porté sur la structure de la boucle fractale Minkowski pour former la partie antennaire de la rectenna.

III.3 Conception et réalisation d'une première rectenna à 900 MHz

L'objectif de cette rectenna est de moissonner l'énergie microonde ambiante à la fréquence GSM-900 MHz. La 1ère itération de la boucle fractale Minkowski présentée ci-dessus a été légèrement modifiée afin d'y ajouter un connecteur SMA.



(a)



(b)

Figure III-8. Prototype de la 1ère itération de la boucle fractale Minkowski. (a) capture d'écran issue de CST Microwave Studio et (b) prototype réalisé

L'antenne présente une polarisation horizontale comme le montre le repère ci-dessus. Le coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne a été mesuré, il est de -21 et -18 dB en simulation et en mesure, respectivement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

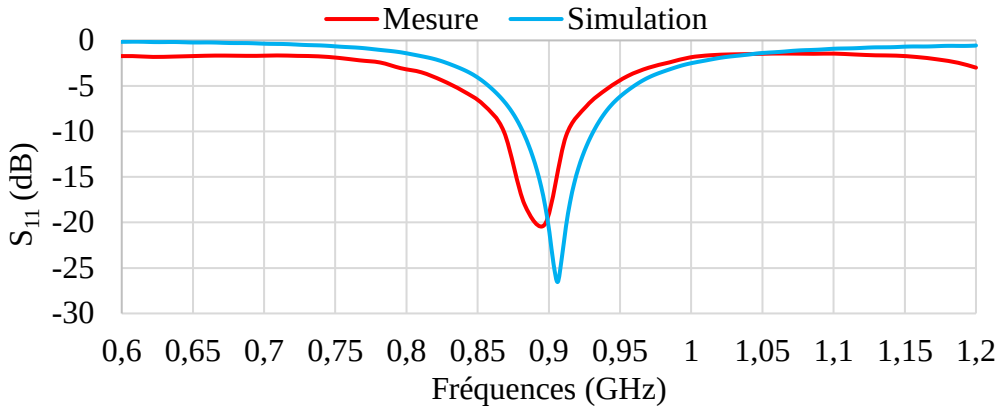
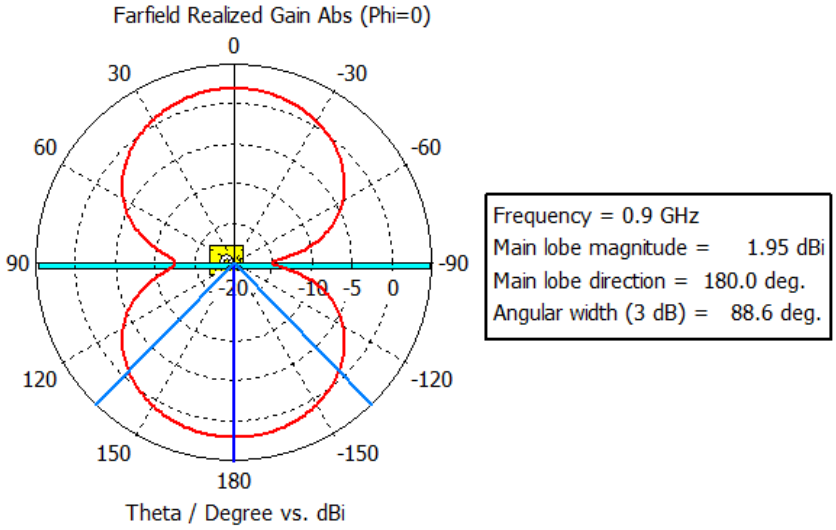
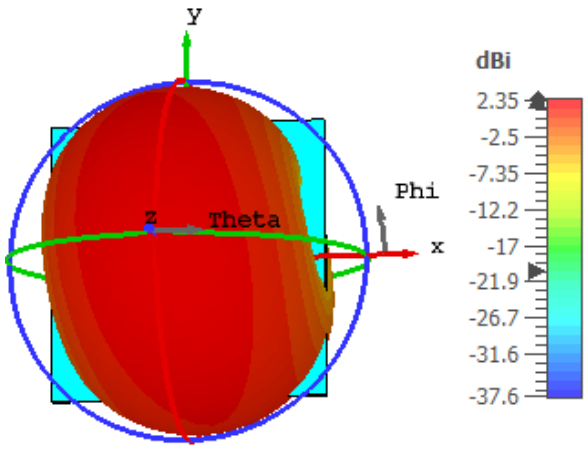


Figure III-9. Coefficient de réflexion S_{11} de la 1ère itération de la boucle fractale Minkowski

Le gain réalisé et la directivité obtenus par l'antenne boucle fractale Minkowski sont : 1.95 dBi et 2.35 dB, respectivement.



(a)



(b)

Figure III-10. Caractéristiques de la 1ère itération de la boucle fractale Minkowski. (a) Gain réalisé et (b) directivité

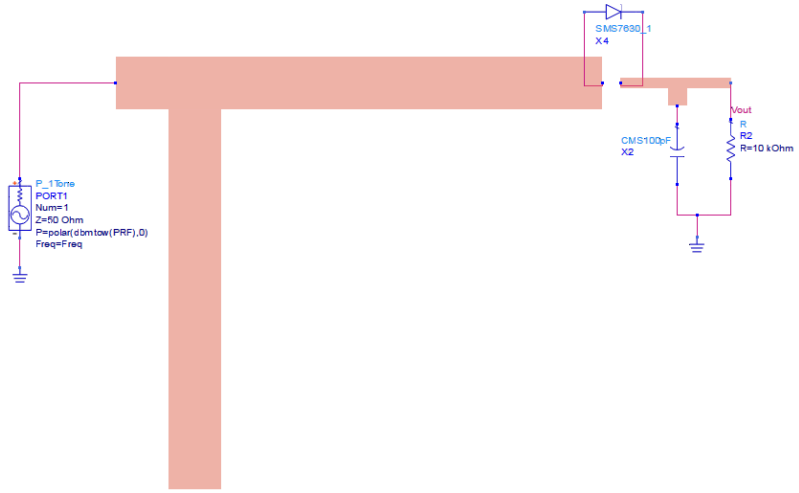
La figure ci-dessus montre que le diagramme de rayonnement est orienté dans une direction qui diffère de Phi= 90°. Cela est dû au connecteur SMA ajouté en simulation en entrée de l'antenne.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

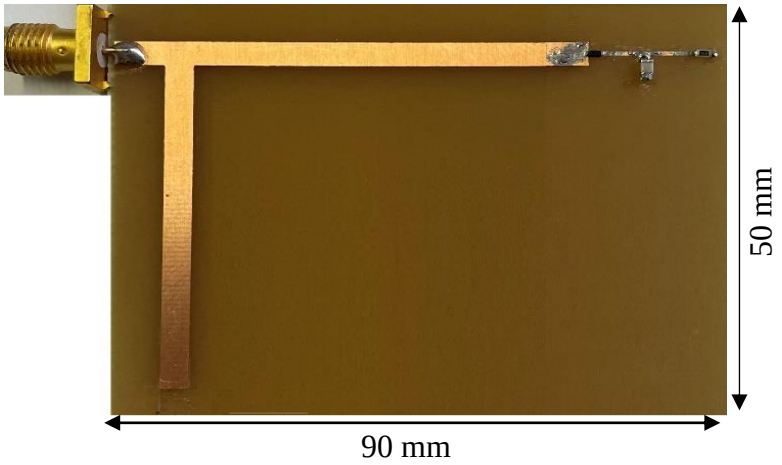
L’étape suivante consiste à concevoir le circuit de conversion RF-DC.

III.3.1 Conception et réalisation du circuit de conversion RF-DC à 900 MHz

Dans ce travail, le circuit de redressement est basé sur la topologie mono-alternance. Il est composé d’une diode Schottky SMS7630, d’un filtre DC représenté par un condensateur de 100 pF permettant de bloquer toutes les harmoniques générées par la diode dont le fondamental et une charge RL de 10 kΩ. Un générateur d'impédance interne de 50 Ω délivre une puissance de -30 à -10 dBm à une fréquence de 900 MHz. Pour optimiser le transfert de puissance, un réseau d'adaptation d'impédance constitué d’un tronçon de ligne en circuit ouvert est placé entre l'antenne et le redresseur. Pour concevoir le réseau d'adaptation d'impédance, il faut d'abord déterminer l'impédance d'entrée du redresseur. La branche RF a été simulée avec le logiciel ADS et pour considérer le comportement non linéaire du redresseur, la méthode Harmonic-Balance (HB) a été utilisée. De même, pour considérer le couplage entre les tronçons de lignes de transmission distribuées et/ou les éléments localisés, une simulation (HB+Momentum) a dû être effectuée.



(a)

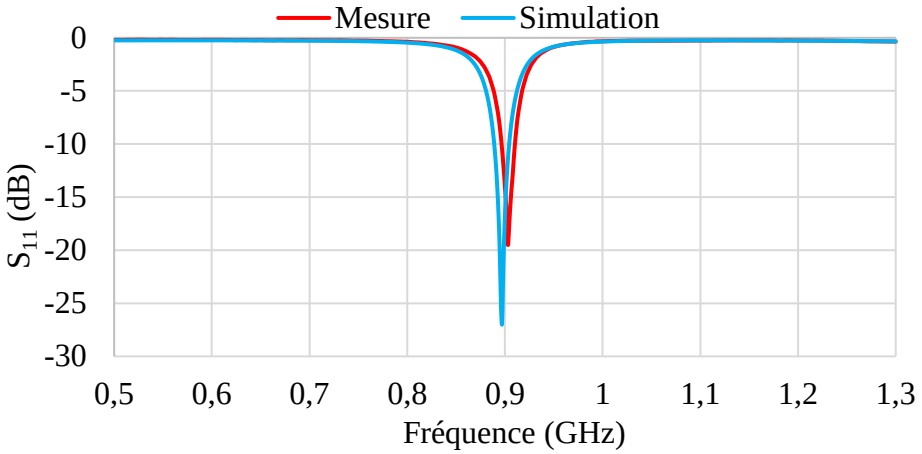


(b)

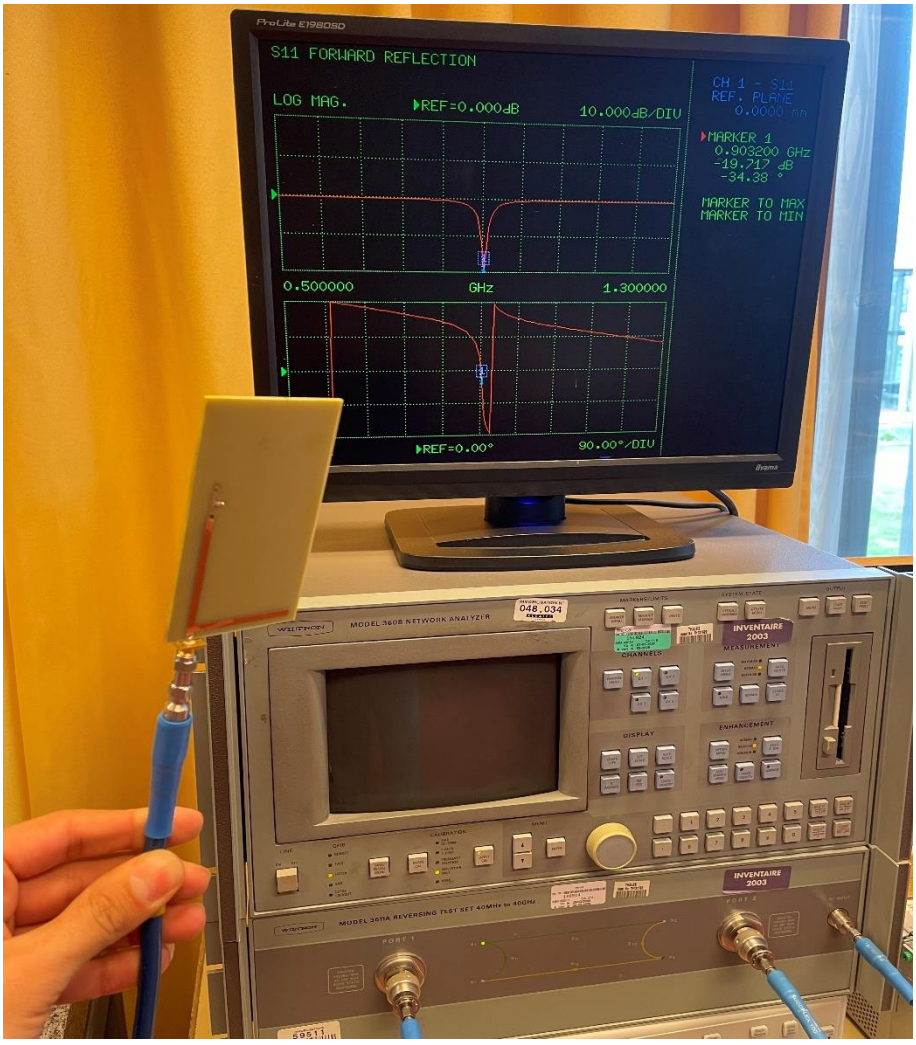
Figure III-11. Prototype du circuit de conversion RF-DC mono-alternance fonctionnant à 900 MHz. (a) capture d’écran issue d’ADS et (b) modèle réalisé

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le circuit de conversion RF-DC a été simulé et optimisé pour un fonctionnement à la fréquence de 900 MHz. Pour une puissance RF d'entrée de -10 dBm, le coefficient de réflexion S_{11} est de -19 et -14 dB en simulation et en mesure, respectivement.



(a)



(b)

Figure III-12. Mesure et simulation du coefficient de réflexion S_{11} de circuit de conversion RF-DC mono-alternance et (b) banc de mesure

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La tension DC aux bornes de la charge et le rendement de conversion RF-DC sont présentés sur la Figure III-13 pour une puissance d'entrée variant de -30 à -10 dBm.

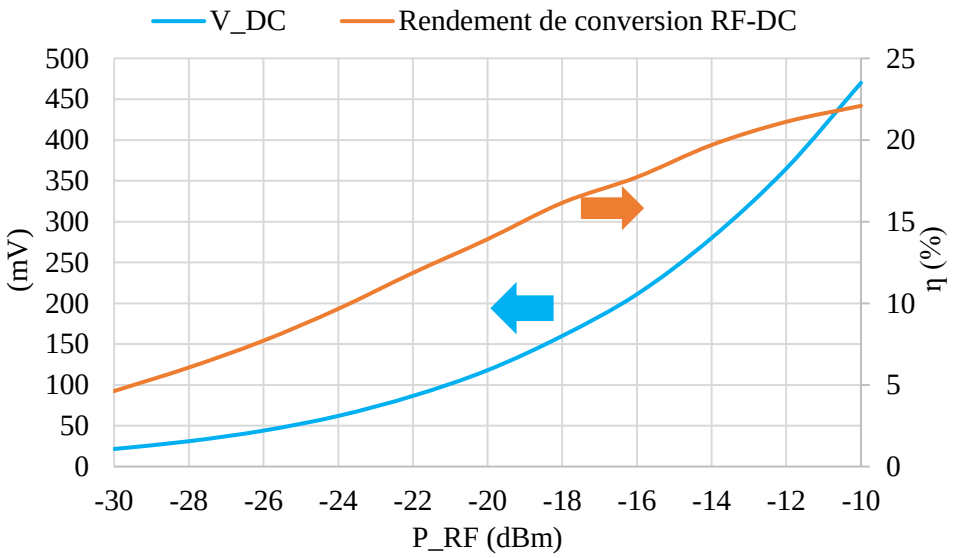


Figure III-13. Tension DC aux bornes de la charge et rendement de conversion RF-DC obtenus avec le circuit de conversion RF-DC mono-alternance

Il est noté que la tension DC et le rendement de conversion RF-DC augmentent au fur et à mesure que la puissance RF augmente. Ils atteignent respectivement un niveau de 470 mV et 22% en mesure lorsque la puissance RF est de -10 dBm. Le niveau de tension DC obtenu est suffisant pour amorcer la conversion DC-DC (une première tension de démarrage de 330 mV est en effet nécessaire).

Ce travail va être comparé avec quelques exemples de l'état d'art de rectennas qui ont été utilisés pour le moissonnage d'énergie.

Ref.	Freq (GHz)	Rendement de conversion	Topologie	Diode Schottky
[5]	0.9	15 % @ -10dBm	Mono-alternance en série	SMS7630 (V_s=140 mV, F_{max}= 24 GHz)
[6]	0.9	20 % @ -20dBm	Mono-alternance en série	SMS7630 (V_s=140 mV, F_{max}= 24 GHz)
[7]	0.9	12.5 % @ -20dBm	Multi-diodes en parallèles	HSMS2850 (V_s=250 mV, F_{max}= 1.5 GHz)
Ce travail	0.9	22 % @ -10dBm	Mono-alternance en série	SMS7630 (V_s=140 mV, F_{max}= 24 GHz)

Tableau III.2. Comparaison avec l'état de l'art

Le rendement de conversion RF-DC obtenu ici est du même ordre de grandeur que celui des résultats publiés, voir meilleur.

Les performances du circuit vont être améliorées dans la suite. L'étape suivante consiste à combiner l'antenne et le circuit de conversion RF-DC afin d'effectuer une expérience du moissonnage d'énergie ambiante à la fréquence du travail de 900 MHz.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.3.2 Récupération et moissonnage de l'énergie microonde à 900 MHz

La rectenna proposée a été conçue pour un objectif principal de récupérer et moissonner l'énergie microonde à la fréquence GSM-900 MHz. Elle a été assemblée et placée à une centaine de mètres d'une station de base constituée de plusieurs antennes sectorielles comme le montre la Figure III-14.

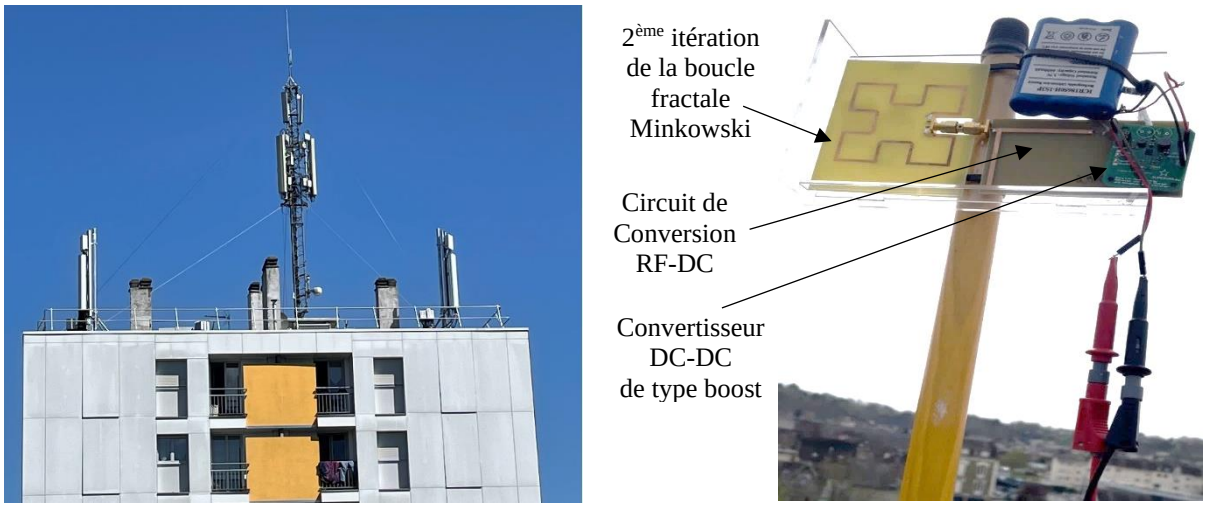


Figure III-14. Récupération et moissonnage de l'énergie microonde. La station de base (à gauche) et la rectenna proposée (à droite)

La charge de 10 kΩ a été remplacée par le convertisseur DC-DC (cf. Figure III-14) qui a été utilisé pour charger la batterie d'un nœud de capteur. La tension DC moissonnée en sortie du circuit de conversion RF-DC a été d'abord mesurée comme présenté sur la figure ci-dessous.



Figure III-15. Niveaux DC mesurés en sortie de la rectenna proposée

Les niveaux DC mesurés peuvent largement varier entre quelques dizaines et quelques centaines des mV en dépassant fréquemment les 330 mv nécessaires au démarrage du convertisseur DC-DC.

Afin de charger la batterie du nœud de capteur, la sortie de la rectenna a été reliée à l'entrée du convertisseur DC-DC et la batterie a été connectée en parallèle à sa sortie. Deux expériences ont été effectuées, la variation de la tension de la batterie au cours du temps a été relevée et tracée sur la Figure III-16.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

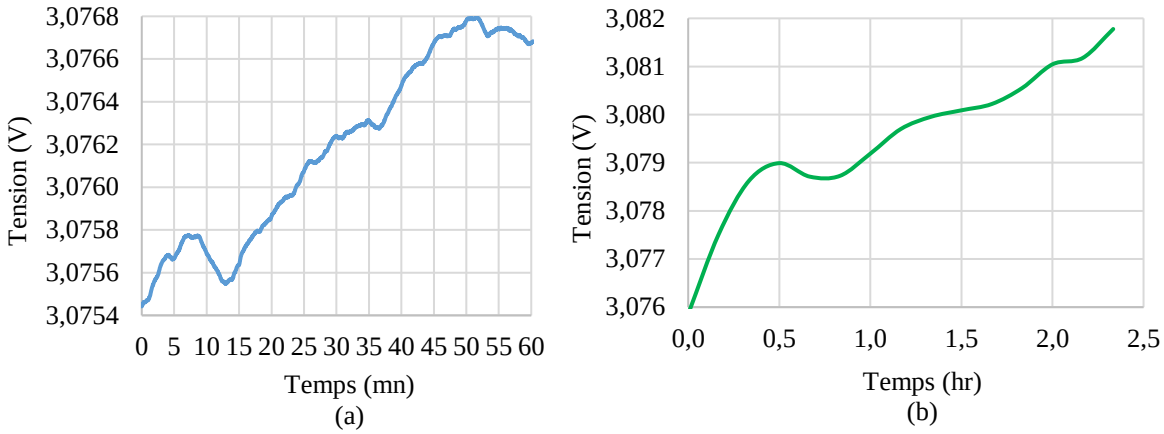


Figure III-16. Variation de la tension de la batterie au cours du temps. (a) expérience effectuée dans un temps pluvieux et (b) dans un beau temps

D'après la Figure III-16, deux remarques peuvent être en tirées :

- La première est qu'après une heure de mesure, la tension de la batterie a augmenté de 1,4 et de 3 mV, lorsque l'expérience a été effectuée dans temps pluvieux et dans un beau temps, respectivement.
- La deuxième, est qu'à la neuvième minute de la courbe (a), la tension décroit brutalement. Ce phénomène s'est répété plusieurs fois par exemple à la cinquante-deuxième minute de cette même courbe et à la trentième minute de la courbe (b). Cela est expliqué par le fait que, lorsque le niveau DC en entrée du convertisseur DC-DC est inférieur à 100 mV, ce dernier s'éteint. Pour le remettre en marche, il lui faut à nouveau un niveau DC de 330 mV

Pour conclure, sur ce qui a été jusque-là dans ce chapitre, une rectenna fonctionnant à 900 MHz a été simulée, réalisée et mesurée. Elle est constituée d'une antenne boucle fractale Minkowski et d'un circuit de conversion RF-DC basée sur la topologie mono-alternance. La rectenna a ensuite été utilisée pour moissonner l'énergie microonde ambiante et cela a été validé expérimentalement. Enfin, une expérience de recharge de la batterie d'un nœud de capteur à l'aide d'un convertisseur DC-DC de type boost a été effectuée. Suite à cette expérience, la tension de la batterie a augmenté de 1,4 mV après une heure de mesure.

L'objectif dans la suite est de fournir un temps de charge de la batterie plus rapide, cela nécessitera des niveaux de tension DC en sortie de la rectenna plus élevés et donc un rendement de conversion RF-DC plus élevé. Ces niveaux de tension DC élevés vont par ailleurs minimiser les zones de décroissance de la tension de la batterie observées sur la courbe de la Figure III-16.

La tension DC en sortie de la rectenna dépend de plusieurs paramètres : la topologie du redresseur, les niveaux de puissances RF, la diode elle-même, le réseau d'adaptation d'impédance, etc.

En réalité, la topologie du redresseur et la diode sont liées directement au niveau de puissance RF. Une faible puissance RF nécessitera une diode avec une tension de seuil faible. La diode utilisée dans ce travail (SMS7630) présente la tension de seuil la plus faible du marché (V_s <150 mV). De même, la topologie mono-alternance présente le meilleur rendement de conversion

Licence CC BY-NC-ND 3.0

RF-DC pour les niveaux de puissances RF inférieur à 0 dBm (cf. chapitre I.3.2). Dans des milieux urbains, les niveaux de puissances RF ambiantes disponible en sortie d'antennes d'encombrement acceptable, sont limités et souvent inférieurs à -15 dBm à la fréquence de 900 MHz [2]-[4]. Donc, la diode et la topologie utilisées ont été bien choisies.

Le réseau d'adaptation d'impédance, peut être modifié afin d'améliorer les niveaux de tensions DC en sortie de la rectenna. Dans ce qui a été présenté précédemment, un stub en élément distribué a été utilisé comme réseau d'adaptation d'impédance entre l'antenne et le redresseur. Dans la partie suivante, ce stub sera remplacé par un réseau d'adaptation d'impédance hybride. Ce dernier est représenté par l'association d'un élément distribué et d'un localisé, sachant qu'il faut prendre soin de vérifier la disponibilité de éléments localisés dans le commerce.

III.4 Conception de la 1ère itération de la boucle fractale Minkowski à 900 MHz à base d'un réseau d'adaptation d'impédance hybride

III.4.1 Conception du réseau d'adaptation hybride

L'objectif de cette partie est donc de modifier le réseau d'adaptation d'impédance afin de rendre la rectenna plus efficace en termes de niveaux de tension DC aux bornes de la charge.

La diode, la topologie du redresseur, le filtre DC et la charge n'ont pas été changés. Afin de construire le réseau d'adaptation d'impédance hybride, la première étape est de connaître l'impédance complexe vue en entrée du redresseur. Compte-tenu de la réactance de cette dernière, le réseau d'adaptation d'impédance hybride est constitué d'un condensateur ou d'une inductance et d'une ligne quart d'onde microruban. Si la réactance est inductive, le condensateur sert à compenser cette partie inductive. Par contre, si elle est capacitive, c'est une bobine qui réalise la compensation. Dans tous les cas, la ligne quart d'onde microruban sert à adapter les parties réelles des impédances vues en entrée du redresseur et celle en sortie d'antenne.

Afin de calculer les valeurs des éléments localisés connaissant l'impédance vue en entrée du redresseur, les formules suivantes sont utilisées :

$$L = \left|\frac{X_c}{2\pi f}\right| \quad (1)$$

$$C = \left|\frac{-1}{2\pi f X_L}\right| \quad (2)$$

Avec :

- L et C sont les valeurs de la bobine en (nH) et du condensateur en (pF), respectivement.
- X_c et X_L sont les valeurs de la réactance de l'impédance vue en entrée du redresseur. Valeur capacitive et inductive, respectivement.
- f est la fréquence du travail en (GHz).

La branche RF sans réseaux d'adaptation d'impédance a été simulé avec le logiciel ADS et l'impédance vue en entrée du redresseur est tracée en fonction de la fréquence sur la Figure 17.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

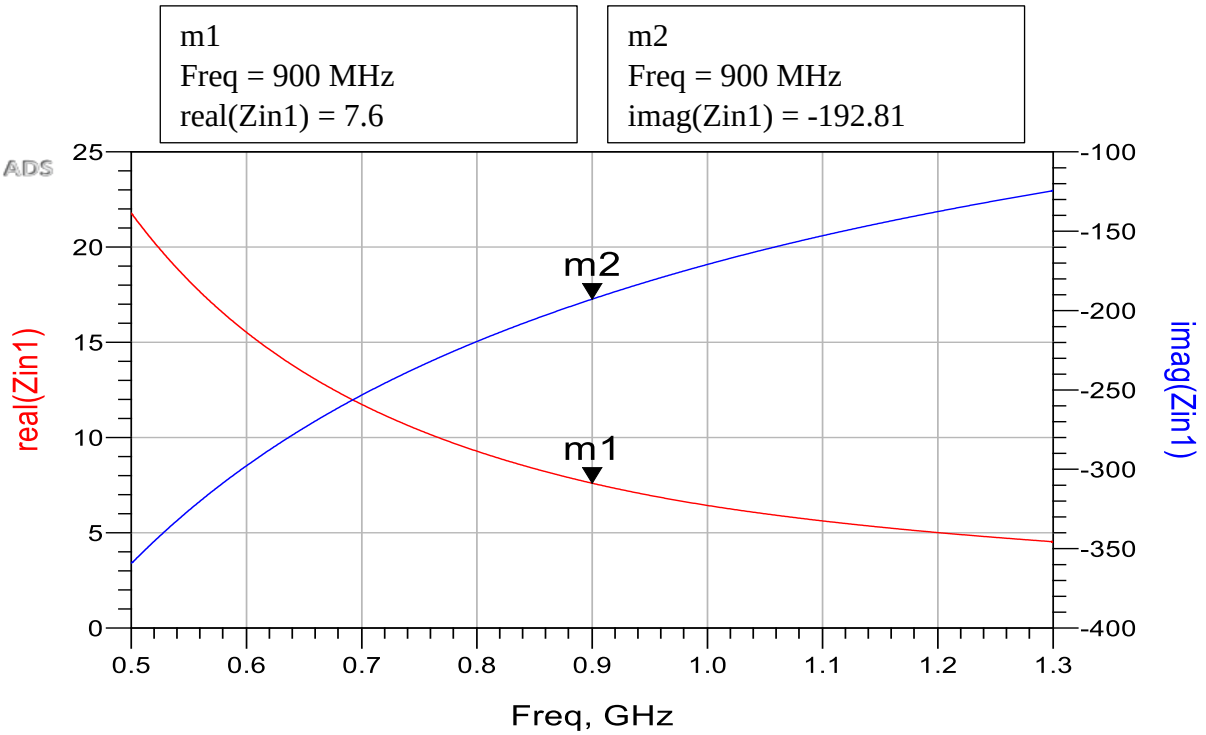


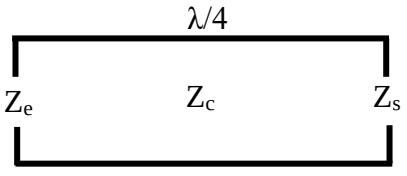
Figure III-17. Impédance complexe vue en entrée du redresseur sans réseau d'adaptation d'impédance. Les courbes rouge et bleue représentent la partie réelle et imaginaire, respectivement

D'après la figure ci-dessus, il est noté que la réactance de l'impédance vue en entrée du redresseur est capacitive. Cela nécessitera une inductance en série avec la diode afin de compenser celle-ci. La formule (1) a été utilisée pour calculer la valeur de l'inductance à la fréquence du travail de 900 MHz et elle vaut 34 nH.

La partie réelle de l'impédance vue en entrée du redresseur vaut 7,6 Ω à 0,9 GHz comme cela est présenté sur la Figure 17. Afin d'adapter cette partie résistive avec celle présentée par l'antenne qui est de 50 Ω, une ligne microruban quart d'onde a été ajoutée entre l'antenne et le circuit de redressement incluant l'inductance de 34 nH. Dans un premier temps il faut connaitre l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde et ensuite la méthode LineCalc du logiciel ADS sera utilisée pour calculer sa largeur.

Etant donné que l'impédance de l'antenne et celle de la charge sont connues (50 et 7,6 Ω, respectivement), l'équation (3) ci-dessous est utilisée afin de calculer l'impédance caractéristique de la ligne à choisir.

$$Z_c = \sqrt{Z_e Z_s} \tag{3}$$



Licence CC BY-NC-ND 3.0

Avec,

Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne quart d'onde (Ω)

Z_e est l'impédance présentée par l'antenne (Ω)

Z_s est l'impédance de la charge (Ω)

En appliquant la formule (3) pour Z_e = 50Ω et Z_s = 7,6Ω, cela montre que l'impédance caractéristique de la ligne doit valoir 19,5 Ω. Cette valeur permet de connaître la largeur de la ligne quart d'onde en utilisant l'utilitaire LineCalc du logiciel ADS suivant.

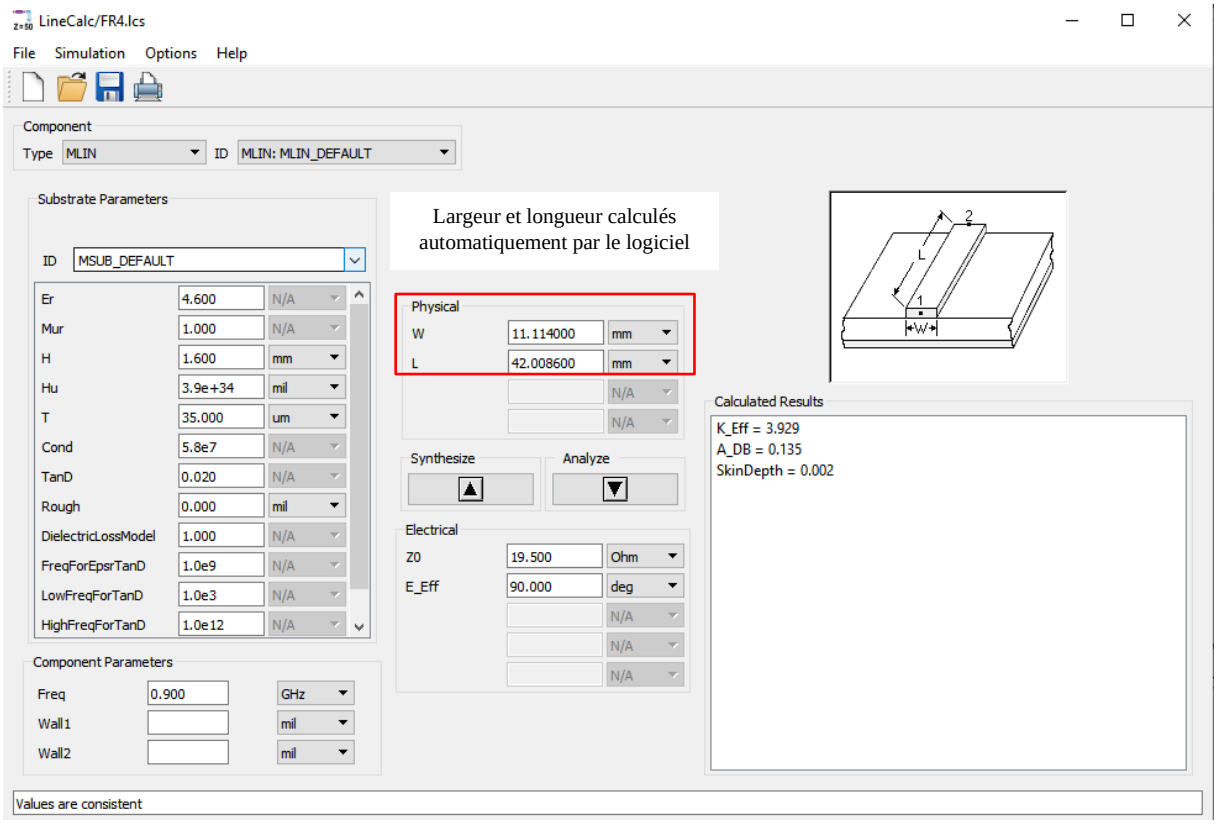


Figure III-18. LineCalc méthode de calcul proposée par le logiciel ADS

LineCalc nécessite de décrire le substrat utilisé, la fréquence du travail et l'impédance caractéristique de la ligne. Le logiciel est ensuite capable de calculer la largeur de la ligne quart d'onde et dans ce cas cette dernière est de 11 mm.

Le nouveau circuit de conversion RF-DC a été simulé et présenté sur la Figure III-19. Il contient la charge de 10 kΩ, le filtre DC représenté par un condensateur de 100 pF, le même redresseur et le nouveau réseau d'adaptation d'impédance hybride contenant une inductance de 34 nH et la ligne quart d'onde.

Une première simulation du circuit a été effectuée du circuit, le coefficient de réflexion S_{11} obtenu en simulation pour une puissance RF de -10 dBm est de -17,7 dB. Cela implique que le réseau d'adaptation d'impédance hybride joue correctement son rôle entre l'antenne représentée par le générateur et le redresseur.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

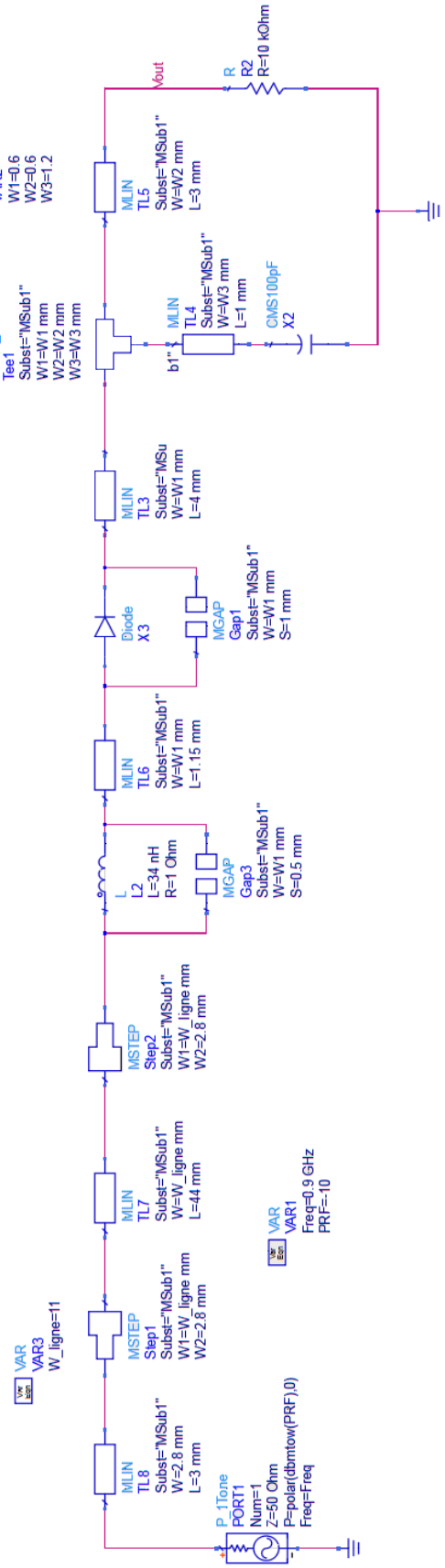


Figure III-19. Circuit de conversion RF-DC avec le réseau d'adaptation hybride

Licence CC BY-NC-ND 3.0

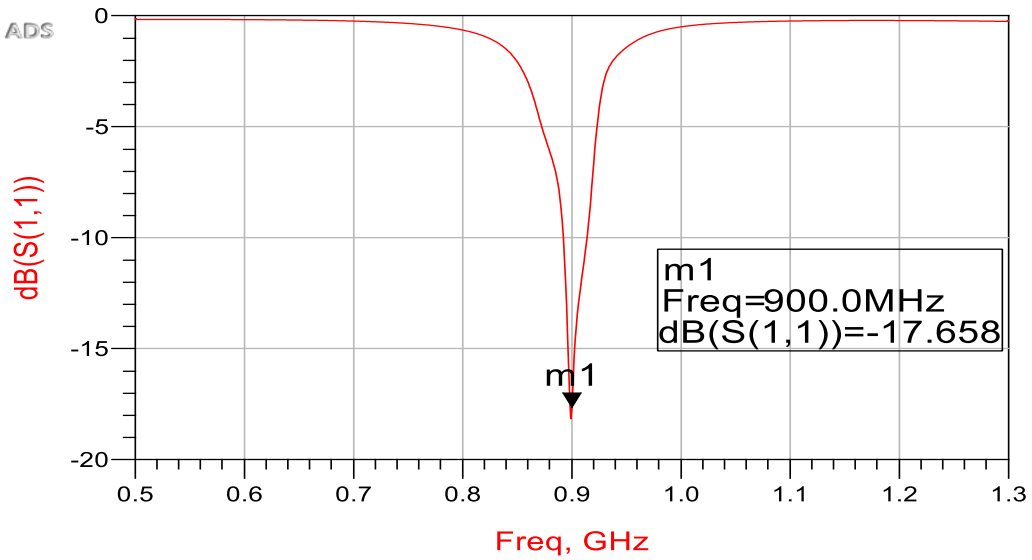


Figure III-20. Coefficient de réflexion S_{11} obtenu par le nouveau circuit de conversion RF-DC à 900 MHz

La méthode HB du logiciel ADS a été utilisée pour simuler le comportement non linéaire du circuit. Pour une plage de puissance RF variant de -30 à -10 dBm, la tension DC aux bornes de la charge et le rendement de conversion RF-DC ont été tracés sur la Figure III-21. D'après les courbes de cette figure, il est constaté que ce nouveau circuit est largement plus efficace que le précédent.

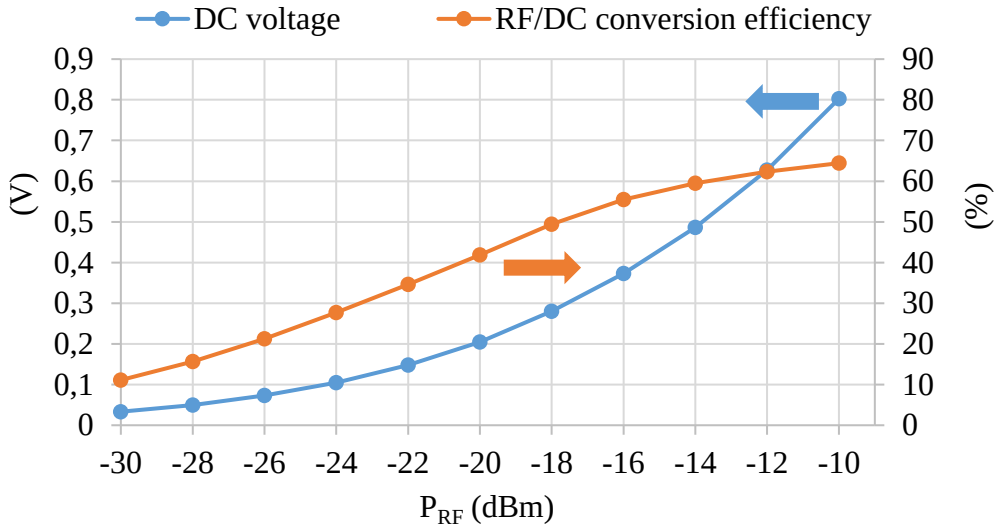


Figure III-21. Tension DC et rendement de conversion RF-DC obtenus par le nouveau circuit de conversion RF

Pour une puissance RF de -10 dBm, la tension DC et le rendement de conversion RF-DC sont 0.8 V et 63%, respectivement. Ces deux paramètres étaient de 0.47 et 22% dans le cas précèdent.

L'étape suivant consiste à combiner l'antenne fractale Minkowski et le nouveau circuit de conversion RF-DC. Cette étape a pour objectif d'effectuer une co-simulation électromagnétique -circuit de la nouvelle rectenna à 900 MHz.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.4.2 Co-simulation de la nouvelle rectenna à 900 MHz à base d'un réseau d'adaptation d'impédance hybride

Pour effectuer la co-simulation de la rectenna, le logiciel CST Microwave Studio a été à nouveau utilisé. La structure du circuit de conversion RF-DC en 3D a été modélisée sur ce logiciel et elle a été combinée avec celle de l'antenne déjà modélisée.

Une première simulation de la structure globale a été effectuée, suite aux effets du couplage et des discontinuités entre les éléments du circuit, le réseau d'adaptation d'impédance a été optimisé légèrement pour retrouver les niveaux DC les plus forts aux bornes de la charge. La nouvelle structure 3D de la rectenna et les éléments localisés du circuit sont présentés sur la Figure III-22.

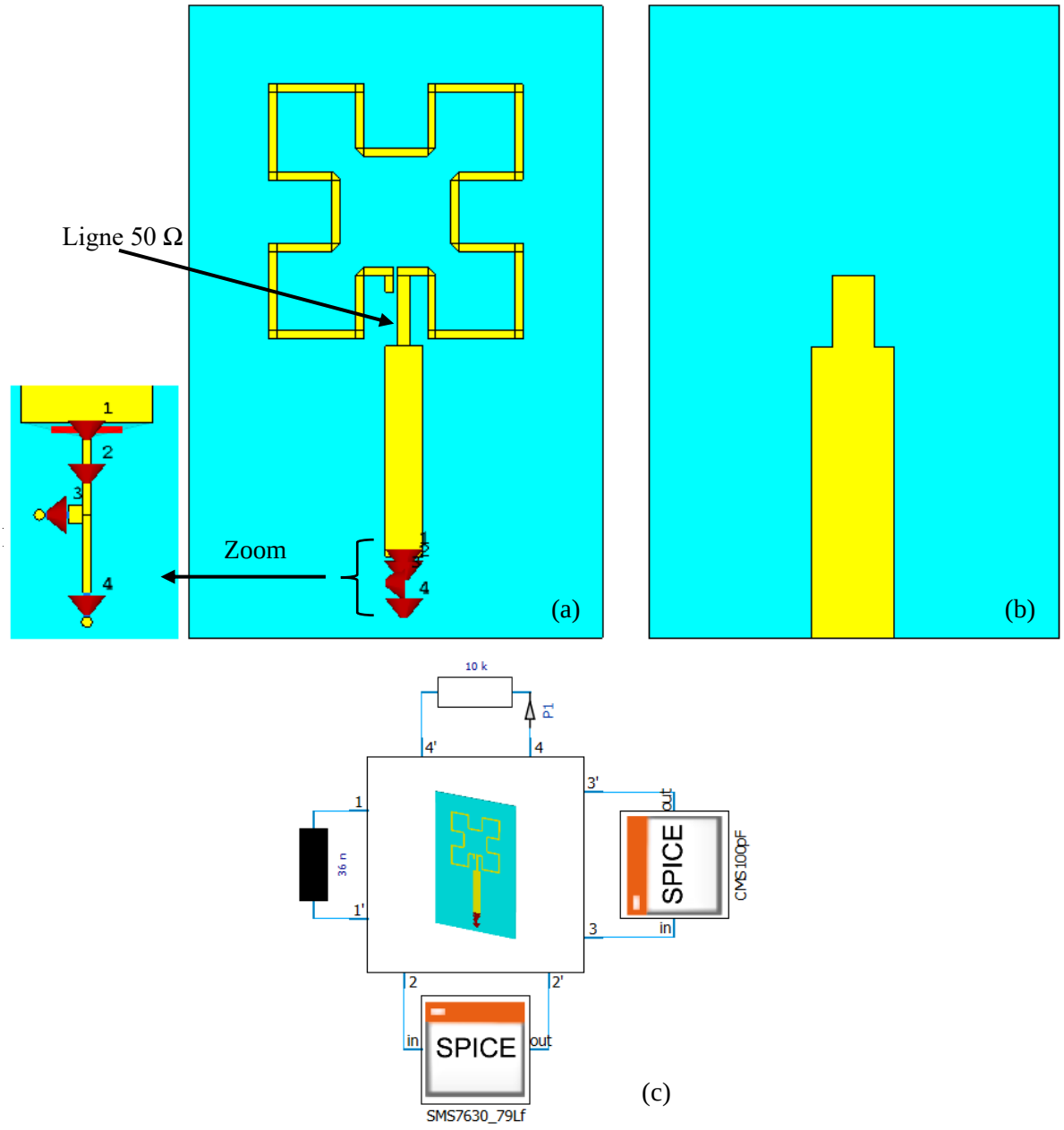


Figure III-22. Structure 3D de la rectenna modélisée sous CST. (a) vue de face, (b) plan de masse (vue d'arrière) et (c) éléments localisés dans l'environnement circuit du logiciel

Licence CC BY-NC-ND 3.0

D’après la Figure III-22-(a) de la rectenna ci-dessus, il est constaté que l’antenne et le circuit de conversion RF-DC sont directement connectés par une ligne 50 Ω sur un même substrat. Cela permet plusieurs avantages :

- La simplification de la structure globale afin que chacun d’entre eux (antenne et circuit) ne soit pas connectés avec un connecteur SMA.
- La diminution des pertes par désadaptation d’impédance.

De même, sur la Figure III-22-(a) un plan de masse est présenté et celui-ci a été ajouté sur la face arrière du substrat. Il couvre uniquement le circuit de conversion RF-DC sans perturber le fonctionnement de la boucle. L’entrée cette dernière est connectée au circuit avec une ligne 50 Ω et sa sortie est connectée à la masse avec un via. Enfin, la Figure 3-(c) présente les éléments localisés placés dans l’environnement circuit du logiciel et qui ont été connectés en simulation à la rectenna à l’aide des ports discrets.

Un port d’excitation d’onde plane a été défini afin d’effectuer la co-simulation de la structure globale. Ce port illumine la rectenna avec un champ électrique uniforme. Tous les éléments nécessaires pour effectuer une co-simulation ont été présentés de façon détaillée dans l’annexe C.

Le circuit de conversion RF-DC a été optimisé et adapté dans ADS pour une puissance RF d’entrée de -10 dBm. Cette puissance correspond à une tension crête en entrée du redresseur de 100 mV, le facteur d’antenne (cf. chapitre II.6.2) a été réutilisé à nouveau pour calculer le niveau du champ électrique nécessaire pour retrouver cette tension en entrée du circuit.

Le solveur transitoire du logiciel CST a été utilisé pour effectuer plusieurs co-simulations afin de bien valider le fonctionnement de la rectenna. Pour des niveaux de puissance RF de -10, -12 (correspondant à une densité de puissance de 1 µW/cm^2 illuminant l’antenne) et -15 dBm, les niveaux du champ électrique sont 1,3 ; 2,3 et 1,94 V/m.

Les variations temporelles de la tension DC en sortie de la rectenna obtenues par les co-simulations sont tracées sur la Figure III-23.

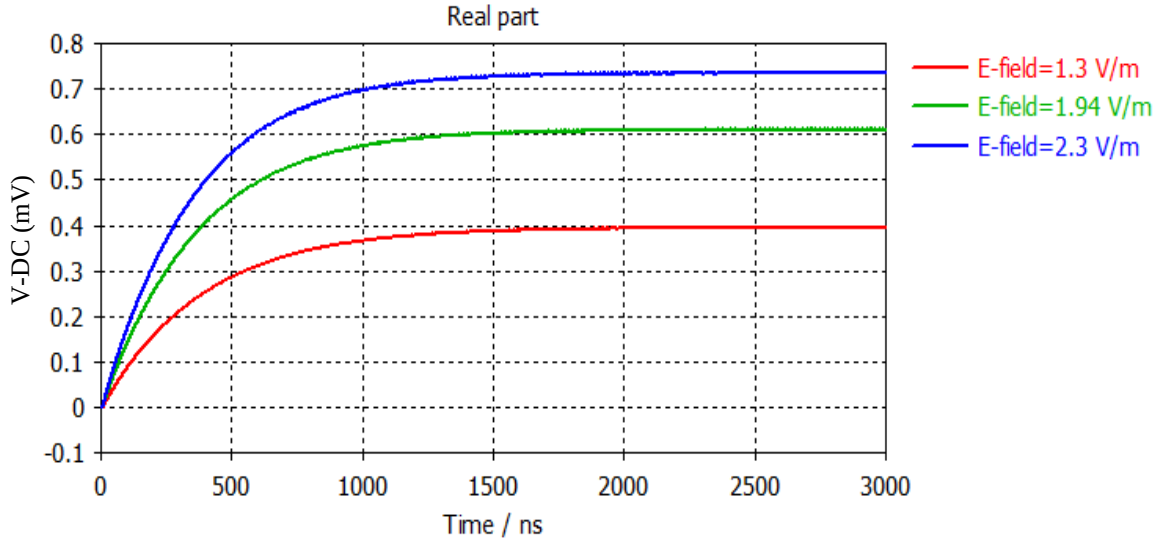


Figure III-23. Tensions DC en sortie de la rectenna obtenues par la co-simulation

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La tension DC de la co-simulation en sortie de la rectenna vaut 0.4 et 0.74 V pour les puissances RF de -15 et -10 dBm en entrée du circuit de conversion RF-DC. Ces deux valeurs sont proches des celles qui ont été trouvées avec la logiciel ADS (0.45 et 0.8 V pour les mêmes niveaux de puissance RF, cf. Figure III-21).

Pour la densité de puissance de 1 $\mu W/cm^2$ illuminant la rectenna, le niveau DC est de 0.6 V. Après l'étape de réalisation et de mesure de la rectenna, ce niveau DC sera comparé avec quelques exemples de l'état de l'art afin d'évaluer l'efficacité de la structure développée.

Il est à noter que les éléments localisés constituant la rectenna ont été commandés mais de grands retards de livraison n'ont pas permis la réalisation de cette structure.

Après avoir validé l'expérience du moissonnage d'énergie RF ambiante mono-bande avec une première rectenna, une structure antennaire bi-bande fonctionnant par couplage électromagnétique pour récupérer l'énergie RF à 900 et 1800 MHz a été conçue.

III.5 Conception de structures antennaires bi-bande (900 et 1800 MHz) par couplage électromagnétique en analysant la fonction de transfert

Dans un premier temps, la fonction de transfert de l'antenne a été choisie comme critère et non pas sur le coefficient de réflexion pour visualiser le comportement bi-bande de l'antenne. Cette fonction de transfert est proportionnelle à la tension en circuit-ouvert en sortie d'antenne.

La relation entre la tension RF en sortie d'antenne et la fonction de transfert est représentée par l'équation (4).

$$F_T = \frac{\hat{V}}{E} \tag{4}$$

Avec :

- F_T est la fonction de transfert en [m],
- $\hat{V}$ est la valeur crête de la tension en circuit-ouvert en sortie d'antenne [V]
- E est l'amplitude du champ électrique illuminant l'antenne [$V.m^{-1}$].

Pour visualiser le comportement du dispositif antennaire, la démarche à suivre est la suivante :

1- Plusieurs géométries d'antennes boucles seront simulées pour avoir un fonctionnement optimal à 900 MHz en analysant la fonction de transfert de l'antenne.
2- De même, de telles géométries seront optimisées pour fonctionner à 1800 MHz via l'analyse du courant circulant sur le ruban. Autrement dit, chacune est simulée comme une boucle fermée et le courant circulant sur le ruban est obtenu par la circulation du champ magnétique autour de ce dernier.
3- Les deux antennes optimales fonctionnant à 900 et 1800 MHz sont placées chacune sur une face du substrat. Le comportement de cette association d'antenne est analysé à partir du signal relevé en sortie de l'antenne fonctionnant à 900 MHz.

Toutes les simulations ont été effectuées en utilisant le solveur temporel du logiciel CST Microwave Studio. Le substrat utilisé est l'époxy FR4 qui présente une permittivité diélectrique ε_r=4.6 et une tangente de perte tanδ=0.02. Afin de visualiser la fonction de transfert, le champ électrique illuminant l'antenne à une amplitude de 1.94 V/m et le signal d'excitation couvre le domaine fréquentiel de 0.1 à 10 GHz. À noter que λ_{01} et λ_{02} correspondent dans la suite aux longueurs d'ondes à 900 et 1800 MHz, respectivement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.5.1 Fonction de transfert optimale à 900 MHz

Boucle simple carrée

La première structure est la boucle simple carrée, sa longueur totale de métallisation a été optimisée entre $0.3*\lambda_{01}$ = 10 cm et $1.5*\lambda_{01}$ = 50 cm. Le meilleur fonctionnement est obtenu lorsque la surface de la boucle vaut $0{,}0081*\lambda_{01}^2$=9 cm^2. À 900 MHz, la fonction de transfert est de 0.63 m.

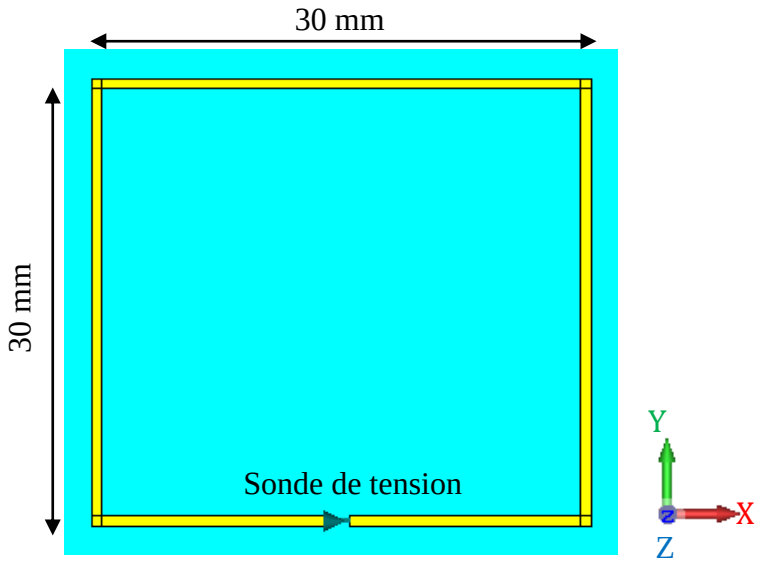


Figure III-24. Boucle simple carrée à 900 MHz

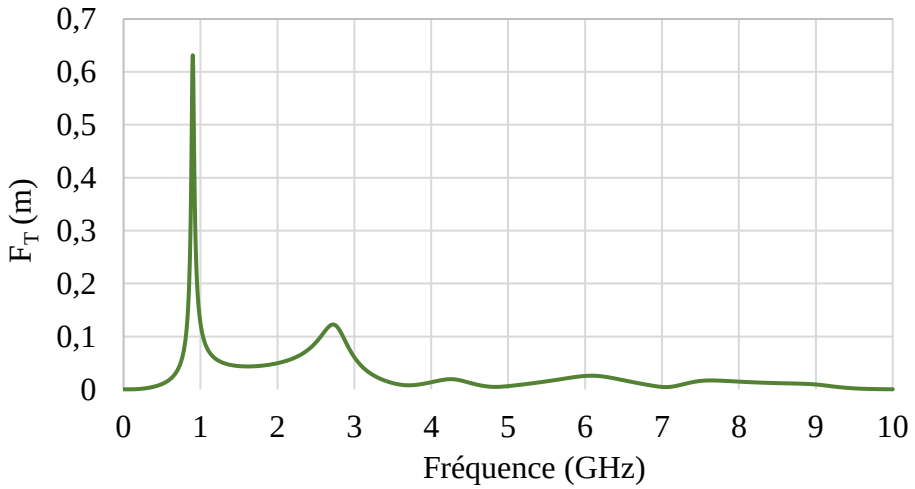


Figure III-25. Fonction de transfert obtenue par la boucle carrée à 900 MHz

Boucle fractale Koch

La deuxième structure est la boucle fractale Koch, son fonctionnement optimal est obtenu lorsque sa surface vaut $0{,}006*\lambda_{01}^2$=6,5 cm^2. Pour cette surface, le maximum de la fonction de transfert atteint un niveau de 0.5 m.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

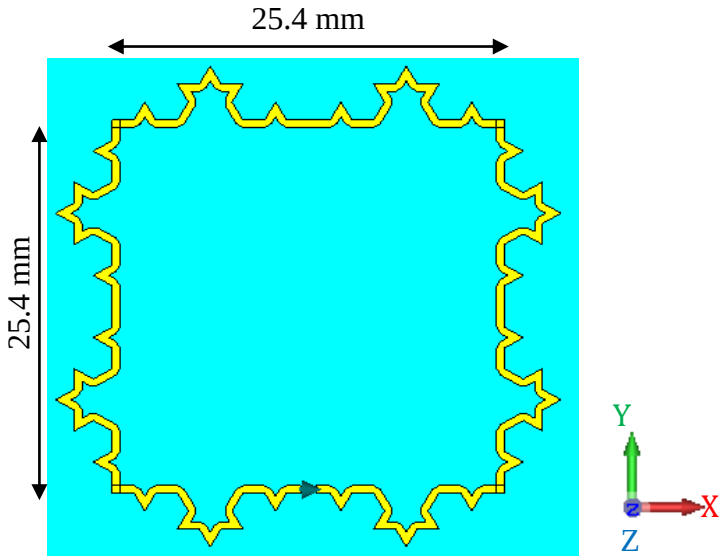


Figure III-26. Boucle Fractal Koch optimisée à 900 MHz

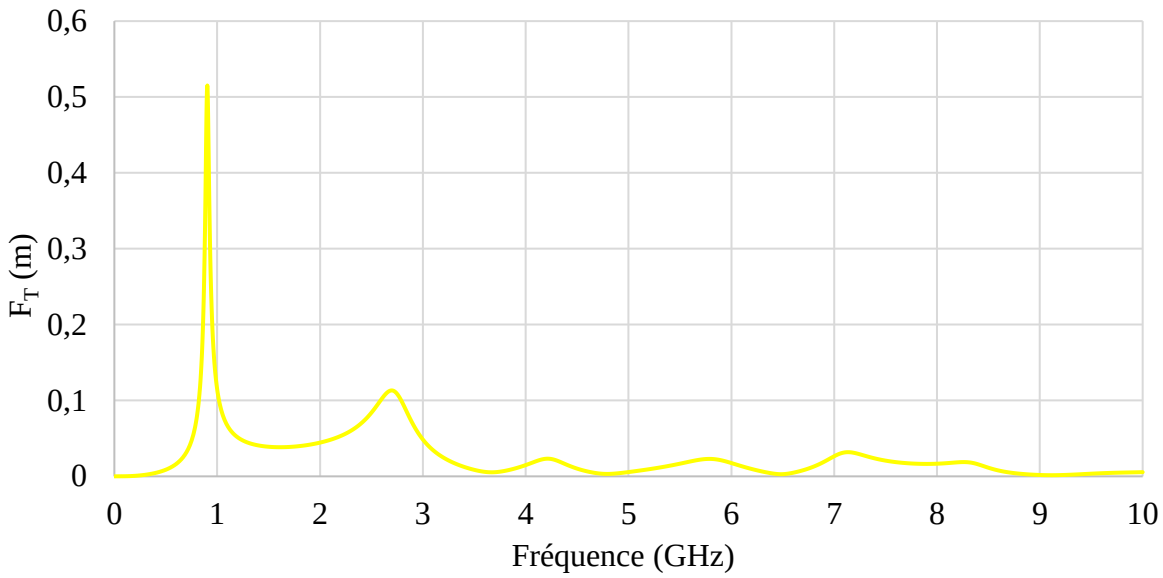


Figure III-27. Fonction de transfert obtenue par la boucle fractale Koch à 900 MHz

Si on se réfère à la fonction de transfert des boucles, les meilleurs fonctionnements sont obtenus avec des surfaces faibles devant la longueur d'onde ($0{,}0081*\lambda_{01}^2$ et $0{,}006*\lambda_{01}^2$). Par contre, lorsque ces mêmes géométries d'antennes ont été optimisées en analysant le coefficient de réflexion, elles présentaient des surfaces beaucoup plus grandes, de $0{,}053\lambda_{01}^2$ et $0{,}032\lambda_{01}^2$, respectivement.

Boucle fractale Minkowski

La troisième structure est la boucle fractale Minkowski. Dans une même démarche, sa longueur totale de métallisation a été optimisée pour avoir un fonctionnement optimal à la fréquence de 900 MHz. Ce dernier est obtenu lorsque la surface de la boucle vaut $0{,}0045*\lambda_{01}^2=5{,}7$ cm^2. La fonction de transfert atteint un niveau de 0.715 m pour cette surface comme cela est présenté sur la Figure III-29.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

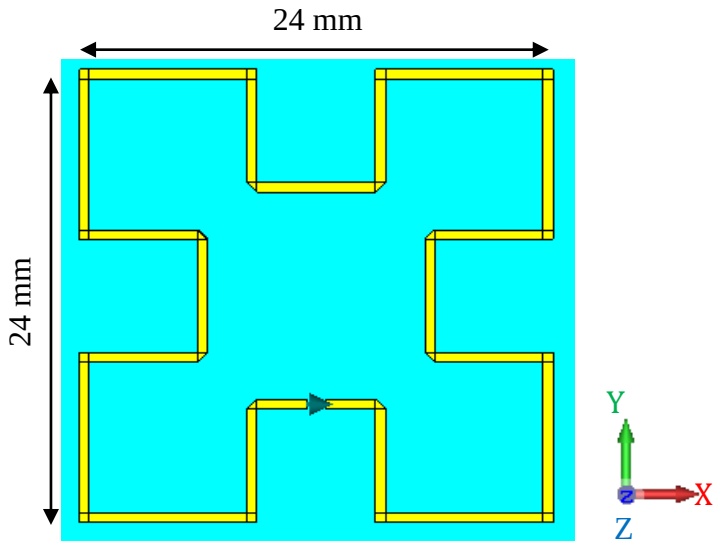


Figure III-28. Boucle Fractal Minkowski optimisée à 900 MHz

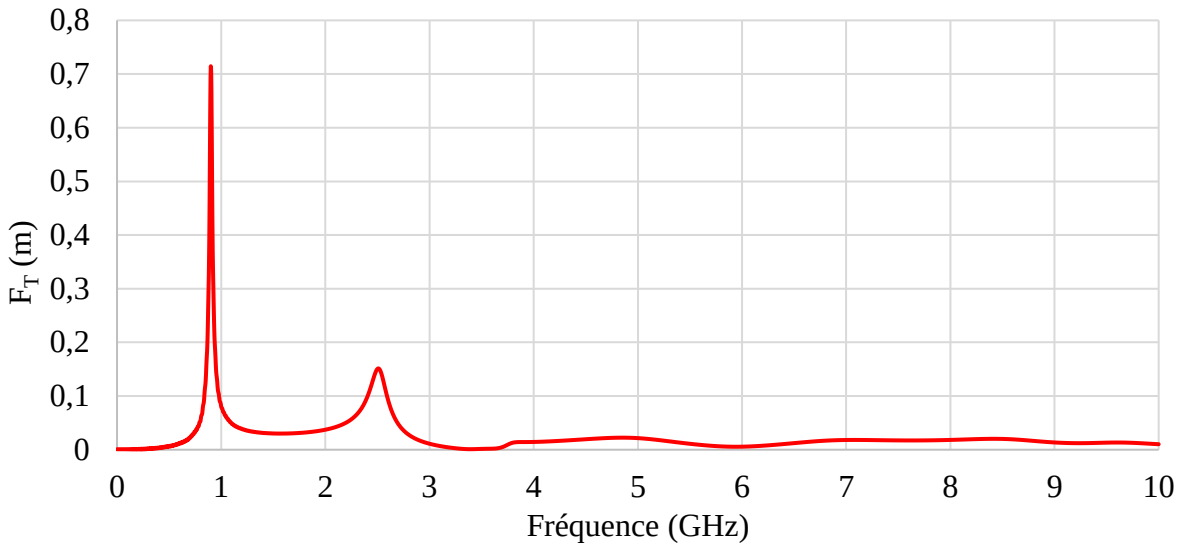


Figure III-29. Fonction de transfert qui représente le fonctionnement optimal obtenu par la boucle fractale Minkowski à 900 MHz

Afin de mieux comparer les trois structures, la Figure III-30 résume les trois fonctions de transfert. Nous constatons que la fonction de transfert varie entre 0.5 et 0.7 m. La structure fractale Minkowski présente le niveau le plus élevé, cela peut être justifié par le fait que le couplage de cette structure avec le champ E est plus important sur ces brins horizontaux, parallèle au champ E qui illumine l'antenne.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

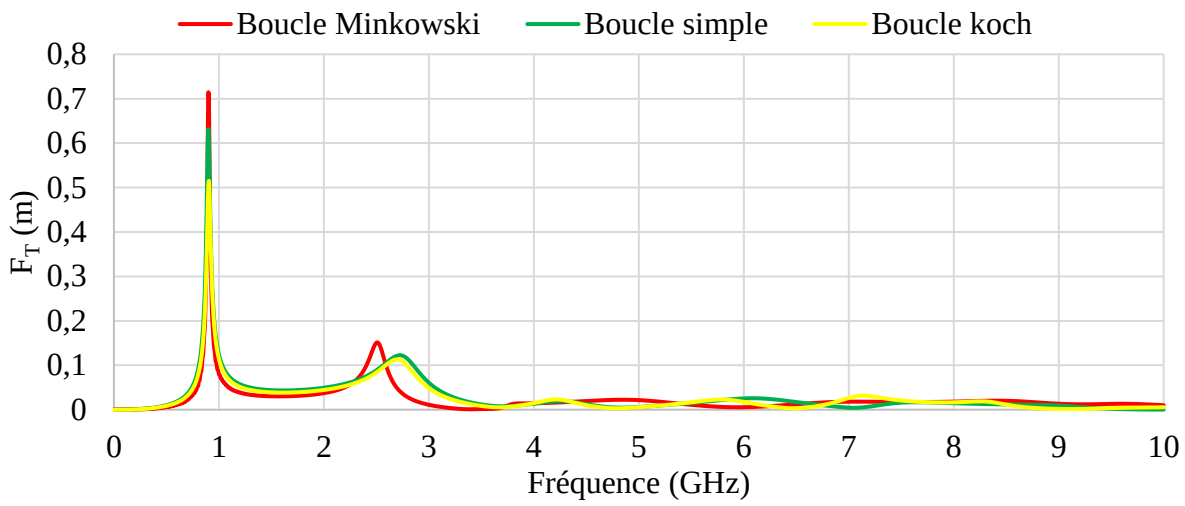


Figure III-30. Fonctions des transferts présentées par les différentes géométries de boucles fonctionnant à 900 MHz

La meilleure fonction de transfert est obtenue par la boucle fractale Minkowski. Cela conforte le choix de cette structure pour former la partie antennaire de la rectenna.

L'étape suivante consiste à trouver le fonctionnement optimal de chacune des géométries en fermant la boucle et en déterminant le niveau du courant maximum circulant sur le ruban de l'antenne. L'objectif est ici d'optimiser le fonctionnement des antennes à 1800 MHz. Des simulations ont été effectuées pour une longueur de métallisation de la boucle variant entre $0.3\lambda_{02}$ et $1.5\lambda_{02}$.

III.5.2 Courant maximal circulant sur le ruban des boucles à 1800 MHz

Boucle simple carrée

Une sonde fermée a été placée autour du ruban, elle permet de calculer le courant par la circulation du champ magnétique. Concernant la première antenne (boucle carrée simple), le courant qui circule dans la boucle atteint son maximum de 26 µA pour une surface de $0.04\lambda_{02}^2$=12,25 cm^2. Le niveau de courant en (µA) circulant dans la boucle en fonction de la longueur totale de métallisation en (mm) est tracé sur la Figure III-32.

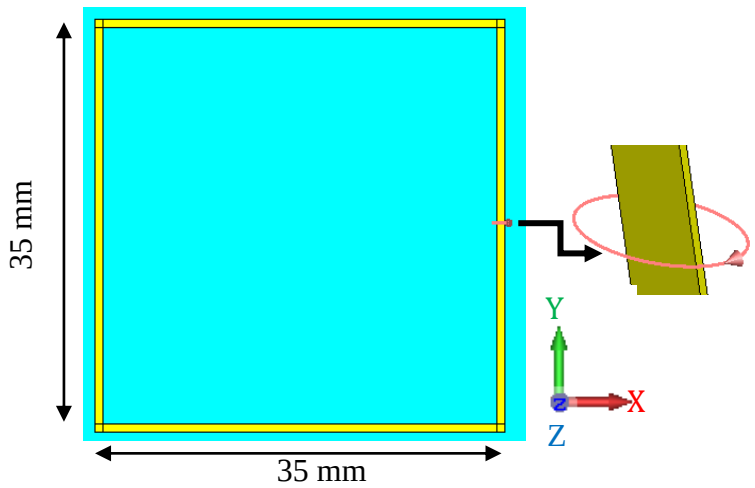


Figure III-31. Boucle simple carrée optimisée à 1800 MHz

Licence CC BY-NC-ND 3.0

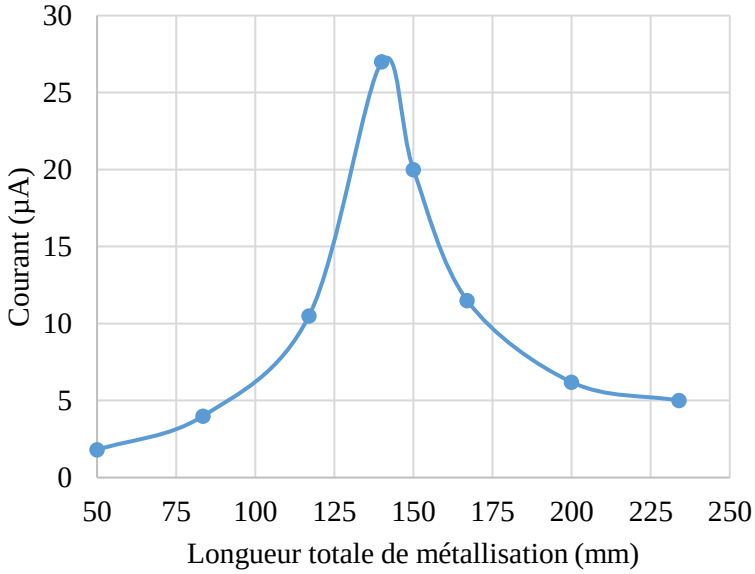


Figure III-32. Courant circulant sur le ruban de la boucle carrée

Ensuite, la même démarche a été suivie pour les deux cas des boucles fractales. Le courant maximum qui circule sur la structure Koch et celle de Minkowski vaut 10 et 30 µA pour une surface de $0.03\lambda_{02}^2$ =8,4 cm^2 et $0,023\lambda_{02}^2$=6,3 cm^2, respectivement.

D'après les différents résultats trouvés ci-dessus, c'est la boucle fractale Minkowski qui est traversée par un courant de plus fort niveau. Pour cette antenne, le courant atteint un niveau de 30 µA.

III.5.3 Premières conclusions sur le fonctionnement optimal obtenu par des structures d'antennes boucles à 900 et 1800 MHz

Des simulations ont été effectuées pour trois types d'antennes boucle, carrée simple, fractale Minkowski et fractale Koch. L'objectif de ces simulations était de comparer les performances de différentes structures en termes de récupération d'onde électromagnétique. Elles ont été simulées à 900 et 1800 MHz afin de réaliser une structure finale fonctionnant en bi-bande par couplage électromagnétique.

Dans le but final d'être utilisée pour le moissonnage d'énergie, à 900 MHz et en analysant la fonction de transfert, les trois structures conduisent à une fonction de transfert qui peut varier entre 0.5 et 0.7 m. Dans un deuxième temps, à 1800 MHz, le niveau de courant circulant dans les différentes boucles a été relevé à l'aide d'une sonde de courant. Les structures étudiées ont présenté un niveau de courant pouvant varier de 10 à 30 µA pour la structure Fractale Koch et Fractale Minkowski, respectivement.

Avant de passer à l'étape suivante qui consiste à trouver une structure d'antenne bi-bande à 0.9 et 1.8 GHz par couplage électromagnétique, le Tableau III.3 résume les différentes antennes et leurs caractéristiques qui ont été énumérées dans cette partie : types d'antennes, dimensions, surfaces, niveau de la fonction de transfert et niveau du courant circulant dans chaque boucle.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

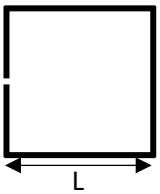
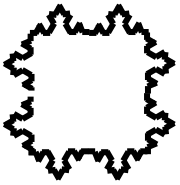
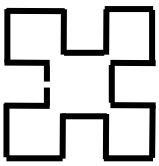
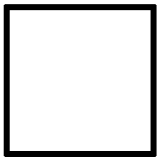
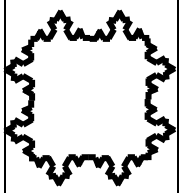
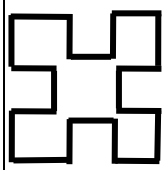
	Antennes boucles optimisées à 900 MHz			Antennes boucles optimisées à 1800 MHz		
Type	Simple carrée	Fractale Koch	Fractale Minkowski	Simple carrée	Fractale Koch	Fractale Minkowski
						
Dimension « L » (mm)	$30=0.09\lambda_{01}$	$25.4=0.076\lambda_{01}$	$24=0.072\lambda_{01}$	$35=0.2\lambda_{02}$	$29=0.17\lambda_{02}$	$27=0.16\lambda_{02}$
Surface	$0,0081\lambda_{01}^2$	$0,006\ \lambda_{01}^2$	$0,0045\ \lambda_{01}^2$	$0,04\lambda_{02}^2$	$0,03\lambda_{02}^2$	$0,023\lambda_{02}^2$
F_T (m)	0.63	0.506	0.715	-	-	-
Courant (µA)	-	-	-	26	10	30

Tableau III.3. Antennes boucles optimales à 0.9 et 1.8 GHz et leurs caractéristiques

III.5.4 Structure bi-bande via un couplage électromagnétique

L'objectif est de concevoir une antenne bi-bande par couplage électromagnétique en disposant des antennes boucles de part et d'autre d'un substrat diélectrique. Le fonctionnement bi-bande sera analysé à l'aide de la courbe de la fonction de transfert relevée en sortie de l'antenne fonctionnant à 900 MHz. Si le couplage est effectif, les deux raies spectrales souhaitées devront apparaitre sur cette même courbe.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.5.4.1 Couplage entre la boucle carrée et la fractale Minkowski

En se basant sur le Tableau III.3, la boucle Minkowski et la boucle carrée ont présenté un fonctionnement optimal à 900 et 1800 MHz en termes de fonction de transfert et de niveau de courant circulant sur le ruban. La boucle fermée Minkowski fonctionnant à 1800 MHz a été positionnée sur une face du substrat et sur l'autre face, la boucle carrée ouverte fonctionnant à 900 MHz a été placée (cf. Figure III-33). Sur cette dernière, la fonction de transfert est relevée pour analyser le comportement de la structure.

La variation fréquentielle de la fonction de transfert est tracée sur la Figure III-34. La structure présente une surface de l'ordre de $0.0056*\lambda_{01}^2$ et $0.0225*\lambda_{02}^2$.

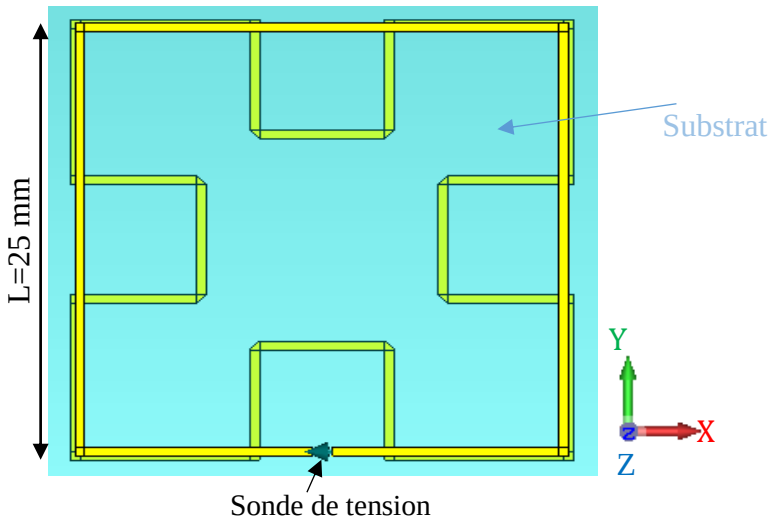


Figure III-33. Structure de la boucle carrée et du fractale Minkowski

Cette structure présente plusieurs avantages, on note :

- Sa simplicité de fabrication
- Sa faible longueur et largeur de 2.5 cm
- La possibilité de connecter directement le circuit de conversion RF-DC sur la boucle ouverte, en vue de diminuer les pertes d'insertion

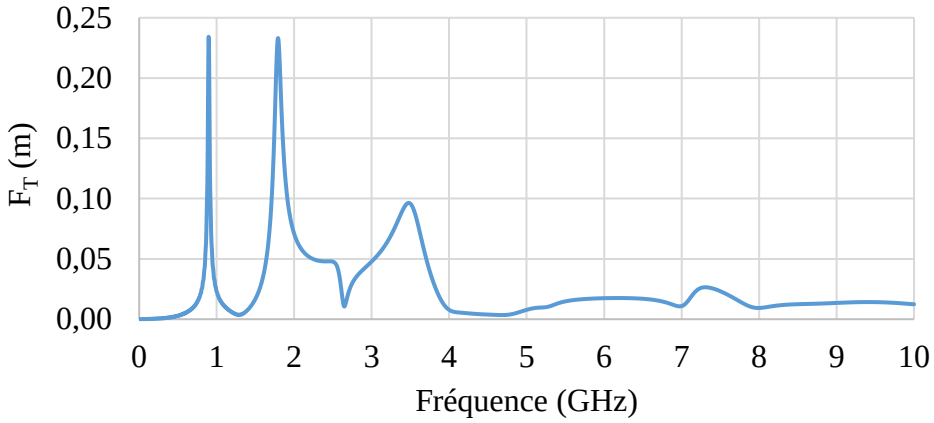


Figure III-34. Fonction de Transfert de la structure optimale bi-bande constituée de la boucle carrée et la fractale Minkowski

La figure précédente montre le fonctionnement bi-bande de la structure développée. À 900 et 1800 MHz, la fonction de transfert atteint un même niveau maximum de 0.23 m.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Étant donné que l'objectif final pour cette structure d'antenne est d'être insérée dans un système complet de récupération d'énergie, il faut tout d'abord connaître l'impédance vue en sortie de la structure bi-bande à 900 et 1800 MHz. Pour transmettre le maximum de la puissance reçue par l'antenne vers le circuit de redressement, il faut que l'impédance de ce dernier soit le complexe conjugué de celle d'antenne.

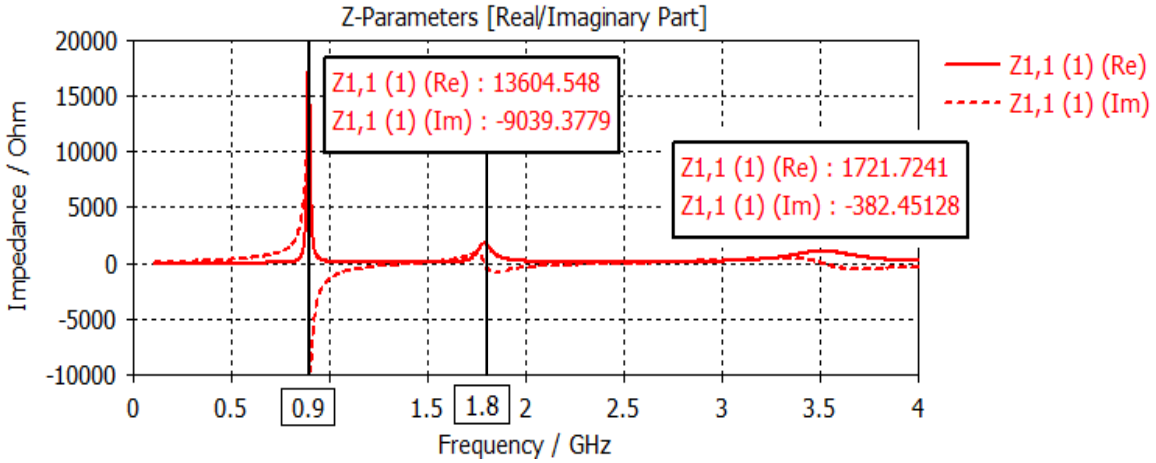


Figure III-35. Impédance en sortie de la structure bi-bande constituée de la boucle carrée et la fractale Minkowski

La variation de l'impédance en sortie d'antenne en fonction de la fréquence montre qu'elle est très élevée à 900 MHz, elle vaut 13604-j*9039 Ω. Alors qu'à 1800 MHz elle vaut 1721-j*382 Ω. Après plusieurs analyses du couplage d'antennes présentées dans la suite, ces fortes impédances ont été expliquées par le fait que, le surface de l'antenne boucle carrée de $0.0056*\lambda_{01}^2=6.65$ cm^2 est trop petite devant la longueur d'onde λ_{01}=33,33 cm à 900 MHz. Ces impédances semblent délicates à adapter. De plus, la partie réelle de l'impédance de l'antenne a un très fort impact sur le niveau de la puissance disponible en sortie de la rectenna comme le montre la formule (5) suivante.

$$P_{max}=E_{rms}^2/(4*Re(Z_{ant})) \quad (5)$$

Avec :

- P_{max} est la puissance moyenne maximale transmise au circuit d'adaptation d'impédance en [W]
- E_{rms} est la valeur efficace de la tension en sortie d'antenne en [V] laissée en circuit ouvert
- $Re(Z_{ant})$ est la partie réelle de l'impédance vue en sortie d'antenne

Il est clair d'après (5) que la partie réelle a un très grand impact sur le niveau DC en sortie de la rectenna.

Un deuxième cas de couplage entre antennes a été en vue de diminuer l'impédance d'entrée du système antennaire.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

III.5.4.2 Couplage entre la boucle fractale Koch et fractale Minkowski

La même démarche a été suivie sur la structure présentée Figure 36. Après l'étape d'optimisation sur les dimensions d'antennes, la fonction de transfert relevée sur la boucle Koch ouverte est tracée sur le Figure III-37.

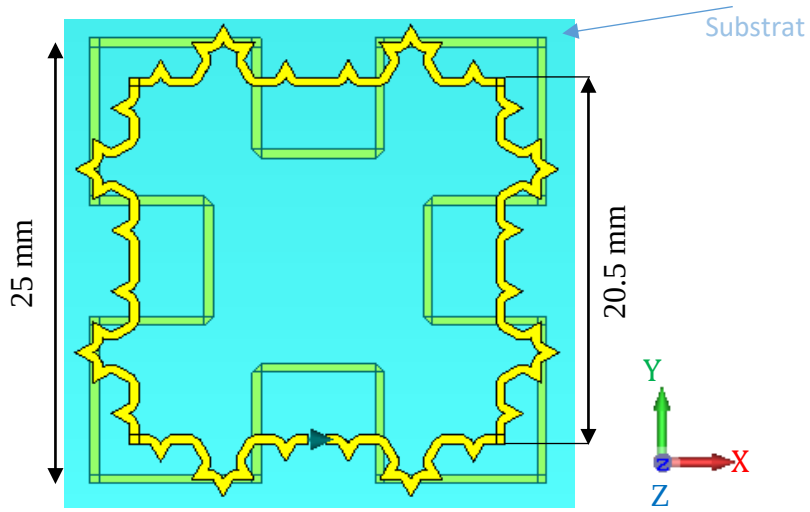


Figure III-36. Structure optimale de la boucle fractale koch et fractale Minkowski

Cette structure est plus complexe que la précédente, mais elle présente les mêmes avantages en termes de dimensions. La structure ci-dessus présente une surface de l'ordre de $0.0056*\lambda_{01}^2$ et $0.0225*\lambda_{02}^2$.

La fonction de transfert présentée ci-dessous atteint deux maximums de 0.19 et 0.25 m à 900 et 1800 MHz, respectivement. Cela valide une fois de plus le fonctionnement bi-bande de la nouvelle structure développée. Il reste à relever l'impédance vue en sortie d'antenne pour juger de son intérêt.

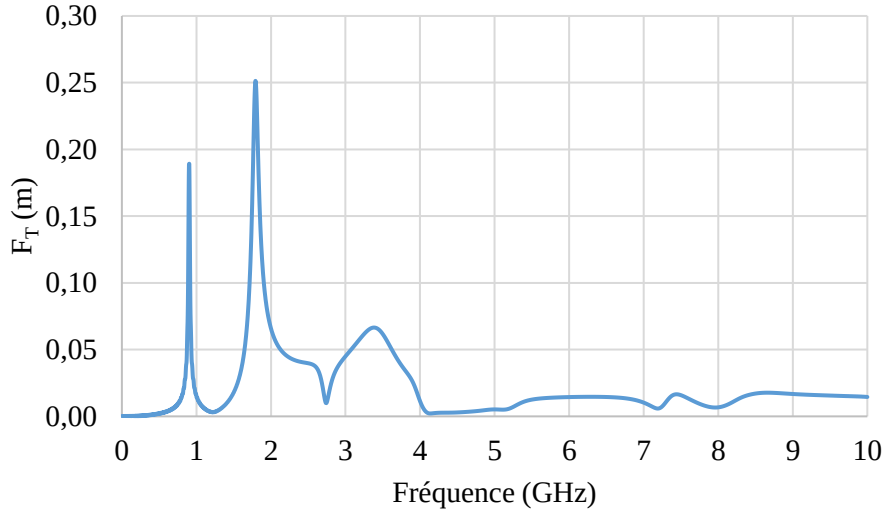


Figure III-37. Fonction de transfert de la structure optimale bi-bande constituée de la boucle fractal Koch et fractale Minkowski

Licence CC BY-NC-ND 3.0

L'impédance de sortie de la nouvelle structure est tracée sur la Figure III-38. Il est constaté que l'impédance reste très élevée de 7928+j*8884 et 2116-j*228 Ω à 900 et 1800 MHz, respectivement. Cela valide une fois de plus l'effet de dimensions de l'antenne sur son impédance de sortie.

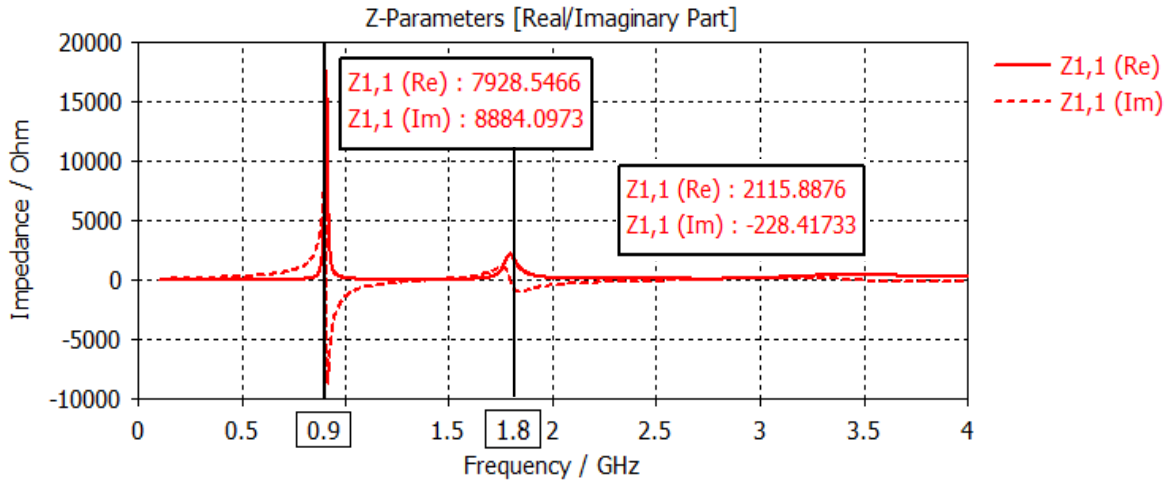


Figure III-38. Impédance en sortie de la structure bi-bande constituée de la boucle fractal Koch et fractale Minkowski

III.5.5 Premières conclusions sur le fonctionnement bi-bande obtenu par couplage électromagnétique

Le comportement bi-bande par couplage électromagnétique a été réalisé entre plusieurs structures d'antenne boucle. Ces différentes structures ont montré un niveau de fonction de transfert proche qui peut varier autour de 0.2 m à 900 comme à 1800 MHz.

Ensuite, l'impédance de chaque structure a été relevée, elles ont montré des impédances assez élevées qui rendent l'adaptation entre l'antenne et le circuit de conversion RF-DC très délicate.

Il s'agira dans la suite de concevoir une structure antennaire bi-bande assurant une impédance de sortie proche de 50 Ω et facilitant la procédure d'adaptation d'impédance.

III.6 Conception d'une structure antennaire bi-bande fonctionnant à 900 et 1800 MHz en analysant le coefficient de réflexion S_{11}

Toujours avec le même objectif de conception d'une structure bi-bande, cette fois-ci, l'analyse de structures sera basée sur la valeur du coefficient de réflexion des antennes. Les impédances sont simples à adapter lorsque les structures présentent un S_{11} inférieur à -10 dB.

Les structures qui ont été présentés tout au début du chapitre, ont été à nouveau simulées sur une bande de fréquences plus large pour visualiser la courbe du S11 à 900 et à 1800 MHz. Pour rappel, la boucle simple carrée, la boucle fractale Koch et la boucle fractale Minkowski, présentaient chacune une surface égale à : $0{,}053\lambda_{01}^2$, $0{,}032\lambda_{01}^2$ et $0{,}02\lambda_{0}^2$, respectivement. Le coefficient de réflexion obtenu en simulation par ces structures est présenté sur la Figure III-39.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

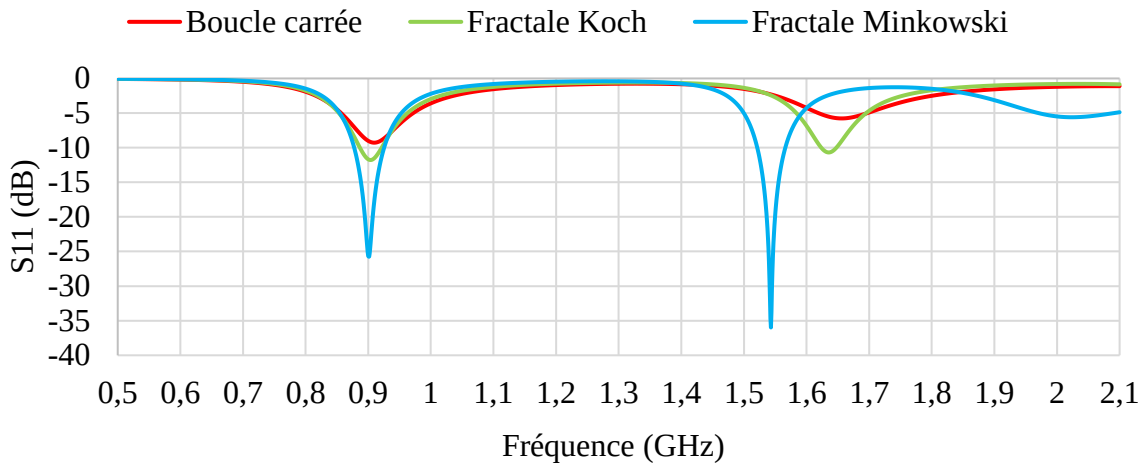


Figure III-39. Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

Il est à noter qu'à la première fréquence de 900 MHz, les trois structures présentent un coefficient de réflexion qui peut permettre une adaptation. Par contre, à la fréquence de 1800 MHz, aucune des structures ne présente un coefficient de réflexion de valeur correcte. Malgré tout, les antennes boucle ont bien un fonctionnement bi-bande même si la fréquence haute de fonctionnement n'atteint pas la fréquence souhaitée.

Une nouvelle forme d'antenne boucle est proposée ici, elle possède un fonctionnement bi-bande aux fréquences choisies. Cette boucle est de forme circulaire d'un rayon R= 46 mm et d'une circonférence de $0.81\lambda_0$ à la fréquence de 900 MHz.

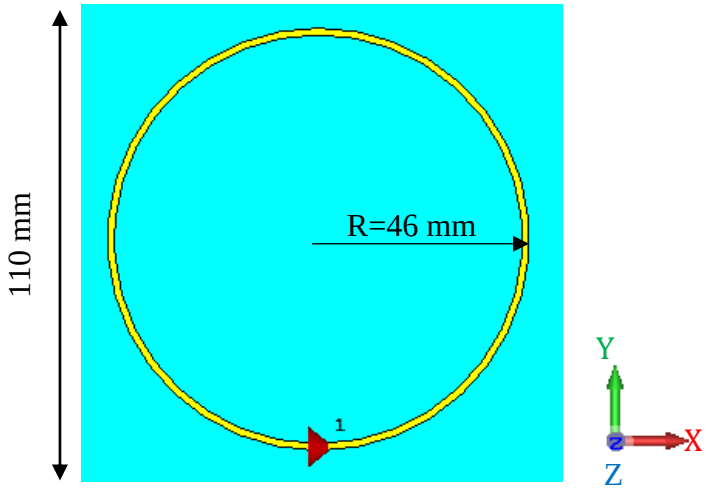


Figure III-40. Capture d'écran issue du CST Microwave Studio de la forme circulaire d'antenne boucle

Le coefficient de réflexion obtenu par la nouvelle boucle circulaire est présenté sur la Figure III-41. Il est de -8 et de -5 dB à 900 et 1800 MHz, respectivement. Le point positif de cette nouvelle structure est qu'une deuxième raie d'adaptation apparait très proche de la fréquence de 1800 MHz, comme le montre la figure ci-dessous. L'objectif sera donc d'améliorer le fonctionnement en bi-bande de cette antenne, en essayant de diminuer en dessous de -10 dB les niveaux de S_{11} à 900 et à 1800 MHz.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

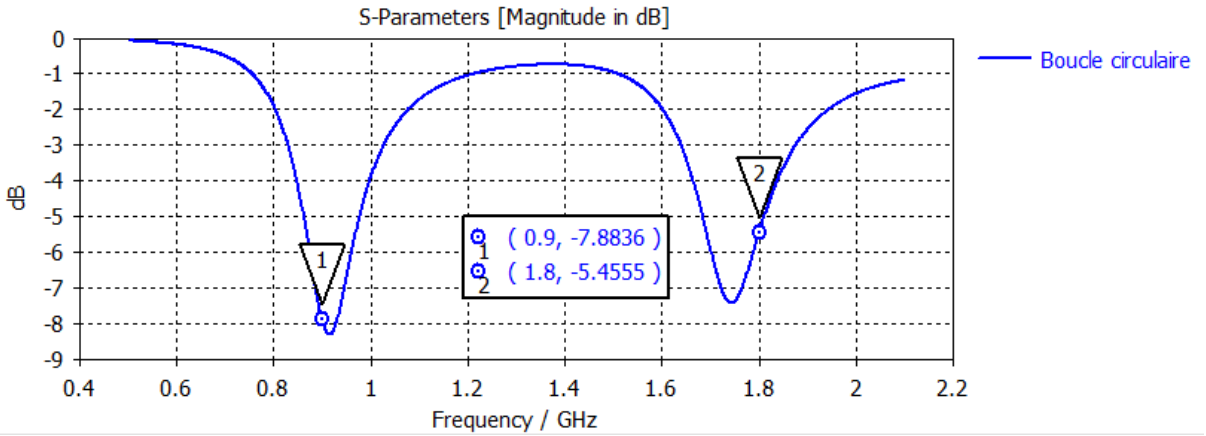


Figure III-41. Coefficient de réflexion optimal obtenu par la boucle circulaire présentant une circonférence de $0.81\lambda_0$ à la fréquence de 900 MHz

Selon le principe d'amélioration du coefficient de réflexion par couplage électromagnétique appliqué en mono-bande et déjà montré dans [1], l'idée est d'ajouter une antenne patch circulaire est d'optimiser le rayon de la boucle circulaire principale et du patch ajouté.

La nouvelle structure antennaire est présentée sur la Figure III-42. Après une étape d'optimisation, le rayon de la boucle circulaire devient R=43 mm et celui du patch R'=32 mm.

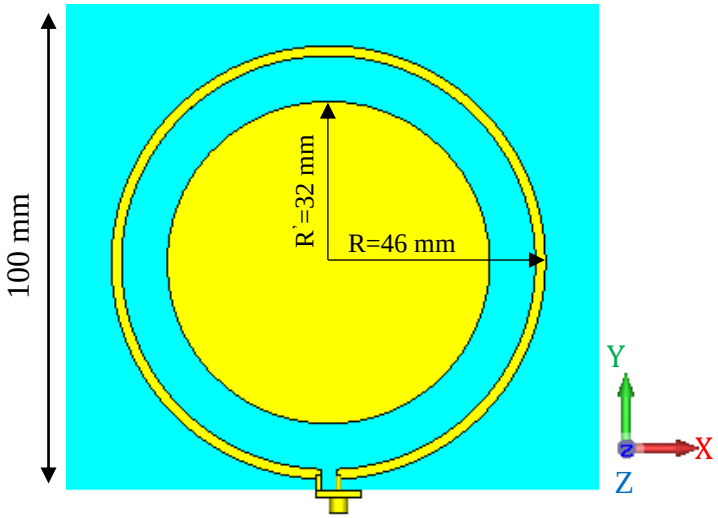


Figure III-42. Capture d'écran issue de CST Microwave Studio de la structure antennaire bi-bande

L'optimisation effectuée sur l'antenne ci-dessus a permis de réaliser le fonctionnement bi-bande, ainsi que de couvrir la bande GSM 910-970 MHz et la bande GSM 1790-1860 MHz. La nouvelle courbe du coefficient S_{11} en fonction de la fréquence est présentée sur la Figure III-43.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

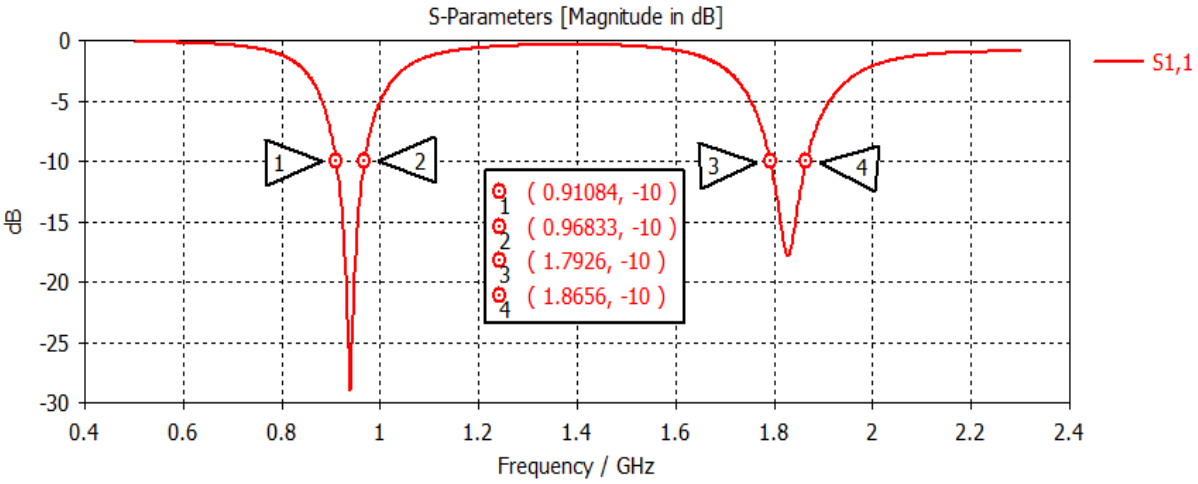
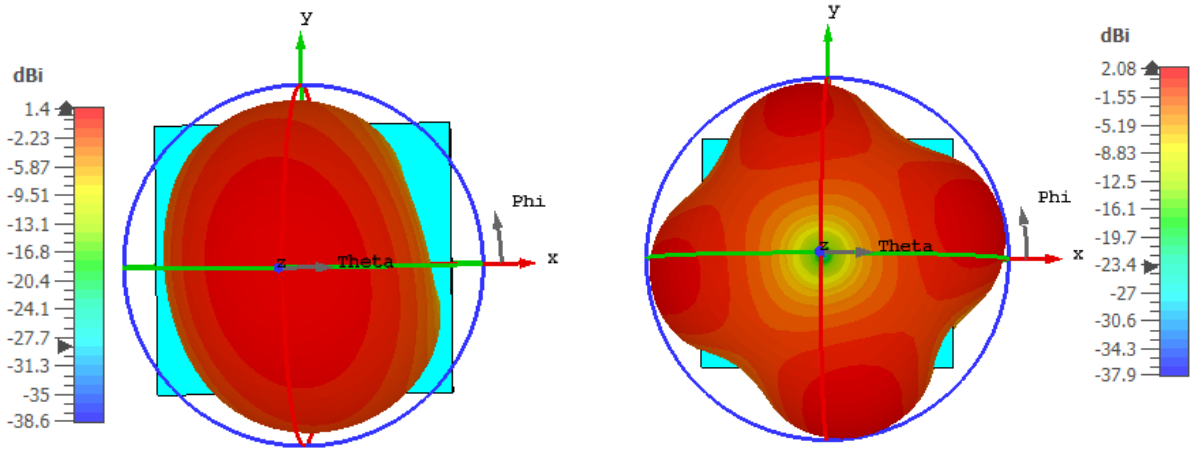


Figure III-43. Coefficient de réflexion S_{11} obtenu par la structure de boucle circulaire fonctionnant en bi-bande

Il est à noter que l'antenne patch ajoutée au milieu de la boucle circulaire a permis d'améliorer significativement le fonctionnement bi-bande de l'antenne.

Le gain réalisé de l'antenne est tracé sur la Figure III-44. Il est de 1.4 et 2.08 dBi à 930 et 1820 MHz, respectivement.



(a) (b)

Figure III-44. Gain réalisé obtenu par la structure boucle circulaire bi-bande. (a) à 930 MHz et (b) à 1820 MHz

Le mode de rayonnement est très différent selon la fréquence et pour un moissonnage bi-bande, il faudra veiller à positionner l'antenne pour qu'elle pointe la source en Theta=0° et Phi=90°.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs types d'antennes boucles ont été modélisées, simulées et comparées. La structure fractale Minkowski a présenté des meilleures caractéristiques par rapport à la structure simple carrée et la fractale Koch. La structure antennaire choisie a été réalisée, mesurée et une bonne cohérence entre la mesure et la simulation a été relevée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Ensuite, un circuit de conversion RF-DC mono-alternance a été aussi simulé, réalisé et mesuré. Pour une puissance RF de -10 dBm, Il a présenté un niveau de tension DC et rendement de conversion RF-DC de 470 mV et 22%, respectivement.

L'antenne et le circuit de conversion RF-DC ont été ensuite combinés pour former le dispositif développé de récupération d'énergie. La structure complète a été placée à une centaine de mètres d'une station de base GSM rayonnant à 900 MHz. Des niveaux DC ont été relevés à l'aide d'un voltmètre connecté en sortie de la rectenna aux bornes de la charge.

Dans la suite, la charge de 10 kΩ a été remplacée par un convertisseur DC-DC de type boost pour charger la batterie d'un nœud de capteur. Après une heure de fonctionnement, la tension de la batterie a augmenté 1.4 mV.

Pour améliorer l'efficacité de la rectenna, le réseau d'adaptation d'impédance constitué d'un stub en circuit-ouvert a été remplacé par une self de 34 nH et une ligne microruban quart d'onde. Ce changement a permis d'augmenter en théorie l'efficacité de la rectenna de 22% à 63%.

Dans l'étape qui suit, les structures d'antennes boucles ont été optimisées pour un fonctionnement à 900 et 1800 MHz. Cette conception s'est appuyée sur la fonction de transfert en sortie d'antenne et sur le niveau de courant circulant sur chacune d'entre elles. Suite à ce travail, plusieurs structures de boucles ont été couplées pour obtenir un fonctionnement bi-bande aux fréquences souhaitées. Le fonctionnement bi-bande a été obtenu mais de très fortes impédances ont été relevées en sortie de chaque structure. Ces fortes impédances rendent l'adaptation entre l'antenne et le circuit de conversion RF-DC très délicate, voire impossibles

Enfin, une nouvelle structure antennaire bi-bande a été conçue et simulée. Elle est constituée d'une boucle et d'un patch circulaire, le couplage entre ces deux antennes a permis de rendre la structure adaptée aux bandes de fréquences GSM 900 et 1800 MHz. Il s'agira dans la suite de concevoir un circuit de conversion RF-DC bi-bande fonctionnant à ces fréquences. Cela permettra d'augmenter la quantité d'énergie moissonnée et donc les niveaux DC.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Référence du chapitre III

[1] Miaowang Zeng, Andrey S. Andrenko, Hong-Zhou Tan, “Fractal Loop Antenna with Novel Impedance Matching for RF Energy Harvesting”, 7th Asia Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp 966-968, May-2016.

[2] S. Muhammad, J. J. Tiang, S. K. Wong, A. H. Rambe, I. Adam, A. Smida, M. I. Waly, A. Iqbal, A. S. Abubakar, and M. N. M. Yasin, ‘‘Harvesting Systems for RF Energy: Trends, Challenges, Techniques, and Tradeoffs’’, MDPI Journals, Vol. 11, No. 6, pp. 1-38, March 2022.

[3] F. Khalid, W. Saeed, N. Shoaib, M. U. Khan, and H. M. Cheema, ‘‘ Quad-Band 3D Rectenna Array for Ambient RF Energy Harvesting’’, Hindawi International Journal of Antennas and Propagation, pp. 1-23, 2022, doi.org/10.1155/2020/7169846

[4] A. Nechibvute, A. Chawanda, N. Taruvinga, and P. Luhanga, ‘‘Radio Frequency Energy Harvesting Sources’’, Acta Electrotechnica et Informatica, Vol. 17, No. 4, pp. 19-27, 2017, 2017.

[5] D. Masotti, A. Costanzo, M. Del Prete, V. Rizzoli, “Genetic-based design ofatetra-bandhigh-efficiency radio-frequency energy harvesting system,” IET Microwaves,Antennas Propagation, vol.7, no. 15, June 2013, pp. 1254-1263.

[6] D. K. Ho, V-D. Ngo, I. Kharrat, T. P. Vuong, Q. C. Nguyen, M. T. Le, ‘‘A Novel Dual-Band Rectenna for Ambient RF Energy Harvesting at GSM 900 MHz and 1800 MHz’’, Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal, Vol. 2, No. 3, pp. 612-616, 2017.

[7] L. Fadel, L. Oyhenart, R. Berges, V. Vigneras, and T. Taris, ‘‘A concurrent 915/2440 MHz RF energy harvester’’, International Journal of Microwave and Wireless Technologies, 8(3), pp. 405-413, 2016.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Conclusion générale

Le travail synthétisé dans ce mémoire concerne la conception des systèmes de récupération et de conversion RF-DC d'énergie radiofréquence. Le développement de rectennas dans ce travail a pour objectif de limiter l'intervention humaine afin de recharger la batterie d'un nœud de capteurs, surtout lorsqu'ils sont situés dans des endroits où il est peu pratique, voire impossible, de les alimenter sur secteur. L'intégration d'une rectenna à un nœud de capteurs permet de rendre ce dernier autonome en énergie.

Ces systèmes complexes nécessitent l'utilisation d'outils d'aide à la conception électromagnétique tels que : CST Microwave Studio, ADS, etc. En effet, ces rectennas intègrent différentes fonctions électroniques :

- Une antenne : son rôle est de capter les signaux radiofréquences.
- Un circuit d'adaptation d'impédance : il a pour rôle de faire en sorte que l'impédance vue en entrée du redresseur soit le complexe conjugué de l'impédance de l'antenne.
- Un redresseur (diode) : comme son nom l'indique, il sert à redresser le signal sinusoïdal.
- Un filtre DC : son rôle et de lisser correctement le signal en sortie du redresseur
- Et une charge.

La combinaison de ces fonctions dans un seul dispositif le rend complexe et pose un problème de modélisation : l'adaptation d'impédance entre l'antenne et le redresseur dépend de la valeur de la puissance injectée, du fait que ces dispositifs contiennent un élément non-linéaire (la diode).

Le travail effectué durant ces trois années de thèse a mené à la conception et à la réalisation de plusieurs rectennas.

Une première est constituée d'une antenne à lentille diélectrique hyperbolique et d'un circuit de conversion RF-DC basé sur un doubleur de tension de Greinacher. La lentille hyperbolique a été choisie après une comparaison entre plusieurs types de lentilles diélectriques. Elle a présenté le plus faible encombrement avec un diamètre de 10 cm et d'une épaisseur de 5 cm. Cette lentille a été ainsi réalisée à faible coût par impression 3D. Elle a été combinée à une source primaire, une antenne patch pour former l'antenne à lentille diélectrique. La simulation qui a ensuite été validée en expérimentation a montré qu'à la fréquence de travail de 5 GHz, l'antenne développée présente :

- Un coefficient de réflexion S_{11} de -18.6 dB.
- Un gain de 10.6 dBi.
- La possibilité de dépointer trois faisceaux formant un angle maximal de dépointage de 28°.

Ensuite, une co-simulation électromagnétique-circuit de l'antenne développée et du doubleur de tension a montré l'effet du couplage du champ électromagnétique sur les performances du circuit. Ces effets se traduisent par une augmentation de la durée du régime transitoire et d'une diminution du niveau DC au fur et à mesure que le couplage avec le circuit augmente dans le circuit.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dans l'étape suivante, le circuit de conversion RF-DC à base du doubleur de tension a été remplacé par un circuit mono-alternance. Ce remplacement est intervenu après le changement des diodes et la diminution des niveaux de puissance injectés en entrée du redresseur.

À la même fréquence du travail de 5 GHz, le nouveau circuit de conversion RF-DC a été réalisé et mesuré. Pour une puissance RF d'entrée de -10 dBm, le coefficient de réflexion S_{11} et la tension DC aux bornes de la charge de 10 kΩ sont -18 dB et 380 mV, respectivement.

Ensuite, l'antenne à lentille diélectrique hyperbolique développée et le circuit de conversion RF-DC mono-alternance ont été combinés pour former la rectenna fonctionnant à 5 GHz. La dernière étape de cette partie consistait à recharger la batterie d'un nœud de capteurs en remplaçant la charge de 10 KΩ par un convertisseur DC-DC de type boost. Suite à cette expérience, la courbe de tension de la batterie en fonction du temps a montré une augmentation linéaire de 6 mV/hr.

La deuxième rectenna développée est constituée d'une antenne boucle fractale Minkowski et d'un circuit de conversion RF-DC mono-alternance. Cette rectenna a été conçue pour le moissonnage d'énergie microonde ambiante à la fréquence 900 MHz émise par des stations GSM.

L'utilisation d'une antenne boucle de type fractal dans ce travail avait un simple objectif : réduire la surface occupée par une boucle carrée. De plus, les simulations effectuées ont montré que la structure fractale Minkowski présentait un meilleur coefficient de réflexion et une forme simple pour la réalisation. Cette antenne représente la partie antennaire de la nouvelle rectenna, elle a été réalisée par gravure chimique sur du substrat FR4 à faible coût et elle présente :

- Une surface de $0{,}02\lambda_{01}^2$ (λ_{01} est la longueur d'onde à la fréquence de 900 MHz)
- Un coefficient de réflexion S_{11} de -18 dB
- Un gain de 2 dBi

Ensuite, un nouveau circuit de conversion RF-DC mono-alternance fonctionnant à la fréquence de 900 MHz a été simulé, réalisé et mesuré. Pour une puissance RF d'entrée de -10 dBm, le coefficient de réflexion S_{11} et la tension DC aux bornes de la charge de 10 kΩ sont de -14 dB et 470 mV.

La nouvelle rectenna composée de la boucle fractale Minkowski et du nouveau circuit de conversion RF-DC a été combinée à un convertisseur DC-DC pour effectuer une nouvelle expérience de recharge de la batterie du nœud. Au cours de cette expérience, la tension de la batterie a augmenté de 1.4 mV après une heure de charge.

Dans l'objectif de rendre le temps de charge de la batterie plus rapide, qui suppose l'amélioration des performances du circuit de conversion RF-DC, le réseau d'adaptation d'impédance composé d'un stub, en circuit ouvert, a été remplacé par un réseau hybride constitué d'une self et d'une ligne quart d'onde. Ce nouveau circuit a permis d'augmenter la tension DC aux bornes de la charge de 470 à 800 mV, et ce, pour une même puissance RF d'entrée de -10 dBm.

Ensuite, l'objectif était de concevoir une structure bi-bande fonctionnant à 900 et 1800 MHz, afin de moissonner et de fournir plus d'énergie en sortie de la rectenna. Dans un premier temps, l'idée était d'analyser la fonction de transfert en sortie d'antenne pour juger du comportement

Licence CC BY-NC-ND 3.0

de cette dernière. Cette idée se basait sur le fait que plus la tension en sortie d'antenne est élevée, plus la tension DC en sortie de la rectenna le serait également.

Le maximum de la fonction de transfert aux deux fréquences souhaitées est obtenu pour des surfaces de boucle très inférieur à la longueur d'onde. Cet avantage en termes d'encombrement de la structure antennaire s'accompagne toutefois par des impédances de sortie très difficilement adaptables au circuit de redressement. Le critère le plus pertinent pour la conception des antennes reste la minimisation du coefficient de réflexion, assurant une impédance de sortie proche de 50 Ω et facilitant la procédure d'adaptation.

Ce critère a été retenu dans la suite de l'étude et une nouvelle structure antennaire bi-bande a été conçue et simulée. Elle consiste à coupler le champ électromagnétique d'une boucle circulaire et d'un patch également circulaire. Suite à une optimisation des rayons de ces structures, le fonctionnement aux bandes de fréquence GSM 900 et 1800 MHz a été réalisé en analysant le coefficient de réflexion de cette nouvelle structure.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Annexes

A. Modèle de la diode HSMS-2860

La librairie *High-Frequency Diode* du logiciel ADS fournit un modèle de la diode HSMS-2860 utilisé dans ce travail. Ce modèle contient toutes les caractéristiques de la diode ainsi que les éléments parasites représentés par des condensateurs et des bobines. Par contre, ce modèle n'est pas disponible dans le logiciel CST. Pour cette raison, la diode a été modélisée avec tous ses éléments parasites en se basant sur sa datasheet [2]. Après avoir recensé toutes les informations nécessaires sur la diode et sur ces éléments parasites (cf. Figure A.1.a), le modèle de la diode a été placé dans un boitier nommé « package-sot23 » (nom du boitier donné par le fournisseur AVAGO technologies) (cf. Figure A.1.b). Afin de vérifier la justesse de ce modèle, les deux modèles (celui fourni par ADS et celui qui a été modélisé) ont été comparés en traçant la matrice S de chacun. Sur la Figure A.2, une simulation S-Paramètre a été effectuée et les résultats sont tracés sur la Figure A.3. On remarque que les courbes se superposent pour les deux modèles.

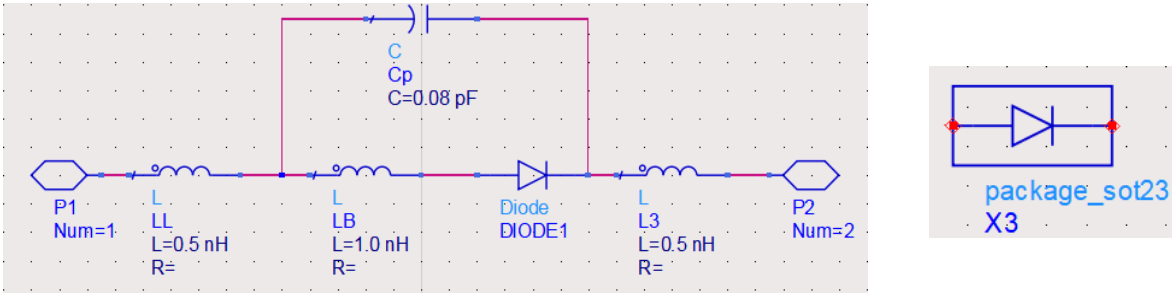


Figure A.1. (a) Modèle HSMS-2860 complet, (b) boitier contenat le modèle complet

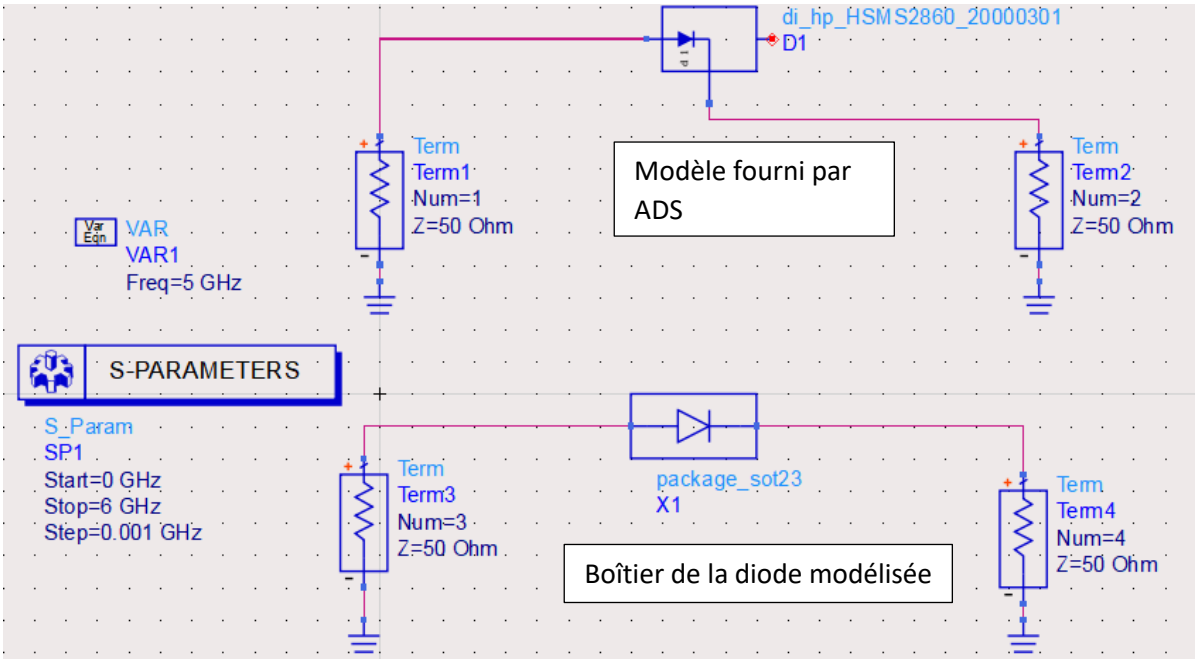


Figure A.2. Simulation paramètres-S effectuée avec ADS pour le modèle de la diode HSMS2860 fourni par ADS et celui modélisé et nommé (package_sot23)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

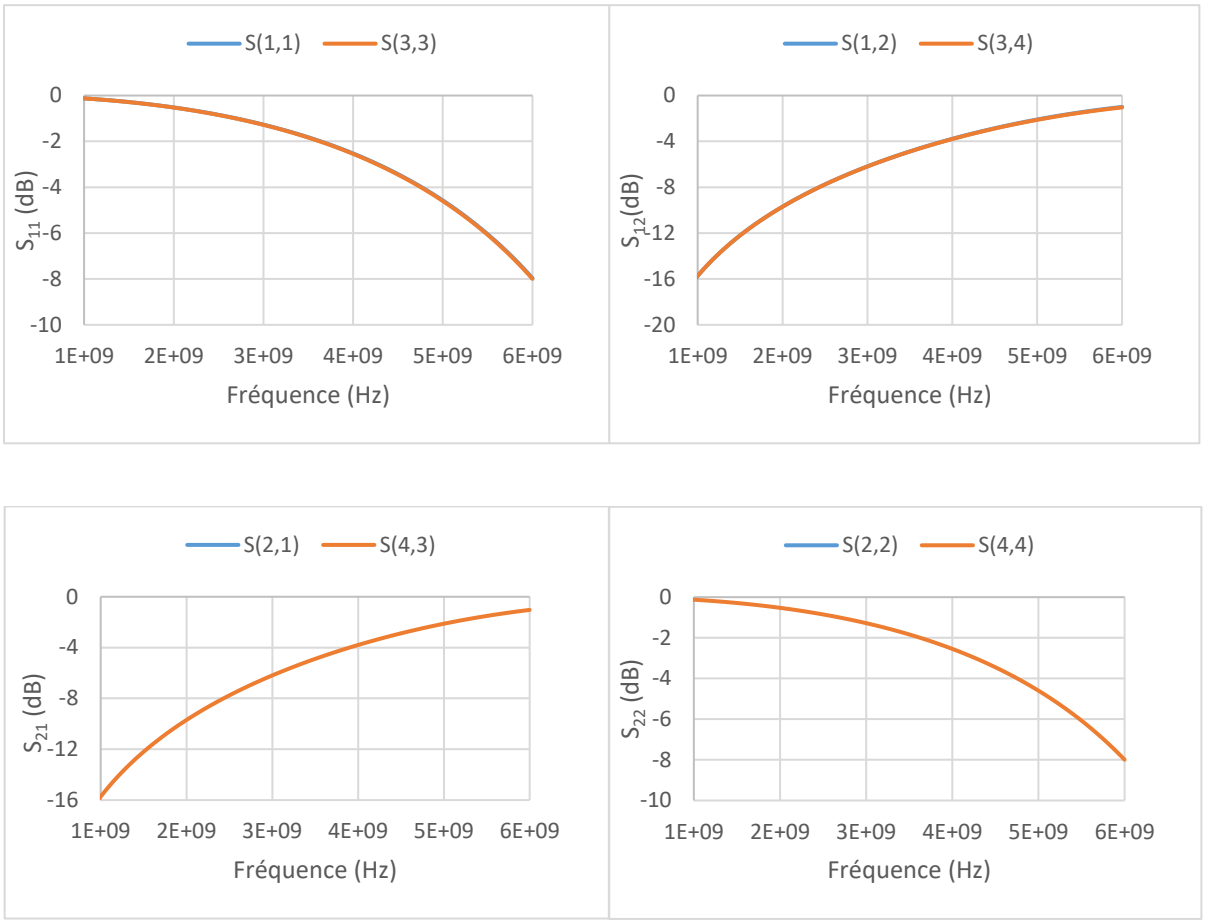
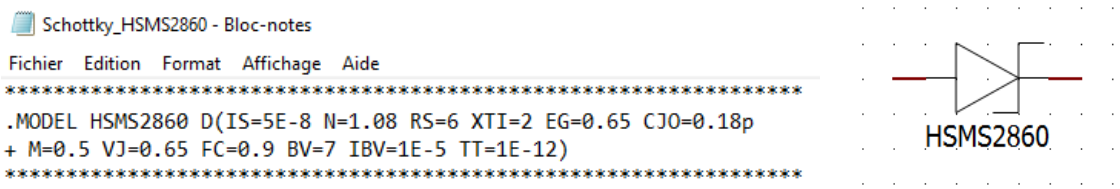


Figure A.3. Paramètres S du modèle HSMS2860 fourni par ADS et celui modélisé et nommé (package_sot23)

B. Modélisation de la diode HSMS-2860 à l'aide d'un bloc SPICE sous CST Studio Suite

Les constructeurs fournissent de nombreuses valeurs caractéristiques de la diode. Toutes ces caractéristiques peuvent être téléchargées sous forme d'un fichier (.txt) (cf. Figure B.1.a) et injectées dans le modèle de diode proposé par CST (cf. Figure B.1.b). Les éléments parasites peuvent être ajoutés et connectés à la diode (cf. Figure B.2). Pour faciliter le travail et afin de représenter la diode et tous ces éléments parasites, un bloc de type SPICE a été utilisé.



(a) (b)

Figure B.1. (a) fichier (.txt) du modèle HSMS2860, (b) modèle proposé par CST

Licence CC BY-NC-ND 3.0

CST offre aussi une possibilité d'utiliser un modèle SPICE dans lequel il faut télécharger un fichier de type *(.cir)*. Dans ce type de fichier (cf. Figure B-3), il faut définir les composants électriques qui forment un tel circuit, ainsi que les nœuds de connexion de chaque composant dans ce circuit.

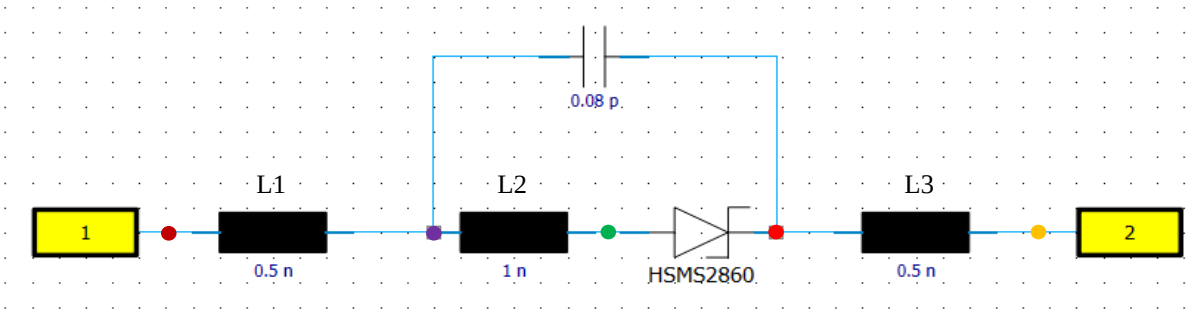


Figure B.2. Modèle électrique de la diode HSMS2860 modélisé sous CST Studio Suite

package_HSMS2860 - Bloc-notes

Fichier Edition Format Affichage Aide

```
.subckt package_HSMS2860 in out
D1 N003 N002 HSMS2860
L1 in N001 0.5n
L2 N001 N003 1n
L3 N002 out 0.5n
C1 N002 N001 0.08p
.MODEL HSMS2860 D ( IS=5E-8 N=1.08 RS=6 XTI=2 EG=0.65 CJO=0.18p
+ M=0.5 VJ=0.65 FC=0.9 BV=7 IBV=1E-5 TT=1E-12 )
.ends package_HSMS2860
```

Figure B.3. Fichier *(.cir)* du modèle complet de la diode HSMS-2860

Le modèle de la diode HSMS2860 et de ses éléments parasites ont été mis sous forme d'un fichier *(.cir)*. Ce fichier est exporté dans le bloc SPICE comme cela est représenté sur la Figure B.4. Ce bloc SPICE sera utilisé dans les simulations de la rectenna via le logiciel CST. Pour vérifier ce modèle, une simulation S-Paramètres a été effectuée et les résultats de la matrice S ont été comparés avec ceux du modèle électrique et ils sont tracés sur la Figure B.5. Il est a noté que la matrice S des deux modèles se superposent. Les résultats obtenus correspondent parfaitement à ceux d'ADS.



Figure B.4. Modèle SPICE de la diode HSMS2860

Licence CC BY-NC-ND 3.0

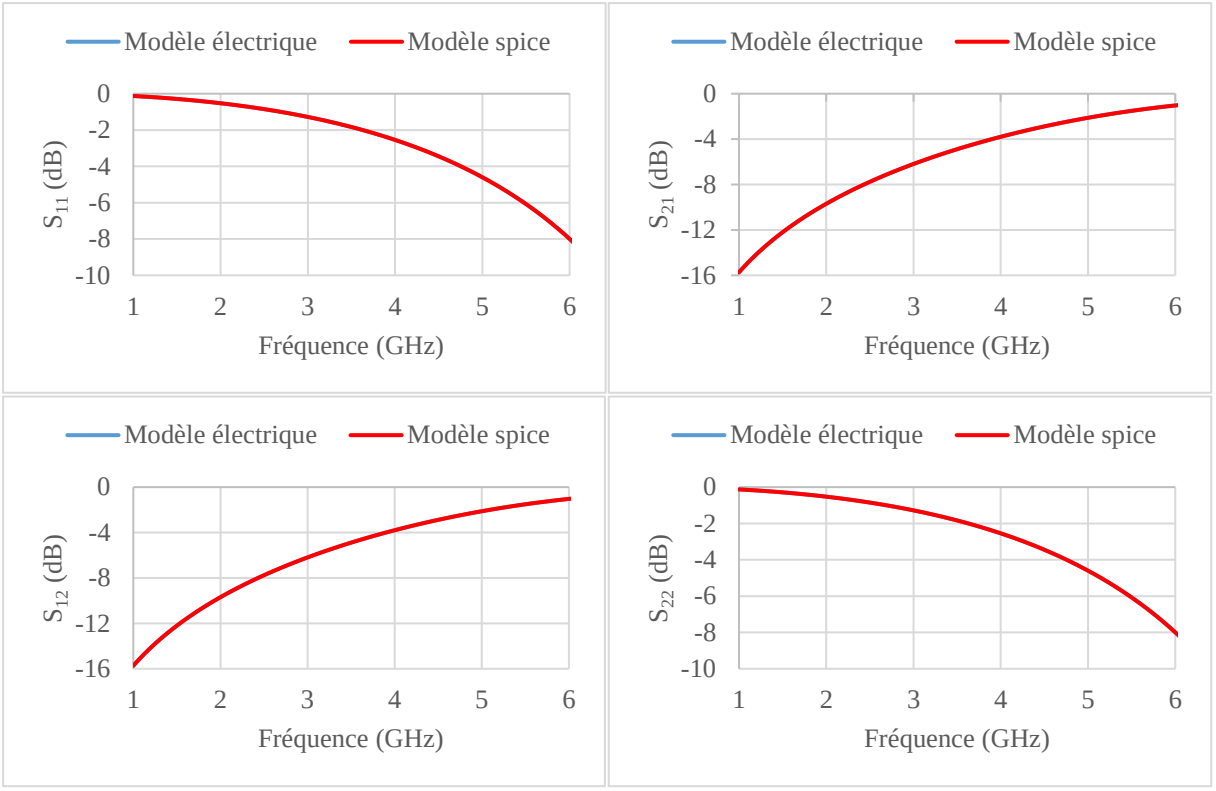
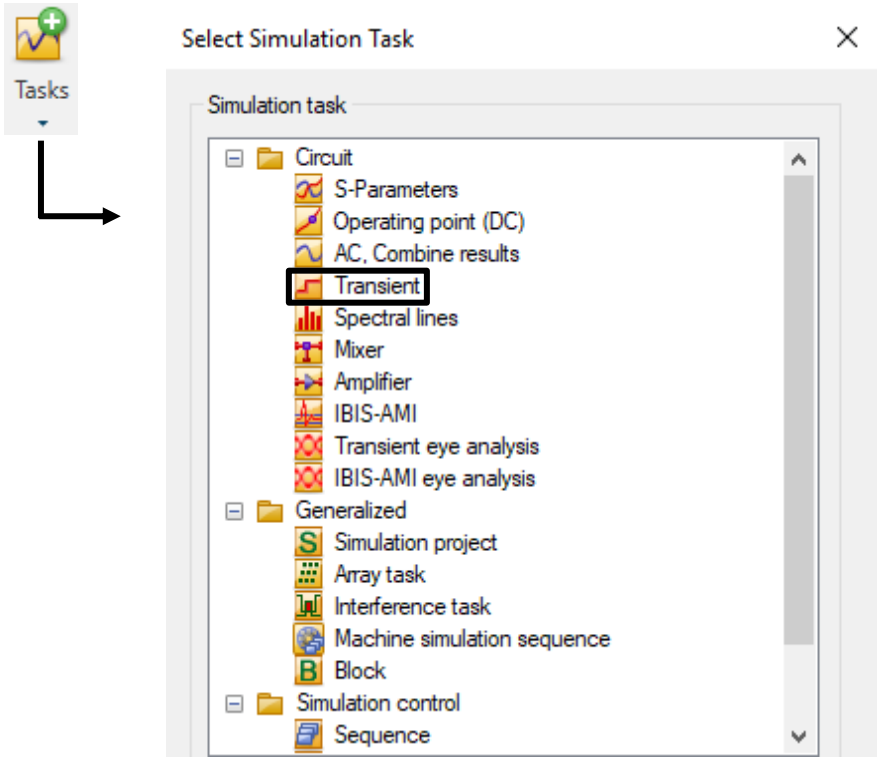


Figure B.5. Paramètres S du modèle électrique et de celui de SPICE

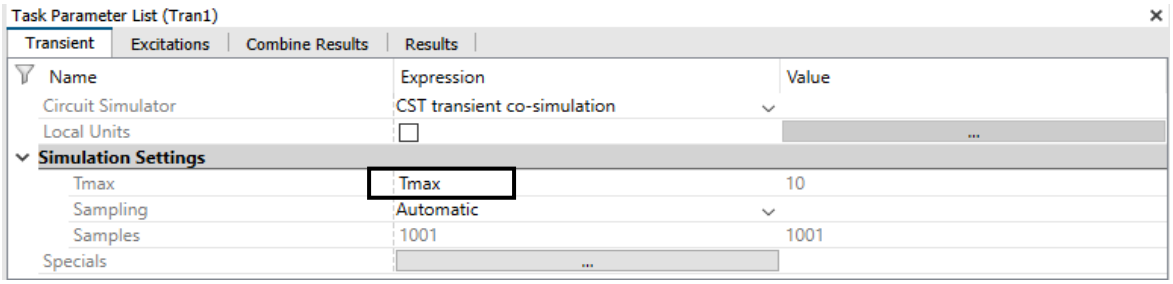
Licence CC BY-NC-ND 3.0

C. Co-simulation, excitation par ondes planes

Lorsque les deux interfaces du logiciel CST sont combinées dans une seule simulation, il faut définir dans l'interface schématique une tâche « transitoire », en cliquant sur l'icône « Tasks ».

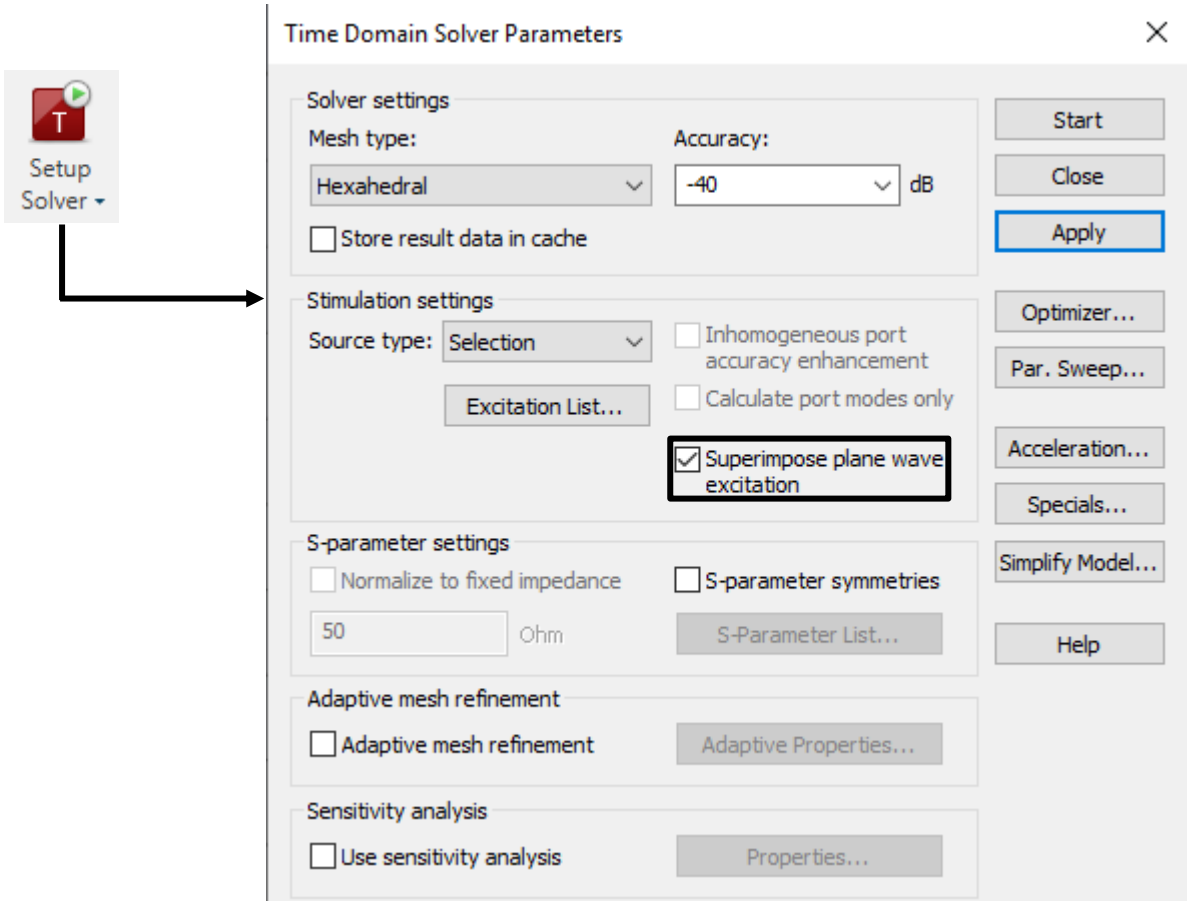


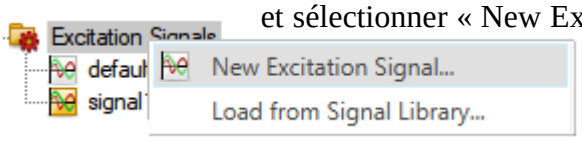
Ensuite, la boîte de dialogue ‘‘box’’ suivante va apparaitre :



Dans le cadre « Circuit Simulator » il faut sélectionnez l'option « CST transient co-simulation » et dans le cadre des paramètres de simulation, définir la durée totale de la simulation Tmax. Avant de lancer la co-simulation, dans l'interface 3D, il faut définir un port d'ondes planes comme excitation. Ensuite, il faut cocher la case « Superimpose plane wave excitation » qui se trouve dans la fenêtre qui s'ouvre lorsqu'on clique sur l'icône du ‘‘Setup Solver’’ comme suit :

Licence CC BY-NC-ND 3.0



Après avoir coché cette option, il suffit d'appuyer sur la touche « Apply » et fermer cette fenêtre sans lancer la simulation de cette interface 3D. Un dernier élément à définir dans cette interface est le type de signal d'excitation choisi. Ce signal d'excitation correspond à l'onde plane qui va exciter l'antenne. Dans la rubrique « Navigation Tree » de cette interface 3D, il suffit de faire un clic droit sur « Excitation Signals »  et sélectionner « New Excitation signal ».

Dans ce travail un signal sinusoïdal a été choisi comme signal d'excitation.

À ce moment, il ne reste qu'à lancer la co-simulation en revenant sur l'interface schématique et en appuyant sur l'icône « Update »  .

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Congrès internationaux

Abdel-Hadi Hobballah, Romain Négrier, and Michèle Lalande, “Highly Efficient 900 MHz Minkowski Rectenna for RF Energy Harvesting Applications”. 2022 Wireless Power Week (WPW), pp. 422-426, Bordeaux, France, July 2022, doi: 10.1109/WPW54272.2022.9853927

Abdel-Hadi Hobballah, Romain Négrier, and Michèle Lalande, “A Dielectric Lens Rectenna for Wireless Power Transmission”. 2021 51st European Microwave Conference (EuMC), pp. 672-675, London, UK, April 2022, doi: 10.23919/EuMC50147.2022.9784274

Communications nationales

A-H. Hobballah, R. Négrier, et M. Lalande, ‘‘Conception d’une antenne à lentille diélectrique pour la récupération de l’énergie microonde’’. 22èmes Journées Nationales Microondes (JNM), pp. 1-4, Limoges, France, juin 2022.

Workshops

A-H. Hobballah, R. Négrier, et M. Lalande, ‘‘Conception et réalisation de rectennas pour la récupération et la transmission d’énergie sans fil’’. Workshop étudiants XLIM, Limoges, mai 2022.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Contribution à l'optimisation des réseaux de capteurs appliqués aux bâtiments intelligents : Radio-alimentation des nœuds de capteurs

Résumé : Les travaux exposés dans ce manuscrit s'inscrivent dans la conception électromagnétique et la réalisation de rectennas pour rendre un nœud de capteurs autonome en énergie : l'utilisation d'une source microonde dont on maîtrise la fréquence et le niveau généré et le moissonnage d'énergie ambiante en particulier aux fréquences GSM. Une première rectenna fonctionnant à 5 GHz a été développée, elle est constituée d'une antenne à lentille diélectrique et d'un circuit de conversion RF-DC. Le système global constitué de l'antenne, du circuit de redressement et d'un convertisseur DC-DC de type boost a été utilisé pour recharger la batterie d'un nœud de capteur. Cette expérience a permis de recharger une batterie de 6 mV/hr. Une deuxième rectenna permettant le moissonnage d'énergie à la fréquence GSM 900 MHz a été développée. Elle est constituée d'une antenne boucle fractale de type Minkowski et d'un circuit de conversion RF-DC. Après sa réalisation et sa mesure, elle a été combinée au dispositif DC-DC pour recharger la batterie du nœud de capteur. Cette deuxième expérience a permis de recharger la batterie de 1,4 mV/hr.

Mots clés : Transmission d'Énergie Sans Fil (TESF), récupération d'énergie, rectennas, antennes à lentille diélectrique, antennes boucles, structures fractales, conversion RF-DC, DC-DC boost

Abstract:
The work presented in this manuscript concerns the design and the fabrication of rectennas for Wireless Power Transfer (WPT) and RF energy harvesting. These two applications are used in this work for the same objective of making a sensor node energy self-sufficient. This property avoids the charging of batteries on inaccessible sites and limits human intervention. For WPT application, a first rectenna operating at 5 GHz was developed. It consists in a dielectric lens antenna and a RF-DC conversion circuit. The developed rectenna was combined with a DC-DC boost charger to wirelessly charge the battery of a sensor node. This experiment has enabled the battery to be charged with 6 mV/hr. Regarding the RF energy harvesting application, a second rectenna operating at the GSM 900 MHz frequency was developed and used. It consists in a fractal loop antenna and a RF-DC conversion circuit. The ambient RF energy harvesting was carried out with this new rectenna and it has combined with the DC-DC boost to charge the battery of the sensor node. This new experiment showed that the voltage across the battery has increased 1.4 mV/hr.

Keywords: Wireless Power Transfer (WPT), energy harvesting, rectennas, dielectric lens antennas, loop antennas, fractal antennas, RF-DC conversion, DC-DC boost.

Licence CC BY-NC-ND 3.0