

**ÉCOLE DOCTORALE SANTE, SCIENCES, TECHNIQUES**

**Laboratoire de Microélectronique de Puissance(LMP)**

**THÈSE** présentée par :

**Dhaou BOUCHOUICHA**

Soutenue le : 22 novembre 2010

pour obtenir le grade de : **Docteur de l'université François - Rabelais**

Discipline: Electronique

## **Etude de faisabilité de la récupération d'énergie électromagnétique ambiante**

**THÈSE dirigée par :**

**M. VENTURA Laurent**

Professeur, Université François Rabelais – Tours

**et co-encadrée par :**

**M. LATRACH Mohamed**

Docteur, Enseignant-Chercheur, Ecole Supérieur d'Electronique de l'Ouest (ESEO), Angers

**RAPPORTEURS :**

**M. LEVEQUE Philippe**

Chargé de recherche CNRS (HDR), XLIM, Université de Limoges

**M. RAZBAN-HAGHIGHI Tchanguiz**

Professeur, Ecole polytechnique de l'Université de Nantes

**JURY :**

**M. GHARSALLAH Ali**

Professeur, Université de Tunis EL MANAR, Tunis

**M. GUITTON Fabrice**

Docteur-Ingénieur, STMicroelectronics, Tours

**M. LATRACH Mohamed**

Docteur, Enseignant-Chercheur, ESEO, Angers

**M. LEVEQUE Philippe**

Chargé de recherche CNRS (HDR), XLIM, Université de Limoges

**M. RAZBAN-HAGHIGHI Tchanguiz**

Professeur, Polytech'Nantes, Université de Nantes

**M. VENTURA Laurent**

Professeur, Polytech'Tours, Université François Rabelais – Tours



## **Remerciements**

*Je tiens à remercier la société STMicroelectronics (Tours) de m'avoir recruté, dans le cadre d'une allocation CIFRE, au sein de l'équipe **RF Telecom, Automotive et Computer** afin d'effectuer ce travail de thèse. Je remercie l'ensemble de l'équipe, M. **André BREMOND**, Ancien responsable de l'équipe et son successeur M. **Fabrice GUITTON**. Je remercie, sincèrement et très chaleureusement M. **François DUPONT**, ingénieur et membre de cette équipe, pour sa disponibilité, ses conseils et son encadrement pour cette thèse.*

*Je remercie vivement M. **Mohamed LATRACH**, enseignant chercheur à l'Ecole Supérieure d'Electronique de l'Ouest (ESEO) et co-directeur de ma thèse, pour son encadrement, ses précieux conseils et encouragements et, ses déplacements réguliers pour le suivi de ce travail. Je tiens à remercier également, M. **Laurent VENTURA**, professeur à l'université FRANCOIS RABELAIS et directeur de cette thèse, pour sa disponibilité, ses conseils et pour la confiance qu'il m'a témoignée.*

*Je tiens à exprimer mes vifs remerciements aux membres du jury, qui ont accepté d'évaluer mon travail de thèse. Merci à M. **Ali GHARSALLAH**, Professeur à l'Université de Tunis El-Manar, d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse. Merci à M. **Philippe LEVEQUE**, Chargé de recherche CNRS (HDR), Université de Limoges et M. **Tchanguiz RAZBAN HAGHIGHI**, Professeur, Ecole polytechnique de l'Université de Nantes, d'avoir accepté d'être rapporteurs de ce travail de thèse.*

*Je remercie particulièrement **Karima El Mouhib** et **Kamel Nafkha** pour le soutien que nous nous sommes mutuellement apporté.*

*Un remerciement particulier pour **Dhia Chariag** et **Djamel Guezgouz** qui ont contribué à la préparation du pot de soutenance.*

*A mes parents et toute ma famille pour le soutien et l'affection qui m'ont exprimé tout au long de cette thèse.*

*A mes amis et toute l'équipe de LMP...*

**« Le monde est un livre et ceux qui ne voyagent pas n'en lisent qu'une page »**

***Saint Augustin***

## Résumé

Le développement durable, l'écologie et les énergies renouvelables font désormais partis des préoccupations des pouvoirs politiques et de la population. Compte tenu du risque de l'épuisement des sources d'énergie fossiles, ces points seront de plus en plus au premier plan. La récupération d'énergie est un point récurrent dans les études centrées autour de la consommation d'énergie des systèmes électroniques. Plusieurs systèmes de récupération d'énergie (thermique, mécanique,...) ont été développés ces dernières années, pour alimenter des systèmes électroniques à faibles consommations.

L'extension des systèmes de télécommunication génère de plus en plus des ondes électromagnétiques dans notre environnement aux fréquences et puissances très variées. Le temps est venu de faire une étude approfondie sur les possibilités potentielles que nous avons d'utiliser l'énergie contenue dans les ondes électromagnétiques pour alimenter des applications électroniques. Le travail présenté dans cette thèse concerne la récupération de l'énergie RF environnante.

L'idée est d'utiliser une ou plusieurs antennes pour récupérer les ondes électromagnétiques disponibles dans le milieu urbain, suivies par un convertisseur des signaux radiofréquences (RF) en un signal continu (RF/DC). La puissance récupérée alimentera un dispositif électronique ou elle sera emmagasinée dans un accumulateur.

Dans la première partie de ce travail, des mesures de la densité de puissance environnante ont été menées pour choisir la ou les bandes fréquentielles contenant le plus de puissance RF. Ces mesures ont montré que la majorité de la puissance RF est rayonnée dans la bande 1GHz-3GHz avec une densité totale de puissance de l'ordre de  $63.1\mu\text{W}/\text{m}^2$  (-12dBm/m<sup>2</sup>). La densité de puissance rayonnée dans la bande 18GHz-19GHz est de l'ordre de  $33.4\mu\text{W}/\text{m}^2$  (-14.5dBm/m<sup>2</sup>).

La deuxième partie de cette thèse est consacrée à l'étude de l'élément rayonnant qui sera capable de capter les ondes rayonnées. Une comparaison des caractéristiques de plusieurs antennes est menée dans cette partie pour sélectionner l'antenne la plus adaptée pour un système de récupération d'énergie.

La comparaison des caractéristiques et le choix de la diode redresseuse et la configuration du convertisseur RF/DC ont été étudiés dans la troisième partie de cette thèse. La diode HSMS-2850 développée par AVAGO a été sélectionnée pour être utilisée dans un doubleur de tension pour convertir la puissance RF captée en puissance DC.

La dernière partie de ce travail concerne le développement d'un système de récupération d'énergie électromagnétique appelé « antenne redresseuse » ou « rectenna » en anglais. Deux systèmes ont été réalisés, le premier capable de récupérer l'énergie RF dans la bande 1GHz-3GHz et le deuxième est optimisé pour récupérer l'énergie dans la bande 1.8GHz-1.9GHz, puis testé dans le milieu ambiant. Des pistes pour le stockage et la gestion de l'énergie électrique récupérée sont proposées.

Mots clés : Rectenna, Récupération d'énergie électromagnétique, antenne, diode Schottky, conversion RF/DC.

## Résumé en anglais

The work of this thesis is focused on designing, measuring and testing an antenna and rectifier circuit (RECTENNA) optimized for incoming signals of low power density ( $\sim 65 \mu\text{W}/\text{m}^2$ ). The rectenna is used to harvest the ambient electric energy from the RF signals that have been radiated by communication and broadcasting systems at 1GHz-3GHz band. Both systems have been realised and tested. The first is a broadband system (1GHz-3GHz) without matching circuit and the second is a narrow band (1.8GHz-1.9GHz) with a matching circuit between the antenna and the rectifier.

In the first part of this thesis we present the measurement of the ambient RF power density, and we study its variation as function of frequency and time. In the second part we present the study of the characteristics of different antennas to choose the best fit for an energy harvesting system. In the next part, the study of the characteristics of diodes is presented. The HSMS2850 diode developed by AVAGO is selected to be used in the rectifier. In the final part of this work we have realised and tested the two rectennas in site. A system of management and storage of recovered energy is also studied in this part

Keyword(s): Harvesting RF energy, rectifier, antenna, rectenna, Schottky diode, RF/DC conversion.

## Table des matières

Résumé.....	5
Résumé en anglais.....	7
Liste des tableaux.....	10
Liste des figures.....	11
Introduction générale.....	18
Chapitre 1 : Etat de l'art et évaluation de la puissance RF ambiante.....	23
1.1 Introduction.....	24
1.2 Différents types de sources d'énergie.....	24
1.2.1 L'énergie Photovoltaïque.....	24
1.2.2 L'énergie thermoélectrique.....	25
1.2.3 Récupération de l'énergie micromécanique.....	26
1.2.4 L'énergie radiofréquence.....	28
1.3 Quantification de la puissance rayonnée disponible dans le milieu environnant.....	40
1.4 Les systèmes autonomes.....	46
1.5 Conclusion.....	47
Chapitre 2 : Etude et optimisation des antennes.....	53
2.1 Introduction.....	55
2.2 Généralités sur les antennes.....	55
2.2.1 Antenne isotrope.....	55
2.2.2 Zones de rayonnement.....	56
2.2.3 Diagramme de rayonnement.....	57
2.2.4 Directivité et gain.....	58
2.2.5 Largeur de bande.....	59
2.2.6 Polarisation d'antenne.....	59
2.2.7 Bilan de puissance.....	61
2.3 Différents types d'antennes.....	66
2.3.1 Antennes Filaires.....	66
2.3.1.1 Antenne dipôle.....	66
2.3.1.2 Antenne monopôle.....	68
2.3.2 Antennes planaires.....	69
2.3.3 Antennes volumiques.....	71
2.4 Simulation et optimisation des antennes.....	72
2.4.1 Antennes Larges bandes.....	72
2.4.1.1 Antenne à double fente, large bande.....	73
2.4.1.2 Antenne spirale.....	78
2.4.1.3 Antenne patch circulaire.....	86
2.4.2 Antenne à bande étroite 1.8GHz-1.9GHz.....	90
2.4.2.1 Antenne patch circulaire (disque).....	91
2.4.2.2 Antenne cadre.....	93
2.4.2.3 Antenne cadre à double polarisation.....	94
2.4.2.4 Antenne double spirale.....	96
2.5 Réseau d'antennes.....	99
2.5.1 Réseau d'antennes larges bandes.....	99
2.5.1.1 Réseau d'antennes « fente ».....	99
2.5.1.2 Réseau d'antennes spirales.....	100
2.5.2 Réseau d'antennes à bande étroite.....	101

2.5.2.1 Réseau d'antennes à double polarisation .....	101
2.5.2.2 Réseau d'antennes «double spirale» .....	102
2.5.2.3 Réseau d'antennes “spirale” .....	103
2.5.2.4 Réseau d'antennes patch circulaires.....	104
2.6 Conclusion.....	106
Chapitre 3 : Conversion RF/DC .....	110
3.1 Introduction .....	111
3.2 Principe de fonctionnement des redresseurs .....	111
3.3 Choix de la diode de redressement.....	113
3.3.1 Influence de la tension de jonction ( $V_j$ ) .....	115
3.3.2 Influence de la résistance ( $R_s$ ) .....	116
3.3.3 Influence de la capacité ( $C_{j0}$ ).....	116
3.3.4 Influence de la charge ( $R_L$ ).....	117
3.3.5 Choix de la diode commerciale.....	118
3.4.1 Redresseur avec une diode en série.....	121
3.4.2 Redresseur en doubleur de tension.....	124
3.4.3 Redresseur en pont de diodes .....	129
3.4.4 Comparaison des caractéristiques des différentes topologies .....	131
3.5 Optimisation du rendement de conversion RF/DC en fonction de l'impédance de l'antenne .....	133
3.6 Co-simulation et étude expérimentale de convertisseurs RF/DC.....	136
3.6.1 Etude en absence de circuit d'adaptation .....	137
3.6.2 Co-simulation et étude expérimentale de convertisseurs RF/DC en présence d'un circuit d'adaptation.....	145
3.7 Conclusion.....	150
Chapitre 4 : Système de récupération d'énergie RF: Rectenna.....	153
4.1 Introduction .....	154
4.2 Co-simulation des rectennas larges bandes (1GHz-3GHz).....	155
4.3 Réalisation et mesures .....	158
4.4 Co-simulation des Rectenna à bande étroite utilisant un circuit d'adaptation.....	160
4.5 Réalisation et caractérisation d'un rectenna à bande étroite.....	164
4.6 Transfert d'énergie sans fil.....	167
4.7 Conclusion.....	172
Conclusion générale & perspectives .....	1754
Publications .....	180

## Liste des tableaux

Tableau 1.1. Puissances autorisées en fonction de la fréquence d'émission.....	34
Tableau 1.2. Estimation de la puissance récupérée en fonction des sources d'énergie.....	38
Tab.1.3. Mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Tours.....	43
Tableau 1.4. Comparaison des mesures.....	44
Tableau 2.1. Paramètres des designs simulés .....	79
Tableau 3.1. Les caractéristiques des différentes diodes commercialisées.....	117
Tableau 3.2. Paramétrés du modèle SPICE de la diode HSMS2850.....	118
Tableau 3.3. Valeurs des éléments parasites.....	135
Tableau 4.1. Valeurs de tensions continues mesurées aux bornes de la charge $R_L$ (18k $\Omega$ ) en différents points de la ville de Tours.....	159
Tableau 4.2. Evolution de la tension continue aux bornes de la charge $R_L$ pour les différentes rectennas.....	162
Tableau 4.3. Comparaison des performances (polarisation, gain) des antennes à bande étroite.....	164
Tableau 4.4. Valeurs de tensions continues mesurées aux bornes de la charge $R_L$ (18k $\Omega$ ) en différents points de la ville de Tours.....	165

## Liste des figures

Fig. 1.1. Téléphone solaire Blue earth dévoilé par Samsung.....	19
Fig. 1.2. Schéma de principe d'un élément thermo électrique.....	19
Fig.1.3. Montre Thermique Seiko : Copyright Seiko Instruments.....	20
Fig. 1.4. Système à piézoélectrique.....	21
Fig. 1.5. Lampe torche utilisant un générateur électromagnétique.....	21
Fig. 1.6. La tour utilisée par Nikola TESLA.....	23
Fig. 1.7. Prototype de drone sous test en octobre 1964.....	24
Fig. 1.8. Principe d'alimentation de l'avion SHARP.....	25
Fig. 1.9. L'avion SHARP lors de son test.....	25
Fig. 1.10. Prototype de MILAX.....	26
Fig. 1.11. Prototype de MINIX.....	26
Fig. 1.12. (a) modèle des tours solaires, (b) Synoptique du projet SPS imaginé en 1968.....	27
Fig. 1.13. (a) Le village du Grand Bassin à la Réunion, (b) Principe de la transmission de l'énergie électrique au Grand-Bassin.....	28
Fig. 1.14. Prototype de chargeur sans fil.....	29
Fig. 1.15. Prototype d'antenne redresseuse.....	29
Fig. 1.16. Module de réception du chargeur sans fil.....	30
Fig. 1.17. Prototype d'étude dans le cadre du projet MIMOSA (CEA-LETI).....	31
Fig. 1.18. Système RFID.....	32
Fig. 1.19. Principe de la récupération de l'énergie électromagnétique environnante.....	33
Fig. 1.20. (a) HF-Spectrum-Analyzer HF-6080, (b) Antenne HYPERLOG-6080.....	34
Fig. 1.21. Gain de l'antenne HYPERLOG 6080.....	35
Fig. 1.22. Répartition des bandes fréquentielles par l'ANFR en France.....	35
Fig. 1.23. Evolution de la densité de puissance mesurée en fonction du temps.....	36
Fig. 1.24. Variation de la totalité de la densité de puissance en fonction de temps.....	37
Fig. 1.25. Variation de la densité de puissance mesurée dans la bande 1.8GHz-1.9GHz.....	37
Fig. 2.1. Evolution de la densité de puissance en fonction de la distance.....	56
Fig. 2.2. Diagramme de rayonnement (a) source isotrope, (b) source directive.....	57
Fig. 2.3. Polarisation linéaire du champ électrique E.....	58
Fig. 2.4. Exemple de polarisation circulaire du champ électrique E.....	58
Fig. 2.5. Exemple de polarisation elliptique du champ électrique E.....	58
Fig. 2.6. Variation de l'atténuation dans l'espace libre.....	61
Fig. 2.7. Variation de l'atténuation en fonction de la fréquence.....	62
Fig. 2.8. Variation de l'atténuation de l'onde due à la présence du dioxyde d'oxygène en fonction de la fréquence.....	63

Fig. 2.9. Variation de la puissance reçue par une antenne en fonction de son gain, pour plusieurs valeurs de rendement de polarisation.....	54
Fig. 2.10. Circulation du courant dans un dipôle.....	65
Fig. 2.11. Diagramme de rayonnement d'un dipôle.....	66
Fig. 2.12. Diagrammes de rayonnement de différente longueur du dipôle.....	66
Fig. 2.13. Antenne monopole.....	67
Fig. 2.14. Monopole avec un réflecteur en quatre brins.....	67
Fig. 2.15. Monopole avec un réflecteur incliné.....	68
Fig. 2.16. Différentes antennes filaire.....	68
Fig. 2.17. Antenne imprimée à plusieurs formes rayonnantes.....	68
Fig. 2.18. (a) Antenne IFA, (b) Antenne PIFA .....	70
Fig. 2.19. Exemples d'antennes fractales.....	70
Fig. 2.20. (a) antenne cornet, (b) antenne parabolique.....	70
Fig. 2.21. Exemples d'antennes 3D.....	70
Fig. 2.22. (a) ligne coplanaire, (b) Topologie de l'antenne double fente.....	72
Fig. 2.23. Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	73
Fig. 2.24. Variation du gain max en fonction de la fréquence.....	73
Fig. 2.25. Diagrammes des rayonnements de l'antenne à double fente à différentes fréquences.....	74
Fig. 2.26. Intensité du champ électromagnétique dans les fentes à plusieurs fréquences.....	74
Fig. 2.27. Variation du coefficient de réflexion S <sub>11</sub> en fonction de la fréquence.....	75
Fig. 2.28. Variation du coefficient de réflexion (S <sub>11</sub> ) en fonction de la fréquence.....	76
Fig. 2.29. Variation du gain maximal de l'antenne en fonction de la fréquence.....	76
Fig. 2.30. Variation de la polarisation du champ rayonné par l'antenne à double fentes.....	77
Fig. 2.31. Antenne spirale.....	77
Fig. 2.32. Paramètres de l'antenne spirale.....	78
Fig. 2.33. Antenne spirale avec fermeture progressive des bras de la spire.....	78
Fig. 2.34. Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	79
Fig. 2.35. Motif de l'antenne spirale avec le cadre métallique .....	80
Fig. 2.36. (a)Variation de coefficient de réflexion de l'antenne spirale, (b) Variation de l'impédance.....	81
Fig. 2.37. Variation du gain maximal en fonction de la fréquence.....	82
Fig. 2.38. Variation de la polarisation du champ rayonné par l'antenne spirale.....	83
Fig. 2.39. Variation du rapport axial en fonction de la fréquence.....	83
Fig. 2.40. Diagrammes de rayonnement.....	84
Fig. 2.41. Variation de l'impédance d'antenne spirale.....	85
Fig. 2.42. (a) Adaptateur d'impédance, (b) Coefficients de réflexions simulé, (c) Coefficient de transmission simulé.....	85

Fig. 2.43. variation de coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en fonction de la fréquence.....	86
Fig. 2.44. Prototype d'antenne spirale.....	86
Fig. 2.45. (a) Antenne patch circulaire, (b) ligne d'excitation micro-strip.....	87
Fig. 2.46. Variation de coefficient de réflexion $S_{11}$ en fonction de la fréquence.....	87
Fig. 2.47. Variation du gain max de l'antenne en fonction de la fréquence.....	88
Fig. 2.48. Diagrammes de rayonnement à différentes fréquences.....	89
Fig. 2.49. Distribution du courant sur le patch à plusieurs fréquences.....	89
Fig. 2.50. Polarisation du champ rayonné par l'antenne à différentes fréquences.....	89
Fig. 2.51. Antenne patch circulaire.....	91
Fig. 2.52. Évolution de coefficient $S_{11}$ en fonction de la fréquence.....	91
Fig. 2.53. Polarisation du champ rayonné par l'antenne.....	91
Fig. 2.54. Diagramme de rayonnement de l'antenne à la fréquence 1.85GHz.....	92
Fig. 2.55. Antenne cadre.....	92
Fig. 2.56. Variation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ).....	93
Fig. 2.57. (a)Diagramme de rayonnement à 1.85GHz, (b) Polarisation du champ rayonné à 1.85GHz.....	93
Fig. 2.58. Antenne à double polarisation.....	94
Fig. 2.59. Variation de coefficient de réflexion.....	94
Fig.2.60. (a) Diagramme de rayonnement à 1.85GHz, (b) Polarisation du champ à 1.85GHz.....	95
Fig. 2.61 Antenne double spirale.....	95
Fig. 2.62. Variation du coefficient de réflexion.....	96
Fig. 2.63. (a) Diagramme de rayonnement à 1.85GHz, (b) Polarisation du champ à 1.85GHz.....	96
Fig. 2.64. Antenne spirale.....	97
Fig. 2.65. Variation de coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	97
Fig. 2.66. (a)Diagramme de rayonnement à 1.85GHz, (b) Polarisation du champ rayonné.....	98
Fig. 2.67. Variation du gain max en fonction de la fréquence.....	99
Fig. 2.68. Diagrammes de rayonnement des réseaux d'antenne à 1GHz.....	100
Fig. 2.69. Variation du gain max en fonction de la fréquence.....	100
Fig. 2.70. Diagrammes de rayonnement des réseaux d'antenne à 1 GHz.....	101
Fig. 2.71. Réseau d'antennes à deux éléments.....	102
Fig. 2.72. (a) variation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ), (b) Diagramme de rayonnement à 1.85GHz.....	102
Fig. 2.73. Réseau d'antenne à deux éléments.....	103
Fig. 2.74. (a) Variation du coefficient de réflexion, (b) diagramme de rayonnement à 1.85GHz.....	103
Fig. 2.75. Variation du gain max en fonction de la fréquence.....	103
Fig. 2.76. Diagrammes de rayonnement à 1.85GHz.....	104
Fig. 2.77. Réseau d'antennes à deux éléments .....	104

Fig. 2.78. (a) Variation de coefficient de réflexion (S11), (b) Diagramme de rayonnement simulé à 1.85GHz.....	105
Fig. 3.1. Redressement d'un signal alternatif (100Hz).....	111
Fig. 3.2. Redresseur (a) basses fréquences, (b) hautes fréquences.....	111
Fig. 3.3. Modèle petit signal électrique d'une diode Schottky.....	112
Fig. 3.5. Variation du rendement de la conversion en fonction de $V_j$ .....	114
Fig. 3.6. Variation du rendement en fonction de la résistance série $R_s$ interne de la diode.....	115
Fig. 3.7. Variation du rendement en fonction de la capacité $C_{j0}$ .....	115
Fig. 3.8. Variation du rendement en fonction de la charge à plusieurs fréquences.....	116
Fig. 3.9. Evolution des rendements de différentes diodes en fonction de la fréquence.....	117
Fig. 3.10. Evolution du rendement de conversion RF/DC de la diode HSMS2850 en fonction de la tension $V_{out}$ pour une charge $R_L$ égale à $1k\Omega$ .....	118
Fig. 3.11. Antenne patch circulaire.....	119
Fig. 3.12. Variation de la puissance RF captée par l'antenne patch en fonction de l'angle d'incidence.....	120
Fig. 3.13. Schéma électrique du redresseur.....	120
Fig. 3. 14. (a) Variation de coefficient de réflexion S11, (b) Variation de l'impédance.....	121
Fig. 3.15. Variation de la puissance DC en fonction de la charge $R_L$ .....	121
Fig. 3.16. Variation du rendement RF/DC en fonction de la puissance RF [-44dBm...-38dBm].....	122
Fig. 3. 17. Variation de la tension DC aux bornes de la charge en fonction de la puissance RF.....	123
Fig. 3.18 Doubleur de tension de LATOUR.....	123
Fig. 3.19. Doubleur de SCHENKEL.....	124
Fig. 3.20. Exemple d'évolution du signal de sortie d'un doubleur en fonction de temps, pour un signal de fréquence 50kHz.....	124
Fig. 3.21. Doubleur de tension multi-étages.....	125
Fig. 3.22. (a) Variation du coefficient de réflexion S11, (b) Variation de l'impédance d'entrée présentée par le doubleur de tension connectée sur une charge $R_L=1k\Omega$ .....	126
Fig. 3.23. Variation de la puissance DC en fonction de la charge $R_L$ .....	126
Fig. 3.24. Variation de la puissance DC en fonction de la puissance RF.....	127
Fig. 3.25. Variation du rendement de la conversion RF/DC en fonction de la puissance RF.....	127
Fig. 3.26. Variation de la tension DC aux bornes de la charge en fonction de la puissance RF.....	128
Fig. 3.27. Schéma électrique du redresseur en pont des diodes.....	128
Fig. 3.28. (a) Variation de coefficient de réflexion S11, (b) Variation de l'impédance.....	129
Fig. 3.29. Variation de la puissance DC en fonction de la charge $R_L$ .....	129
Fig. 3.30. Variation de la puissance DC en fonction de la puissance RF.....	130
Fig. 3.31. Variation du rendement RF/DC en fonction de la puissance RF [-44dBm...-38dBm].....	130
Fig. 3.32. Variation de la tension DC aux bornes de la charge en fonction de la puissance RF.....	130

Fig. 3.33. Variation de la puissance DC aux bornes des charges en fonction de la puissance RF....	131
Fig. 3.34. Variation de la tension DC aux bornes des charges en fonction de la puissance RF.....	132
Fig. 3.35. Variation des rendements de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF.....	132
Fig. 3.36. Variation de la puissance de sortie en fonction de $R_m$ .....	133
Fig. 3.37. Variation de la puissance DC en fonction de la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'antenne à différentes fréquences.....	134
Fig.3.38. Variation de la puissance DC en fonction de la fréquence à plusieurs valeurs d'impédance d'antenne.....	135
Fig. 3.39. Modèle du boîtier du doubleur.....	135
Fig. 3.40. Redresseur en intégrant le modèle de SMA, les éléments parasites du boîtier et les lignes de transmissions.....	136
Fig. 3.41. Variation de la puissance DC en fonction de la valeur de la charge $R_L$ ( $P_{RF}=-44dBm$ )....	137
Fig. 3.42. Variation de la tension continue ( $V_{out}$ ) en fonction de la fréquence à plusieurs niveaux de puissance RF.....	138
Fig. 3.43. Variation de la puissance DC en fonction de la fréquence.....	138
Fig. 3.44. Variation des rendements de conversion RF/DC en fonction de la fréquence.....	139
Fig. 3.45. Variation des coefficients ( $S_{11}$ ) de réflexion en fonction de la fréquence.....	139
Fig. 3.46. Redresseur avec des lignes micro-ruban ( $100\Omega$ ).....	140
Fig. 3.47. Variation de coefficient de réflexion $S_{11}$ en fonction de la fréquence.....	140
Fig. 3.48. Variation de la puissance DC en fonction de la fréquence.....	140
Fig. 3.49. Variation du rendement en fonction de la fréquence.....	141
Fig. 3.50. Redresseur avec adaptateur.....	142
Fig. 3.51. Variation de coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) à une puissance RF égale à $-40dBm$ .....	142
Fig. 3.52. Variation de la tension DC en fonction de la fréquence.....	142
Fig. 3.53. Variation de la puissance DC en fonction de la fréquence.....	143
Fig. 3.54. Variation des rendements de conversion RF/DC en fonction de la fréquence.....	143
Fig. 3.55. Redresseur à bande étroite (1.8GHz-1.9GHz).....	145
Fig. 3.56. Variation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en fonction de la fréquence et de la distance $d$ .....	145
Fig. 3.57. Variation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en fonction de la fréquence ( $P_{in}=-40dBm$ )....	146
Fig. 3.58. Variation de la puissance DC en fonction de la charge $R_L$ à différentes puissances RF....	146
Fig. 3.59. Banc de mesure.....	147
Fig. 3.60. Variation de la tension DC aux bornes de la charge $R_L$ en fonction de la fréquence.....	148
Fig. 3.61. Variation de la puissance DC aux bornes de la charge $R_L$ en fonction de la fréquence....	148
Fig. 3.62. Variation du rendement de la conversion RF/DC en fonction de la fréquence.....	148
Fig. 4.1. Schéma électrique de co-simulation de rectenna.....	155

Fig.4.2. évolution de la tension DC aux bornes de la charge RL en fonction de l'angle theta (antenne spirale).....	156
Fig.4.3. évolution de la tension DC aux bornes de la charge RL en fonction de l'angle theta (antenne disque).....	156
Fig.4.4. évolution de la tension DC aux bornes de la charge $R_L$ en fonction de l'angle theta (antenne fente).....	156
Fig.4.5. Evolution de la puissance DC récupérée en fonction de la puissance RF d'entrée.....	158
Fig. 4.6. Polarisation du champ en fonction de Thêta à 1GHz .....	158
Fig. 4.7. Prototype de récupérateur d'énergie (rectenna).....	159
Fig. 4.8. Co-simulation des rectennas à bande étroite.....	160
Fig. 4.9. Evolution de la puissance DC en fonction de la puissance RF pour les différents rectennas.....	162
Fig. 4.10. Prototype de rectenna (1.8GHz- 1.9GHz).....	164
Fig. 4.11. Conditions de mesure de récupération d'énergie électromagnétique émise par une station de base.....	165
Fig. 4.12. Tension DC mesurées aux bornes de la charge RL en fonction de la distance.....	166
Fig. 4.13. Band des mesures.....	167
Fig. 4.14. variation de coefficient de réflexion entrée du redresseur, en fonction de la fréquence à différentes puissances RF d'entrée.....	167
Fig. 4.15. Variation de l'atténuation en espace libre en fonction de la fréquence.....	168
Fig. 4.16. Tension DC aux bornes de la charge $R_L$ en fonction de la fréquence ( $P_{RF}= 15dBm$ ).....	169
Fig. 4.17. Tension DC aux bornes de la charge $R_L$ en fonction de la fréquence ( $P_{RF}= 10dBm$ ).....	169
Fig. 4.18. Tension DC aux bornes de la charge $R_L$ en fonction de la fréquence ( $P_{RF}= 0dBm$ ).....	169
Fig. 4.19. Rendement global mesuré de transfert d'énergie en fonction de la puissance RF pour plusieurs rectennas à la fréquence 1.85GHz.....	170
Fig.4.20. Rendement de conversion RF/DC mesuré à la fréquence 1.85GHz en fonction de la puissance RF à l'entrée de l'antenne cornet.....	171



---

## **Introduction générale**

---

Les besoins énergétiques mondiaux n'ont cessé de croître ces dernières années de sorte que nous prenons de plus en plus conscience de la valeur de l'énergie. Nous sommes aujourd'hui confrontés à deux problèmes majeurs : l'épuisement des énergies fossiles (Pétrole, Gaz) et nucléaire (Uranium), et le réchauffement climatique dont nous mesurons de plus en plus les effets sur notre environnement. Selon le Conseil Mondial de l'Energie (CME), la consommation énergétique mondiale passera de 9 Milliards de TEP (Tonnes Equivalent Pétrole) aujourd'hui, à 15 Milliards de TEP en 2020 et devrait probablement tripler d'ici 2050.

Depuis plusieurs années des pistes de recherches sont exploitées et des solutions sont présentées pour trouver d'autres sources de production d'énergie, moins coûteuses et moins polluantes pour l'environnement. Ainsi, juste après la première crise pétrolière en 1978, la France, comme plusieurs autres pays, s'est lancée dans la production d'énergie électrique nucléaire. Le recours à l'énergie nucléaire n'est pas la panacée. Cette source d'énergie est certes moins chère, mais produit des déchets radioactifs, qui bien que conservés dans des containers étanches, n'en présentent pas moins un risque pour la nature et les générations futures qui devront continuer à gérer notre consommation d'aujourd'hui. De plus, l'uranium reste une ressource épuisable comme les énergies fossiles.

Aujourd'hui, des orientations politiques sont mises en œuvre pour encourager la maîtrise de notre consommation d'énergie et l'exploitation des énergies renouvelables (solaire, hydraulique, éoliennes, géothermique...). L'exploitation de ces énergies possède un double caractère économique et écologique. Elles sont gratuites, non polluantes et, a priori, inépuisables. L'Union Européenne s'est engagée à inclure 20% d'énergie renouvelable dans sa consommation d'énergie, d'ici 2020.

Le développement des micro-technologies, et notamment de la microélectronique de puissance, a permis la réduction considérable de la consommation des dispositifs électroniques (du watt au micro Watt). Cette réduction des pertes suscite aujourd'hui l'intérêt de nouvelles recherches sur les micro-sources d'énergies environnantes (mécanique, thermique...), avec l'objectif d'augmenter l'autonomie d'alimentation des systèmes électroniques et de prolonger la durée de vie de leurs batteries de stockage.

Parmi les micro-sources d'énergies disponibles, nous trouvons les sources de rayonnement électromagnétique, qui emmagasinent une quantité d'énergie et qui sont omniprésentes dans notre environnement, du kilohertz au gigahertz, avec de nombreuses antennes relais installées tout autour de nous. Bien que les niveaux de puissances accessibles soient faibles, du fait des normes européennes en vigueur, la multitude des sources laisse envisager la possibilité d'une récupération d'énergie rayonnée en quantité suffisante pour un complément d'autonomie énergétique d'applications à faibles niveaux de consommation, dans le domaine des capteurs par exemple.

Les systèmes de récupération d'énergie électromagnétique nécessitent une antenne de réception des ondes reliée à un système de conversion RF/DC formant ainsi une antenne redresseuse ou « Rectenna » (RECTifier-anTENNA). Chaque étage de ce système de récupération doit être étudié et optimisé en termes de maximisation de l'énergie récupérée. Parmi les éléments importants à considérer on trouve :

- La taille de l'antenne et son gain qui influencent la puissance RF collectée. L'antenne doit d'autre part pouvoir fonctionner quelles que soient son orientation et la polarisation des ondes.
- L'adaptation entre l'antenne et le redresseur pour minimiser les pertes par réflexion et le rayonnement possible des harmoniques.
- Le choix de la diode de redressement et la topologie de montage pour, améliorer la détection et maximiser le rendement de la conversion RF/DC.
- Le choix de la charge.

C'est dans cette optique de récupération de micro-quantités d'énergie, que des travaux de recherche sur la faisabilité de recyclage de l'énergie électromagnétique rayonnée dans le milieu urbain ont été menés au sein du Laboratoire de Microélectronique de Puissance (LMP), en collaboration avec l'Ecole Supérieure d'Electronique de l'Ouest (ESEO) et la société STMicroelectronics (Tours).

Les différents travaux réalisés et les résultats obtenus sont décrits dans ce mémoire constitué de quatre chapitres.

Le premier chapitre de cette thèse est divisé en deux parties. La première est consacrée à une synthèse portant sur le domaine de la récupération de macro et micro-quantités d'énergie. Elle présente le résultat de travaux menés dans le domaine du transfert

d'énergie sans fil et sur les techniques de récupération d'énergie électromagnétique. La deuxième partie de ce chapitre traite des niveaux de puissance rayonnée en milieu urbain. La quantification de cette puissance sera étudiée en fonction de la fréquence et du temps, elle permettra de déterminer les bandes fréquentielles les plus énergétiquement intéressantes. Des exemples d'applications directement alimentées à partir d'une énergie RF récupérée seront présentées et discutées à la fin de ce chapitre.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la partie antenne du système de récupération d'énergie. Premièrement, nous rappelons les principales caractéristiques d'une antenne (taille, gain, directivité, largeur de bande, polarisation...) et son impact sur la puissance radiofréquence récupérée. Cela nous permettra de choisir certaines géométries que nous dimensionnerons et optimiserons ensuite par simulation sous HFSS et ADS. Le fonctionnement de ces antennes sera évalué expérimentalement et commenté.

Le troisième chapitre traitera du système de redressement. Il décrit le principe de fonctionnement de la conversion RF/DC. Il présente une comparaison des caractéristiques des diodes et des topologies de redresseurs possibles. Cette comparaison nous permettra de sélectionner la diode et la topologie les mieux adaptées pour une sensibilité de détection et un rendement de la conversion RF/DC maximum. Ce chapitre décrit l'adaptation du redresseur vis-à-vis de l'antenne et son influence sur la puissance récupérée. Le choix de la charge et son influence sur le rendement de la conversion RF/DC est également traité dans de ce chapitre.

Le quatrième et dernier chapitre reprend l'ensemble des éléments étudiés pour former le rectenna. Nous présentons des résultats de co-simulation de systèmes « large bande » et « bande étroite », et les résultats des mesures effectuées sur les prototypes réalisés. Ces prototypes sont caractérisés directement dans un environnement urbain, caractérisations à partir desquelles l'une des solutions sera conservée. Nous regarderons également l'influence de la variation de la densité de puissance sur les performances du système destiné à fonctionner à faible niveau d'énergie. Enfin, nous aborderons dans une dernière partie la possibilité de stocker l'énergie récupérée via l'utilisation d'un circuit autoalimenté

Les conclusions de ces travaux de recherche sont présentées en fin de ce mémoire, ainsi que les perspectives d'évolution dans le domaine de la récupération de l'énergie électromagnétique.



---

**Chapitre 1 : Etat de l'art et évaluation de la  
puissance RF ambiante**

---

## **1.1 Introduction**

Ce chapitre présente l'état de l'art sur la récupération de l'énergie et plus précisément sur la récupération de l'énergie électromagnétique. Il expose également les résultats des mesures de la densité de puissance RF disponible dans le milieu environnant. Il sera donc composé de deux parties.

- **Récupération de l'énergie** : Cette partie présente les différentes sources d'énergie exploitées à nos jours (solaire, thermique, mécanique...). Elle présente les résultats et les travaux menés pour récupérer ces énergies. Les travaux concernant la récupération de l'énergie électromagnétique sont également présentés.
- **Mesure de la puissance RF disponible dans le milieu ambiant**: Dans cette partie on présente les résultats des mesures de la puissance RF disponible dans le milieu ambiant.

## **1.2 Différents types de sources d'énergie**

L'essor de la téléphonie mobile et de l'électronique nomade s'accompagne d'un besoin de sources d'énergie miniaturisées (batteries, piles, etc...). De même, le développement des produits à faible consommation dans les domaines civils et militaires tels que les capteurs autonomes et les « vêtements intelligents », devrait accentuer ce phénomène. Le recours aux systèmes de production, de stockage ou de récupération d'énergie devrait répondre à ces besoins énergétiques pour libérer l'utilisateur de contraintes de charge et offrir une durée d'utilisation plus importante et pourquoi pas, rendre ces systèmes totalement autonomes. Plusieurs études sont menées dans ce domaine de recherche mais il reste encore un certain nombre de difficultés technologiques dont il faut s'affranchir. Ces dernières impliquent le recours à de nouveaux matériaux et procédés permettant d'améliorer les performances des systèmes de récupération d'énergie. Plusieurs sources d'énergie ambiante ont été envisagées pour rendre autonome des systèmes électroniques. Ces différentes sources sont détaillées ci-après.

### **1.2.1 L'énergie Photovoltaïque**

L'effet photovoltaïque ou photoélectrique a été découvert par le physicien Edmond Becquerel en 1839 [1]. Depuis, les cellules photovoltaïques sont utilisées pour convertir la lumière en

électricité. La première utilisation significative des cellules photovoltaïques remonte à l'année 1954 pour l'alimentation des satellites dans l'espace [2].

Les rendements obtenus pour ces systèmes de récupération d'énergie vont de 5% à 20% sans concentration et selon la technologie de fabrication des photopiles. De tels rendements permettent de récupérer, aux mieux, de l'ordre de quelques centaines de Watt par mètres carrés en plein ensoleillement [3] [4]. Un grand nombre de systèmes à faible consommation utilisant des cellules photovoltaïques ont été produits de par le monde : des calculatrices, des montres, des capteurs, des téléphones (Fig. 1.1), etc.



Fig. 1.1. Téléphone solaire Blue earth dévoilé par Samsung [5].

### 1.2.2 L'énergie thermoélectrique

L'énergie électrique récupérée par effet thermique, pour un couple de matériaux donné, est proportionnelle à l'écart de température entre la jonction chaude et la jonction froide ainsi qu'à la surface des électrodes utilisées (Fig. 1.2). Il s'agit d'un générateur d'électricité constitué de deux types de matériaux par lesquels la chaleur absorbée est directement transformée en énergie électrique. Le flux de chaleur entraîne un déplacement des porteurs de charge (électrons, trous) dans les semi-conducteurs (p, n) et donc l'apparition d'un courant électrique se déplaçant de semi-conducteur type p vers celui de type n. Les matériaux utilisés se caractérisent par trois paramètres : le coefficient Seebeck (V/K), la résistivité électrique ( $\Omega.m$ ) et la conductibilité thermique (W/(m.K)). À titre d'exemple les caractéristiques du tellure de bismuth ( $Bi^2Te^3$ ) sont : le coefficient Seebeck est égal à 200V/K, la résistivité électrique est égale à 10 $\Omega m$ , et la conductibilité thermique est égale à 1,5 W/(m.K) [6] [7].

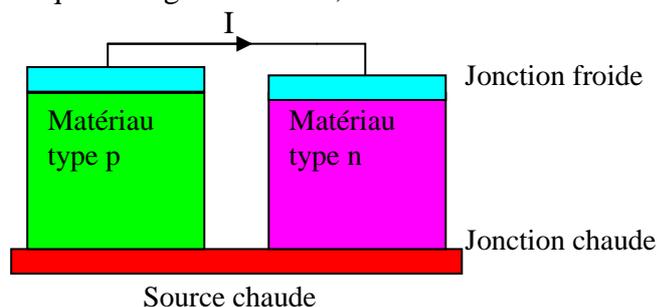


Fig. 1.2. Schéma de principe d'un élément thermo électrique.

Le cycle de Carnot permet de calculer le rendement théorique maximal d'un tel dispositif. Ce rendement est donné par  $\eta = \frac{T_H - T_B}{T_H}$ , où  $T_H$  est la température haute et  $T_B$  la température basse.

Cette expression montre bien que le rendement est très faible dans le cas de faibles écarts de température (Kelvin). Il varie suivant les matériaux entre 1% et 21% [8]. Par exemple, entre un corps humain à 37°C et une pièce à 20°C, on ne peut pas espérer obtenir un rendement supérieur à 4.5%.

Douseki et al [9] ont développé un système de communication sans fil autonome tirant son énergie de la différence de température entre l'environnement ambiant et le corps humain ou de l'eau froide. Pour cette application, la puissance de sortie du générateur thermoélectrique était de 1.6mW. La montre bracelet « *Seiko Thermic* » représentée Fig.1.3 est un autre exemple où le module thermoélectrique génère l'énergie nécessaire (quelques micro Watts) pour le fonctionnement de cette montre à partir de la différence de température entre l'air ambiant et le corps humain (37°) [10]. Dans une étude publiée par M. Loreto Mateu Saez [11] le corps humain dégage en permanence une énergie thermique estimée entre 2.4W et 4.8W suivant l'activité du corps.

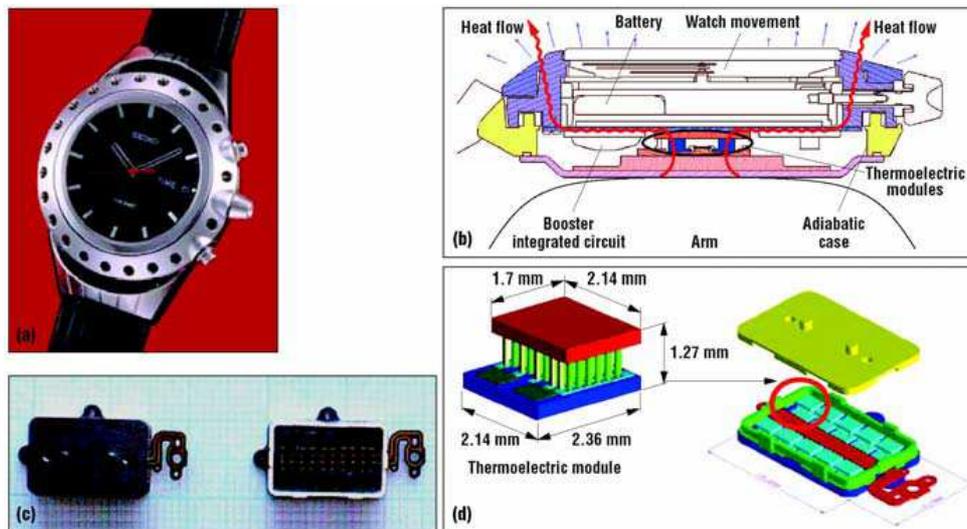


Fig.1.3. Montre Thermique Seiko : (a) la montre ; (b) coupe transversale ; (c) modules thermoélectriques; (d) schéma d'un module thermoélectrique. Copyright Seiko Instruments [10].

### 1.2.3 Récupération de l'énergie micromécanique

Les expériences de récupérations d'énergie micromécanique développées ces dernières années s'appuient sur l'utilisation de structures MEMS (Micro Electro Mechanical System). Ces microstructures sont capables de récupérer et transformer de l'énergie mécanique en électricité [12] [13]. L'idée générale consiste à utiliser le mouvement relatif des électrodes

d'un condensateur variable électriquement chargée et soumises aux vibrations externes. Si les électrodes sont électriquement isolées, l'énergie mécanique convertie en énergie électrostatique correspond au travail effectué par l'élément mobile contre la force électrostatique entre les électrodes du condensateur [14] [15]. La puissance récupérée est de l'ordre de quelques micro watts.

Les technologies de fabrication des structures MEMS permettent également d'intégrer des matériaux piézoélectriques. La piézoélectricité est produite du fait de la propriété de certains matériaux à se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique. L'énergie de la structure est transmise au système oscillant, constitué par une poutre, sur laquelle sont placés de part et d'autre des couches piézoélectriques assurant la conversion mécano-électrique. Une masse placée au bout de la poutre permet d'ajuster la fréquence de résonance (Fig. 1.4). La différence de potentiel créé dans le matériau peut être appliquée aux bornes d'un super condensateur [16] [17].

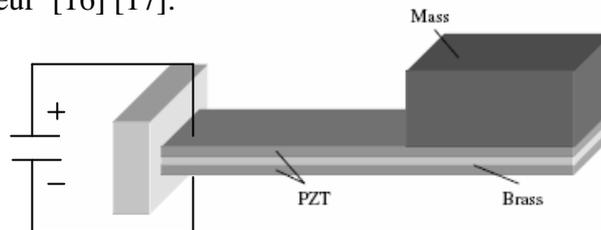


Fig. 1.4. Système à piézoélectrique [13].

D'autres systèmes de récupération d'énergie vibratoire sont basés sur le mouvement d'un aimant permanent à l'intérieur d'une bobine. Ce mouvement crée un courant dans la bobine proportionnel à la variation du flux magnétique, donc proportionnel à la vitesse de déplacement de l'aimant et à la surface des spires. Une des applications de ce principe est la lampe torche représentée sur la Fig. 1.5. Lorsque l'on agite la lampe, un aimant se déplace à l'intérieur de la bobine. Le courant électrique ainsi créé vient recharger un condensateur qui permet l'éclairage d'une diode, la puissance générée par la bobine est de 300mW environ [10].

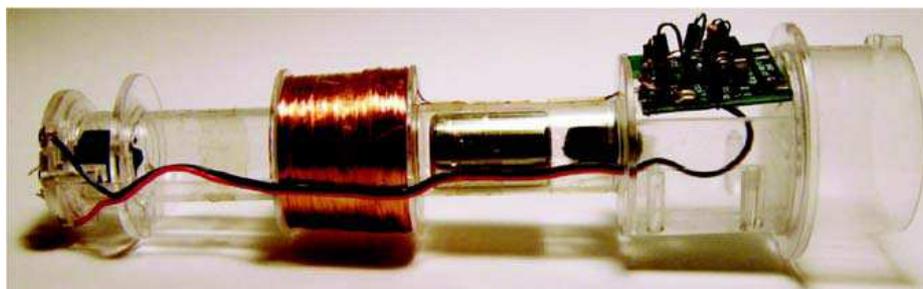


Fig. 1.5. Lampe torche utilisant un générateur électromagnétique [10].

### 1.2.4 L'énergie radiofréquence

Depuis quelques années, des applications sans fil (FM, TV, GSM, WIFI, WIMAX....) de faibles ou grandes puissances, ont envahi notre environnement. Ce qui a engendré une multiplication des émetteurs dans le paysage urbain. La plupart de ces émissions sont omnidirectionnelles et permanentes dans le temps. La disponibilité de cette énergie rayonnante peut devenir intéressante pour certaines applications de faible consommation. La récupération de cette énergie peut représenter une alternative énergétique capable de remplacer, totalement ou en partie, la batterie de certains microsystèmes.

L'alimentation des dispositifs électroniques via des ondes électromagnétiques peut se faire en transférant l'énergie émise par une source rayonnante au système électronique, dans ce cas il s'agit de la télé-alimentation (Transport d'Energie Sans Fil TESF).

Le TESF ou télé-alimentation est basé sur l'utilisation de deux types de transferts ou couplages possibles : couplage inductif (magnétique), pour des distances inférieures à  $\frac{D^2}{2\lambda}$  le couplage radiatif (électromagnétique), pour des distances supérieures à  $\frac{D^2}{2\lambda}$  où D est le diamètre de la surface équivalente de l'antenne et  $\lambda$  est la longueur d'onde du signal. Le premier cas correspond à la zone de champ proche (Rayleigh) alors que le deuxième cas correspond à la zone de champ lointain (Fraunhofer). Dans ce dernier cas l'énergie électrique fournie à l'antenne émettrice sera rayonnée sous forme d'ondes électromagnétiques qui seront captées à distance par une seconde antenne et converties par la suite en électricité. La communication sans fil est basée sur ce même principe. Le signal informatif émis par la station de base sera capté à distance par une ou plusieurs antennes, ce signal sera amplifié et traité à la réception pour récupérer l'information. Dans ce cas, le rendement du transfert d'énergie entre les deux antennes n'a pas d'importance puisque le signal sera régénéré après l'amplification. Le rendement du transfert d'énergie prend un sens lorsqu'il s'agit de récupérer la puissance du signal et non pas seulement l'information. Dans ce cas ce rendement dépend de plusieurs facteurs. Il est égal au rapport de la puissance reçue par la puissance émise  $\eta = \frac{P_{recue}}{P_{emise}}$ . Il dépend de la fréquence utilisée et de l'atténuation du signal dans l'espace séparant les deux antennes ainsi que du rendement de polarisation des antennes.

$$P_r = P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot \frac{1}{\alpha} \cdot \eta_p \quad (1)$$

$P_e$  : Puissance émise par l'antenne émettrice.

- $P_r$  : Puissance reçue par l'antenne réceptrice.  
 $G_e$  : Gain de l'antenne émettrice.  
 $G_r$  : Gain de l'antenne réceptrice.  
 $d$  : distance entre les antennes.  
 $\lambda$  : longueur d'onde de propagation.  
 $\alpha$  : atténuation atmosphérique.  
 $\eta_p$  : rendement de polarisation.

Historiquement, la première personne à avoir pensé au transport d'énergie sans fil était Nikola TESLA en 1903 [18]. L'idée était d'acheminer l'électricité dans la ville de New York sans utiliser de câbles. En utilisant une antenne bobine de presque un mètre de diamètre, placée sur une tour de soixante mètres de hauteur, TESLA a essayé de transporter de l'énergie électromagnétique vers une seconde antenne identique, distante de 58 mètres (Fig. 1.6). Le signal qui alimentait l'antenne avait une puissance de 300kW à la fréquence 150KHz. Le rendement énergétique était très faible et ce premier essai ne fut donc pas été très encourageant [18].



Fig. 1.6. La tour utilisée par Nikola TESLA [19].

En 1959 pendant la guerre froide, l'idée a été relancée après la réalisation d'un puissant émetteur d'onde électromagnétique (magnétron) par W.C. Brown [20], pour alimenter un avion espion (Fig. 1.7) destiné à survoler la Russie pendant plusieurs heures, voire plusieurs jours. Le projet, appelé Raytheon Airborne Microwave Platform (RAMP), était basé sur le principe de la télé-alimentation (Wireless Power Transmission (WPT)). Le signal émis en direction de l'avion était émis à la fréquence de 2,45GHz. Celui-ci était capté par des dipôles suivis de redresseurs constituant un réseau d'antennes redresseuses (ou en anglais Rectennas

pour RECTifier-anteNNAS) permettant de fournir un signal d'alimentation pour moteur continu. Pour un bon fonctionnement de ce drone, une puissance de 200W était nécessaire [21] [22]. Un essai de cet avion était réalisé en octobre 1964, le drone n'a pu voler qu'à une altitude de 19m au dessus de l'antenne émettrice [22].



Fig. 1.7. Prototype de drone sous test en octobre 1964 [22].

D'autres travaux ont été menés par la suite, comme le projet canadien SHARP<sup>1</sup> dont le but était de faire voler un avion uniquement par un faisceau micro-onde. L'avion devait être utilisé en guise de station relais à une altitude de 21km (Fig. 1.8) et permettre ainsi d'arroser une zone de 1000km de diamètre [23]. Le dessous de l'avion était recouvert de milliers d'antennes redresseuses en couche mince qui convertissent l'énergie RF reçue en courant continu. Avec une surface de 100m<sup>2</sup> d'antennes redresseuses la puissance continue est estimée à 35kW, dont 25kW sont destinés pour alimenter le moteur électrique de l'avion, le reste était disponible pour les équipements électroniques de la station relais à bord [23]. La génération d'ondes électromagnétiques incidentes était assurée au sol par quatre vingt antennes paraboliques de 4.5m de diamètre chacune. La puissance émise par chaque antenne était de 10kW, à la fréquence 2.45GHz (Fig. 1.8).

Les premiers tests de ce projet (Fig. 1.9), pour valider l'étude théorique, se sont déroulés le 17 septembre 1987 au centre de recherches sur les communications canadien [24]. Le SHARP s'est maintenu en vol pendant 20 minutes sur une altitude de 150m [23]. Seulement 10% de la puissance RF émise était captée par les antennes redresseuses à base de quatre diodes Schottky de type AVAGO 5038-2835 (anciennement HP2835). Le rendement

<sup>1</sup> SHARP :Stationary High Altitude Relay Platform, 1987

de ces antennes redresseuses était de 70%. La première démonstration publique pour ce projet a eu lieu en présence du ministre canadien de communication et des journalistes en 1987. Ce vol a été reconnu comme le premier de son genre par la fédération internationale d'aéronautique [25].

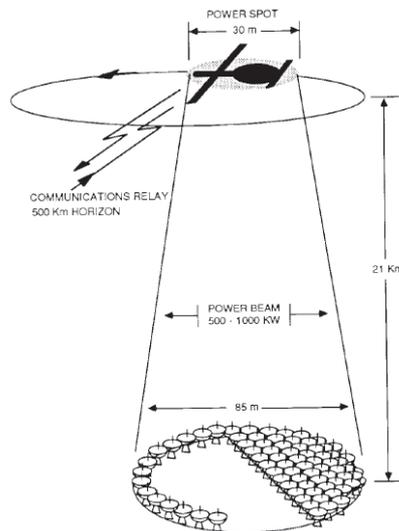


Fig. 1.8. Principe d'alimentation de l'avion SHARP [23].



Fig. 1.9. L'avion SHARP lors de son test [25].

Entre 1983 et 1992 les japonais ont essayé de réaliser deux projets similaires : MINIX<sup>2</sup> et MILAX<sup>3</sup> airplane, totalement alimentés par une source micro-onde (Fig. 1.10, Fig. 1.11). Le premier projet fonctionnait à la fréquence de 2.45GHz et le second à 2.411GHz. L'objectif du projet MINIX consistait à transporter de l'énergie dans l'espace pour alimenter une sonde capable de détecter l'effet non-linéaire de forte puissance micro-onde sur le plasma

<sup>2</sup> MINIX: Microwave Ionosphere Nonlinear Interaction eXperiment.  
<sup>3</sup> MILAX: Microwave Lifted Airplane eXperiment.

ionosphérique alors que le MILAX avait pour objectif de relier un réseau de télécommunication terrestre [26].

Le MILAX était alimenté par un signal micro onde venant du sol. Le premier test a eu lieu en 1992 au Japon pour vérifier la capacité de contrôle de son faisceau de puissance d'alimentation [27]. Lors de ce test le MILAX qui est très léger (moins de 4 kg), a volé avec succès pendant 40 secondes à une altitude d'environ 15m. Un émetteur à balayage électronique était placé sur le toit d'une voiture pilotée par un ordinateur pour orienter le faisceau RF vers le MILAX. La puissance RF était de l'ordre de 1kW à la fréquence 2.411GHz. Six réseaux d'antennes redresseuses, composés chacun de vingt rectennas sont installés sur le fond plat de l'avion MILAX (Fig. 1.10 (a)). Les antennes de réception utilisées étaient des antennes patch circulaires micro-ruban en structure de nid d'abeille. Ces antennes sont suivies par des diodes Schottky de type AVAGO 5082-2835 (anciennement HP2835). Le rendement de conversion RF/DC était de l'ordre de 52% [27].

L'expérience de MINIX, constitue la première expérience dans le monde du transport d'énergie dans l'ionosphère. Il a été réalisé par l'ISAS (Institut des sciences spatiales et l'astronomie japonaise) le 29 août en 1983. L'expérience a été menée avec un système composé d'une « fusée mère » et d'une « fusée fille » (Fig.1.11). Deux magnétrons de forte puissance (moins de 830 watts) fonctionnant à 2.45 GHz ont été installés sur la fusée mère. Quatre antennes à tige d'une longueur de 2m ont été prolongées à l'extérieur de la fusée fille dans le plan supérieur pour détecter le plasma. Les rectennas utilisées sont trois paires d'antennes dipôles placées orthogonalement [28].



Fig. 1.10. Prototype de MILAX [26], (a) prototype de MILAX utilisant 120 antennes patch circulaire, (b) test de MILAX sur une route au Japon, l'émetteur de puissance RF et le système de contrôle de faisceau sont placés sur le toit de la voiture.

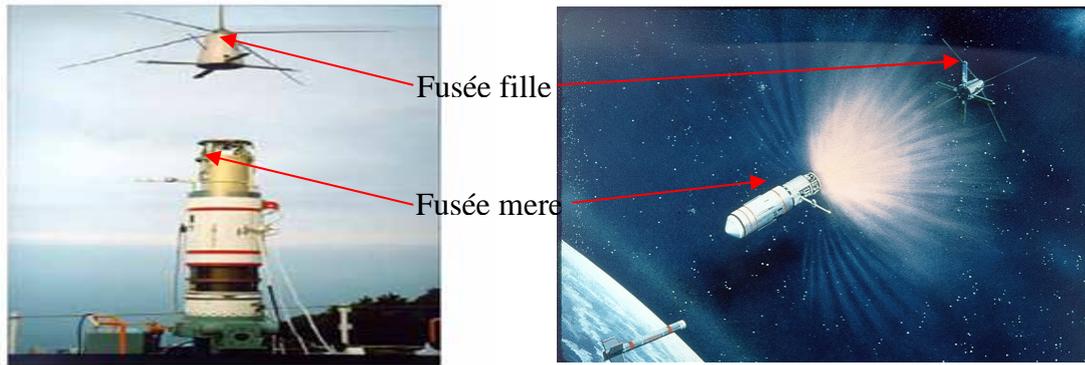


Fig. 1.11. Prototype de MINIX [28].

En 1968 un concept du projet SPS (Solar Power Satellite) était étudié par le NASA<sup>4</sup> [29] [30] [31]. L'idée originale de Peter GLASER [32] [33] [34] consistait à placer un satellite en orbite afin de capter l'énergie solaire à l'aide de cellules photovoltaïques placées sur une tour solaire Fig. 1.12. La puissance récupérée devait être transformée en un signal RF émis vers la terre à l'aide d'antennes paraboliques [35]. L'énergie micro-onde devait ensuite être captée par un réseau d'antennes disposées sur une surface importante de l'ordre de 50km<sup>2</sup>[36]. Le rendement total attendu pour ce type de transport d'énergie était estimé à 15%.

Le coût de ce projet, qui a été estimé entre 8 et 15 milliard d'Euros pour chaque tour solaire, reviendrait à un coût de revient variant entre 20 et 40€/W [37], ce qui est trop cher par rapport aux solutions terrestres existantes. Coût revue à la baisse par les spécialistes, grâce aux dernières évolutions technologiques, mais qui reste encore cinq fois supérieur au coût actuel de l'énergie électrique d'origine nucléaire.

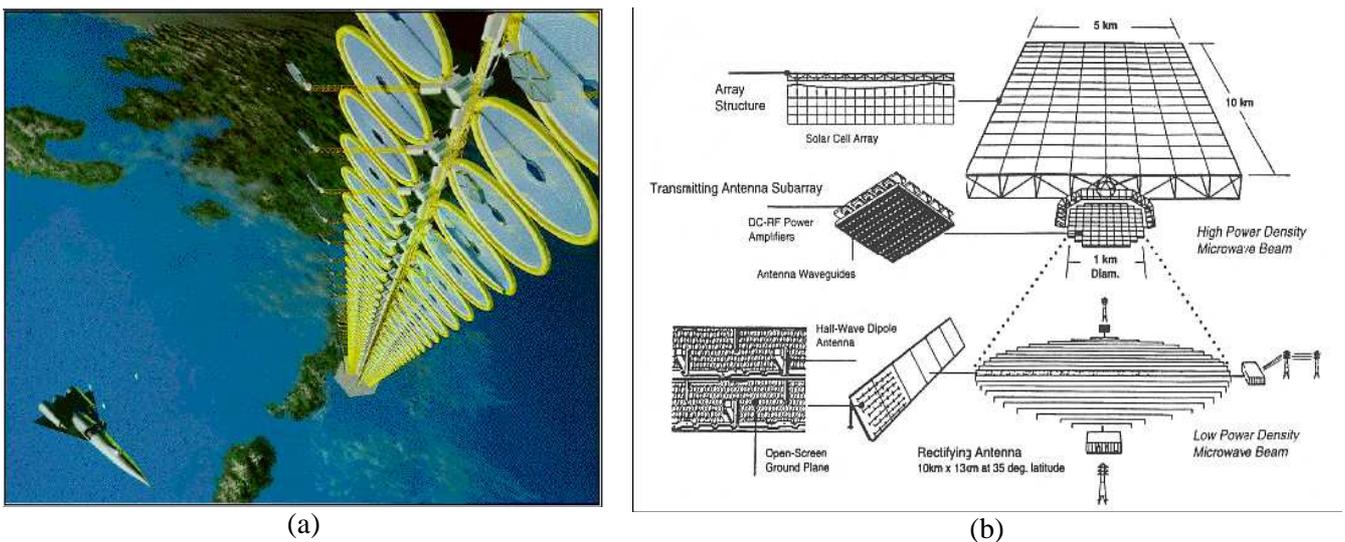


Fig. 1.12. (a) modèle des tours solaires [30], (b) Synoptique du projet SPS imaginé en 1968[36].

<sup>4</sup> NASA : National Aeronautics and Space Administration.

D'autres projets de récupération de l'énergie depuis l'espace ont été étudiés au Japon et en Malaisie [38] [39].

Au niveau Européen, le premier essai a été réalisé en 2001 [40] sur l'île de la Réunion, afin de montrer la faisabilité d'alimenter, via des ondes électromagnétiques, le village de Grand-Bassin, situé dans un canyon difficile d'accès (Fig.1.13 (a)). L'électricité fournie par le centrale EDF de l'île arrive en haut du canyon par une ligne haute tension puis est transformée à l'aide de magnétron en signal radio-fréquence et projeté par une antenne cornet sur une distance de 700m en direction du village (Fig. 1.13 (b)). La puissance émise était de l'ordre de 10kW à la fréquence 2.45GHz. L'efficacité de ce transport d'énergie était entre 5% et 8%. [41]

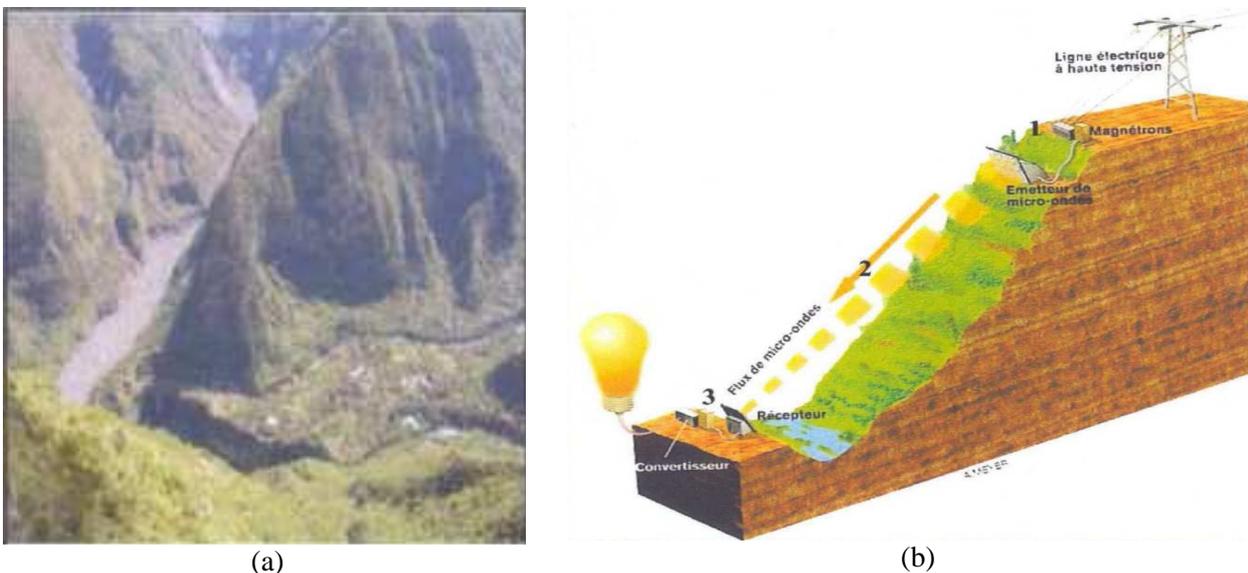


Fig. 1.13. (a) Le village du Grand Bassin à la Réunion, (b) Principe de la transmission de l'énergie électrique au Grand-Bassin [40].

Dans la même année, un essai à l'université de Pittsburgh aux états unis a été réalisé avec l'objectif de charger les batteries de téléphones portables [42]. Le système était constitué en réception d'une antenne monopole ( $\lambda/4$ ) de longueur 8cm, branchée à un redresseur de type doubleur de tension à sept étages, constitué par des diodes de type HSMS2820 (Fig. 1.14). La fréquence d'émission était de 915MHz à courte distance. Pour charger une batterie il fallait au minimum une puissance continue comprise entre 1.3W et 2.4W était nécessaire. Le temps de chargement de la batterie a duré six heures au lieu de trois heures dans le cas d'un chargeur classique.

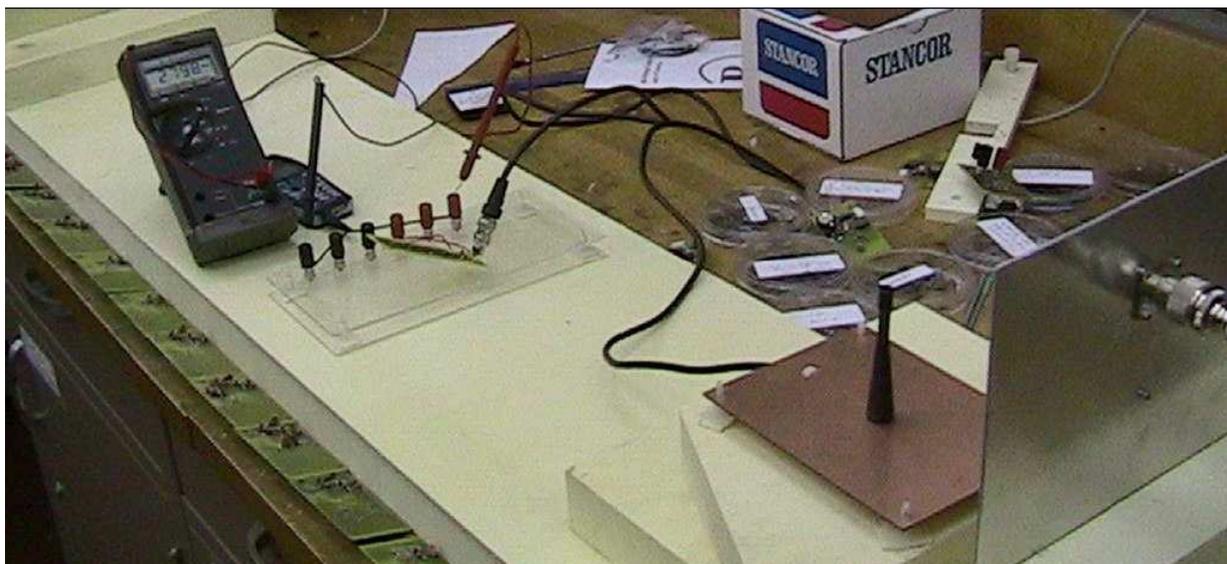


Fig. 1.14. Prototypé de chargeur sans fil [44].

Une étude a été réalisée en 2004 à l'université de Villanova (USA) pour télé-alimenter un micro-capteur de pression à l'intérieur d'un pneu de voiture [43]. L'objectif de cette étude était de charger la batterie à l'intérieur du pneu pour assurer le bon fonctionnement du micro-capteur sans être obligé de démonter la roue. La puissance RF émise à la fréquence 2.45GHz est captée par une antenne patch imprimée sur un substrat FR-4, connectée à un redresseur constitué par deux diodes Schottky de type HSMS-2860 (Fig. 1.15). L'énergie est ensuite stockée dans une micro batterie composée de six cellules puis consommée par le capteur. La tension DC nécessaire pour charger ces batteries doit être supérieure à 3.5V, ce qui correspond à une puissance RF à l'entrée du redresseur supérieure à 18dBm (63mW).

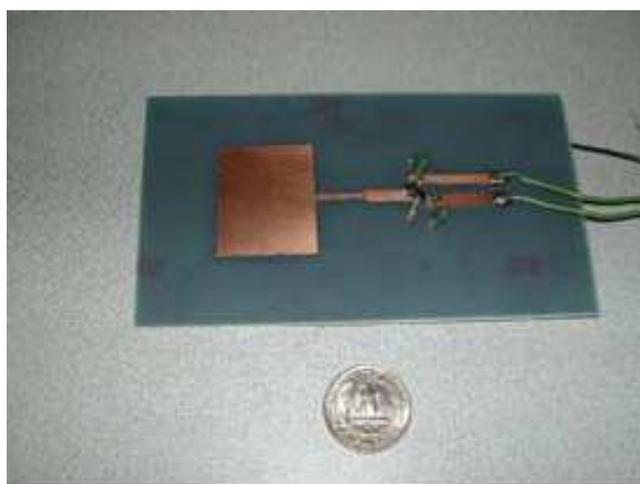


Fig. 1.15. Prototypé d'antenne redresseuse [43].

La société américaine Powercast a dévoilé en janvier 2007 lors d'une présentation au CES<sup>5</sup> son projet de chargeur sans fil, (Fig. 1.16). Ce chargeur est uniquement alimenté via des ondes électromagnétiques à la fréquence 900MHz, sur une distance maximale de 15m entre la source et le récepteur [44] [45]. Il est basé sur l'utilisation d'une source micro-onde propre, arrosant un espace donné, et d'un récepteur redresseur intégré dans un téléphone portable, ou d'autres types de dispositifs, pour charger la batterie.

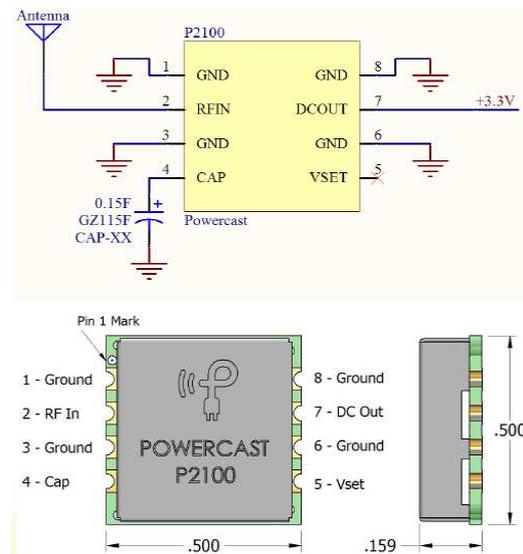


Fig. 1.16. Module de réception du chargeur sans fil [46]

A moindre niveau de puissance et dans le contexte de la récupération de l'énergie électromagnétique, un projet européen MIMOSA<sup>6</sup> mené, en 2004, par le laboratoire LETI<sup>7</sup> du CEA<sup>8</sup> en collaborations avec STMicroelectronics (Crolles) a permis de récupérer l'énergie RF émise par un portable dans la bande 889-915MHz [47]. Le système de récupération est constitué d'une antenne imprimée sur un substrat FR-4 d'une épaisseur de 0.8mm. Cette antenne présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel avec un gain de l'ordre de 1.4dBi. Elle était associée à un redresseur constitué par des diodes HSMS2850 dont la topologie est celle du doubleur de tension. L'énergie récupérée est stockée dans une super capacité. Pour une puissance RF égale à 100μW à l'entrée du redresseur l'énergie récupérée est d'environ 0,75 J avec une capacité de 5F après 10 heures de charge [48]. Le rendement de conversion global varie suivant la puissance captée par l'antenne entre 20% et 50%. Pour une puissance émise par le portable égale à 2W, la puissance RF récupérée par l'antenne, à une

<sup>5</sup> CES : Consumer Electronic Show

<sup>6</sup> MIMOSA : Microsystemes platform for MOBILE Service and Applications

<sup>7</sup> LETI : Laboratoire d'Electronique de la Technologie de l'Information

<sup>8</sup> CEA : Commissariat à l'énergie atomique.

distance d'un mètre, est égale à 1.9mW et 0.5mW pour une distance de 2m. Pour la puissance RF de 1.9mW le rendement de conversion RF/DC obtenu est de 41%. [48]

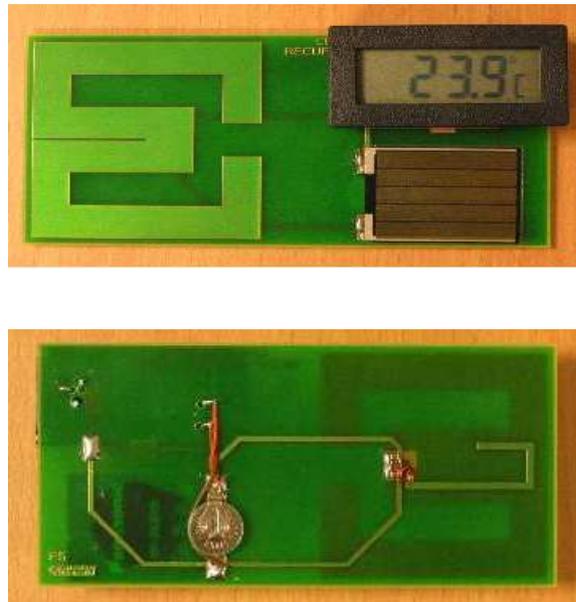


Fig. 1.17. Prototype d'étude dans le cadre du projet MIMOSA (CEA-LETI) [49]

Les systèmes RFID (Radio Frequency IDentification) sont basés aussi sur le transport d'énergie sans fil entre un lecteur et le tag (Fig. 1.18). Suivant les applications, ce transfert d'énergie se fait par induction magnétique ou par propagation des ondes électromagnétiques. La portée de ces systèmes varient de quelques millimètres, appelé systèmes de couplage à champ proche (NFC pour Near Field Communication), à plus d'une dizaine de mètres [50]. Dans le premier cas, les tags sont essentiellement utilisés pour des applications qui nécessitent une très grande sécurité mais pas nécessairement une longue portée. On peut citer par exemple, les systèmes gérant les fermetures de portes ou encore de cartes intelligentes sans contact, liées à des fonctionnalités de paiement. En Europe, les fréquences et les puissances des émissions des lecteurs de type RFID sont réglementées par l'Agence Nationale de FRéquence (ANFR) [54] (Tableau 1.1).

Les niveaux de puissance nécessaire pour faire fonctionner le tag sont généralement très faibles, de l'ordre de quelques micros Watts, comme dans l'exemple de Changming Ma et al [51] où la puissance nécessaire pour le bon fonctionnement du tag est de l'ordre de  $6\mu\text{W}$ .

Bande de fréquence	Puissance autorisé
13.56MHz	60dB $\mu$ A/m @10m
433.9MHz	1-10mW p.a.r
40.68MHz	10mW p.i.e.r
868MHz	100-2000mW p.a.r
2450MHz	500-4000mW p.i.e.r
5800 MHz	25mW p.a.r

Tableau 1.1. Puissances autorisées en fonction de la fréquence d'émission [54]

p.a.r : puissance apparente rayonnée.

p.i.r.e : puissance isotrope rayonnée équivalente.



Fig. 1.18. Système RFID [50]

Dans ces différents cas de transport d'énergie sans fil, le bilan énergétique entre l'émetteur et le récepteur doit être étudié pour que la puissance reçue soit supérieure à la puissance de fonctionnement du système. Les choix des antennes d'émission et de réception, ainsi que le système de conversion RF/DC, jouent un rôle très important sur le rendement global. Le système de conversion RF/DC est généralement constitué de diodes de redressement de type Schottky connues pour leurs tensions de seuil très faibles. Malgré cela, leur utilisation génère des pertes. Ces pertes ne sont pas constantes et varient en fonction du niveau de puissance RF à l'entrée du redresseur. Le rendement de la conversion RF/DC peut varier en fonction de la puissance RF à l'entrée sur une plage comprise entre 0.01% et 70% [52].

Dans [53] Murugavel Raju a présenté une comparaison des puissances récupérée pour différentes sources d'énergie (Tableau 1.2). La puissance électromagnétique rayonnée dans l'environnement peut être exploitée pour contribuer à l'alimentation d'un système à faible consommation. Cette puissance devient en effet de plus en plus disponible en permanence sur plusieurs bandes fréquentielles (Wi-Fi, GSM, TV, RFID...)

Source d'énergie	Estimation de la Puissance récupérée
<u>Vibratoire</u> :	
Corps humain	4 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Industrie	100 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
<u>Thermique</u>	
Corps humain	25 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Industrie	1–10 $\text{mW}/\text{cm}^2$
<u>Photovoltaïque</u> :	
En intérieur	10 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
En extérieur	10 $\text{mW}/\text{cm}^2$
<u>Radiofréquence</u> :	
GSM	0.1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$
Wi-Fi	0.001 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$

Tableau 1.2. Estimation de la puissance récupérée en fonction des sources d'énergie [53]

Pour récupérer l'énergie rayonnée dans le milieu ambiant, il suffit de procéder de la même façon que pour la récupération d'un signal radio, en la captant à partir d'une ou plusieurs antennes de réception, suivies d'un système de conversion RF/DC. Un circuit d'adaptation placé entre le redresseur et l'antenne permet d'améliorer le rendement de la conversion RF/DC et de minimiser les pertes par réflexion sur l'antenne. Le signal DC récupéré alimente alors directement une charge électronique, ou bien, l'énergie est emmagasinée dans un accumulateur pour une utilisation ultérieure (Fig. 1.19). Dans le cas de la télé-alimentation définie précédemment, la distance séparant la source rayonnante du récepteur est étudiée pour que ce dernier récupère le signal émis avec un niveau de puissance suffisant pour faire fonctionner le système qui s'auto alimente. Or, dans le cas d'une récupération d'énergie électromagnétique dans le milieu environnant, les niveaux de puissance sont très faibles, variables d'un endroit à un autre et réparties sur une large bande fréquentielle. Une antenne large bande omnidirectionnelle, à polarisation circulaire et ayant un gain assez important permettra de pallier cette difficulté.

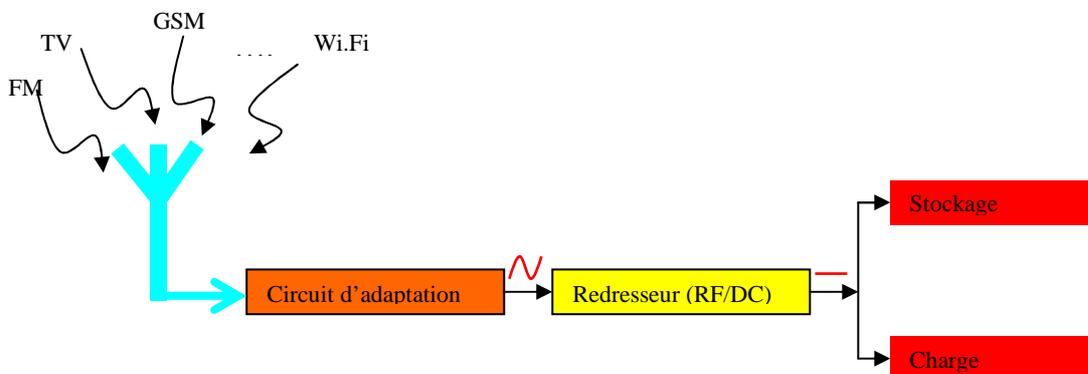


Fig. 1.19. Principe de la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante.

La quantification de la puissance RF disponible dans le milieu ambiant en fonction de la fréquence est nécessaire selon le milieu considéré. Elle permet de choisir les bandes fréquentielles où la densité de puissance est la plus élevée et d'estimer ainsi la puissance DC maximale récupérable. Cette étude est présentée dans la partie suivante.

### **1.3 Quantification de la puissance rayonnée disponible dans le milieu environnant**

La deuxième partie de ce chapitre présente la mesure de la puissance disponible des ondes électromagnétiques rayonnées dans le milieu urbain. L'objectif étant de quantifier les niveaux de puissance récupérables les plus élevés, par plages fréquentielles. Pour se faire, nous avons utilisé un mesureur de champ électromagnétiques portatif, faisant office d'analyseur de spectre de type HF-Spectrum-Analyzer HF-6080, associant une antenne, type HYPERLOG 6080 large bande. L'ensemble est commercialisé par la société allemande AARONIA (Fig. 1.20). Cet analyseur permet de mesurer la puissance ou la densité de puissance des ondes électromagnétiques dans la bande 1MHz-7GHz avec une limite de détection égale à -120dBm. Il permet aussi d'enregistrer l'évolution de la puissance des signaux en fonction du temps. L'antenne utilisée, de dimensions 30cmX15cm, possède un gain quasi constant dans la bande 680MHz-8GHz de l'ordre de 5dBi (Fig 1.21)

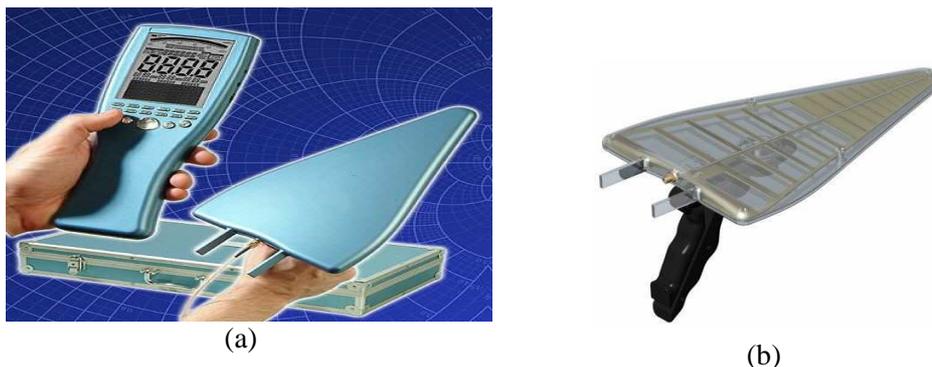


Fig. 1.20. (a) HF-Spectrum-Analyzer HF-6080 [54], (b) Antenne HYPERLOG-6080 [54].

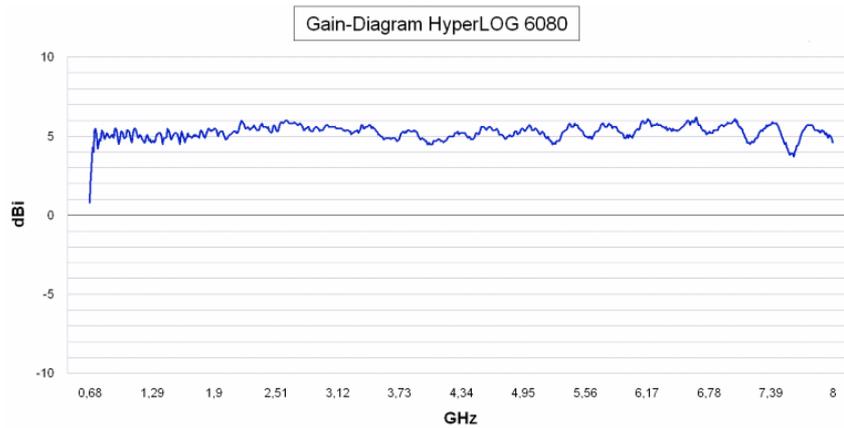


Fig. 1.21. Gain de l'antenne HYPERLOG 6080 [54]

En France, l'Agence Nationale des FRéquences (ANFR) a la responsabilité de planifier et gérer l'utilisation du spectre fréquentiel. Chaque application nécessitant l'émission d'ondes électromagnétiques doit être autorisée par l'ANFR, qui lui attribue une bande de fréquence et définit le niveau de puissance nécessaire pour le bon fonctionnement de l'application, afin que cela ne perturbe pas le fonctionnement des autres appareils. La répartition des fréquences par secteur d'utilisation est présentée sur la Fig. 1.22. Une grande partie du spectre fréquentiel (plus de 60%) est réservé à la défense nationale et à l'Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des postes (ARCEP).

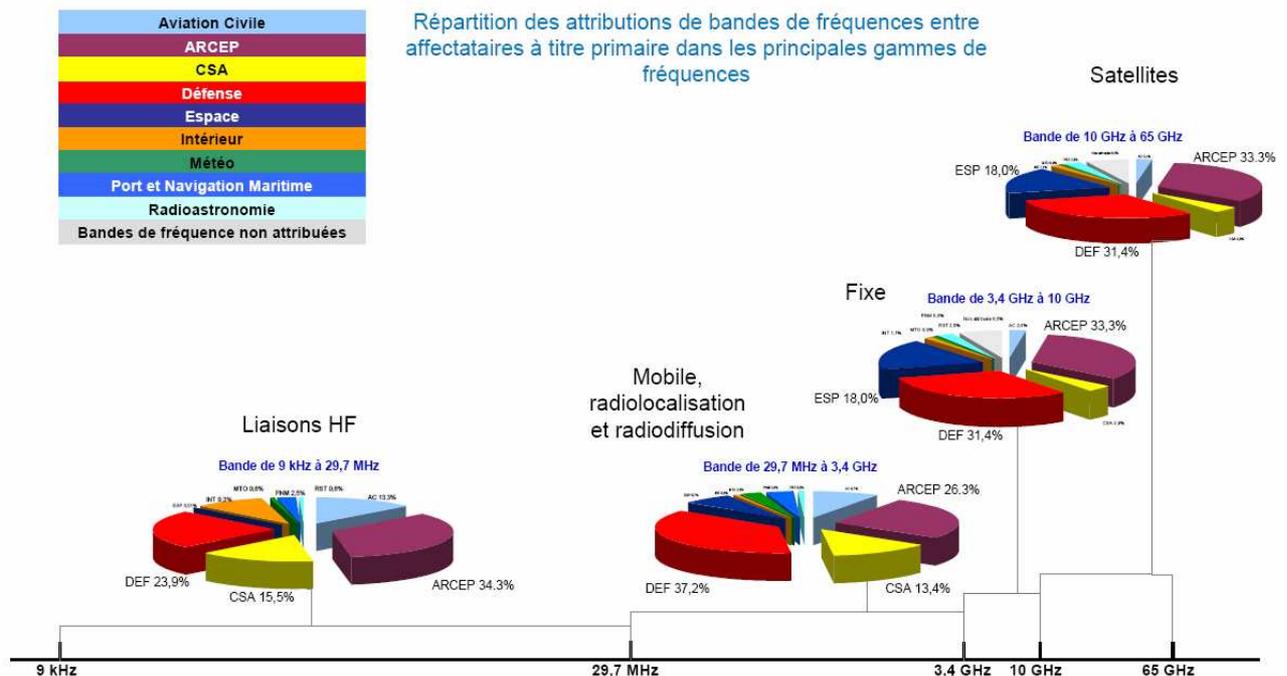


Fig. 1.22. Répartition des bandes fréquentielles par l'ANFR en France [55].

Les mesures de la densité de puissance des ondes électromagnétiques dans le milieu ambiant ont été effectuées au 14 rue François Coupé à Tours Nord 37100 en Mars 2008, à une distance approximative de 1km des différentes stations de base. Ces mesures ont été enregistrées en fonction du temps pour nous faire une idée de l'évolution des signaux RF. La Fig. 1.23 montre la variation de la densité de puissance des signaux RF, en dBm/m<sup>2</sup>, en fonction de la fréquence et du temps dans la bande 680MHz-3.5GHz.

La densité de puissance mesurée est quasi constante dans le temps et varie de -60dBm/m<sup>2</sup> à -15dBm/m<sup>2</sup>. On remarque que les niveaux de puissance sont très faibles et que le maximum de densité (-15dBm/m<sup>2</sup>) est compris dans la bande 1.8GHz-1.9GHz. Ainsi, pour assurer la liaison entre les terminaux sans fil, des amplificateurs à faible bruit sont généralement utilisés pour amplifier certains signaux RF notamment en téléphonie mobile (GSM, UMTS...) [56] [57]. L'antenne employée contribue également à l'augmentation de la sensibilité des récepteurs.

En intégrant la densité de puissance sur tout le spectre mesuré, nous obtenons une densité de puissance quasi constante dans le temps de l'ordre de -12dBm/m<sup>2</sup> (Fig. 1.24). Plus de la moitié de la densité totale de puissance mesurée (-14.5dBm) est localisée dans la bande fréquentielle 1.8GHz-1.9GHz (Fig 1.25). Ces signaux, dans la bande 1.8GHz-1.9GHz, sont quasi constants dans le temps. D'après l'ANFR cette bande de fréquence est réservée à la téléphonie mobile GSM/1800 et DECT 1880MHz-1900MHz.

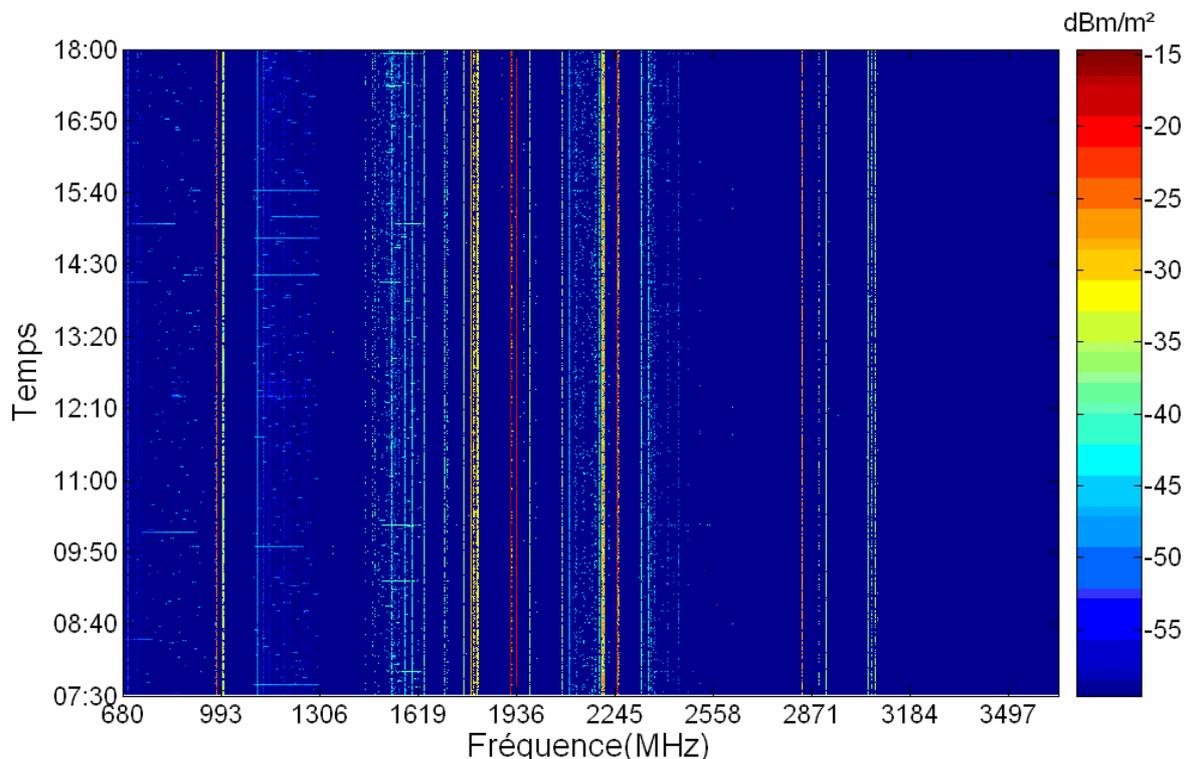


Fig. 1.23. Evolution de la densité de puissance mesurée en fonction du temps (680MHz-3.5GHz).

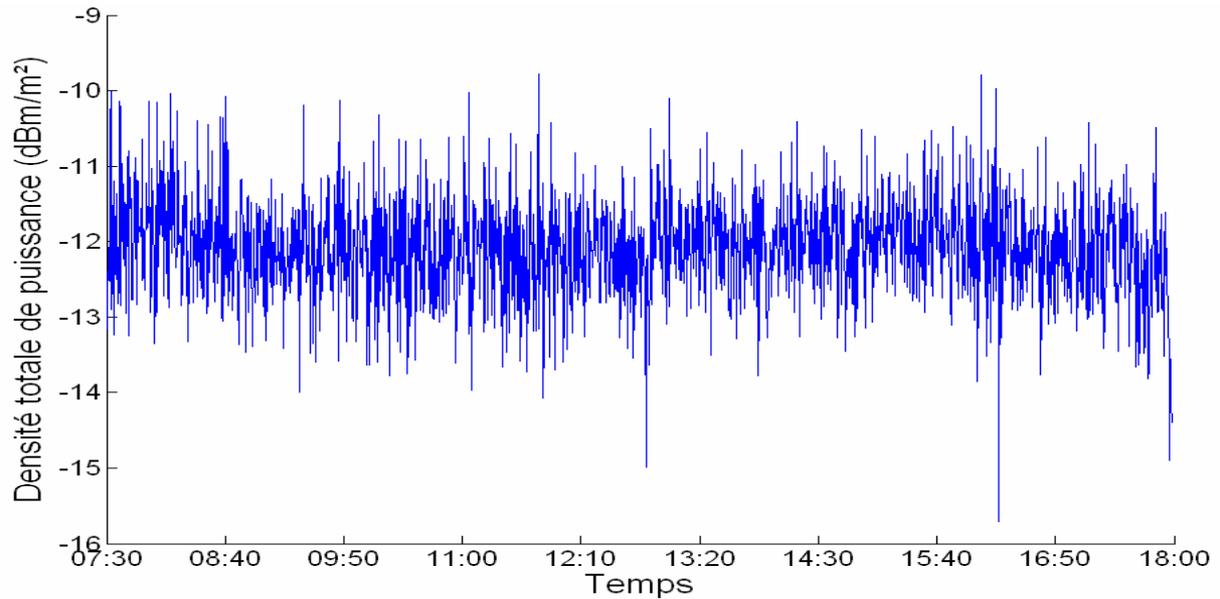


Fig. 1.24. Variation de la totalité de la densité de puissance en fonction de temps.

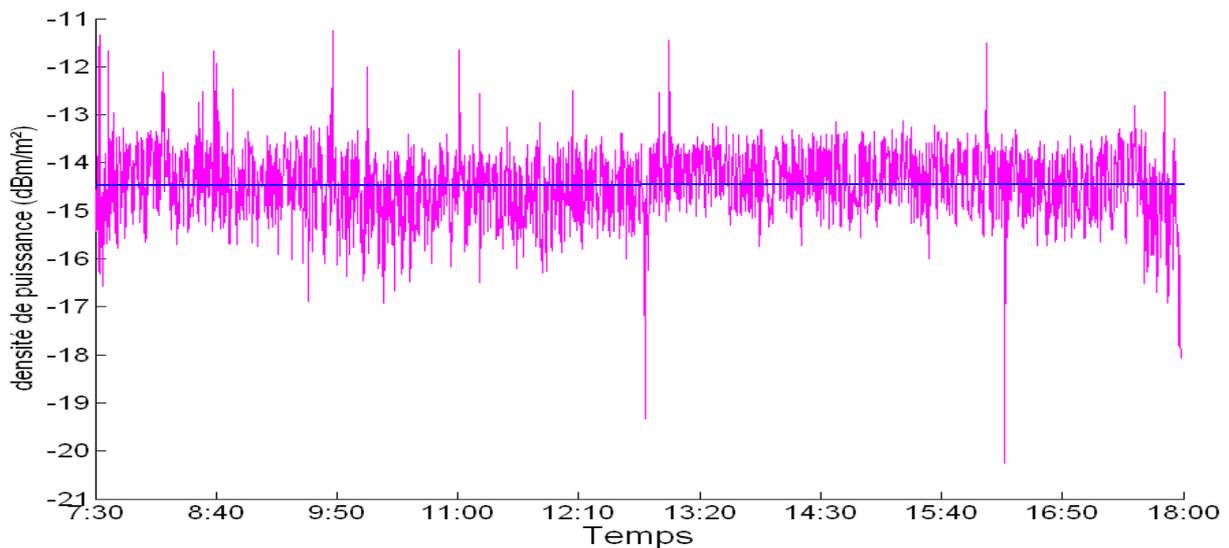
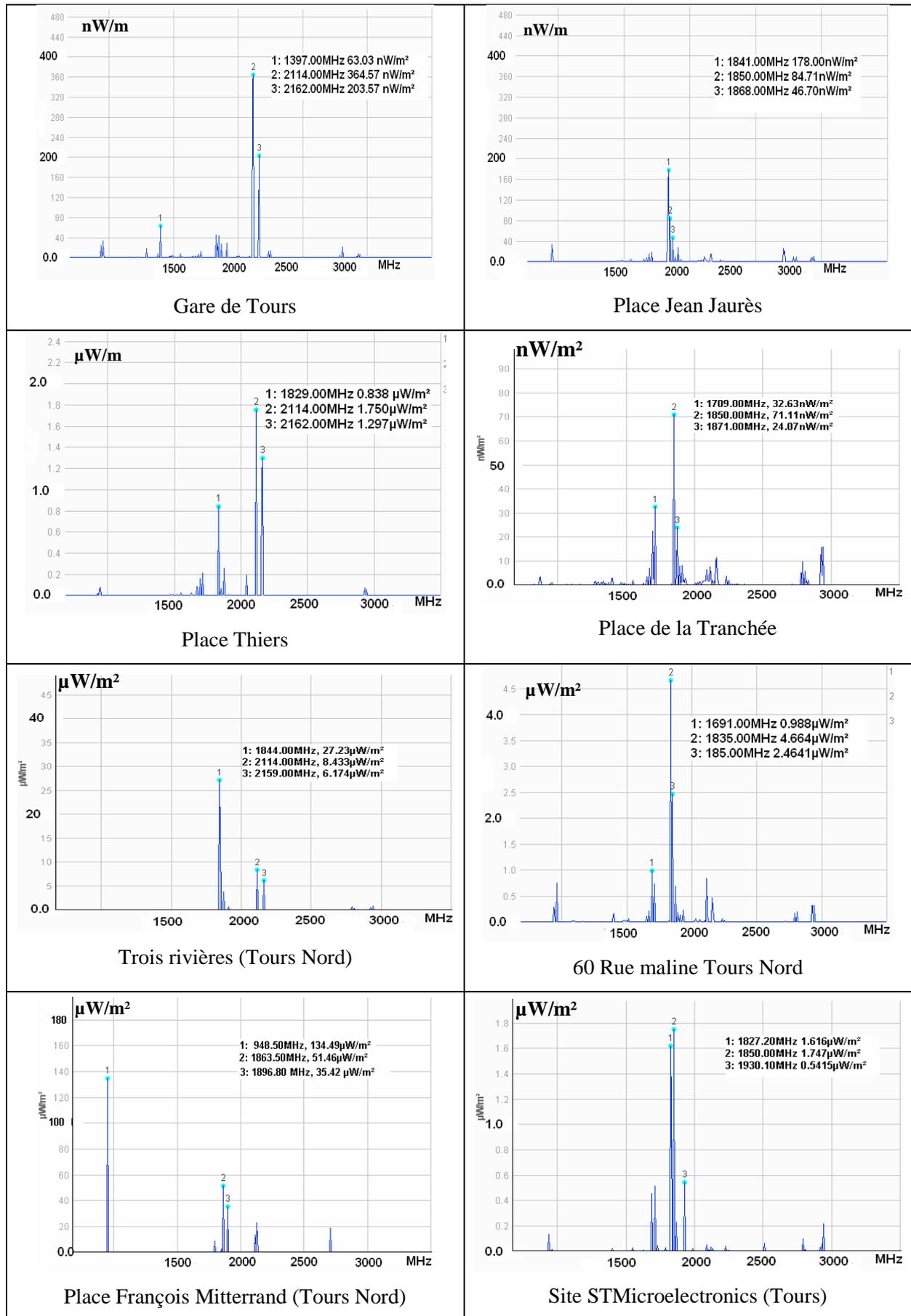


Fig. 1.25. Variation de la densité de puissance mesurée dans la bande 1.8GHz-1.9GHz.

D'autres mesures de la densité de puissance RF ont été faites aux différents points de la ville de Tours, ces mesures sont présentées par le tableau 1.3. La densité de puissance mesurée varie d'un point à un autre, elle peut atteindre le  $135\mu\text{W}/\text{m}^2$ , soit  $-8.7\text{dBm}/\text{m}^2$ , à la fréquence  $948.5\text{MHz}$  (GSM900) place de François Mitterrand (Tours Nord). Cette densité a été enregistrée à une distance approximative de  $25\text{m}$ , au sol, d'une antenne relais placée à  $33\text{m}$  de hauteur. Dans toutes les mesures effectuées on récupère des signaux RF dans la bande fréquentielle  $1.8\text{GHz}-1.9\text{GHz}$  d'une densité de puissance nettement plus importante que les autres signaux, cette densité varie entre  $25\text{nW}/\text{m}^2$  et  $51\mu\text{W}/\text{m}^2$ , soit entre  $-46\text{dBm}/\text{m}^2$  et  $-13\text{dBm}/\text{m}^2$ , selon le point de mesure.



Tab.1.3. Mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Tours.

L'ANFR, en collaboration avec des laboratoires de mesures certifiés, effectue régulièrement des mesures de niveaux des puissances des ondes électromagnétiques partout en France, pour contrôler la bonne utilisation du spectre fréquentiel et s'assurer que les niveaux des puissances émis soient bien respectés et qu'ils n'exposent pas la population à un risque sanitaire. Ces mesures sont accessibles sur le site internet de l'ANFR (<http://mesures.anfr.fr/>). A titre d'exemple nous comparons nos mesures avec celles de l'ANFR (mesure N°18807) faites sur la place François Mitterrand (tableau 1.4). Les signaux les plus intenses mesurés par l'ANFR sont localisés dans la bande GSM900 et GSM1800 où l'intensité du champ électromagnétique mesurée était de 0.69V/m (GSM900) et 0.67V/m (GSM1800). Les niveaux d'intensité du champ électromagnétique disponible à notre point de mesure sont égaux à 0.245V/m pour le GSM900 et 0.139V/m pour le GSM1800. La différence entre les résultats de l'ANFR et les notre peut être expliquée principalement par le choix des points de mesure, c'est-à-dire les coordonnées de ce dernier. Dans ses rapports de mesure l'ANFR ne précise pas les coordonnées des points de mesures. Les seules données que l'on puisse trouver sont la distance qui sépare le point de mesure de l'antenne relais la plus proche, et la nature de la mesure, c'est-à-dire à l'intérieur ou à l'extérieur. Ces données seules rendent difficile la localisation du point de mesure par l'ANFR. En revanche, de point de vue fréquentiel nos mesures sont en accord avec celles de l'ANFR, avec pour les signaux les plus intenses, sont ceux de GSM900 et GSM1800.

La présence des immeubles, ou tout autre objet proche ou loin de l'émetteur, provoque la réflexion multiple des ondes électromagnétiques et sont à l'origine de l'apparition d'ondes stationnaires (Fading) variables d'un point à un autre.

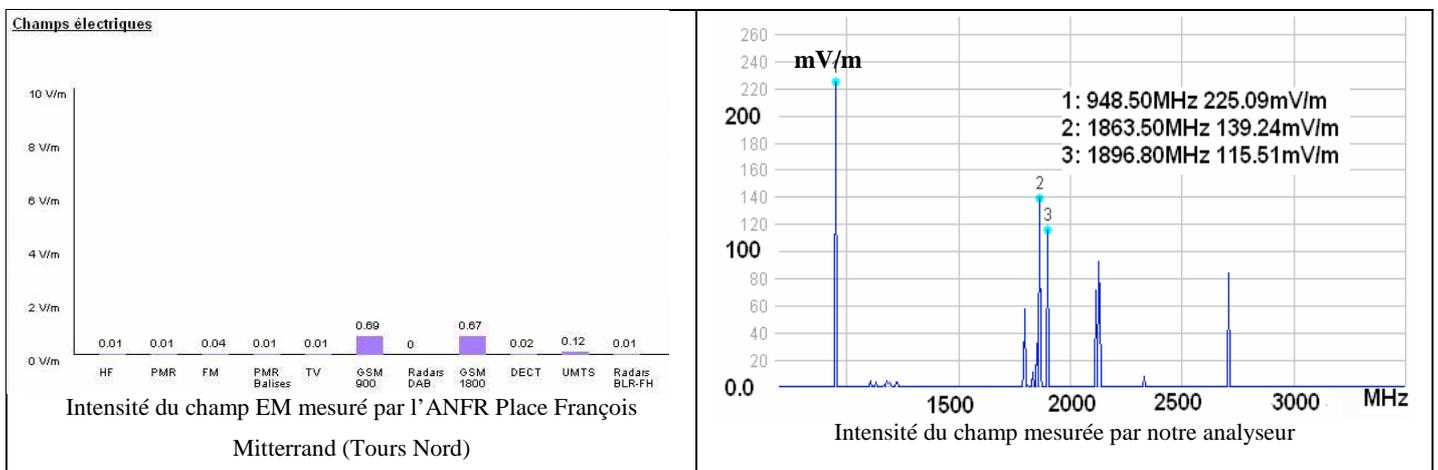


Tableau 1.4. Comparaison des mesures.

Des mesures ont été effectuées dans la bande 2GHz -8GHz par Joseph A. Hagerty et al de l'université de Colorado des Etats-Unis d'Amérique à l'intérieur des bâtiments en zones urbains. La densité de puissance mesurée varie entre  $10\mu\text{W}/\text{m}^2$  et  $100\mu\text{W}/\text{m}^2$  ( $-20\text{dBm}/\text{m}^2$  et  $-10\text{dBm}/\text{m}^2$ ) [58].

Cette énergie RF disponible en permanence dans le milieu urbain peut être une alternative énergétique pour alimenter partiellement ou totalement des dispositifs électroniques à faible consommation, tels que des capteurs, et donc rendre ces dispositifs autonomes.

#### **1.4 Les systèmes autonomes**

Par systèmes autonomes nous considérons des systèmes utilisant l'énergie environnementale disponible pour s'alimenter en permanence. Ils sont capables de fonctionner sans utilisation d'une source d'énergie auxiliaire spécifique. Les réseaux de capteurs sans fils (WSN: Wireless Sensor Nodes) en sont un exemple [61]. Les WSN sont des systèmes de surveillance et de traitement de données. Ils sont utilisés dans différents domaines. Ils peuvent par exemple être utilisés pour surveiller la présence des personnes dans les locaux, ou bien encore contrôler l'apparition de fissures dues à la fatigue de structures dans les avions, les bâtiments, les ponts ou les navires. Ils sont également utilisés pour contrôler les caractéristiques des équipements tels que la pression des pneus des voitures, voire dans le domaine médicale.

Au début de leur apparition les WSN étaient alimentés par des batteries non rechargeables, avec l'inconvénient de devoir être remplacées après un certain temps. Malgré les progrès réalisés, les performances en termes de capacités de stockage de ces batteries restent modestes. Une solution d'amélioration de l'autonomie énergétique des capteurs passe par la récupération de l'énergie ambiante en complément de l'énergie des batteries, prolongeant ainsi leur durée de vie et nous permettant d'envisager leur remplacement par des accumulateurs rechargeables. L'énergie récupérée pourra donc être utilisée directement ou être stockée dans un super-condensateur ou une micro batterie rechargeable.

C'est dans cette optique que ce travail de thèse sur la récupération d'énergie électromagnétique s'inscrit. Il répond à un réel besoin pour l'alimentation de dispositifs électroniques d'usage courant à faible consommation. L'étude et l'optimisation des différentes parties constituant le récupérateur d'énergie pour améliorer le rendement de conversion RF/DC et donc améliorer la puissance continue récupérée, feront l'objet des chapitres suivants.

## **1.5 Conclusion**

Les études et les travaux réalisés dans le domaine de la transmission d'énergie sans fil ont montré que le transport de l'énergie par des ondes électromagnétiques pouvait satisfaire certaines applications (WSN, RFID...). La principale difficulté concerne le rendement total de la transmission qui reste encore très faible, car dépendante de plusieurs facteurs tels que l'atténuation dans le canal de propagation avec notamment des pertes en espace libre en  $\lambda^2/(4\pi d)^2$ , le rendement des convertisseurs RF/DC qui dépend de la sensibilité des diodes utilisées et de la puissance RF reçue.

La densité de puissance mesurée dans le milieu urbain de la ville de Tours est très variable d'un point à un autre. Elle dépend de la distance entre l'émetteur et le point de mesure, des obstacles en présence, des caractéristiques physiques du milieu de propagation et de la fréquence du signal. Parmi les mesures effectuées, c'est la bande du GSM1800 qui reste la plus intéressante en puissance et la plus répandue avec une densité de puissance mesurée entre  $25\text{nW/m}^2$  et  $51\mu\text{W/m}^2$ , soit entre  $-46\text{dBm/m}^2$  et  $-13\text{dBm/m}^2$ .

L'analyse des rayonnements électromagnétiques en milieu urbain montre clairement que l'énergie RF est disponible en permanence mais que la quantité est très faible. L'exploitation de ces faibles niveaux d'énergie rayonnés doit surmonter quelques difficultés spécifiques, non encore résolues, en termes d'intégration d'antennes, d'efficacité de redressement, d'amplification et de stockage. Enfin, l'optimisation du rendement énergétique nécessite souvent l'association d'un système de récupération à un système de stockage de l'énergie. Le premier élément du système de récupération d'énergie avec lequel la puissance RF sera captée est l'antenne. L'étude, le choix et l'optimisation de différentes caractéristiques de cet élément est nécessaire pour augmenter la puissance RF captée. L'utilisation d'un réseau d'antennes peut augmenter le niveau de puissance RF récupérée et donc augmenter la puissance continue à la sortie du circuit de redressement. Dans le chapitre suivant nous présentons l'étude des antennes candidates de récupération d'énergie électromagnétique.

## **Références**

- [1] Sean E. Shaheen, David S. Ginley, and Ghassan E. Jabbour, "Organic-Based Photovoltaics: Toward Low-Cost Power Generation" *Materials Research Society Bulletin*, vol 30, pp. 10-19, January 2005.
- [2] Robert W. Birkmire and Erten Eser "Polycrystalline Thin Film Solar Cells: Present Status and Future Potential" *Annual Review Materials Science*, 1997, vol 27, pp. 625-53
- [3] L. M. Fraas, W. E. Daniels, J. Muhs, "Infrared Photovoltaics For Combined Solar Lighting and Electricity For Building" *Proceedings of the 17th European PV Solar Energy Conference 2001, October 22-26, Munich, Germany.*
- [4] P.J. Sonneveld, H.J. Holterman, G.L.A.M. Swinkels, B.A.J. van Tuijl, G.P.A. Bot "Solar Energy Delivering Greenhouse with an Integrated NIR filter" *Greensys 2007, October 4-6, Naples, Italy*
- [5] <http://www.ecolopop.info/2009/02/blue-earth-le-telephone-solaire/4942> (15/02/2010)
- [6] M. Gigliotti, D. Marchand, M.C. Lafarie-Frenot et J.C. Grandidier "Sur le comportement thermoélectrique de matériaux composites pour applications aéronautiques" 16emes journées nationales sur les composites 10-12 Juin 2009, Toulouse, France.
- [7] NGUYEN VA DONG et Eugène LEMOING "Convertisseur Thermoélectrique à Semiconducteur Semi.Liquide" *Revue de physique appliquée*, Tome 3, pp. 61-63, Mars 1968.
- [8] J. G. Stockholm «Génération Thermoélectrique» *Energie portable: autonomie et intégration dans l'environnement humain. Journées Electrotechniques du Club EEA -Cachan, France, 21-22 mars 2002.*
- [9] T. Douseki, Y. Yoshida, F. Utsunomiya, N. Itoh, and N. Hama, "A battery less wireless system uses ambient heat with a reversible-power-source compatible CMOS/SOI DC DC converter" 2003 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), 9-13 February 2003, san Francisco, USA.
- [10] J. A.Paradiso and T. Starner, "Energy Scavenging for Mobile and Wireless Electronics" *Pervasive Computing, IEEE*, vol. 4, pp. 18-27, 2005.
- [11] M. Loreto Mateu Saez "Energy Harvesting from Passive Human Power" PhD Thesis, University of Trier, Germany, department of Electronic Engineering, January 2004,
- [12] Henry A. Sodano, Gyuhae Park, Donald J. Leoa and Daniel J. Inmana "Model of Piezoelectric Power Harvesting Beam" *Proceedings of IMECE 2003, ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition, Washington, D.C., November 16-21, 2003.*
- [13] S. P. Beeby, M. J. Tudor and N. M. White "Energy harvesting vibration sources for Microsystems applications" *Measurement Science and Technology*, Vol. 17, pp 175-195. October 2006.
- [14] Hua-Bin Fanga, Jing-Quan Liua, Zheng-Yi Xub, Lu Donga, Li Wangb, Di Chena, Bing-Chu Caia, Yue Liub "Fabrication and performance of MEMS-based piezoelectric power generator for vibration energy harvesting" *Microelectronics Journal* Vol.37 , pp 1280-1284, 2006.
- [15] Paul D. Mitcheson, Eric M. Yeatman, G. Kondala Rao, Andrew S. Holmes, and Tim C. Green, "Energy Harvesting From Human and Machine Motion for Wireless Electronic Devices" [Proceedings of the IEEE](#), vol 96, [Issue 9](#), pp. 1457-1486, September 2008.
- [16] H. A. Sodano, G. Park and D. J. Inman "Estimation of Electric Charge Output for Piezoelectric Energy Harvesting" *strain an International Journal for Experimental Mechanics*, vol 40, issue 1 , pp. 1 - 44 (February 2004)

- [17] Lihua TANG, Yaowen YANG and Hongyun Li "Optimizing Efficiency of Energy Harvesting by Macro-Fiber Composites" Proceeding of SPIE Vol. 7268, 726808-1, December 2008
- [18] Tanuj Kumar Mandal, "Wireless Transmission of Electricity – Development and Possibility" Sixth International Symposium Nikola TESLA, Belgrade, SASA, Serbia, October 18 – 20, 2006.
- [19] <http://www.tfcbooks.com/articles/tws8b.htm> (15/03/2010)
- [20] W. C. Brown, "The history of power transmission by radio waves" IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-32 N°9, pp.1230-1242, September 1984
- [21] W. C. Brown, J. R. Mims, N. I. Heenan "An experimental microwave-powered helicopter" IEEE IRE International Convention Record, vol. 13, part 5, pp. 225-235, 1965.
- [22] R. M. Dickinson, "Evaluation of a microwave high-power reception-conversion array for wireless power transmission," Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, Pasadena, CA, Technical Memorandum 33-741, September 1975.
- [23] Joseph J. Schlesak, Adrian Alden and Tom Ohno "A Microwave Powered High Altitude Platform" Microwave Symposium Digest 1988 IEEE MTT-S international, vol.1, pp. 283 – 286, 1988.
- [24] Alden, A., Ohno, T. "A power reception and conversion system for remotely-powered vehicles" IEEE [Antennas and Propagation, 1989. ICAP 89, Sixth International Conference on \(Conf. Publ. No.301\)](#) vol.1, pp. 535 – 539, 4-7 Apr 1989
- [25] <http://www.friendsofcrc.ca/Projects/SHARP/sharp.html> (15/03/2010)
- [26] Matsumoto, H. "Research on Solar Power Satellites and Microwave Power Transmission in Japan" [Microwave Magazine, IEEE](#), Vol 3, [Issue4](#), pp36- 45, December 2002.
- [27] <http://www.kurasc.kyoto-u.ac.jp/docs/top/shokai/space/sps/milax-e.html>
- [28] <http://www.kurasc.kyoto-u.ac.jp/docs/top/shokai/space/sps/minix-e.html>
- [29] Takeshi Hatsuda, Kenji Ueno, and Makoto Inoue "Solar Power Satellite Interference Assessment" [Microwave Magazine, IEEE](#), Vol3, [Issue 4](#), pp. 65-70 December 2002,
- [30] Geoffrey A. Landis "Re-evaluating Satellite Solar Power Systems for Earth" IEEE 4th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006, vol. 2, [Issue 4](#), pp.1939- 1942, August 2005
- [31] William C. Brown "The solar power satellite as a Source of Base Load Electrical Power" IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-100, No. 6 June 1981.
- [32] Rodenbeck, C.T.; Chang, K.; "A limitation on the small-scale demonstration of retrodirective microwave power transmission from the solar power satellite" [Antennas and Propagation Magazine, IEEE](#) vol. 47, [Issue 4](#), pp. 67 – 72, August 2005
- [33] William C. Brown and E. Eugene Eves "Beamed Microwave Power Transmission and its Application to Space" IEEE Transaction on microwave Theory and Techniques, vol.40. NO 6, pp.1239-1250, June 1992.
- [34] W.C Grant, E.L. Morrison and J.R. Juroshek "Effects of the Satellite Power System on Low Earth Orbit and Geosynchronous Satellites" NTIA-Report-81-75 U.S.A. Department of commerce, June 1982.
- [35] Geoffrey A. Landis "Reinventing the Solar Power Satellite" 53rd International Astronautical Congress, Houston, Texas, October 10–19, 2002
- [36] Hitoshi Hayami, Masao Nakamura, and Kanji Yoshioka "The Life Cycle CO2 Emission Performance of the DOE/NASA Solar Power Satellite System: A Comparison of Alternative Power Generation Systems in Japan"

IEEE Transaction on Systems, Man, and Cybernetics part C: Applications and Reviews, vol. 35, No. 3, pp. 391-400. August 2005

[37] François COSTA “Transmission d'énergie à distance” Energie portable: autonomie et intégration dans l'environnement humain. Journées Electrotechniques du Club EEA ISBN 2-909968-10-3, pp.107-127, Cachan-France, 21-22 mars 2002

[38] Mitsushige Oda Sengen, Tsukuba-shi, Ibaraki, Japan “Building a Space Solar Power System” Proceedings of 2nd International Conference on [Recent Advances in Space Technologies, RAST 2005](#). pp. 24-27, 9-11 June 2005.

[39] Norzanah Rosmin, Faridah Mohd. Taha, Mazlina Em, Matsuoka and P.Collin “SPS-2000 Demonstration of Energy Reception by Microwave Rectennas in Malaysia” Student Conference on Research and Development (SCORED) 2003 Proceedings, Putrajaya, Malaysia.

[40] Guy Pignolet “le TESH d'aujourd'hui l'expérience du Brand Bassin” Avenir et sciences, le miracle de l'électricité sans fil édition, N°1, 2007-2008.

[41] A. Celeste, P. Jeanty, G. Pignolet “Case study in Reunion Island” [Acta Astronautica](#), vol.54, Issue 4, pp. 253-258 February 2004.

[42] Daniel W. Harrist “Wireless Battery Charging System Using radio Frequency Energy Harvesting” Thesis BS, University of Pittsburgh, 2001.

[43] Singh, P.; Xiquan Wang; Lafollette, R.; Reisner, D.”RF-Recharged Microbattery for Powering Miniature Sensors” Proceeding of IEEE Sensors, 24-27 October 2004. Vol. 1, pp. 349-352, October 2004.

[44] <http://www.powercastco.com/> (05/05/2009)

[45] Wireless Power Platform™ Transmitter Module (WPT Series). (data sheet)

[46] Powercast “Wireless Power for Battery-Free Wireless Sensors” Sensors expo & conference 2009.

[47] Pascal Ancey “Ambient functionality in MIMOSA from technology to services” Joint sOc-EUSAI conference Grenoble, october 2005

[48] <http://www.mimosa-fp6.com/index.php?id=1> (15/03/2010)

[49] <http://www.mimosa-fp6.com/index.php?id=127> (15/03/2010)

[50] Delphine Bechevet “ Contribution au développement de tag RFID UHF et Microondes sur des matériaux plastiques ” thèse de l'institut National Polytechnique de Grenoble, 09 décembre 2009

[51] Changming Ma, Xingjun wu, Chun Zhang and Zhihua Wang, “A Low-Power RF Front-End of Passive UHF RFID Transponders” IEEE Asia pacific conference on Circuits and Systems, pp. 73-76 December 2008

[52] Jamal Zbitou, Mohamed Latrach and Serge Toutain “Hybrid Rectenna and Monolithic Integrated Zero-Bias Microwave Rectifier” IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, NO. 1, January 2006.

[53] Murugavel Raju, “Energy Harvesting ULP meets energy harvesting: A game-changing combination for design engineers” Texas Instruments. November 2008.

[54] <http://www.spectran.com/> (15/10/2009)

[55] <http://www.anfr.fr/> (05/01/2010)

[56] Taizo Yamawaki, Kiyoshi Irie, Hiroaki Matsui, Kazuaki Hori, Takefumi Endou, Hiroshi Hagsawa, Tomio Furuya, Yoshimi Shimizu, Makoto Katagishi, and Julian Robert Hildersley “A 2.7-V GSM RF Transceiver IC” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 32, NO. 12, pp. 2089-2096, December 1997

[57] Hossein Hashemi and Ali Hajimir "Concurrent Dual-Band CMOS Low Noise Amplifiers and Receiver Architectures" IEEE Conferences Symposium on VLSI Circuits Digest of Technical Papers, pp. 247-250, 2001

[58] Joseph A. Hagerty, Florian B. Helmbrecht, William H. McCalpin, Regan Zane and Zoya B. Popovic "Recycling Ambient Microwave Energy With Broad-Band Rectenna Arrays" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, NO. 3, pp. 1014-1024 March 2004.

[59] Simon L. Cotton William G. Scanlon "A Statistical Analysis of Indoor Multi path Fading for a Narrowband Wireless Body Area Network" The 17th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'06), 11-14 September 2006, pp.1-5.

[60] Farah Ben Salem, Gérard Salut "Récepteur particulière déterministe communications radiomobiles pour canaux multi-trajets évanescents" Partie I : FDMA traitement du signal 2004, vol. 21, NO 4, pages 347-358.

[61] S.W. Arms, C.P. Townsend, D.L. Churchill, J.H. Galbreath, S.W. Mundell "Power Management for Energy Harvesting Wireless Sensors" SPIE International Symposium on Smart Structures & Smart Materials, 9 march 2005 San Diego California USA.



---

## **Chapitre 2 : Etude et optimisation des antennes**

---



## **2.1 Introduction**

Ce chapitre présente une étude bibliographique sur les antennes ainsi que les simulations, les réalisations et les mesures effectuées pendant ce travail de recherche. Nous présentons dans un premiers temps, les principaux paramètres des antennes. Ensuite nous définissons les caractéristiques d'une antenne adaptée à la problématique de la récupération d'énergie électromagnétique environnante. Nous étudions également la variation de la puissance RF qu'une antenne peut capter en fonction de son gain et de sa surface de captation. Les différents résultats de simulations, de mesures et le dimensionnement des antennes candidates pour cette étude, sont présentés et discutés.

## **2.2 Généralités sur les antennes**

Une antenne est un élément passif qui assure la transformation d'une puissance électrique en une onde électromagnétique et réciproquement, elle permet de transférer vers un système de réception, l'énergie d'une onde se propageant dans le milieu ambiant. Les antennes sont indispensables pour les systèmes de communication sans fil. Elles sont le seul élément à pouvoir assurer l'émission ou la réception des ondes électromagnétiques. Elles peuvent prendre plusieurs formes et tailles différentes suivant la fréquence de fonctionnement et le type d'application.

L'antenne a donc pour principales fonctions :

- La transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.
- L'adaptation correcte entre les circuits électroniques terminaux (front-end) et le milieu de propagation.
- La transmission la plus fidèle possible de l'information souhaitée.

Nous rappelons ci-dessous les divers paramètres et définitions permettant de caractériser ces fonctions.

### **2.2.1 Antenne isotrope**

Une antenne isotrope est par définition une source ponctuelle rayonnante, de façon identique dans toutes les directions. Dans un milieu homogène et isotrope, l'onde rayonnée est une onde sphérique c'est à dire que les surfaces équi-phases et équi-amplitudes sont des sphères centrées sur cette source. Une telle antenne n'a pas de réalité physique dans le

domaine des ondes radioélectriques, mais elle est très utilisée comme une source de référence dans la plupart des études [1].

En admettant que la puissance  $P_a$  alimentant cette antenne isotrope soit totalement rayonnée. La puissance rayonnée par unité d'angle solide dans une direction quelconque définie par deux angles ( $\varphi$  et  $\theta$ ), est:

$$P_1(\varphi, \theta) = \frac{P_a}{4\pi} (W / st) \quad (2)$$

Cette puissance est parfois appelée intensité de rayonnement, exprimée en Watts/stéradian.

La puissance rayonnée par unité de surface, ou la densité surfacique de puissance rayonnée, à la distance  $r$ , est donnée par:

$$P_2(r, \varphi, \theta) = \frac{P_a}{4.\pi.r^2} (W / m^2) \quad (3)$$

En pratique, on mesure soit la puissance rayonnée par unité de surface, à l'aide d'un wattmètre, soit le champ rayonné et il s'agit alors du champ électrique (V/m). D'après le théorème de Poynting, la puissance rayonnée par unité de surface ( $P_2$ ) est liée au champ  $E$  par la relation suivante:

$$P_r(r, \varphi, \theta) = \frac{E^2}{240.\pi} (W / m^2) = \frac{P_a}{4.\pi.r^2} (W / m^2) \quad (4)$$

Ce qui donne une intensité du champ électrique égale à :

$$E = \sqrt{\frac{60 P_a}{D^2}} (V / m) \quad (5)$$

### 2.2.2 Zones de rayonnement

Le champ électromagnétique rayonné ne varie pas de la même façon en tout point extérieur aux antennes. Par analogie avec l'émission laser et d'après les travaux de G. Gobau [2] et H. Kogelnik [3], on peut distinguer trois zones de rayonnement (Fig. 2.1).

La première zone est la zone du champ proche (dite zone de Rayleigh). Cette zone est limitée pour une distance  $d$ , entre l'émetteur et le récepteur, comprise entre 0 et  $D^2/2\lambda$  ( $0 < d < \frac{D^2}{2\lambda}$ ).

La définition la plus employée est  $0 < d < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ , avec  $D$  le diamètre de la surface circulaire équivalente à la surface effective de rayonnement de l'antenne. Dans cette zone la densité de puissance est quasi constante.

La deuxième zone intermédiaire (dite zone de Fresnel), correspond à la zone telle que la distance  $d$  est comprise dans l'intervalle  $\frac{D^2}{2\lambda} < d < \frac{2D^2}{\lambda}$ . On remarque qu'il y a une fluctuation de

la densité de puissance qui augmente en fonction de la distance (Figure 2.1).

La troisième zone est la zone de champ lointain (dite zone de Fraunhofer), telle qu'au-delà d'une distance  $d > \frac{2D^2}{\lambda}$ , la densité de puissance est inversement proportionnelle à la distance au carré. Ce qui implique une forte chute de la puissance rayonnée.

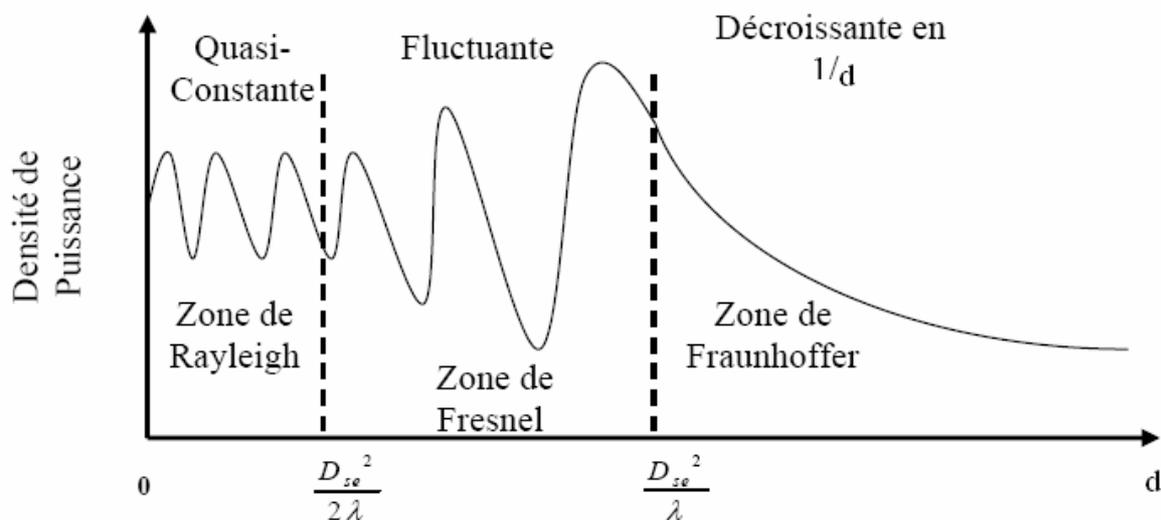


Fig. 2.1. Evolution de la densité de puissance en fonction de la distance [4].

La zone la plus classiquement employée, pour la transmission sans fils des signaux informatifs, est la zone de champ lointain (ou zone de Fraunhofer). C'est la zone qui nous intéresse également dans le cadre de cette étude. Les différents systèmes envisagés de récupération de l'énergie électromagnétique seront optimisés en tenant compte de la forte atténuation d'onde dans cette zone.

### 2.2.3 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente la répartition de la puissance rayonnée par l'antenne à grande distance (champ lointain). Le diagramme de rayonnement change d'une antenne à une autre, il peut être omnidirectionnel comme dans le cas d'une antenne isotrope (Fig. 2.2(a)) ou directif, comme dans le cas d'une antenne parabolique (Fig. 2.2(b)).

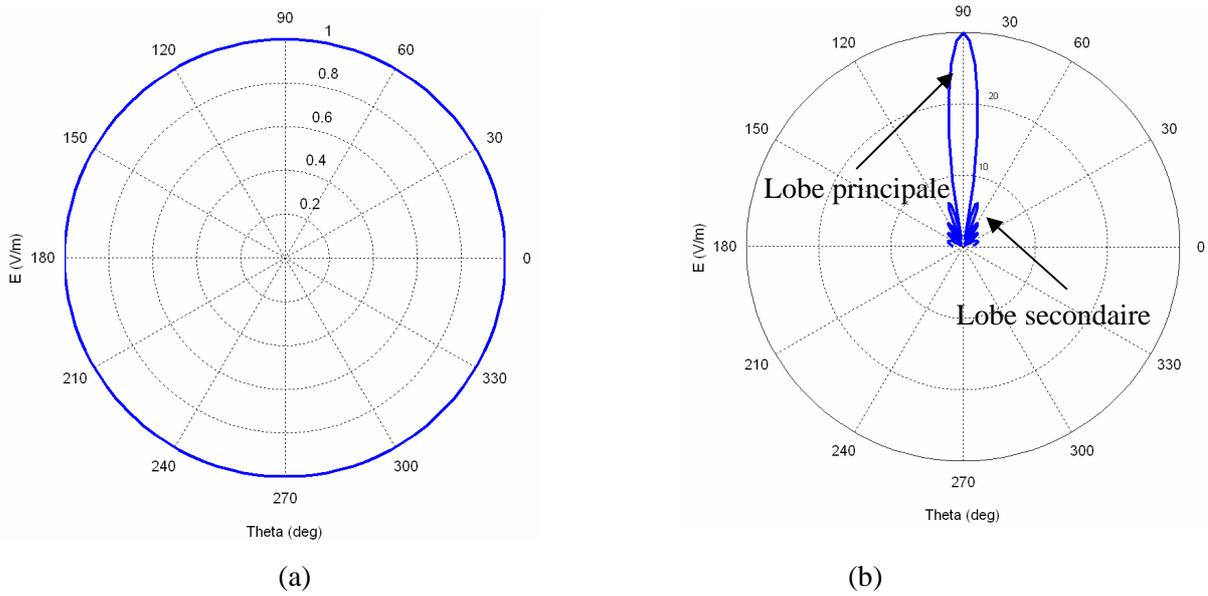


Fig. 2.2. Diagramme de rayonnement (a) source isotrope, (b) source directive.

### 2.2.4 Directivité et gain

La directivité d'une antenne dans une direction  $(\varphi, \theta)$  donnée peut être exprimée par le rapport de la densité de puissance rayonnée  $P_r$  par la puissance rayonnée par une antenne isotrope

$$D(\varphi, \theta) = \frac{P_r(\varphi, \theta)}{P_{r\text{-isotrope}} / 4\pi} \quad (6)$$

Une antenne directive possède, généralement, un lobe principal nettement plus important que les autres lobes, dites lobes secondaires (Fig.2.2 (b)).

De même, le gain d'une antenne dans une direction peut être exprimé par le rapport de la puissance rayonnée dans une direction par la puissance absorbée par une antenne isotrope. Dans une antenne, la puissance d'alimentation  $P_a$  n'est pas nécessairement rayonnée en totalité, du faite des pertes intrinsèques dans les matériaux constituant l'antenne. Par conséquent, si on remplace  $P_r$  par  $P_a$  dans la relation (6), on obtient une quantité  $G(\varphi, \theta)$  appelée gain dans la direction  $(\varphi, \theta)$ , telque :

$$G(\varphi, \theta) = \frac{P_r(\varphi, \theta)}{P_a / 4\pi} \quad (7)$$

$$\text{avec } P_r = P_a \eta.$$

Généralement cette grandeur est exprimée en dB.

$$G_{dB}(\varphi, \theta) = 10 \log\left(4\pi \cdot \frac{P_r(\varphi, \theta)}{P_a}\right) \quad (8)$$

Le rendement  $\eta$  d'une antenne est exprimé par le rapport du gain par sa directivité, qui correspond également au rapport de la puissance rayonnée par la puissance d'alimentation de l'antenne.

$$\eta = \frac{G}{D} = \frac{P_r}{P_a} \quad (9)$$

### **2.2.5 Largeur de bande**

Le rôle de l'antenne dans notre cas d'étude est de récupérer le maximum de puissance contenue dans la plage fréquentielle la plus large. Toutefois, divers paramètres (gain, polarisation, adaptation, etc...) peuvent également être retenus comme critères, chacun conduisant à une définition différente de la bande passante.

En pratique et selon le type d'application de l'antenne, certaines de ces grandeurs seront plus critiques que d'autres. Néanmoins, et en particulier pour les antennes nous concernant, l'adaptation en puissance de l'antenne constitue le critère le plus limitatif. Dans ce cas, la bande passante d'une antenne est définie comme l'excursion de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à une valeur donnée, d'une façon générale  $-10$  dB. Ce coefficient de réflexion est défini par l'expression suivante :

$$S_{11} = \frac{Z_a - Z_s}{Z_a + Z_s} \quad (10)$$

Avec  $Z_a$  : impédance de l'antenne.

$Z_s$  : impédance de la source.

### **2.2.6 Polarisation d'antenne**

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée est caractérisée par la projection dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du champ électrique (ou magnétique) de l'onde rayonnée dans la zone lointaine. La puissance reçue par une antenne donnée dépend donc du rendement de la polarisation. Ce rendement est défini par le rapport entre la polarisation de l'antenne émettrice et la polarisation de l'antenne réceptrice. Il existe trois types de polarisation du champ électromagnétique :

-La polarisation linéaire (dite aussi rectiligne). Elle est définie par l'orientation constante du champ électrique  $E$  par rapport à un repère, en fonction du temps et de l'espace. Cette

polarisation est dite horizontale, si l'orientation du champ électrique  $E$  est horizontale par rapport au sol. Elle est dite verticale si l'orientation du champ est perpendiculaire au sol (Fig. 2.3).



Fig. 2.3. Polarisation linéaire du champ électrique  $E$ .

-La polarisation circulaire, est une polarisation du champ  $E$  qui varie en fonction du temps. L'orientation du champ électrique  $E$  décrit un cercle. L'intensité du champ est toujours la même. L'orientation décrit une rotation vers la droite ou la gauche, d'où l'appellation de polarisation circulaire droite ou de polarisation circulaire gauche (Fig. 2.4)



Fig. 2.4. Exemple de polarisation circulaire du champ électrique  $E$ .

-La polarisation elliptique, est une polarisation du champ électrique  $E$  qui est variable en fonction de temps. L'orientation et module du champ  $E$  décrivent une ellipse. De même que la polarisation circulaire, deux cas sont possibles : la polarisation elliptique droite et la polarisation elliptique gauche (Fig. 2.5). La polarisation circulaire est un cas particuliers de la polarisation elliptique.

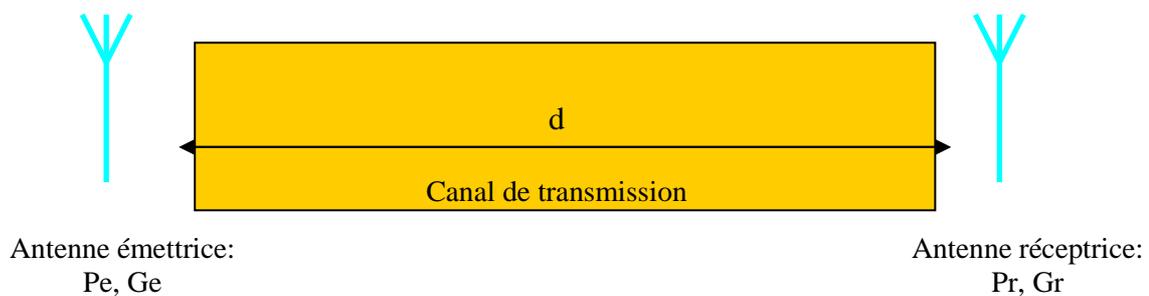


Fig. 2.5. Exemple de polarisation elliptique du champ électrique  $E$ .

Plus le rendement de polarisation est important plus la puissance captée par l'antenne réceptrice est importante. Le maximum de ce rendement de polarisation vaut un lorsque les deux antennes possèdent la même polarisation. La polarisation de l'onde est parallèle à celle de l'antenne.

### 2.2.7 Bilan de puissance

Pour assurer la communication entre deux terminaux sans fil, il faut que la puissance captée par une antenne réceptrice dépasse un certain seuil. Cette puissance reçue peut être exprimée par la relation de Friis. Elle dépend de la puissance émise par l'antenne émettrice, de la fréquence de fonctionnement, de la distance qui sépare les deux antennes, des gains des antennes et des pertes dans le canal de transmission (de l'air, dans la plupart des cas). Le canal de transmission représente le milieu traversé par l'onde électromagnétique avant qu'elle atteigne l'antenne réceptrice.



Dans le vide, la relation de Friis s'exprime comme suit :

$$P_r = P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \eta_p \quad (11)$$

$P_e$  : Puissance émise par l'antenne émettrice.

$P_r$  : Puissance reçue par l'antenne réceptrice.

$G_e$  : Gain de l'antenne émettrice.

$G_r$  : Gain de l'antenne réceptrice.

$d$  : Distance entre les antennes.

$\lambda$  : Longueur d'onde de propagation.

$\eta_p$  : rendement de polarisation

$\frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2}$  : Affaiblissement dans l'espace libre.

Les pertes dans l'espace libre  $\frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2}$  varient de manière importante comme l'inverse du carré de la distance et de la fréquence. Ainsi, sur une distance d'un mètre et à la fréquence

1GHz, l'atténuation en espace libre sera de l'ordre de -32 dB, et atteindra -52dB à la fréquence 10GHz. La figure 2.6 montre l'évolution de l'atténuation en espace libre en fonction de la distance, à plusieurs fréquences. Pour compenser une partie des pertes dues à la propagation en espace libre, on utilise généralement des antennes de réceptions avec un gain très élevé, telles que les antennes paraboliques, suivies par un amplificateur à faible bruit.

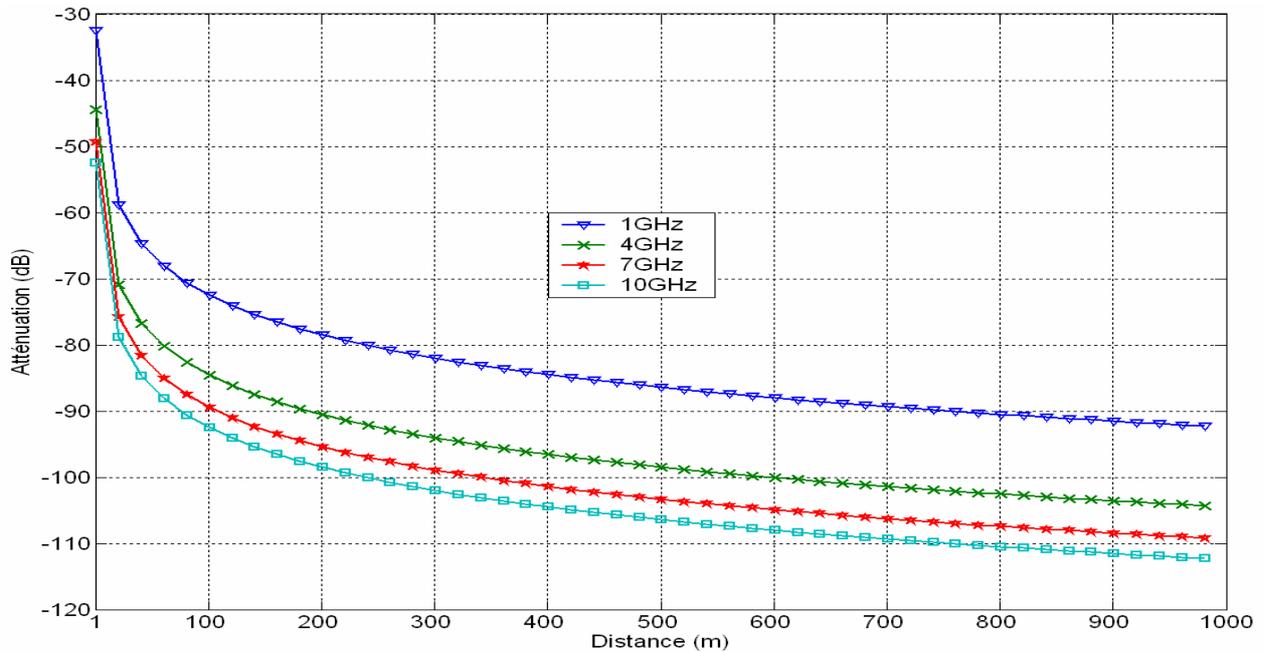


Fig. 2.6. Variation de l'atténuation dans l'espace libre  $(\frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2})$ .

Si nous tenons compte de l'atténuation due à la présence de particules dans l'espace la relation de FRIIS devient :

$$P_r = P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2} \cdot \eta_p \cdot \frac{1}{\alpha} \quad (12)$$

Où  $\alpha$  est le coefficient d'atténuation liée à la présence de particules dans le canal de transmission.

Dans le cas de la propagation dans l'air, ce coefficient s'appelle le coefficient d'atténuation atmosphérique. Il dépend de la concentration et la composition de l'air et du taux d'humidité [5]. Des études sur l'atténuation atmosphérique ont été menées par Ernest K. Smith et E. Jacobs [5] [6] montre l'influence des molécules d'eau sur la propagation des ondes électromagnétique. La variation de l'atténuation atmosphérique due à la présence des molécules d'eau dans l'air est présentée sur la Fig.2.7 et la Fig.2.8. Cette atténuation augmente en fonction de la fréquence, elle peut atteindre les 500dB/Km dans la bande des infrarouges (Fig. 2.7).

L'atténuation due à la présence de dioxygène dans l'air est importante surtout pour les hautes fréquences. On remarque que cette atténuation peut atteindre les 20dB/km pour la fréquence 60GHz.

Pour les fréquences inférieures à 4GHz on remarque que l'atténuation atmosphérique est très faible. Elle ne dépasse pas le 0.005dB/km avec la présence de dioxygène dans l'air et reste inférieure à 0.001dB/km avec la présence des molécules d'eau dans l'air.

Ce faible coefficient d'atténuation, en dessous de 4Ghz permet d'avoir une portée du signal plus importante. Le spectre fréquentiel en dessous de 4GHz étant devenu saturé, ceci a poussé les utilisateurs (opérateurs téléphoniques par exemple) à développer d'autres techniques de modulation de signal pour pouvoir réutiliser des fréquences (Exemple : La méthode d'étalement spectrale).

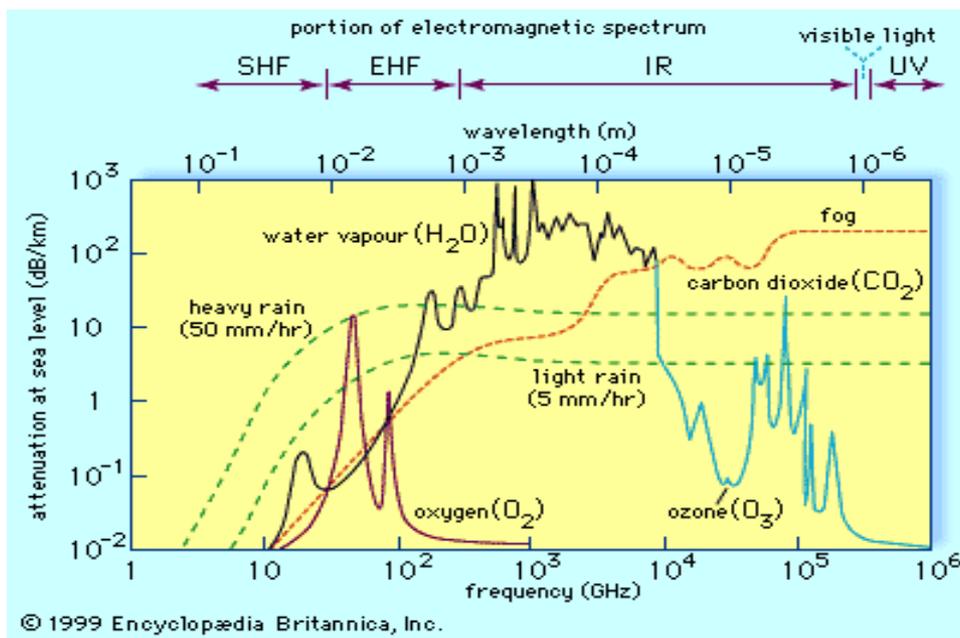


Figure 2.7. Variation de l'atténuation en fonction de la fréquence [5].

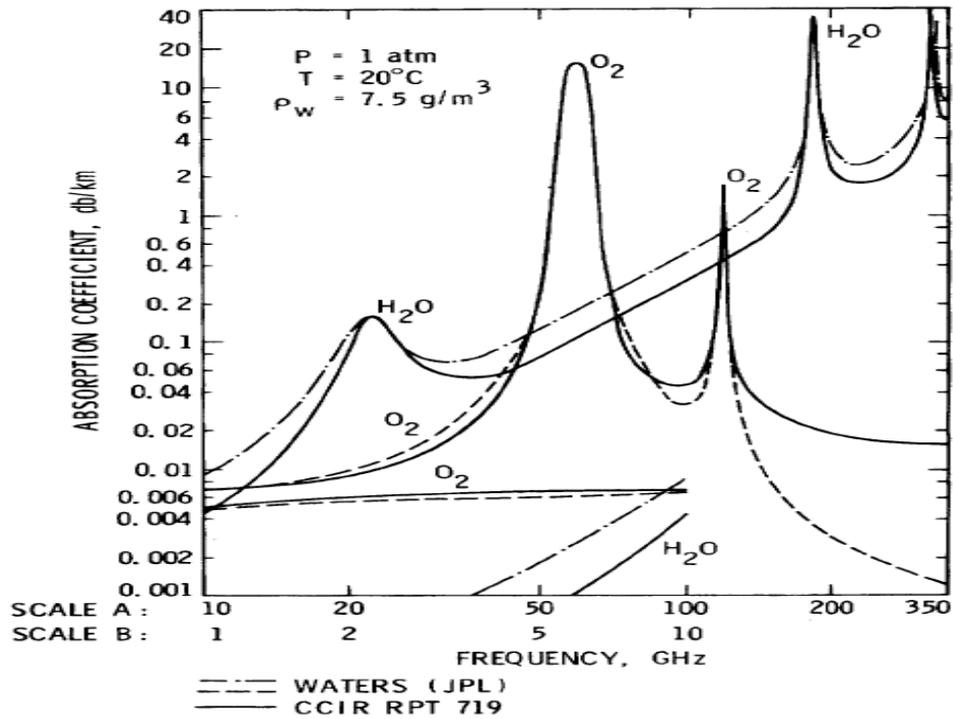


Fig. 2.8. Variation de l'atténuation de l'onde due à la présence du dioxyde d'oxygène en fonction de la fréquence [6].

En tenant compte du rendement de polarisation des antennes et des pertes atmosphériques, l'équation de FRIIS, devient:

$$P_r = P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \cdot \eta_p \cdot \frac{1}{\alpha} \quad (13)$$

La Figure 2.9 montre l'évolution du pourcentage de la puissance RF captée par rapport à la puissance émise, en fonction du gain de l'antenne réceptrice et de son rendement de polarisation. Les deux antennes, émettrice et réceptrice, sont séparées d'une distance de dix mètres. La fréquence du signal est égale à 1GHz.

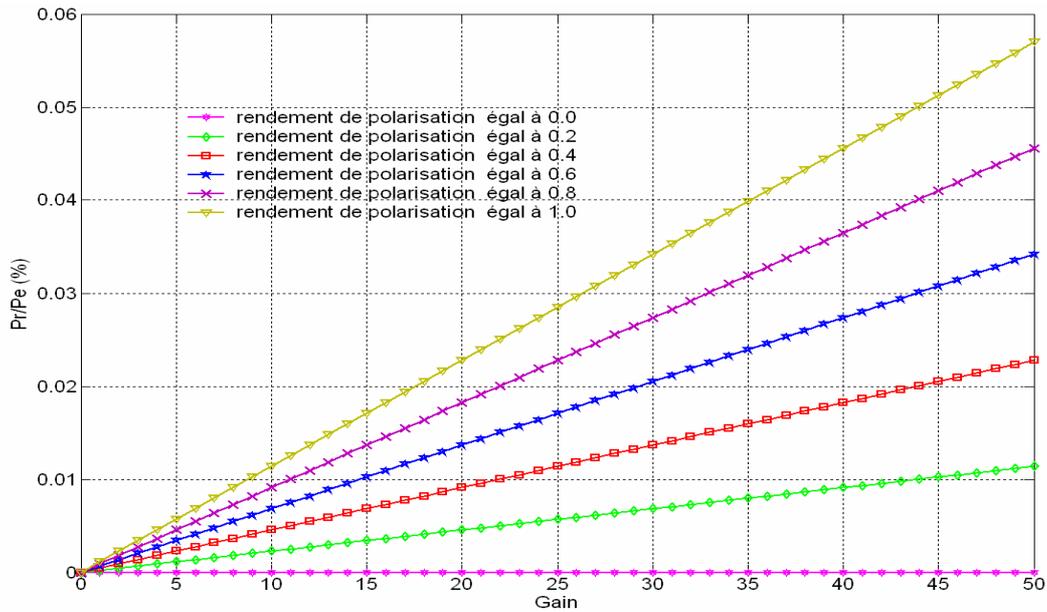


Fig. 2.9. Variation de la puissance reçue par une antenne en fonction de son gain, pour plusieurs valeurs de rendement de polarisation.

Plus le gain d'une antenne est important, plus la puissance captée par cette dernière est importante. Le gain d'une antenne, défini par la relation suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_{eff}(\theta, \varphi) \quad (14)$$

Dépend de sa surface de capture (aire effective  $A_{eff}$ ). L'aire effective  $A_{eff}$  est le rapport de la puissance reçue  $P_r$  sur la densité de puissance rayonnée  $S(\theta, \varphi)$  dans une direction donnée, elle est définie par la relation suivante :

$$A_{eff}(\theta, \varphi) = \frac{P_r}{S(\theta, \varphi)} \quad (15)$$

Plus la surface effective est grande plus le gain est grand. Pour la plupart des antennes la surface de capture est supérieure à la surface physique de l'antenne. Ainsi par exemple, une antenne dipôle ( $\lambda/2$ ) avec un gain de 2.14dBi (soit 1.64 en linéaire), présentera une surface physique bien plus faible que sa surface de capture définie par :

$$A_{eff} = \frac{1.64 \lambda^2}{4\pi} \quad (16)$$

A la fréquence de 1GHz, cette surface vaudra  $117.45\text{cm}^2$ , ce qui demeure très supérieure à la surface physique du dipôle qui est égale à  $\pi \cdot r \cdot \lambda = 9.42\text{cm}^2$ , où  $r$  est le rayon du dipôle qui est égale 1mm dans ce cas.

## **2.3 Différents types d'antennes**

Les antennes sont utilisées dans des gammes de longueur d'onde très différentes et pour un très grand nombre d'applications dont nous ici citerons quelques exemples [7]:

- Ondes kilométriques (30 à 300 kHz) et hectométriques (300 à 3000 kHz) pour la radiodiffusion à modulation d'amplitude, les signaux horaires et les liaisons sous-marines.
- Ondes décamétriques (3 à 30MHz) pour les liaisons intercontinentales ou maritimes.
- Ondes métriques (30 à 300MHz) pour la radiodiffusion à modulation de fréquence, la télévision et les communications et radionavigations aéronautiques.
- Ondes décimétriques (300 à 3000MHz) pour la télévision, le radar et les liaisons avec les mobiles.
- Ondes centimétriques (3 à 30GHz) pour les liaisons terrestres par faisceaux hertziens et les liaisons spatiales.

Plusieurs types d'antennes sont connus et utilisés dans des applications de télécommunication. On peut classer les antennes dans trois catégories, antennes filaires, antennes planaires et les antennes volumiques.

### **2.3.1 Antennes Filaires**

Les antennes filaires utilisent des éléments rayonnant constituées par un fil ou un réseau de fils métalliques. Elles sont très simples à réaliser et à faible coût.

#### **2.3.1.1 Antenne dipôle**

Une antenne dipôle est une antenne filaire. Elle est représentée par un fil de longueur multiple de  $\lambda/2$  ( $l=k\lambda/2$ ), généralement  $k=1$  et donc  $l=\lambda/2$ . Ce fil métallique, parcouru par un courant, rayonnera des ondes électromagnétiques dans toutes les directions à l'exception toutefois de la direction dans l'alignement des brins. L'intensité du rayonnement dépend de l'intensité du courant circulant dans le dipôle (Fig.2.10, Fig.2.11). Le maximum de rayonnement se situe dans le plan médian du dipôle où l'intensité du courant est maximale (Fig.2.10). Ce type d'antenne est très utilisé dans les stations d'émissions radios, TV...

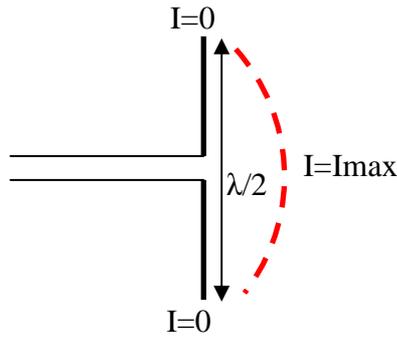


Fig.2.10. Circulation du courant dans un dipôle.

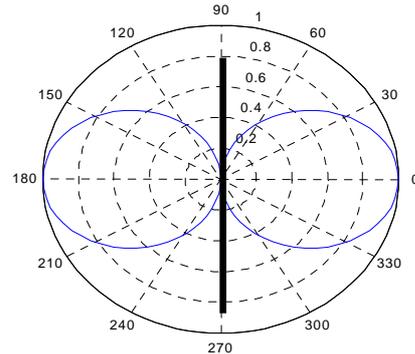
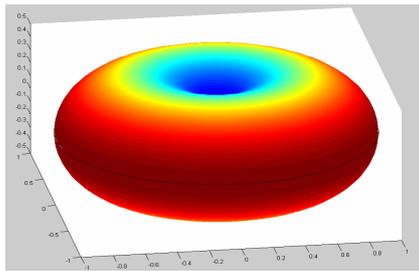


Fig. 2.11. Diagramme de rayonnement d'un dipôle (a) 3D, (b) 2D

Le diagramme de rayonnement dépend de la longueur de dipôle, ci-dessous quelques représentations (Fig.2.12). Elles montrent que l'augmentation de la longueur d'antenne engendre une augmentation de la directivité et du nombre de lobes secondaires.

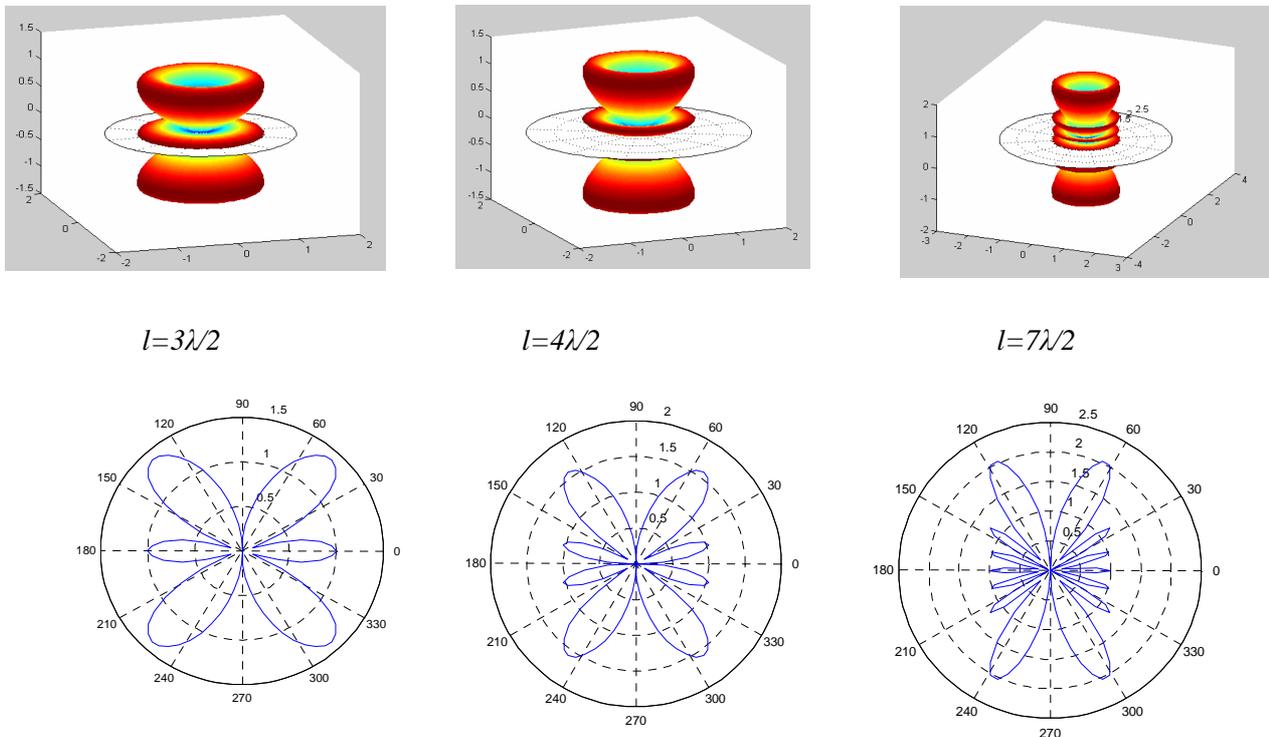


Fig. 2.12. Diagrammes de rayonnement pour différentes longueurs du dipôle.

### 2.3.1.2 Antenne monopôle

Théoriquement une antenne monopôle est constituée d'un brin placé au-dessus d'un réflecteur de dimension infinie. En pratique, le brin est placé au-dessus d'un plan métallique de grande dimension par rapport à la longueur d'onde (2 à 3 fois  $\lambda$  au minimum). Selon la théorie des images [8], l'antenne monopôle fonctionne comme une antenne dipôle, l'image du monopôle par rapport au plan de masse reconstitue la partie manquante du dipôle. La partie réelle de l'impédance de cette antenne est de l'ordre de  $37.5\Omega$ , ce qui nécessite une adaptation entre l'excitation et l'antenne qui est, souvent assurée par une ligne quart d'onde.

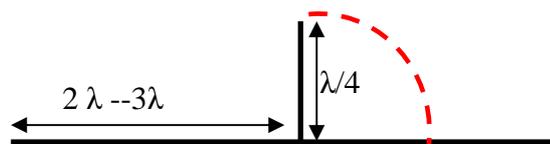


Fig. 2.13. Antenne monopôle.

Ce type d'antennes est très utilisé. on la trouve notamment sur les toits des véhicules, dans les stations d'émissions radios, etc.

Le plan de masse peut être remplacé par un plan réflecteur accordé, constitué de quatre brins ou plus, placés en quadrature et longs de  $\lambda/4$  (Fig. 2.14).

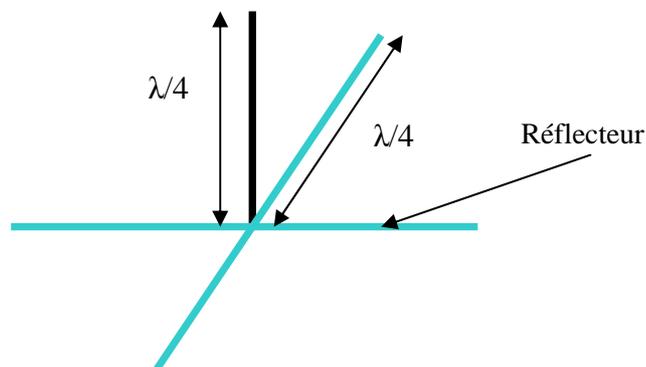


Fig. 2.14. Monopôle avec un réflecteur à quatre brins.

Le plan réflecteur peut être, constitué aussi, de 3 brins inclinés à  $60^\circ$  et longs de  $\lambda/4$ . Cette configuration, mécaniquement très simple à réaliser, permet d'avoir des propriétés intéressantes et notamment une impédance caractéristique nominale de  $50\Omega$  (Fig.2.15).

Parmi les antennes filaires, on trouve aussi les antennes hélices, cadres, Yagui, logarithmique, biconiques, etc ... (Fig.2.16)

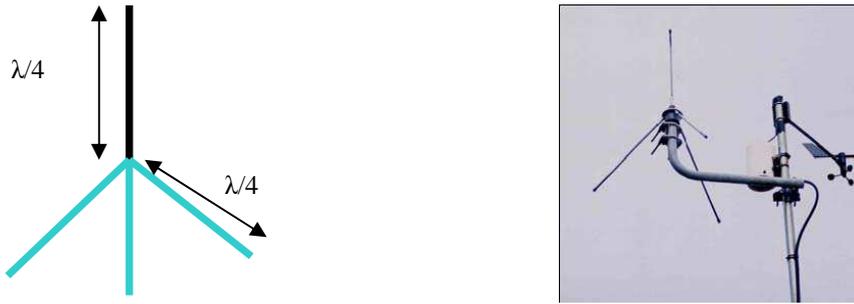


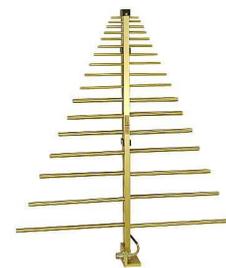
Fig. 2.15. Monopole avec un réflecteur incliné.



Antenne hélice



Antenne biconique



Antenne logarithmique

Fig.2.16. Différentes antennes filaires.

### 2.3.2 Antennes planaires

Une antenne planaire ou imprimée est constituée généralement d'un plan de masse, d'une ou plusieurs couches de substrats diélectriques et d'un ou plusieurs motifs conducteurs rayonnants, de formes quelconques. Généralement, les antennes imprimées n'utilisent qu'une seule couche de substrat, et sont très répandues dans le domaine des micro-ondes et des ondes millimétriques. Ces éléments rayonnants présentent différentes formes: carrées, rectangulaires, triangulaires, circulaires, elliptiques ou d'autres formes plus complexes (Fig. 2.17)

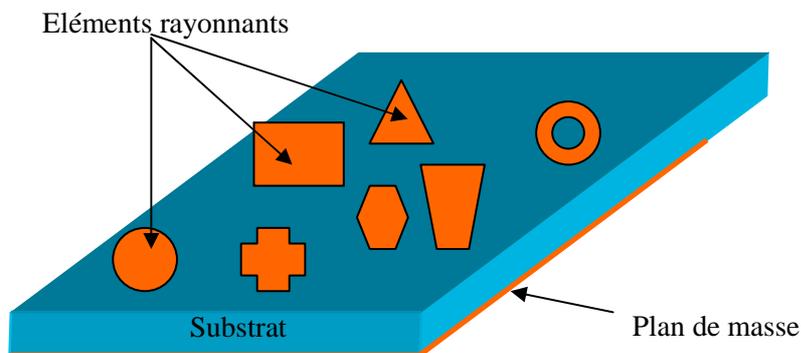


Fig. 2.17. Antennes imprimées à plusieurs formes rayonnantes.

Les antennes imprimées sont caractérisées par une faible masse, un encombrement réduit et une facilité de réalisation. Ces avantages les rendent particulièrement intéressantes pour les systèmes de télécommunication, de mobiles terrestres, de télédétection et de télémétrie (Radar embarqué, avion, fusées, bateaux, véhicules...). Cependant, ces antennes présentent quelques inconvénients : leur largeur de bande est souvent limitée, et la modélisation théorique est particulièrement difficile [9].

L'alimentation de l'élément rayonnant est classée en deux catégories :

✚ Alimentation par contact : sonde coaxiale, ligne d'amenée connectée à l'élément rayonnant et dont le point de jonction peut être sur l'axe de symétrie de ce dernier ou non.

✚ Alimentation par couplage ou proximité : l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation ne sont pas connectés entre eux, l'excitation de l'élément rayonnant se fait par couplage électromagnétique.

On trouve aussi des techniques d'alimentation à travers une ouverture dans le plan de masse, dont l'élément rayonnant et le circuit microbande sont placés de part et d'autre de ce plan de masse. Une ouverture dans celui-ci permet l'excitation de l'antenne.

L'alimentation par ligne microbande (coplanaire, ou coaxiale) est la technique la plus utilisée pour les antennes imprimées [10].

Les antennes imprimées sont difficiles à étudier en raison de la non homogénéité du milieu qui les supporte (substrat/air). Les conditions aux limites deviennent très complexes, en particulier à l'interface air-substrat, ce qui rend difficile la résolution des équations de Helmholtz [11] [12]. En raison de cette difficulté, différentes méthodes numériques approchées ont été proposées pour la détermination des caractéristiques radioélectriques des antennes imprimées (fréquence de résonance, bande passante, gain, impédance d'entrée, directivité...) en se basant sur la détermination de la distribution surfacique du courant. Parmi ces méthodes on peut citer la méthode des Moments (MOM). Il s'agit d'une méthode du domaine fréquentiel à deux dimensions (2D). Elle nécessite un maillage triangulaire ou rectangulaire ou les deux combinés. La méthode des éléments finis (FEM) est aussi, une méthode du domaine fréquentiel, elle nécessite un maillage en trois dimensions (3D) sous forme de petits éléments finis, souvent des tétraèdres. La méthode des différences finies ou en anglais « Finite Difference in Time Domain (FDTD) » est une méthode du domaine temporel. Elle nécessite un maillage en trois dimensions sous forme de cubes [13-15].

Ces dernières années plusieurs formes d'antennes imprimées ont été développées dans différentes applications telles que les antennes IFA, les antennes PIFA, les antennes fractales (Fig. 2.18, Fig. 2.19) [16-19].

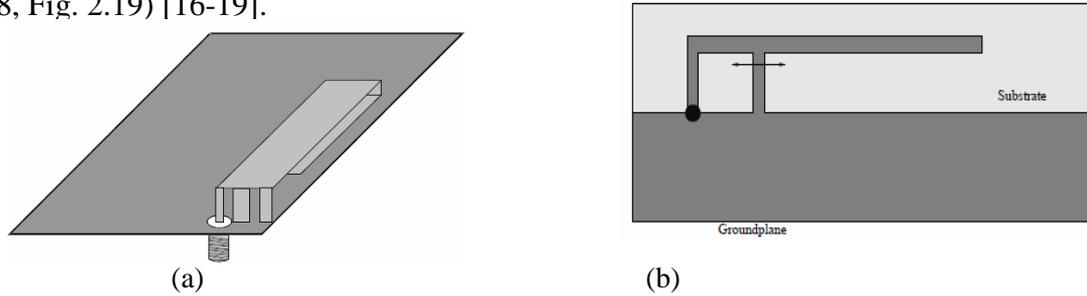


Fig. 2.18. (a) Antenne PIFA [20], (b) Antenne IFA [21].

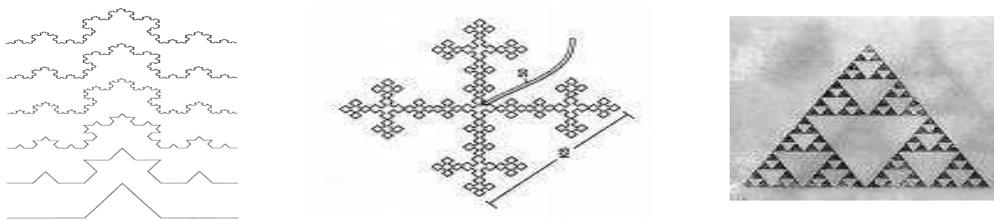


Fig. 2.19. Exemples d'antennes fractales [22].

### 2.3.3 Antennes volumiques

Les antennes volumiques (3D) correspondent à un autre type d'antenne où la structure de l'élément rayonnant est répartie en trois dimensions à l'instar des antennes cornets ou paraboliques (Fig. 2.20). Les dimensions de ces éléments jouent un rôle très important sur leurs caractéristiques (gain, directivité, largeur de bande). Ces dernières années, nous constatons un intérêt de plus en plus marqué pour ce type d'antenne. Plusieurs nouvelles antennes 3D ont été développées telles que l'antenne bouton (Fig. 2.21) [23-24].

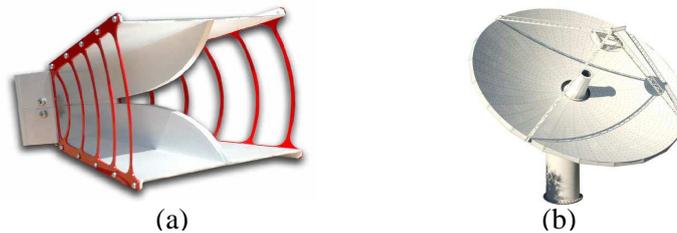


Fig. 2.20. (a) antenne cornet, (b) antenne parabolique.

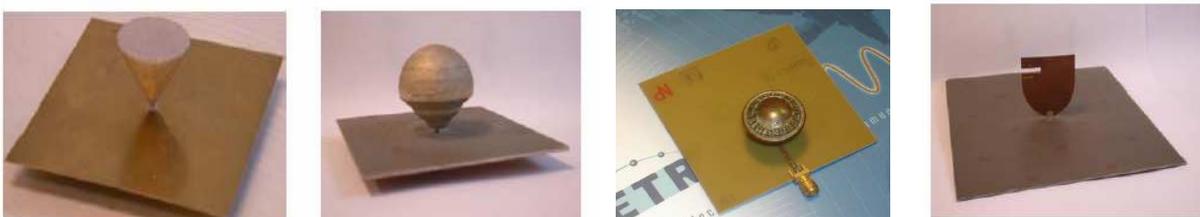


Fig. 2.21. Exemples d'antennes 3D [23].

Dans le cas de notre problématique de récupération de l'énergie électromagnétique, l'antenne jouera un rôle très important car ce sera elle qui récoltera l'énergie RF et qui la transmettra vers le circuit de redressement. Elle sera placée dans un environnement où nous n'avons aucune information sur la position des antennes émettrices, ni sur les puissances des ondes rayonnées. L'utilisation d'une antenne omnidirectionnelle avec un gain élevé, peut résoudre le problème de la directivité, car cette antenne sera capable de capter des ondes provenant de plusieurs directions, et de maximiser la puissance RF captée.

Un travail d'optimisation de cet élément sera essentiel pour une récupération maximale de l'énergie RF.

Dans la suite de ce chapitre, nous présentons les résultats d'une étude effectuée sur plusieurs antennes potentiellement intéressantes dans le cadre de notre objectif de récupération d'énergie. L'utilisation d'un réseau d'antennes pour augmenter la puissance RF captée sera également présentée.

## **2.4 Simulation et optimisation des antennes**

Comme nous l'avons montré dans le premier chapitre, les bandes fréquentielles qui nous intéressent pour un système de récupération d'énergie électromagnétique environnante sont la bande 1GHz-3GHz et la bande 1.8GHz-1.9GHz. Dans cette première partie de ce paragraphe nous présentons les résultats de l'étude des antennes ultra larges bandes capables de couvrir la bande fréquentielle 1GHz-3GHz. Puis nous présentons des antennes à bande étroite centrée sur l'intervalle (1.8GHz-1.9GHz).

Dans toutes les simulations, le substrat utilisé est du FR4 avec une permittivité relative égale à 4.4 et une tangente de perte égale à 0.02. L'épaisseur de ce substrat est égale à 0.8mm ou 1.6mm. Les simulateurs électromagnétiques utilisés sont HFSS et Momentum (ADS) [25] [26]. HFSS est basé sur la méthode des éléments finis et Momentum (ADS) est basé sur la méthode des moments.

### **2.4.1 Antennes Larges bandes**

Les antennes larges bande seront utilisées dans le cas d'un système de récupération d'énergie large bande. Le gain de ces antennes sur une large bande joue un rôle essentiel pour la puissance RF captée. Ainsi, l'adaptation en impédance de l'antenne au circuit de redressement joue un rôle très important, où plus les impédances sont adaptées plus les pertes par réflexions sont faibles.

### 2.4.1.1 Antenne à double fente, large bande

Compte tenu de l'étude bibliographique précédente sur les antennes et considérant les besoins de notre application, nous allons tout d'abord considérer l'étude d'une antenne large bande omnidirectionnelle. La première antenne large bande étudiée est une antenne à double fente. Celle-ci a été imprimée sur un substrat FR4 de dimension  $70\text{mm} \times 75\text{mm}$ , d'épaisseur  $1.6\text{mm}$  et de permittivité relative  $\epsilon_r = 4.4$ . Les variables de conception sont indiquées dans le schéma de la Fig.2.22. La structure rayonnante est constituée de deux fentes imbriquées, de formes circulaires de rayons  $r_1$  et  $r_2$ , gravées dans le plan de masse d'un substrat FR4 simple face. L'alimentation des deux fentes est assurée par une ligne coplanaire CPW, de largeur  $W=1.88\text{mm}$  espacée du plan de masse d'une distance  $s=0.21\text{mm}$ , se terminant par une boucle de largeur variable. Le choix d'un substrat simple-face permet à l'antenne de rayonner de manière omnidirectionnelle.

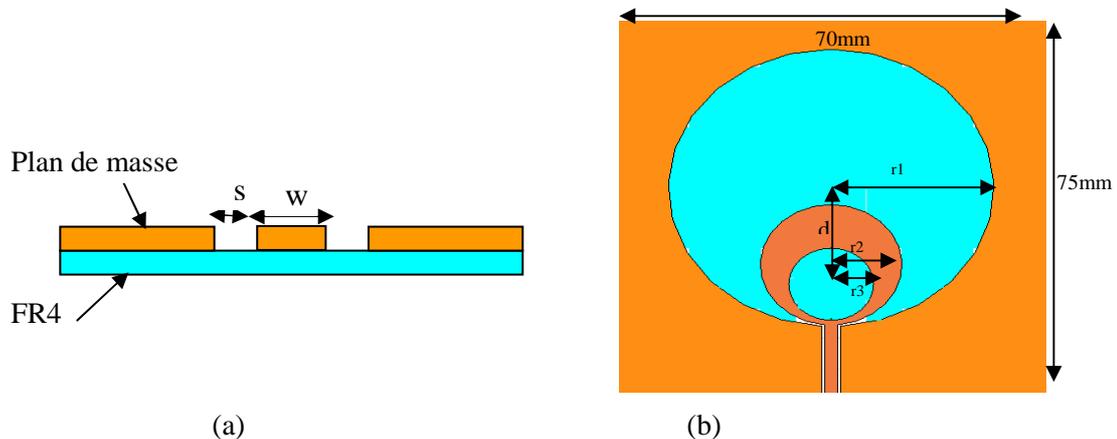


Fig. 2.22. (a) ligne coplanaire, (b) Topologie de l'antenne double fente.

L'étude réalisée à l'aide du logiciel HFSS, en fonction de la distance  $d$  séparant les centres des cercles de rayons  $r_1$  et  $r_2$  (Fig. 2.23), montre que l'adaptation de l'antenne est optimale pour une distance  $d = 12.77\text{ mm}$ . L'utilisation de l'option «Optimetrics» sous HFSS nous a permis d'optimiser l'impédance de l'antenne en fonction des trois rayons ( $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$ ). Les dimensions suivantes  $r_1 = 23\text{ mm}$ ,  $r_2 = 10\text{ mm}$  et  $r_3 = 6\text{ mm}$ , nous assurent une bande de fréquence assez large, jusqu'à  $20.3\text{GHz}$ , avec un coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en dessous de  $-10\text{dB}$  pour des fréquences supérieures à  $2.3\text{GHz}$ .

Les simulations de rayonnement de l'antenne montrent que le gain maximal de l'antenne augmente en fonction de la fréquence jusqu'à  $7\text{GHz}$ , puis fluctue entre  $5\text{dBi}$  et  $10\text{dBi}$  au-delà de cette fréquence (Fig.2.24). Ces fluctuations sont dues au nombre de lobes secondaires qui augmente en fonction de la fréquence. La répartition de l'énergie rayonnée dans l'espace est présentée sur la Fig.2.24. Cette figure montre que la forme du diagramme de rayonnement

dépend de la fréquence de fonctionnement. On remarque que pour les basses fréquences, nous avons un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel [2 GHz, 4GHz] alors que pour la bande [5GHz, 8GHz], nous avons plutôt un diagramme directif avec deux lobes principaux.

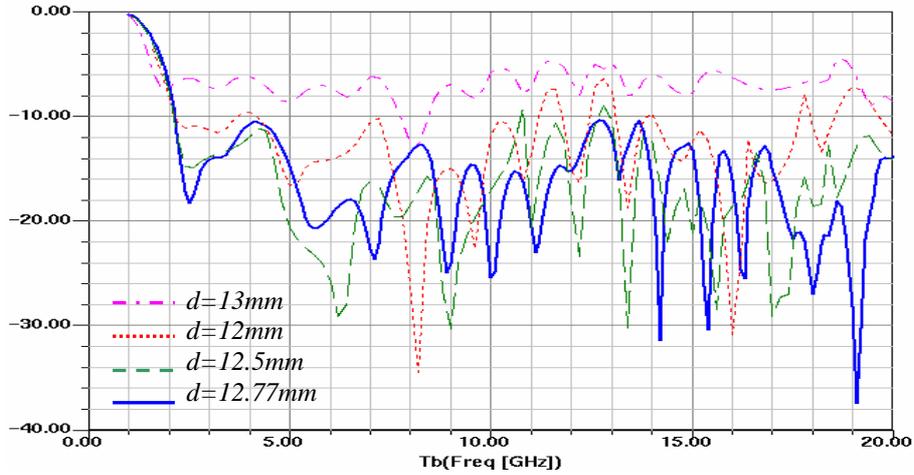


Fig. 2.23. Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

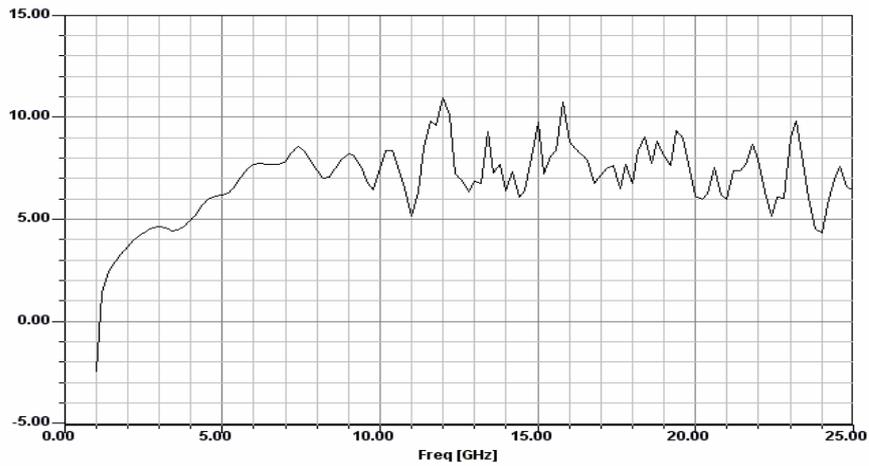
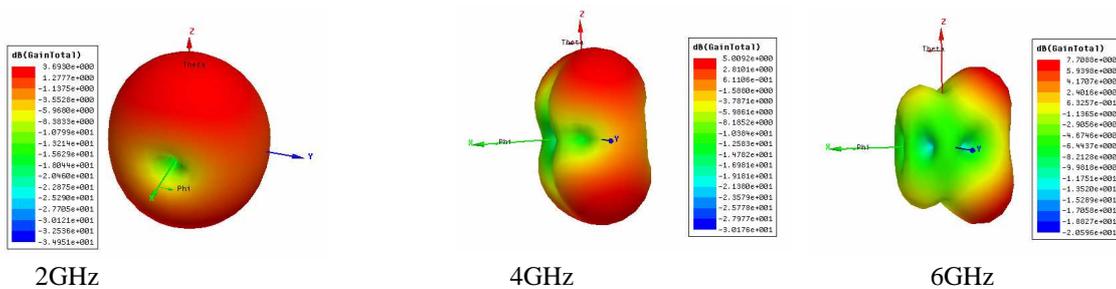


Fig. 2.24. Variation du gain max en fonction de la fréquence.



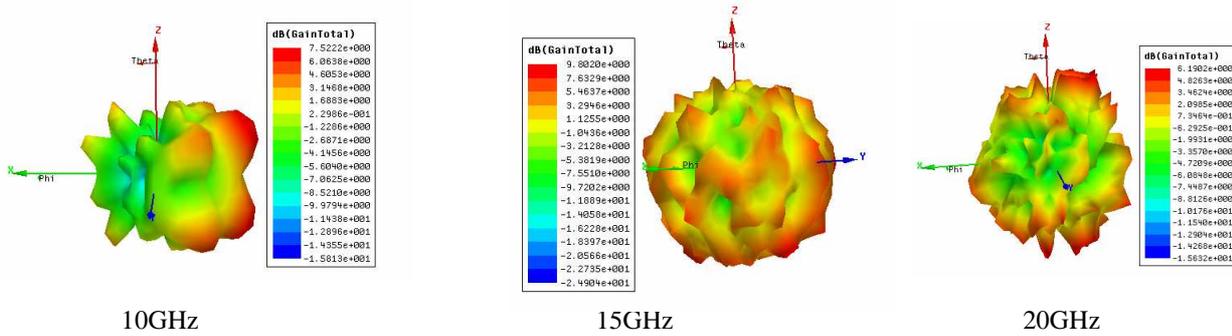


Fig. 2.25. Diagrammes des rayonnements de l'antenne à double fente à différentes fréquences.

Le nombre de directions principales croît au-delà de 6 GHz du fait de l'apparition d'ondes stationnaires au niveau des deux fentes (Fig. 2.26), ce qui augmente le nombre de maximums en fonction de la fréquence. Ces maximums d'intensité dans les fentes peuvent être considérés comme un réseau d'antennes ponctuelles. Plus le nombre de ces sources ponctuelles est grand, plus la directivité ainsi que le gain et le nombre des lobes augmente.

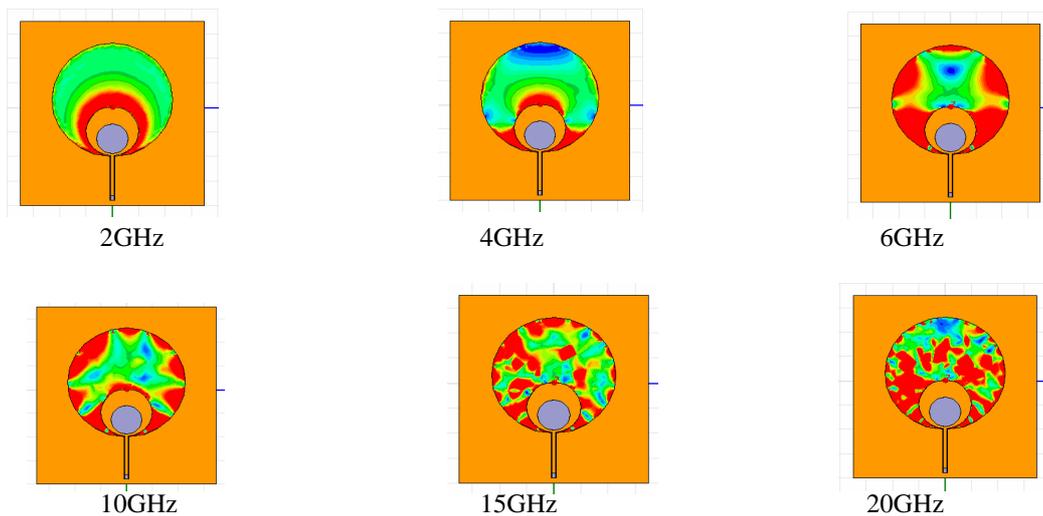
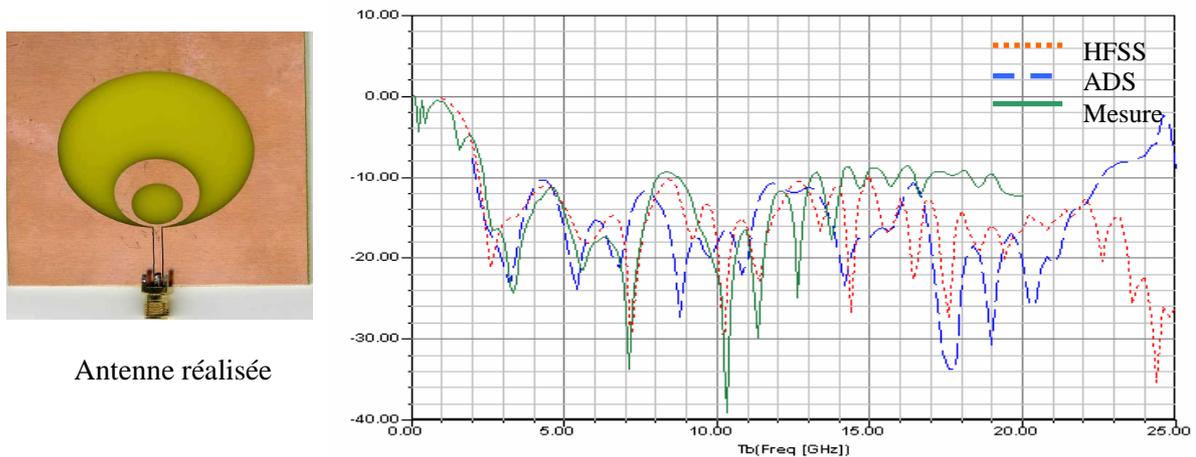


Fig. 2.26. Intensité du champ électromagnétique dans les fentes, à plusieurs fréquences.

Un prototype de cette antenne à double fente a été réalisé. La mesure du coefficient de réflexion de l'antenne montre une bonne corrélation avec la simulation. La Fig. 2.27 compare les résultats obtenus par les simulateurs HFSS et ADS à la mesure. Le coefficient de réflexion est inférieure ou égale à -10dB sur toute la bande mesurée allant de 2.3GHz jusqu'à 20GHz. Au-delà de 20GHz, les deux simulations diffèrent, probablement à cause d'un niveau de maillage insuffisant dans les courtes longueurs d'ondes. Il faut alors affiner le maillage pour chaque simulation, ce qui implique d'énormes ressources informatiques supplémentaires en termes de mémoire et d'espace disque.



Antenne réalisée

Fig. 2.27. Variation du coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence.

Cette antenne est intéressante pour une utilisation dans un système de récupération d'énergie électromagnétique. Elle est quasi omnidirectionnelle pour les basses fréquences [2GHz-4GHz] et son gain est supérieur à 4dBi. Son seul inconvénient concerne sa bande passante dont la limite basse ne commence qu'à la fréquence 2.3GHz. Pour pallier ce problème, nous avons essayé de modifier les dimensions de l'antenne afin d'élargir sa bande passante vers les basses fréquences, autour de 1GHz. Car comme nous l'avons montré dans le premier chapitre la bande fréquentielle où l'intensité de puissance RF est importante est la bande 1GHz-3GHz.

Après plusieurs simulations de l'antenne sous HFSS, nous sommes parvenus à définir de nouvelles dimensions d'antenne, pour un fonctionnement autour de 1GHz et au-delà ( $r_1=31.5mm$ ,  $r_2=22mm$ ,  $r_3=14mm$ ,  $d=13mm$  avec un plan de masse de  $80mm \times 70mm$ ).

La variation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en fonction de la fréquence est présentée Fig. 2.28. Ce coefficient de réflexion passe en dessous de -10dB pour des fréquences supérieures à 1.15GHz. La variation du maximum de gain en fonction de la fréquence est représentée sur la Fig. 2.29. Ce gain maximal est supérieur à 3dBi sur toute la bande fréquentielle.

Le rayonnement de l'antenne est toujours omnidirectionnel pour les basses fréquences (jusqu'à 6GHz). Au delà de cette fréquence, des lobes secondaires commencent à apparaître liés à l'apparition d'ondes stationnaires dans les fentes de l'antenne (Fig.2.26).

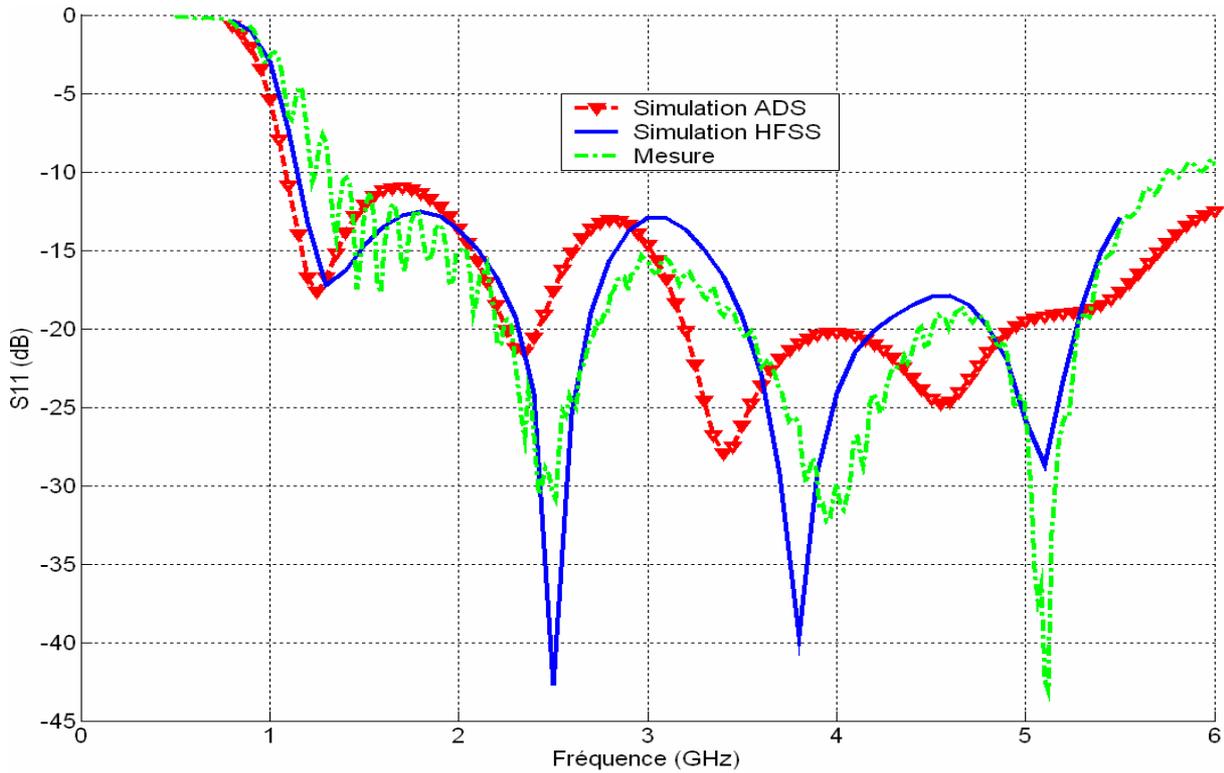


Fig. 2.28. Variation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en fonction de la fréquence.

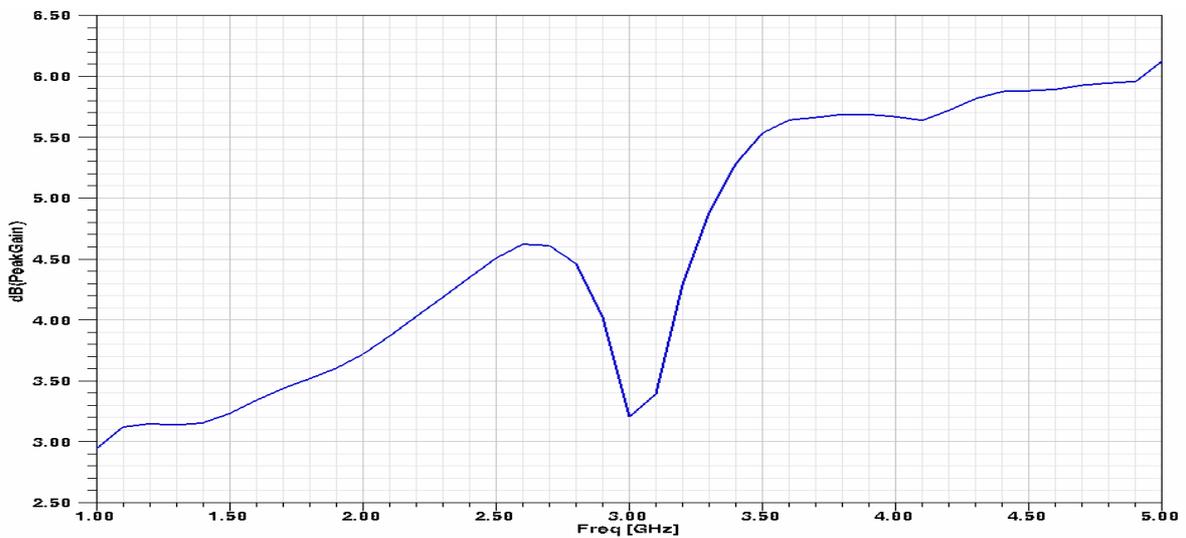


Fig. 2.29. Variation du gain maximal de l'antenne en fonction de la fréquence.

En traçant la polarisation directe (co-polarization  $E_{co}$ ) et la polarisation croisée (cross-polarization  $E_{cross}$ ) en fonction de l'angle d'incidence  $\theta$  (Fig. 2.30), on remarque que l'antenne à double fentes possède une polarisation linéaire dans toute la bande 1GHz-3GHz, avec une différence entre le champ  $E_{co}$  et  $E_{cross}$  de l'ordre de 50dB.

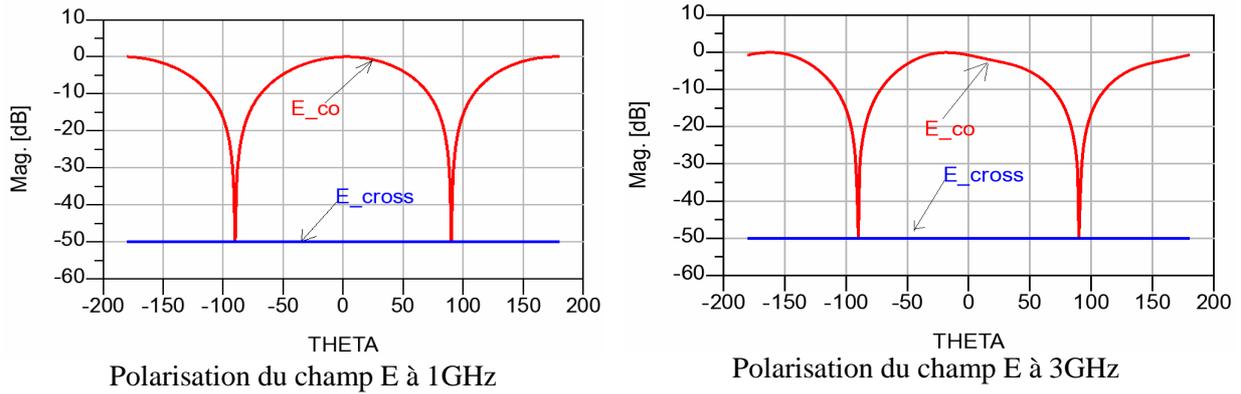


Fig. 2.30. Variation de la polarisation du champ rayonné par l'antenne à double fentes.

Avec un coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en dessous de -10dB pour les fréquences au-delà de 1GHz, et une répartition omnidirectionnelle de la puissance rayonnée avec un gain maximal supérieur à 3dBi pour les fréquences supérieures à 1GHz, l'utilisation de cette antenne à double fente présente donc un intérêt évident dans un système de récupération d'énergie électromagnétique. Son seul inconvénient concerne sa polarisation linéaire, qui ne lui permet de capter qu'une seule polarisation électromagnétique incidente.

### 2.4.1.2 Antenne spirale

L'ouverture progressive des fentes et des bras de l'antenne spirale permet d'avoir une largeur de bande passante importante. Ce type d'antenne permet d'avoir une polarisation circulaire du champ électromagnétique. Elles sont constituées généralement par un nombre pair de bras spiralés où l'un est connecté à la masse et l'autre à la source. Une différence de potentiel est donc créée entre les bras de l'antenne spirale et un champ électrique E sera généré entre les bras (fentes) de l'antenne spirale et dont le sens variera selon la longueur d'onde du signal d'alimentation ( $\lambda$ ) (Fig.2.31).

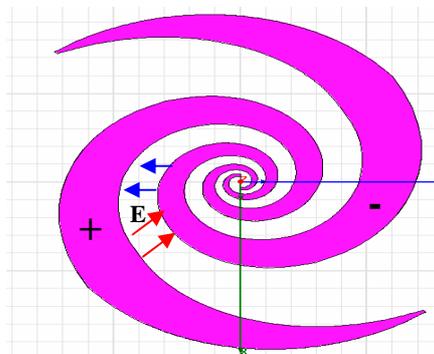


Fig. 2.31. Antenne spirale.

Le rayon interne de la spirale limite la fréquence haute de fonctionnement de l'antenne alors que le rayon externe limite quant à lui sa fréquence basse. Ce type d'antenne possède des caractéristiques très favorables, en termes de gain et de polarisation, pour une utilisation dans un système de récupération d'énergie électromagnétique.

L'équation générale d'une spire est définie comme suit :  $r_n = r_0 \cdot \exp(a \cdot (\varphi + \phi_n))$  (17)

$$\text{avec } \begin{cases} n = 1, 2 \\ a = \frac{1}{\tan(\psi)} \end{cases}$$

$\Phi_n$  : L'angle maximal du rayon n

$\varphi$  : L'angle initial à l'origine de la spire

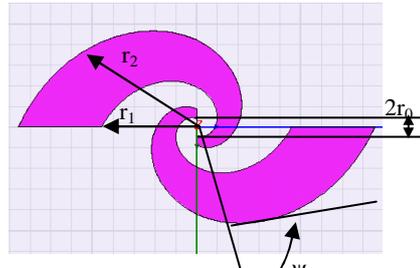


Fig. 2.32. Paramètres de l'antenne spirale.

L'épaisseur de bras est limitée par les deux rayons  $r_1$  et  $r_2$ . Elle est égale à la différence de ces derniers pour un angle donnée. Si nous appliquons cette équation, nous obtenons deux bras spiralés qui s'élargissent en fonction de l'angle  $\Phi$ . L'épaisseur de l'extrémité extérieure des spires s'arrête brutalement comme la montre la Fig. 2.32. Cette discontinuité n'est pas recommandée si l'on souhaite avoir une antenne large bande. Nous avons donc modifié l'équation décrivant l'évolution de la spirale afin d'éviter cette discontinuité (Fig.2.33). L'équation précédente devient alors:

$$r_n = r_0 \cdot \exp\left[a \cdot \phi_{\max} + \frac{a \cdot \varphi}{\theta_{\max}} \cdot (\theta_{\max} + \frac{\Delta\phi}{2} - \delta)\right] \quad (18)$$

avec

$$\delta = \frac{1}{a} \cdot a \cdot \sinh\left\{\frac{c}{2 \cdot r_0} \cdot \exp\left[-a \cdot (\phi_{\max} + \frac{\Delta\phi}{2} + \theta_{\max})\right]\right\}; \quad c = r_2(\theta_{\max 2}) - r_1(\theta_{\max 1}); \quad \Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$$

$\Phi_{\max}$  : l'angle maximal pour lequel le bras de la spire s'élargie.

$\theta_{\max}$  : l'angle maximal total de la spire (définissant le nombre total de tours).

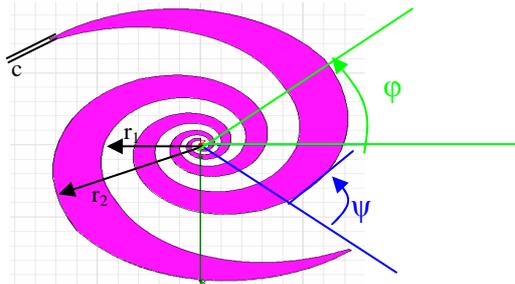


Fig. 2.33: Antenne spirale avec fermeture progressive des bras de la spire.

### 2.4.1.2.1 Simulation et optimisation

Nous avons effectués sous HFSS plusieurs simulations et optimisations des paramètres géométriques d'antennes, avec toujours le même objectif de maximisation du gain et de la bande passante, avec des dimensions qui restent de l'ordre du centimètre (tableau 2.1). Le substrat utilisé dans les simulations était du FR4 d'épaisseur 0.8mm. La variation du coefficient de réflexion de l'antenne est représentée par la Fig. 2.34. On remarque que le nombre de tours ( $\theta_{max}$ ) que décrit la spirale joue un rôle très important sur la bande passante. Plus l'angle  $\theta_{max}$  est important, plus le bras de la spirale est long, ce qui élargit la bande passante vers les basses fréquences. La bande passante de l'antenne est liée à la longueur d'onde est donc à la longueur physique du bras spiral.

Les meilleurs adaptations ont été obtenues pour  $a=0.25$ ,  $c=0.3$ mm,  $r_0=0.6$ mm,  $\theta_{max}=5\pi$ ,  $\Phi_{max}=4.75\pi$  et  $\Delta\Phi = \pi/2$ . Les paramètres du premier motif (modèle1) permettent d'avoir un coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) inférieur à -10dB pour des fréquences supérieures à 1.3GHz.

	modèle 1	modèle2	modèle3	modèle4	modèle5	modèle6
$c(mm)$	0.3	0.3	0.3	0.3	0.25	0.25
$a$	0.25	0.25	0.25	0.2	0.15	0.25
$r_0(mm)$	0.6	0.6	0.6	0.6	0.5	0.4
$\theta_{max}(rad)$	$10 \pi/2$	$10 \pi/2$	$8\pi/2$	$12\pi/2$	$10\pi/2$	$12\pi/2$
$\Phi_{max}(rad)$	$9.5 \pi/2$	$9.5 \pi/2$	$7.5\pi/2$	$11.5\pi/2$	$8\pi/2$	$10\pi/2$
$\Delta\Phi (rad)$	$\pi/2$	$\pi/4$	$\pi/2$	$3 \pi/4$	$\pi/2$	$\pi/2$

Tableau 2.1. Paramètres géométriques des antennes spirales simulés.

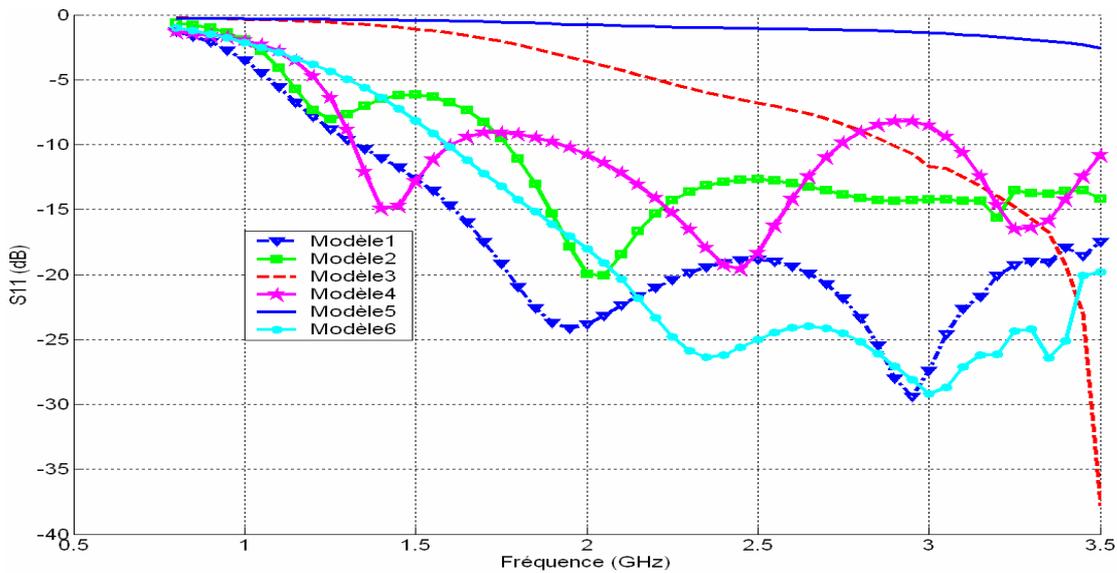


Fig. 2.34. Variation de coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

Afin d'élargir plus encore la bande passante vers les basses fréquences (<1GHz), sans augmenter les dimensions de l'antenne, nous avons introduit un cadre métallique avec une largeur de piste d'un millimètre tout autour de l'antenne (Fig. 2.35). Cette piste a permis de produire un effet capacitif qui a élargi la bande passante vers les basses fréquences autour de 800MHz. (Fig. 2.36).

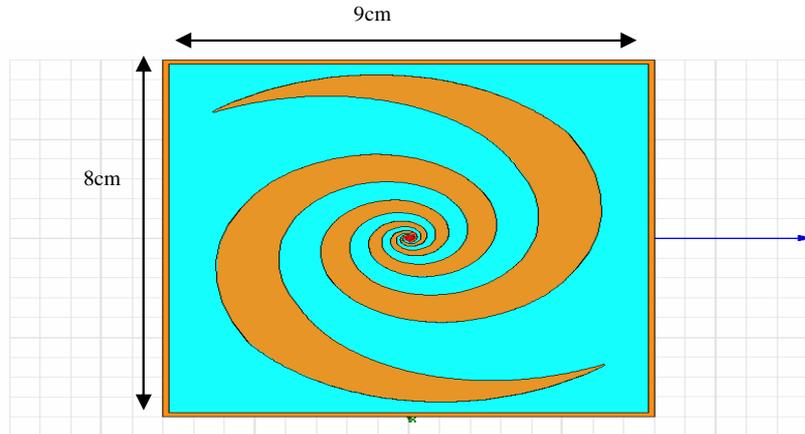
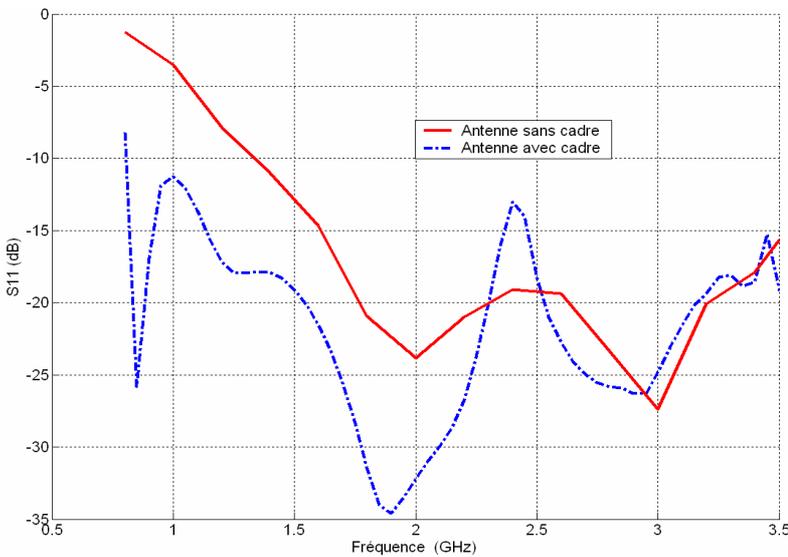
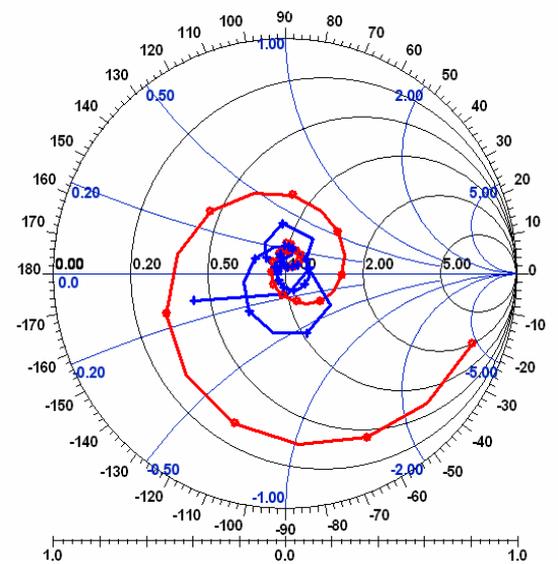


Fig. 2.35. Motif de l'antenne spirale avec le cadre métallique.



(a)



(b)

Fig. 2.36. Variation de coefficient de réflexion de l'antenne spirale, (b) Variation de l'impédance.

Sur toute la bande 0.8GHz-3GHz, le gain maximal simulé de l'antenne spirale entouré par un cadre métallique varie de 3dBi à 7dBi selon la fréquence (Fig. 2.38). La polarisation du champ E rayonné par cette antenne spirale n'est pas linéaire, comme dans le cas de l'antenne à doubles fentes, mais elliptique ou circulaire suivant la fréquence du signal (Fig.2.37).

Théoriquement le rapport axial d'une polarisation circulaire doit être égal à 0, or dans la pratique et d'après M. Barakat [27] et K. kouassi [28], ce rapport axial est acceptable, selon les applications, s'il est inférieur à 5dB. Pour l'antenne spirale le rapport axial vari de 1.44dB à 3GHz jusqu'à 8.2dB à 1GHz. Ainsi pour les fréquences supérieures à 1.1GHz le rapport axial est inférieur à 5dB et l'on peut donc considérer que la polarisation de l'antenne est circulaire (Fig.2.38, Fig.2.39).

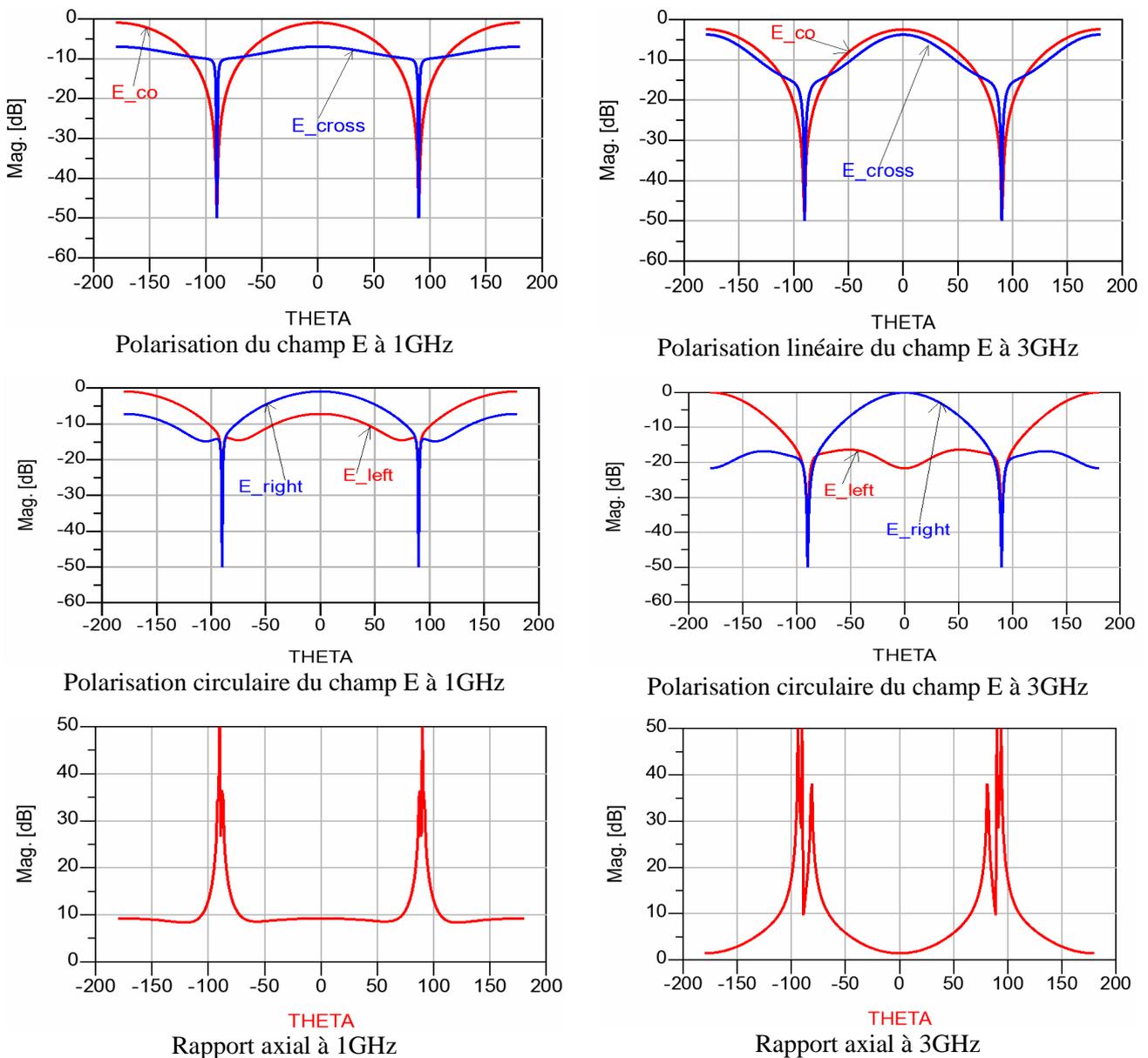


Fig. 2.37. Variation de la polarisation du champ rayonné par l'antenne spirale

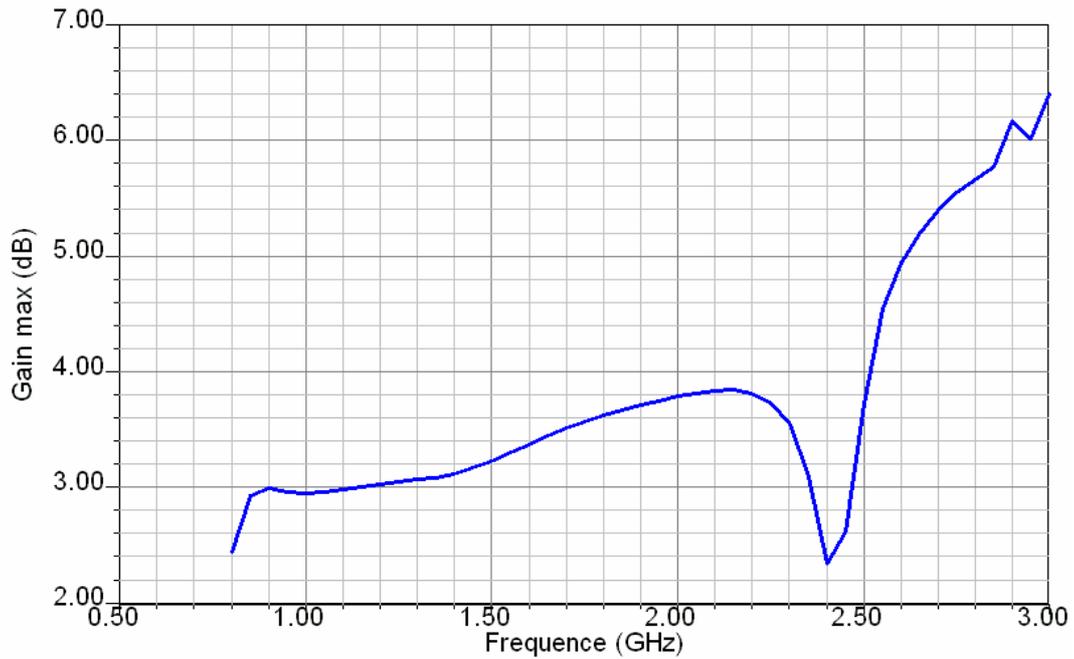


Fig. 2.38 : Variation du gain maximal en fonction de la fréquence.

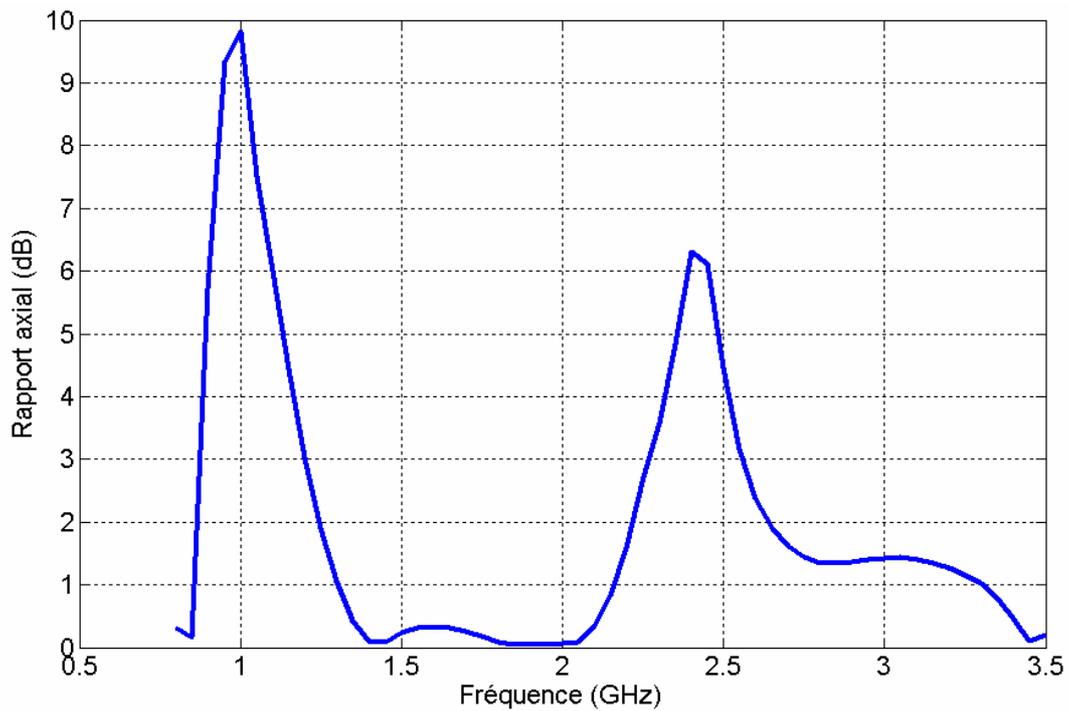


Fig. 2.39. Variation du rapport axial en fonction de la fréquence.

Le rayonnement de l'antenne est représenté sur la Fig.2.40. Il est omnidirectionnel pour les fréquences autour de 1GHz. Le cadre métallique autour de l'antenne limite le rayonnement dans le plan horizontal de l'antenne (xoy) et favorise celui dans l'axe de l'antenne (oz) de fait de la réflexion des ondes sur le cadre. Comme dans le cas d'un dipôle filaire (paragraphe

2.3.1.1) plus la longueur d'onde du signal appliqué est faible, par rapport à la longueur physique des brins spirales, plus le nombre des lobes secondaires se multiplie. Jusqu'à la fréquence 3GHz, le diagramme de rayonnement peut être considéré comme omnidirectionnel.

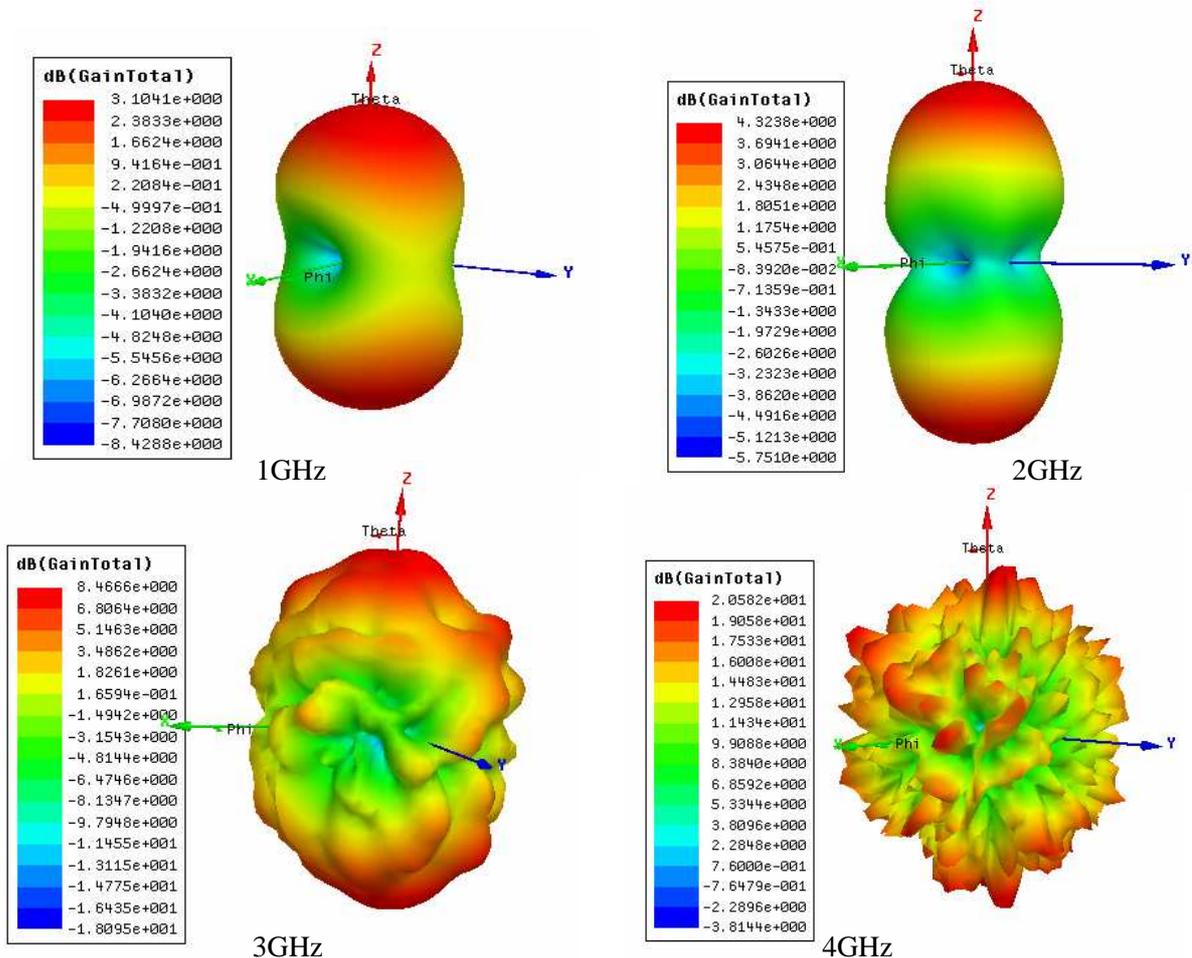


Fig. 2.40 : Diagrammes de rayonnement.

Cette antenne spirale est très intéressante pour la suite de notre étude d'un système de récupération d'énergie électromagnétique, en répondant aux critères souhaités pour maximiser l'énergie RF captée. La bande passante présentée par cette antenne couvre la bande de notre étude (1GHz-3GHz) et au-delà, avec un coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en dessous de -10dB sur toute la bande ce qui minimise les pertes par réflexion. Le gain simulé dépasse les 3dBi dans la bande d'étude avec un rayonnement omnidirectionnel et une polarisation circulaire du champ E capable de capter plusieurs polarisations (Horizontale, Verticale et circulaire).

#### 2.4.1.2.2 Réalisation et mesure

L'impédance présentée par l'antenne spirale avec cadre étant proche de  $100 \Omega$  (Fig. 2.41), et l'impédance de l'analyseur de réseau étant égale à  $50 \Omega$ , nous avons inséré un

adaptateur d'impédance passif entre l'antenne est l'analyseur (Fig. 2.42). Cette étage d'adaptation large bande présente de très faibles pertes d'insertion (<0.4dB) sur toute la bande 1GHz-3GHz.

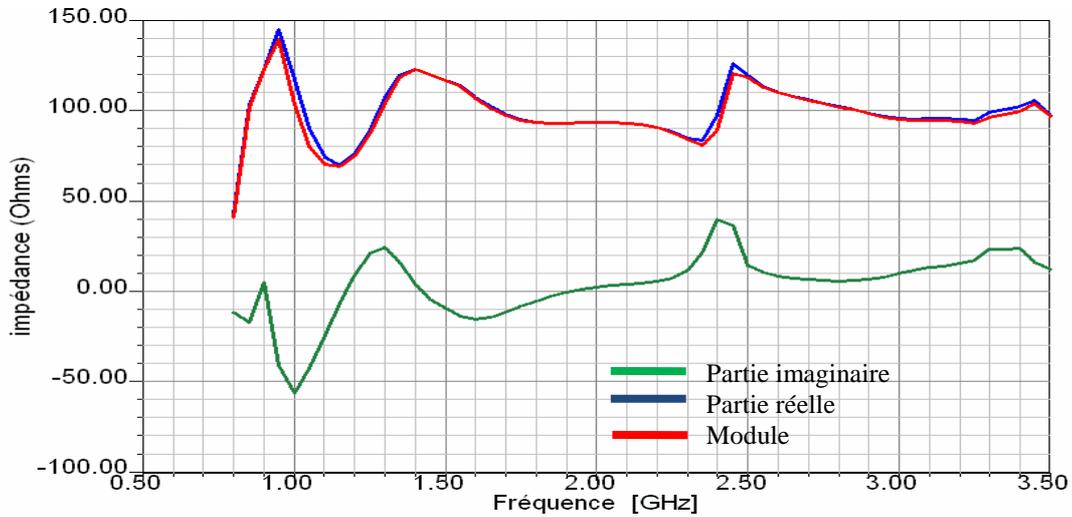


Fig. 2.41. Variation de l'impédance d'antenne spirale.

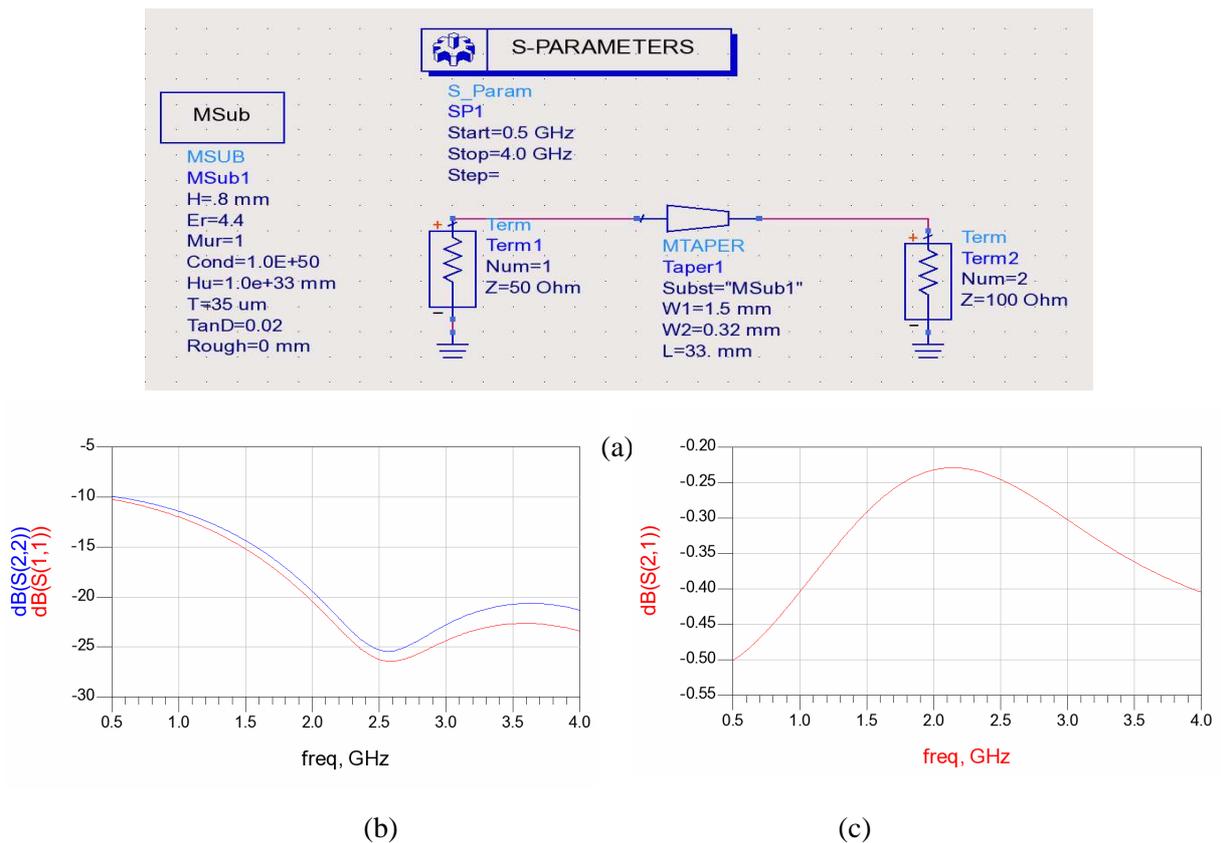


Fig. 2.42. (a) Adaptateur d'impédance, (b) Coefficients de réflexions simulé, (c) Coefficient de transmission simulé.

La variation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) mesuré en fonction de la fréquence (Fig. 2.43) montre que l'antenne est bien large bande, avec un coefficient de réflexion inférieur à -

10dB au-delà de 800MHz. La différence entre les deux comportements simulés et mesurés peut s'expliquer par les perturbations induites par l'utilisation de l'adaptateur d'impédance (Fig. 2.44).

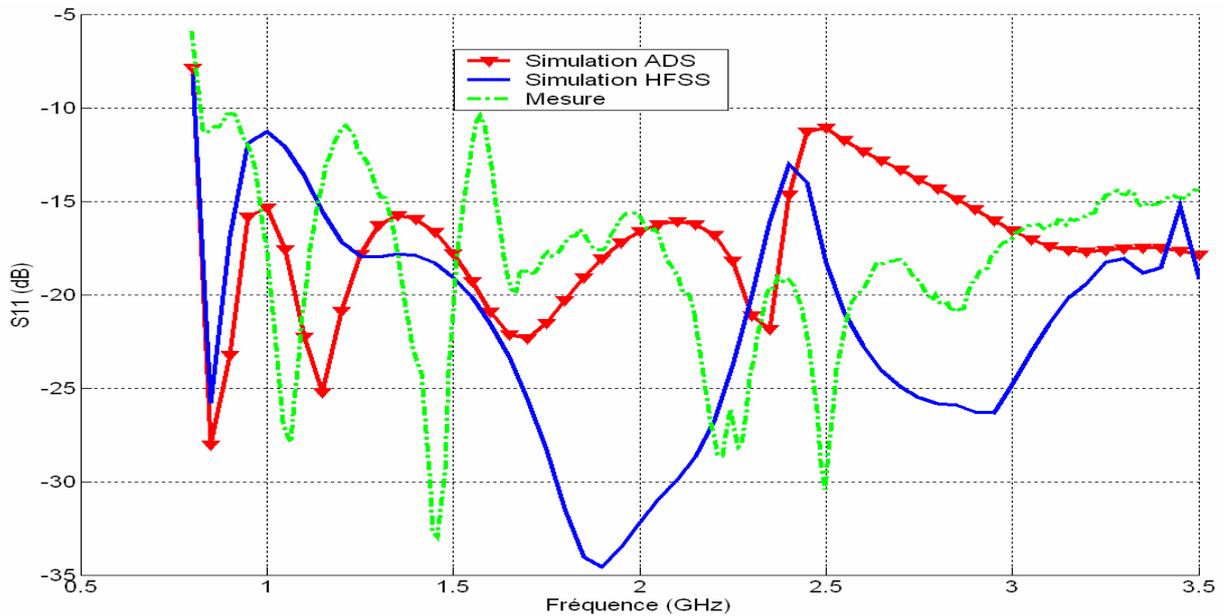


Fig. 2.43 : variation de coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en fonction de la fréquence.



Adaptateur d'impédance

Fig. 2.44 : Prototype d'antenne spirale.

### 2.4.1.3 Antenne patch circulaire

Généralement les antennes patch rectangulaire possèdent une polarisation rectiligne et une bande étroite. En revanche, les antennes patchs circulaires font exception en présentant quant-à-elles une largeur de bande plus importante tout en gardant une polarisation rectiligne. L'optimisation sous HFSS de ce type d'antenne imprimée sur substrat FR4 d'épaisseur 0.8mm, a permis de réaliser une structure plus grande que l'antenne spirale précédente. Le diamètre du patch circulaire fixe la fréquence basse de la bande passante de l'antenne. Plus le

diamètre est grand plus la limite inférieure de la bande passante est petite. Dans notre cas, nous cherchons une antenne qui représente une bonne adaptation ( $S_{11}$  en dessous de -10db) dans la bande 1GHz-3GHz. Les dimensions choisies sont indiquées Figure 2.45. L'alimentation de cette antenne est assurée par une ligne microstrip d'une largeur égale à 1.5mm. La Figure 2.46 montre bien une variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  inférieure à -10dB sur toute la bande fréquentielle de travail 1GHz-3GHz.

Pour que cette antenne puisse être omnidirectionnelle et capter de l'énergie RF dans toutes les directions, nous avons choisi, comme pour l'antenne double fentes ou l'antenne spirale, de ne pas placer un plan de masse en dessous de l'élément rayonnant (patch circulaire).

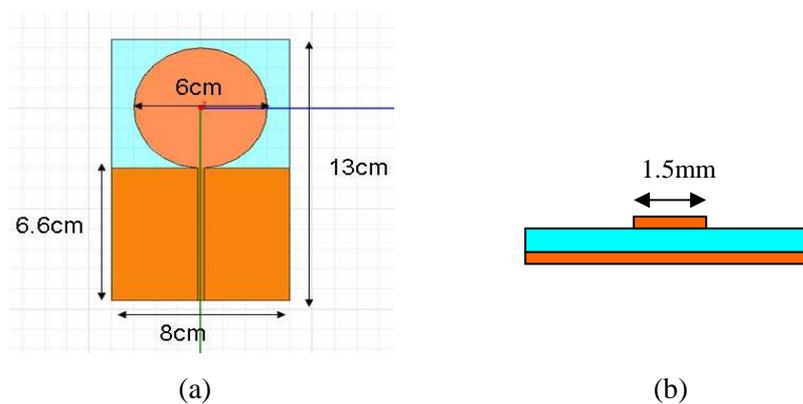


Fig. 2.45. (a) Antenne patch circulaire, (b) ligne d'excitation micro-strip.

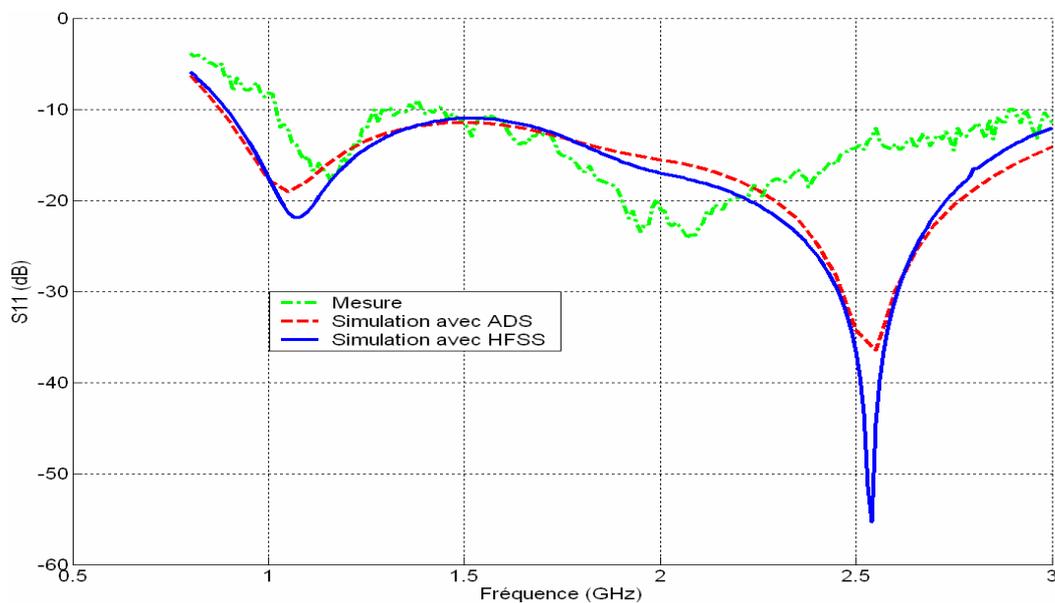


Fig. 2.46. Variation de coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence.

Le gain maximal de l'antenne patch circulaire est supérieur à 2.4dBi sur toute la bande fréquentielle (1GHz-3GHz) (Fig. 2.47).

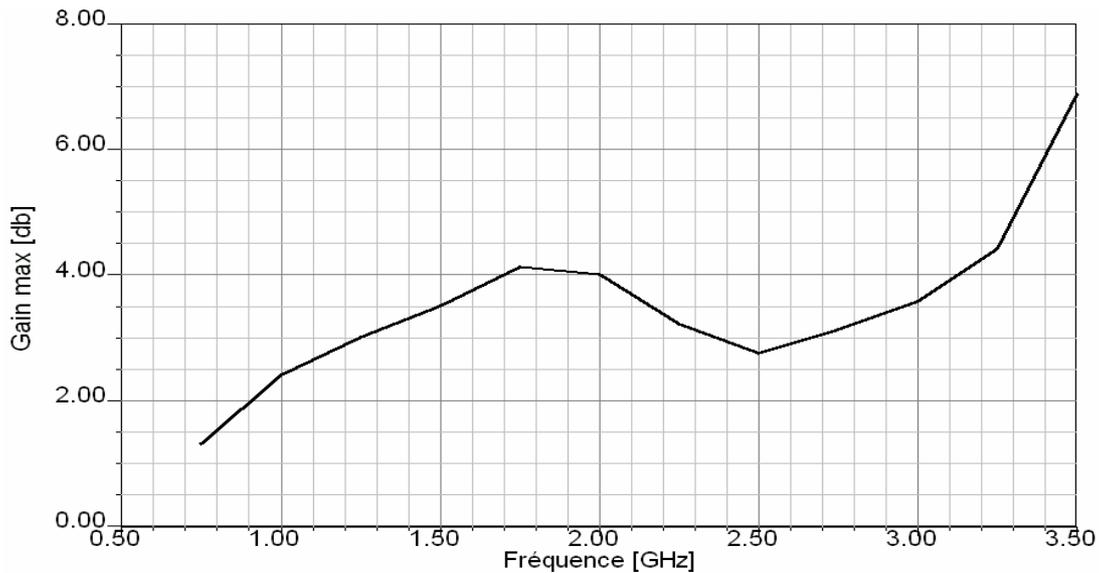


Fig. 2.47 : Variation du gain max de l'antenne en fonction de la fréquence

Les diagrammes de rayonnement de cette antenne, à différentes fréquences, sont représentés sur la figure. 2.48. Le rayonnement est omnidirectionnel pour les fréquences basses comprises entre 1GHz et 2.5GHz. Pour des fréquences supérieures à 2.5GHz, on remarque l'apparition de lobes secondaires qui se multiplient en fonction de la fréquence. Cette déformation du diagramme de rayonnement pour les fréquences plus élevées est due au mode de circulation du courant dans le patch rayonnant, c'est-à-dire à la multiplication des nœuds de courant, compte tenu de sa taille par rapport à la longueur d'onde de plus en plus petite (Fig. 2.49).

La polarisation du champ rayonné par l'antenne patch circulaire est représentée sur la Figure 2.50. Elle est linéaire sur toute la bande fréquentielle. La différence entre polarisations directes ( $E_{co}$ ) et croisées ( $E_{cross}$ ) est de l'ordre de 50dB.

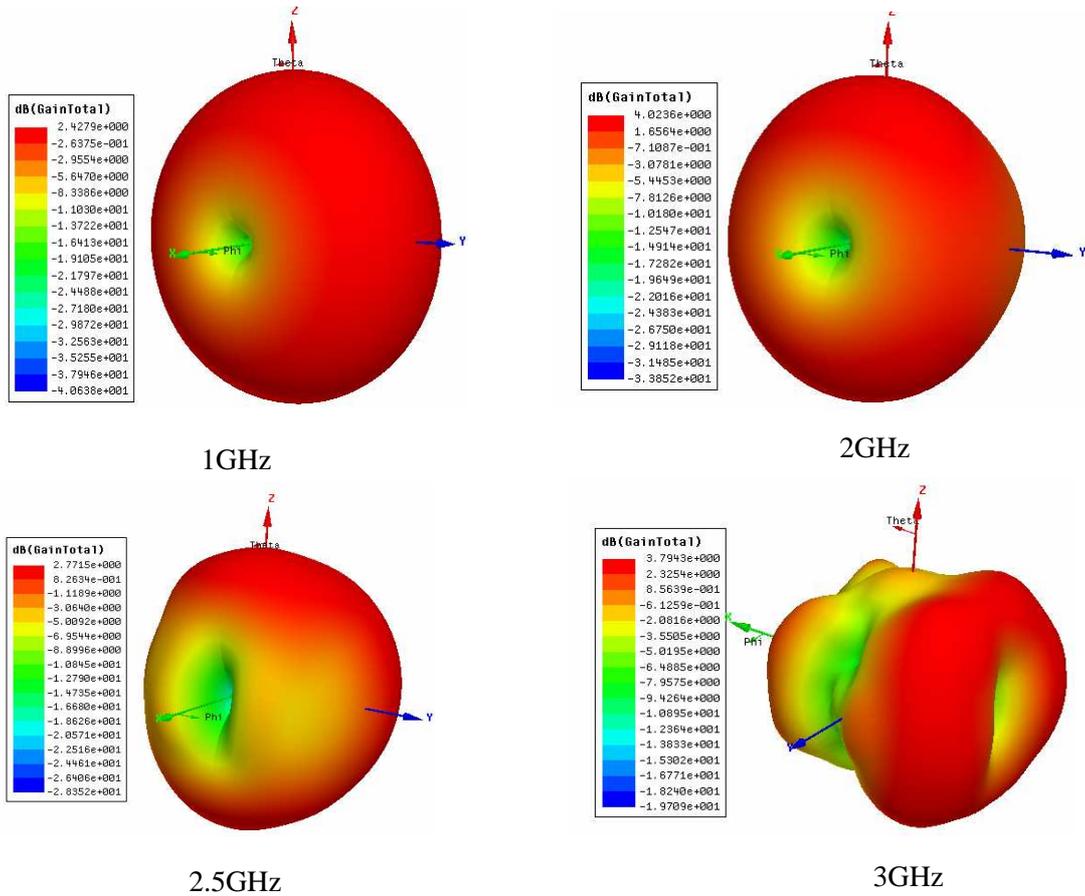


Fig. 2.48. Diagrammes de rayonnement à différentes fréquences.

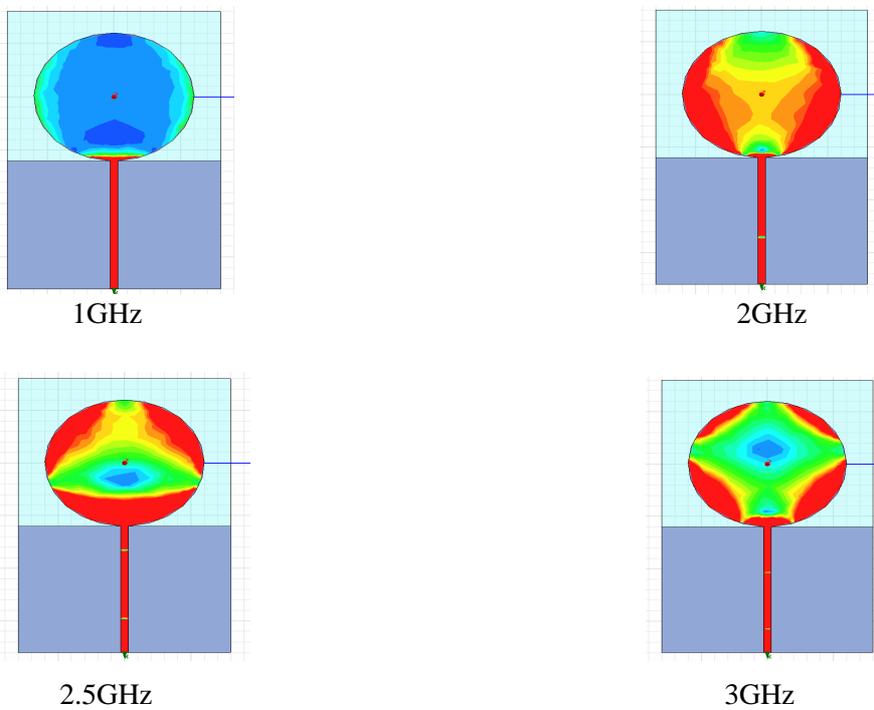


Fig.2.49. Distribution du courant sur le patch rayonnant à plusieurs fréquences.

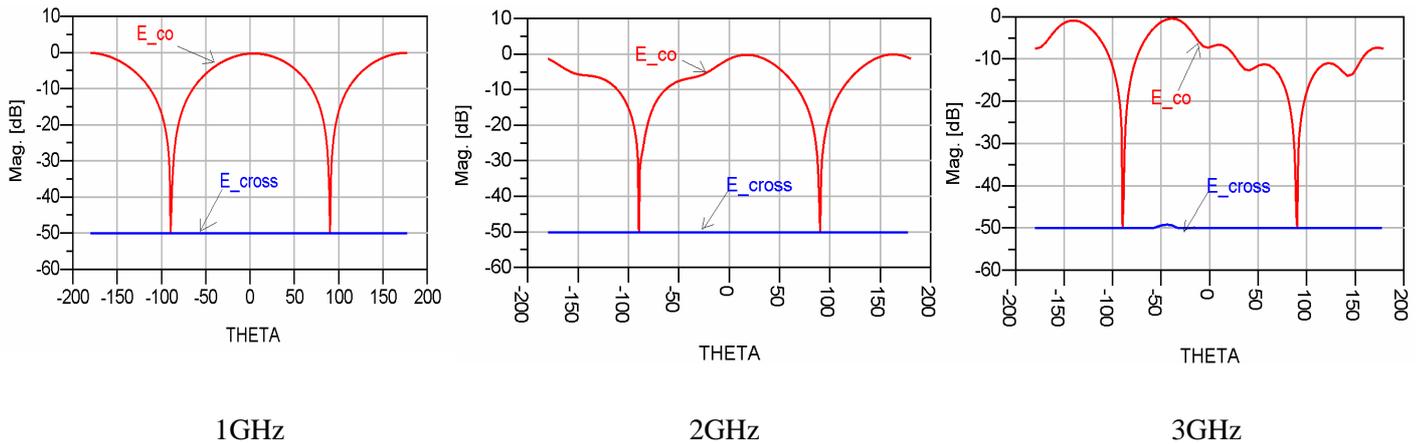


Fig.2.50 Polarisation du champ rayonné par l'antenne à différentes fréquences.

Cette antenne patch circulaire possède des caractéristiques très intéressantes, avec un coefficient de réflexion inférieur à -10dB sur toute la bande fréquentielle (1GHz-3GHz) et avec un rayonnement omnidirectionnel avec un gain supérieur à 2.4dBi sur toute la bande. En revanche sa polarisation est linéaire et ne permet de capter qu'une seule polarisation du champ électromagnétique parmi toutes celles disponibles dans l'environnement urbain.

L'antenne la plus adaptée à une utilisation dans un système de récupération d'énergie électromagnétique large bande est l'antenne spirale. Elle possède des caractéristiques de rayonnement et une polarisation circulaire plus adaptés à la récupération d'énergie par rapport aux deux autres antennes étudiées (patch circulaire et l'antenne à doubles fentes). Du point de vue dimensions, cette antenne spirale occupe une surface égale à 72cm<sup>2</sup>, ce qui est inférieur à la surface occupée par l'antenne patch circulaire (104cm<sup>2</sup>) et supérieur à la surface occupée par l'antenne à double fente (56 cm<sup>2</sup>) avec polarisation linéaire.

#### 2.4.2 Antenne à bande étroite 1.8GHz-1.9GHz

A l'issue du premier chapitre et notamment de l'étude de l'énergie RF disponible en milieu urbain, en fonction de la fréquence, nous avons pu remarquer que la densité maximale de puissance RF se situait principalement dans la bande fréquentielle 1.8GHz-1.9GHz (-14.5dBm/m<sup>2</sup>), soit la moitié de la totalité de densité de puissance disponible dans toute la bande 1GHz-3GHz. Ainsi, il pourrait également être intéressant de développer un système de récupération d'énergie RF uniquement centré sur cette bande étroite, ce qui faciliterait notamment notre travail d'adaptation d'impédance.

Dans la suite de ce chapitre nous présentons les caractéristiques des antennes potentiellement intéressantes pour la récupération d'énergie en bande étroite.

### 2.4.2.1 Antenne patch circulaire (disque)

En réduisant la dimension du patch circulaire, on peut décaler la bande passante de l'antenne vers les fréquences plus élevées et faire ainsi en sorte que le rayonnement omnidirectionnel de l'antenne intervienne dans la bande 1.8GHz-1.9GHz. Dans notre cas, cela fixe le rayon du patch à 18mm. A l'instar de l'antenne patch présentée précédemment, cette antenne est alimentée par une ligne microstrip de largeur 1.5mm et d'impédance caractéristique égale à  $50\Omega$ . Les dimensions de l'antenne sont reportées sur la Figure 2.51. L'évolution du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en fonction de la fréquence est représentée par la Figure 2.52. Cette antenne couvre la bande 1.8GHz-1.9GHz avec un coefficient de réflexion en dessous de -10dB afin de minimiser les pertes par réflexion des ondes reçues.

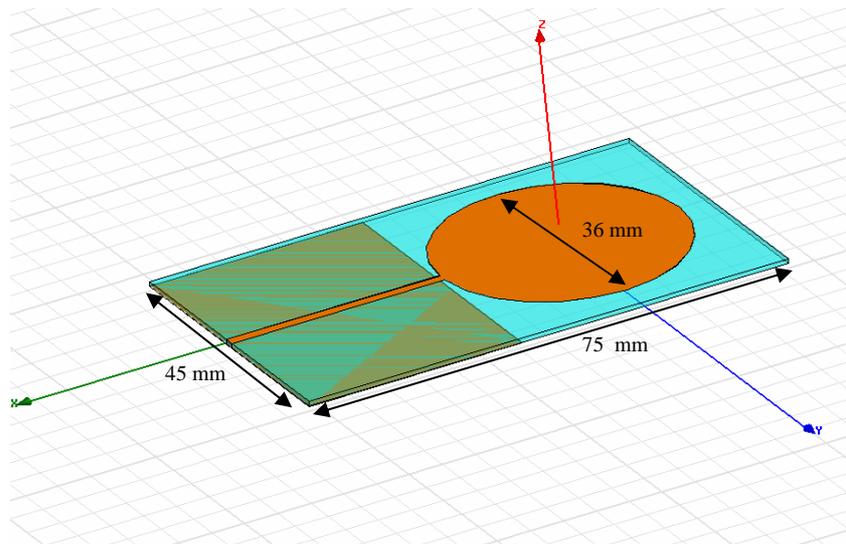


Fig. 2.51. Antenne patch circulaire.

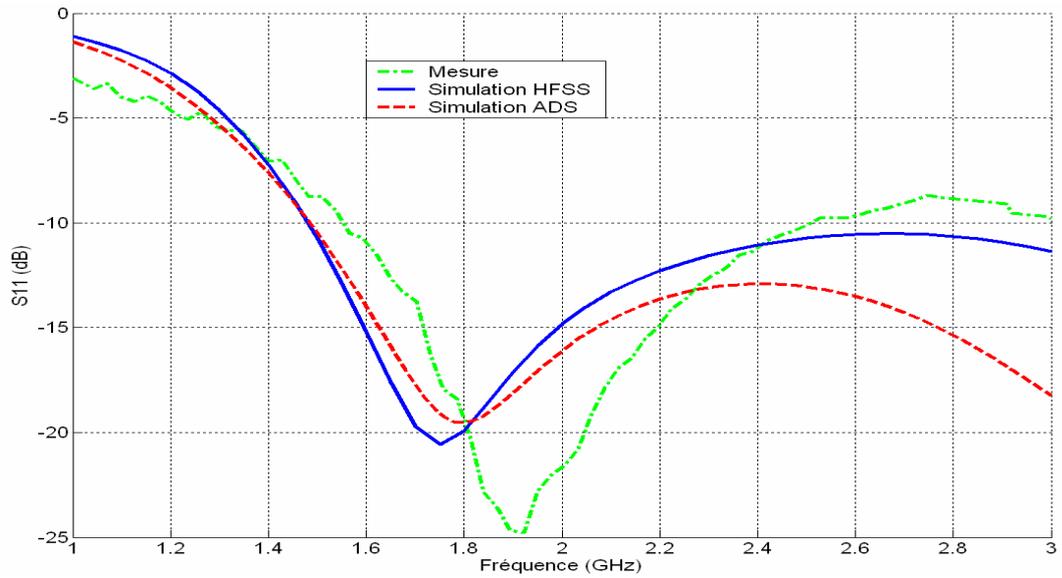


Fig. 2.52. Évolution de coefficient  $S_{11}$  en fonction de la fréquence.

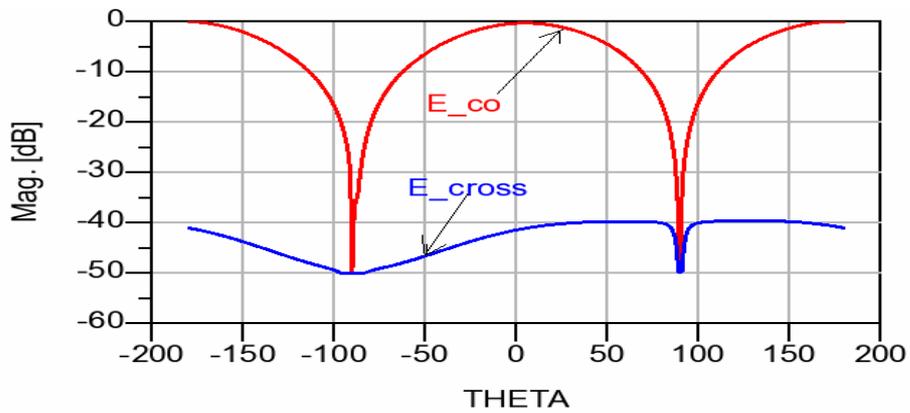


Fig. 2.53. Polarisation du champ rayonné par l'antenne.

Nous constatons que le rayonnement de l'antenne est bien omnidirectionnel dans la bande 1.8GHz-1.9GHz (Fig.2.54), avec un gain simulé supérieur à 2.7dBi à la fréquence 1.85GHz (Fig.2.52) et une polarisation linéaire du champ (Fig. 2.53). Le gain mesuré à la fréquence 1.85GHz est égal à 1.44dBi.

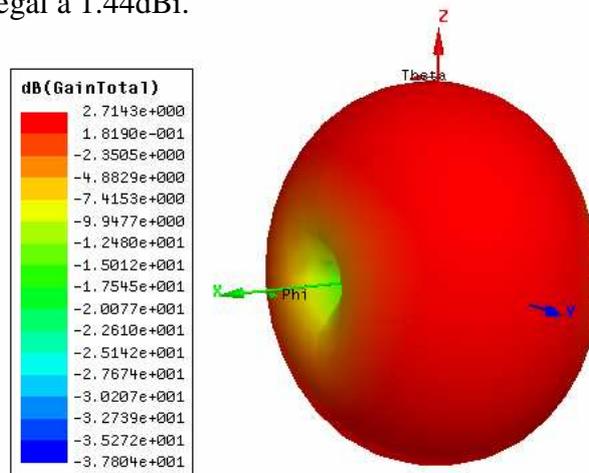


Fig. 2.54. Diagramme de rayonnement de l'antenne à la fréquence 1.85GHz.

### 2.4.2.2 Antenne cadre

L'antenne cadre présentée Fig.2.55 a également été développée et optimisée pour fonctionner dans la bande fréquentielle 1.8GHz-1.9GHz. A l'instar des autres antennes présentées dans ce chapitre, cette antenne est imprimée sur le substrat FR4 de permittivité relative 4.4 et d'épaisseur 0.8mm. Elle est alimentée par une ligne microstrip d'impédance égale à  $50\Omega$ . L'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$ , mesuré et simulé, à la fréquence 1.85GHz est représentée sur la Figure 2.56. Le coefficient de réflexion mesuré est en dessous de -10dB dans toute la bande 1.84GHz-2.35GHz, ce qui minimise les pertes par réflexion de la puissance RF captée par l'antenne.

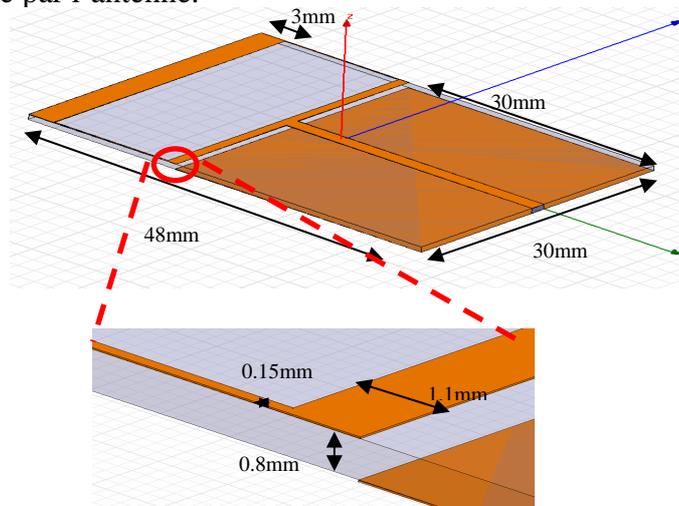


Fig. 2.55. Antenne cadre.

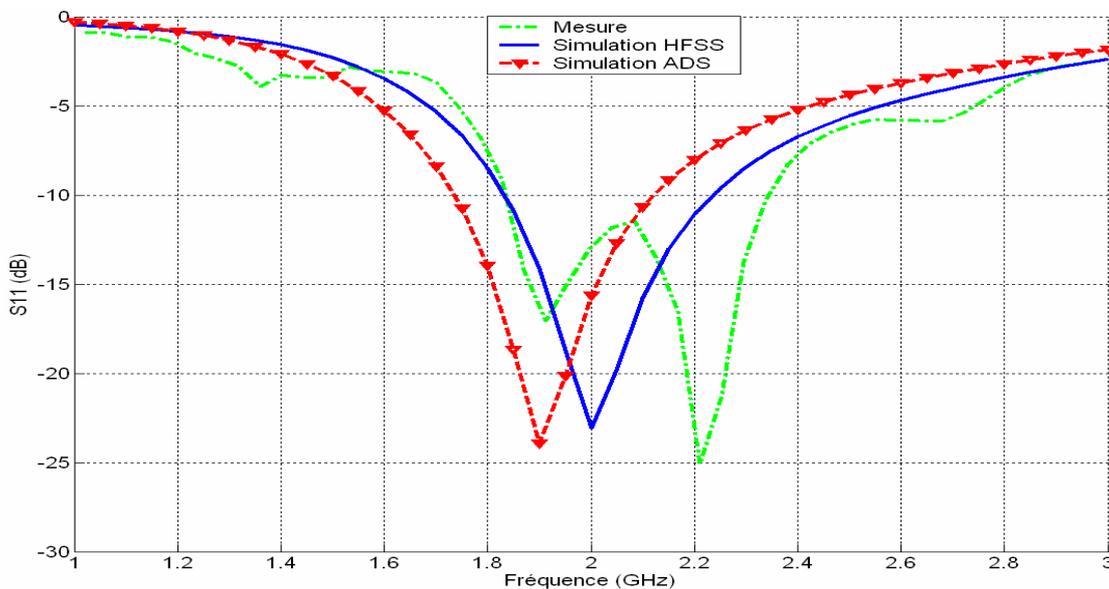


Fig. 2.56 : Variation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ).

Le gain simulé de cette antenne atteint 1.78dBi avec un rayonnement omnidirectionnel. La polarisation du champ électromagnétique rayonné est linéaire avec une

différence entre les champs  $E_{co}$  et  $E_{cross}$  de l'ordre de 50dB (Fig.2.57). Le gain mesuré est égal à 1.14dBi à la fréquence 1.85GHz.

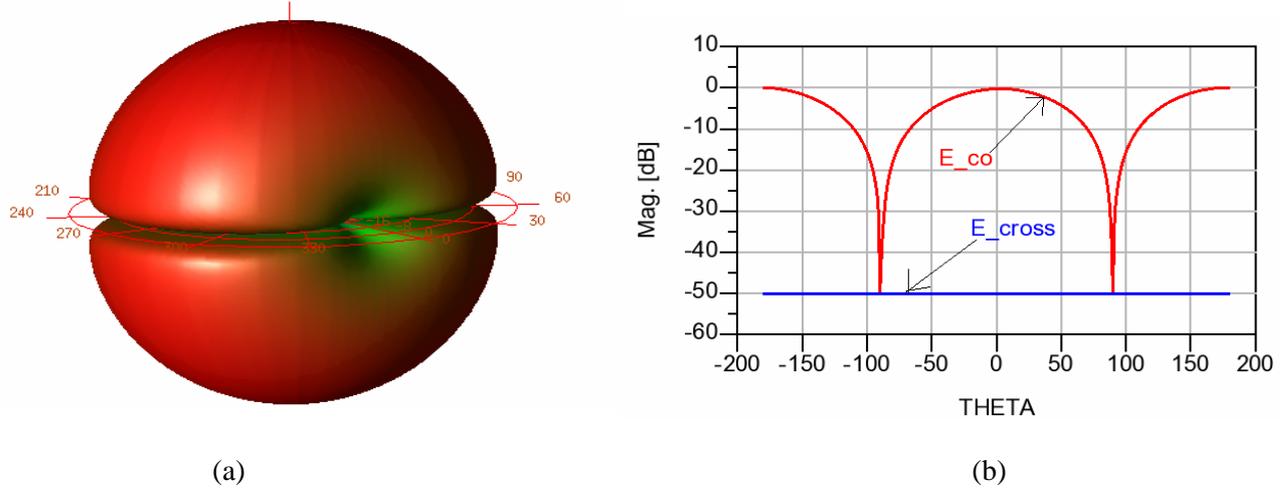


Fig.2.57. (a)Diagramme de rayonnement à 1.85GHz, (b) Polarisation du champ rayonné à 1.85GHz.

Cette antenne cadre, couvre la bande du travail (1.8-1.9GHz) avec un coefficient de réflexion en dessous de -10dB, un rayonnement omnidirectionnel et un gain mesuré égal à 1.14dBi. En revanche mais sa polarisation est linéaire ce qui ne lui permet de capter qu'une seule polarisation. Nous allons essayer de surmonter cet inconvénient de polarisation en modifiant la structure de l'antenne afin d'obtenir une polarisation circulaire.

### 2.4.2.3 Antenne cadre à double polarisation

Pour obtenir une polarisation circulaire du champ électromagnétique rayonné par l'antenne, et par réciprocité, pouvoir capter un champ polarisé circulairement ou linéairement, nous avons créé une ouverture dans le cadre rayonnant comme le montre le schéma de la Figure 2.58. La variation du coefficient de réflexion simulé et mesuré ( $S_{11}$ ) est représentée sur la Figure 2.59. L'adaptation de l'antenne se dégrade dans la bande de travail, ce qui implique une perte par réflexion plus importante par rapport à celle de l'antenne cadre présentée précédemment. Les écarts de valeurs  $S_{11}$  entre la simulation et la mesure sont dus à la précision de la réalisation de l'antenne.

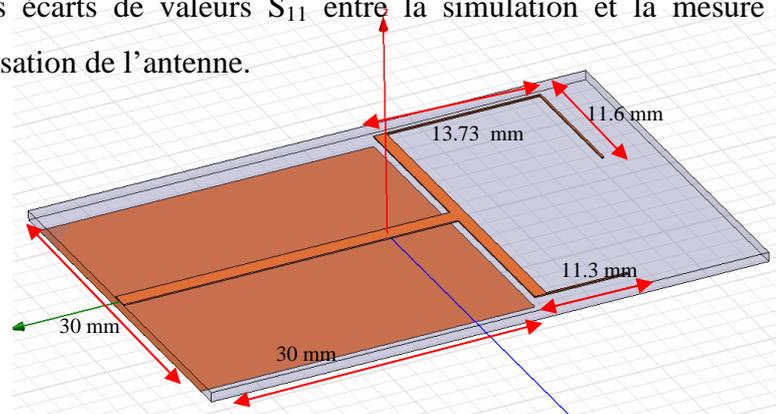


Fig. 2.58. Antenne à double polarisation.

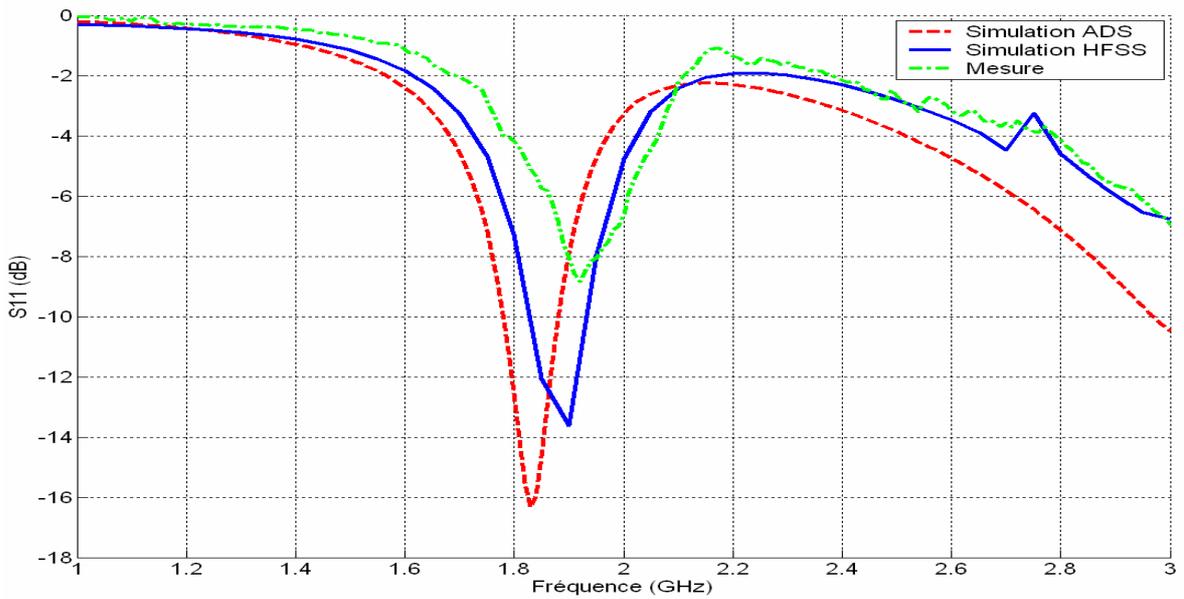


Fig. 2.59. Variation de coefficient de réflexion.

Le rayonnement de l'antenne est omnidirectionnel (Fig.2.60), en revanche on constate une diminution du gain égal à 0.92dBi, liée à la diminution de la surface de captation. Le gain mesuré à la fréquence 1.85GHz est égal à 0.72dBi au lieu de 1.14dBi pour l'antenne cadre. Par contre la polarisation croisée du champ rayonné ( $E_{cross}$ ) devient plus importante que celle de l'antenne cadre (Fig.2.60 (b)). Celle-ci est constante quel que soit l'angle  $\theta$ .

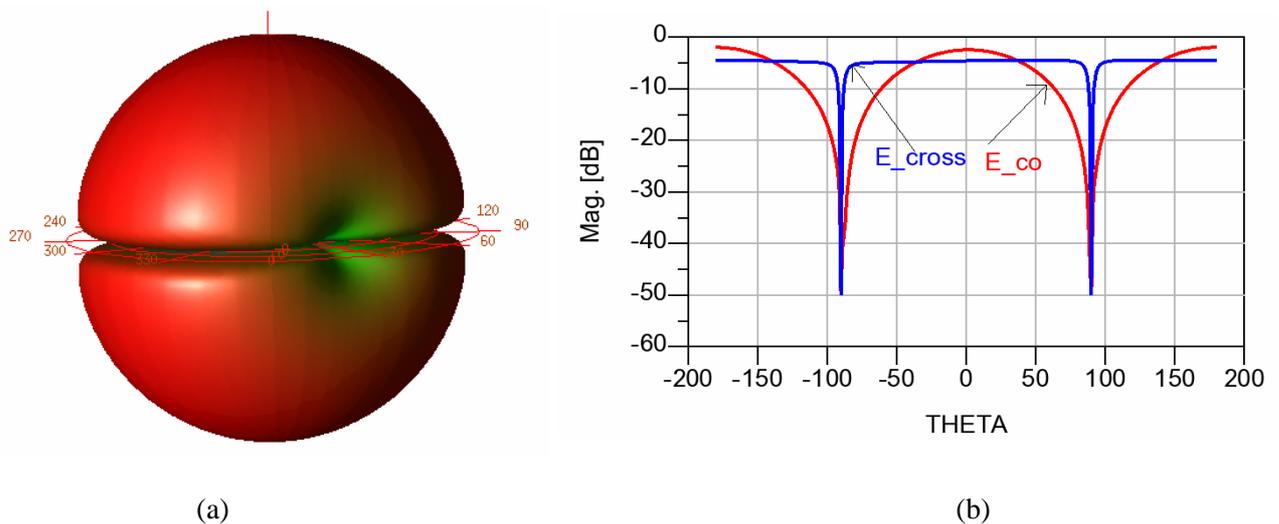


Fig.2.60 (a) Diagramme de rayonnement à 1.85GHz, (b) Polarisation du champ à 1.85GHz.

Nous avons essayé d'augmenter le gain de l'antenne en prolongeant les pistes rayonnantes sous la forme de spires, à surface d'antenne constante.

### 2.4.2.4 Antenne double spirale

Afin d'augmenter la surface de captation, nous nous sommes inspirés des antennes spirales pour développer une antenne fonctionnant en bande étroite. Le schéma de l'antenne ainsi que l'évolution du coefficient de réflexion  $S_{11}$  sont respectivement représentés Figure 2.61 et Figure 2.62.

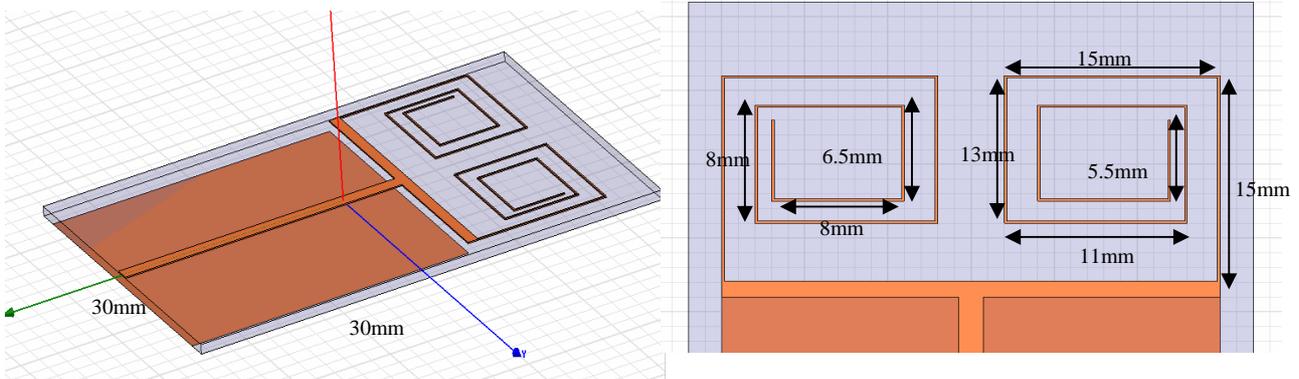


Fig.2.61 Antenne double spirale.

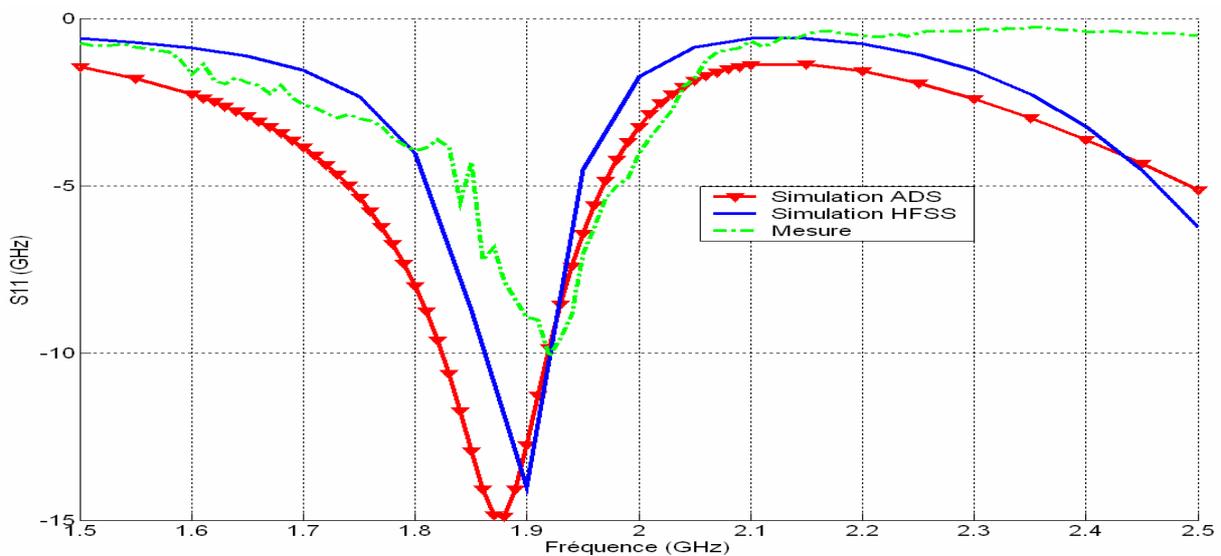


Fig. 2.62. Variation du coefficient de réflexion.

Le diagramme de rayonnement de cette antenne à la fréquence 1.85GHz est représenté par la Fig.2.63 (a). Il est omnidirectionnel. La polarisation du champ rayonné est linéaire avec une différence entre la polarisation directe et la polarisation croisée de l'ordre de 50dB (Fig.2.63 (b)). Ici encore, le gain simulé de l'antenne ne dépasse malheureusement pas 1dBi. Nous avons mesuré sa valeur à la fréquence 1.85GHz et obtenu une valeur égale à 0.61dBi.

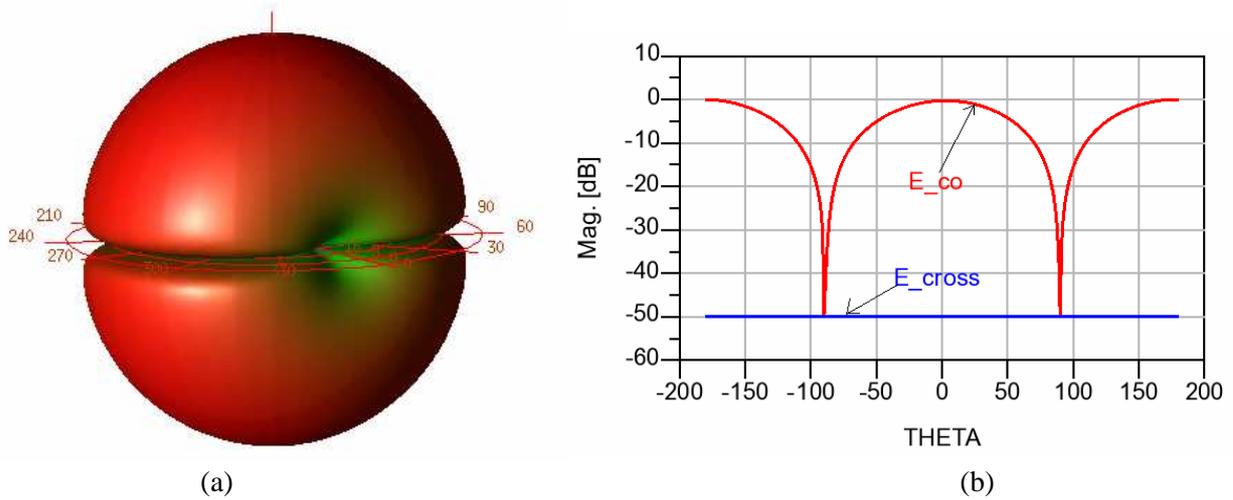


Fig.2.63 (a) Diagramme de rayonnement à 1.85GHz, (b) Polarisation du champ à 1.85GHz.

Malgré l'augmentation de la surface de l'antenne, le gain simulé de cette dernière reste faible (de l'ordre de 1dBi). Nous avons donc réduit la taille de l'antenne spirale étudiée dans le paragraphe 2.4.1.2 pour décaler la fréquence basse de la bande passante vers les fréquences plus élevées (1.8GHz).

### 2.4.2.5 Antenne spirale

A l'instar de l'antenne spirale présentée dans le paragraphe 2.4.1.2, nous avons réduit ses dimensions afin de décaler sa limite basse de fonctionnement vers la bande 1.8GHz-1.9GHz, en utilisant le même substrat (FR4 ( $\epsilon=4.4$ ,  $h=0.8\text{mm}$ )) (Fig.2.63). L'évolution du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) de l'antenne en fonction de la fréquence est représentée sur la Fig. 2.65. Cette antenne large bande présente un coefficient en dessous de -10dB pour les fréquences au delà de 1.3GHz et en dessous de -16dB dans la bande de travail (1.8GHz-1.9GHz) ce qui représente une performance en terme de minimisations des pertes par réflexion.

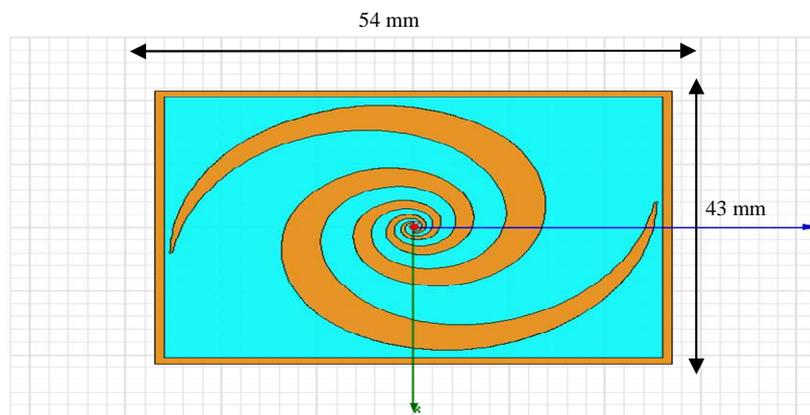


Fig. 2.64. Antenne spirale.

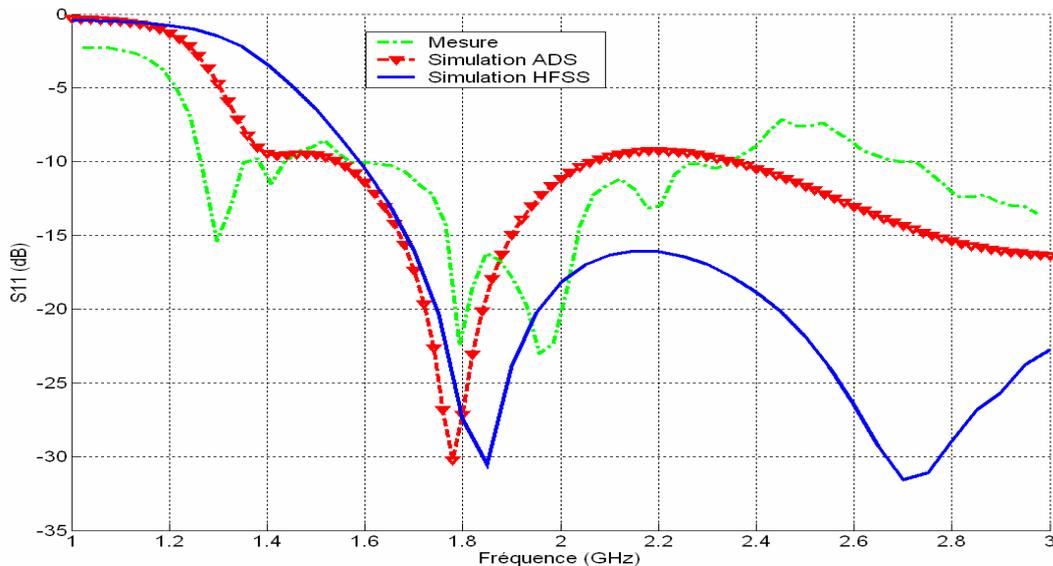


Fig. 2.65 Variation de coefficient de réflexion  $S_{11}$ .

Le rayonnement de l'antenne est toujours omnidirectionnel comme le montre la Figure 2.66 (a). Le gain est quant-à-lui plus élevé, avec une valeur de 3dBi. La polarisation du champ rayonné est circulaire (Fig. 2.66 (b)). La différence entre la polarisation croisée ( $E_{cross}$ ) et la polarisation directe ( $E_{co}$ ) n'est que de 5dB.

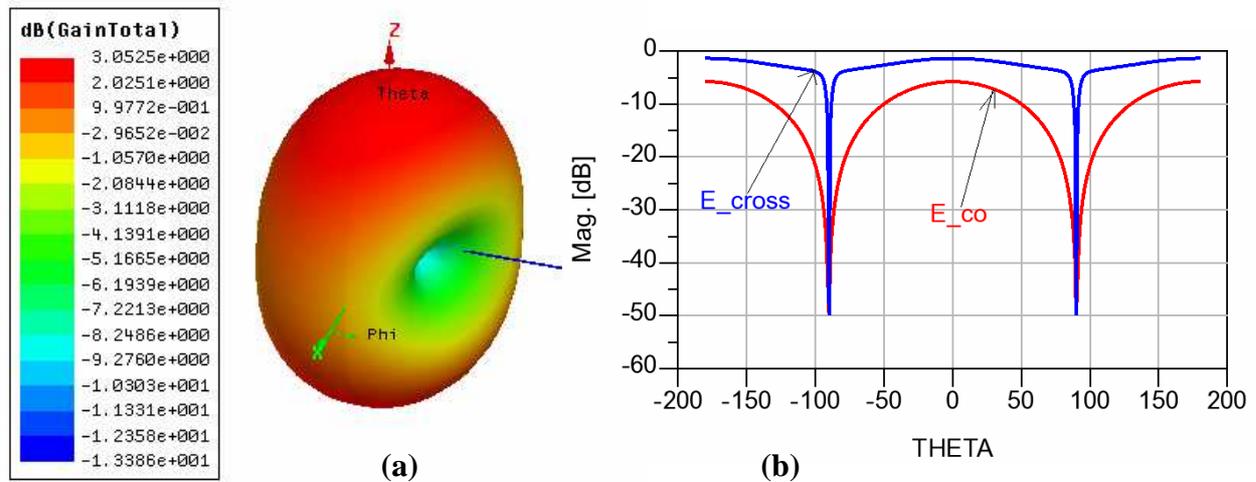


Fig.2.66. (a)Diagramme de rayonnement à 1.85GHz, (b) Polarisation du champ rayonné.

### Conclusion

Toutes les antennes, destinées à travailler en bandes étroites sauf l'antenne cadre ouvert, présentaient au maximum un coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) inférieur à -10dB. Du point de vue de la directivité, toutes les antennes présentaient un rayonnement omnidirectionnel, en revanche celles-ci s'accompagnaient de valeurs de gain très différentes les unes des autres. L'antenne spirale présentée dans le paragraphe 2.4.2 semble être l'antenne la plus à même de satisfaire les conditions pour une utilisation dans un système de récupération d'énergie. Elle

présente en effet un gain supérieur à celui des autres antennes. D'autre part, la polarisation de cette antenne est circulaire, ce qui la rend capable de capter des ondes de différentes polarisations (linéaire et circulaire).

## 2.5 Réseau d'antennes

Pour maximiser la puissance récupérée par le système, il faut maximiser la puissance RF captée. Pour cela, nous pouvons soit augmenter la surface des antennes avec l'inconvénient de décaler la bande passante omnidirectionnelle vers les basses fréquences, soit conserver le bénéfice des antennes précédentes en combinant plusieurs en réseau. Dans la suite de ce chapitre, nous présentons les caractéristiques et les résultats des simulations sous HFSS de plusieurs réseaux d'antennes simulés.

### 2.5.1 Réseau d'antennes larges bandes

Nous avons également étudié la mise en réseau d'antennes larges bandes analogues à celles présentées au paragraphe 2.4.1.1 et 2.4.1.2.

#### 2.5.1.1 Réseau d'antennes « fente »

Le gain du réseau augmente en fonction de nombre d'antennes utilisé. On peut ainsi atteindre un gain supérieur à 9dBi sur toute la bande fréquentielle 1GHz-3 GHz en utilisant un réseau de quatre éléments (Fig. 2.67) pour une surface totale occupée de  $16cm \times 14cm$ . Ici encore, le rayonnement du réseau reste omnidirectionnel (Fig.2.68).

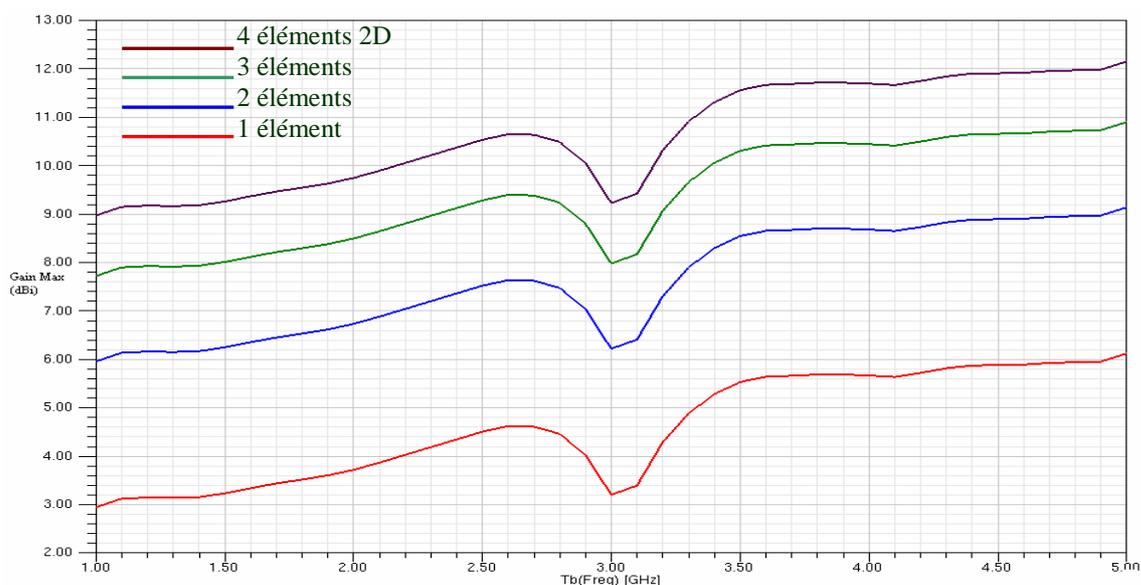


Fig. 2. 67: Variation du gain max en fonction de la fréquence.

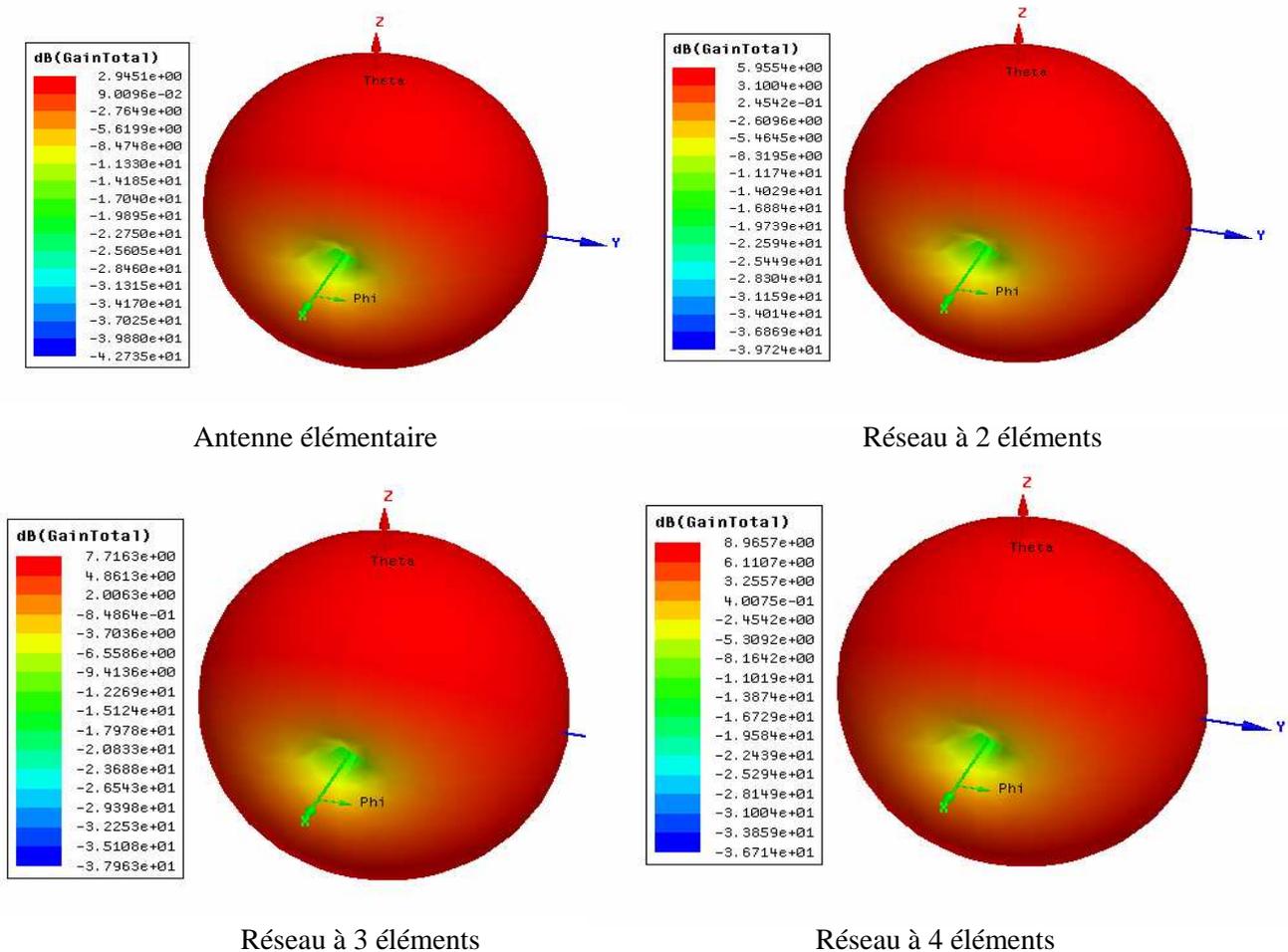


Fig. 2.68 : Diagrammes de rayonnement des réseaux d'antenne à 1GHz.

### 2.5.1.2 Réseau d'antennes spirales

La simulation de réseaux à base d'antennes spirales montre qu'il est possible d'obtenir un gain supérieur à 9dBi sur toute la bande 1GHz-3GHz (Fig. 2.69), avec quatre éléments. L'espace occupé par ce réseau atteint alors 18cm×16cm. D'après les simulations le diagramme de rayonnement du réseau reste omnidirectionnel (Fig.2.70)

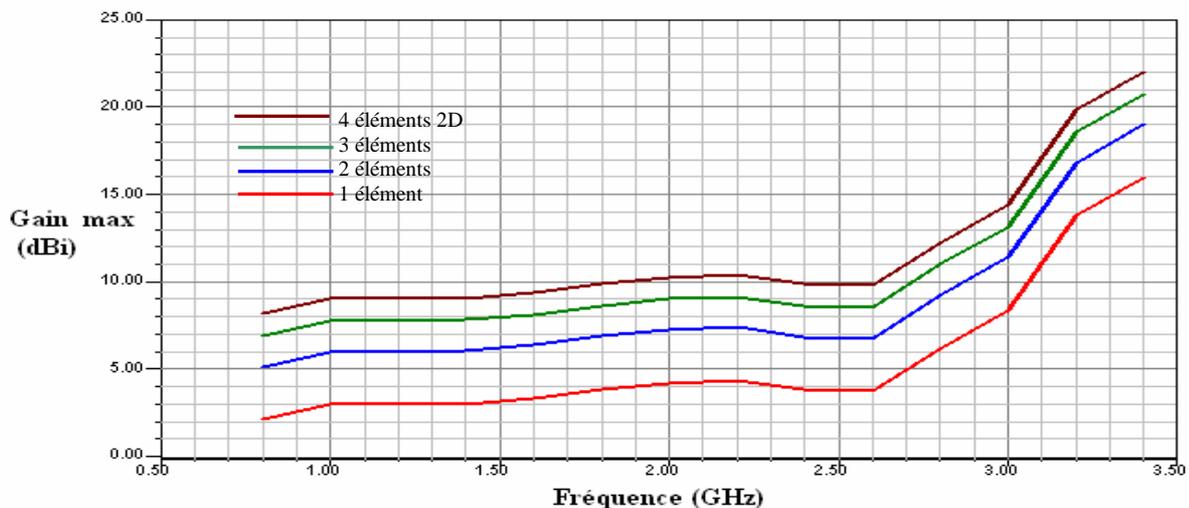


Fig. 2.69. Variation du gain max en fonction de la fréquence.

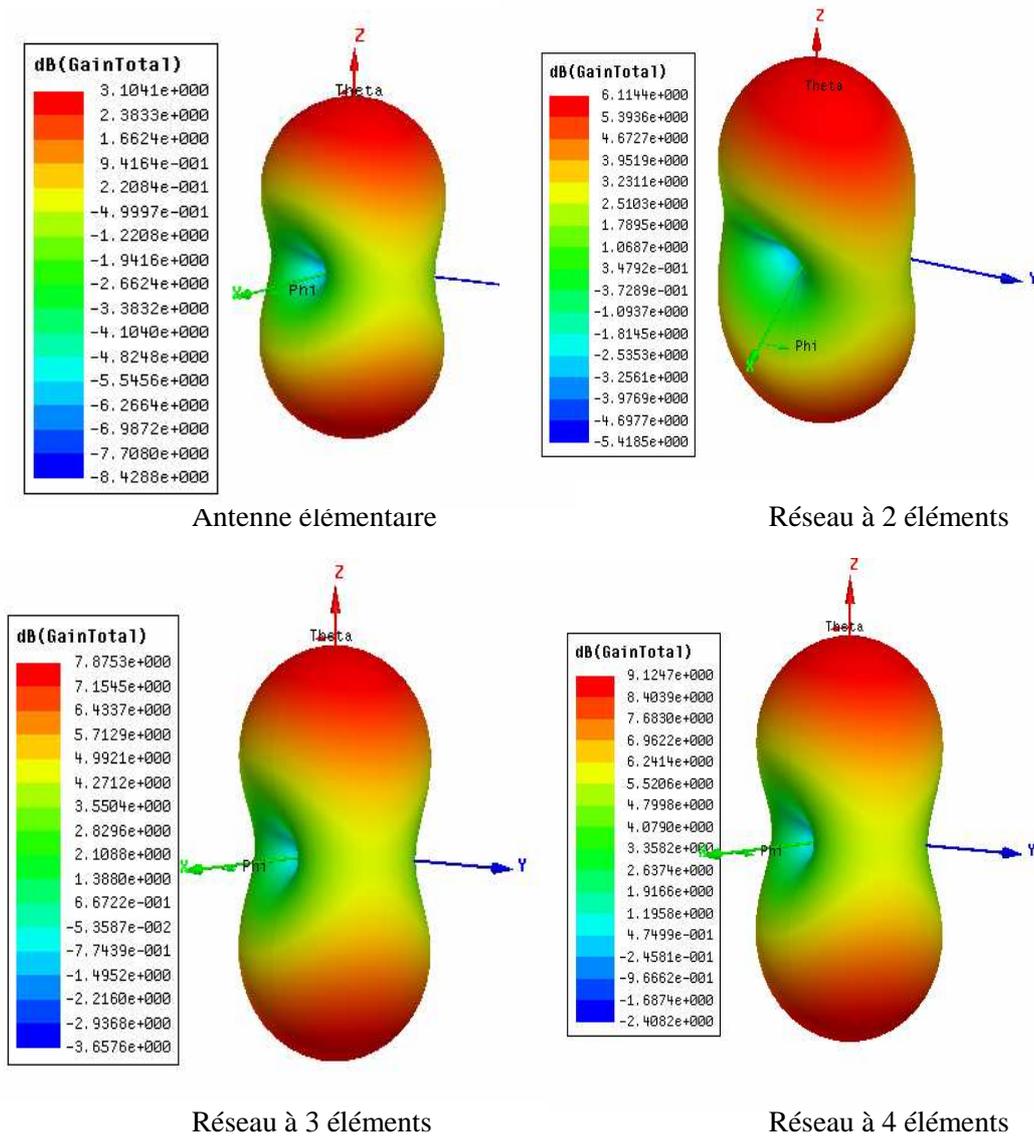


Fig. 2.70 : Diagrammes de rayonnement des réseaux d'antennes à 1 GHz.

## 2.5.2 Réseau d'antennes à bande étroite

Nous avons étudié des réseaux d'antennes constitués d'antennes élémentaires analogues à celles présentées précédemment avec l'objectif d'augmenter le gain du réseau et donc la puissance RF captée.

### 2.5.2.1 Réseau d'antennes à double polarisation

En utilisant l'antenne cadre à double polarisation, en guise d'antenne élémentaire d'un réseau composé de deux éléments, nous avons pu augmenter le gain simulé et passer ainsi de 0.92dBi à 2.62dBi. Cette augmentation de gain est due à l'augmentation de la surface de captation. Les dimensions de ce réseau sont présentées Figure 2.71. Comme on peut le voir sur la Fig.2.72(b) le rayonnement du réseau est toujours omnidirectionnel. D'après le résultat

obtenu par simulation, ce réseau d'antennes est adapté sur toute la bande 1.8GHz-1.9GHz, avec un coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en dessous de -10dB sur tout l'intervalle de fréquence 1.8GHz-1.9GHz (Fig.2.72(a)).

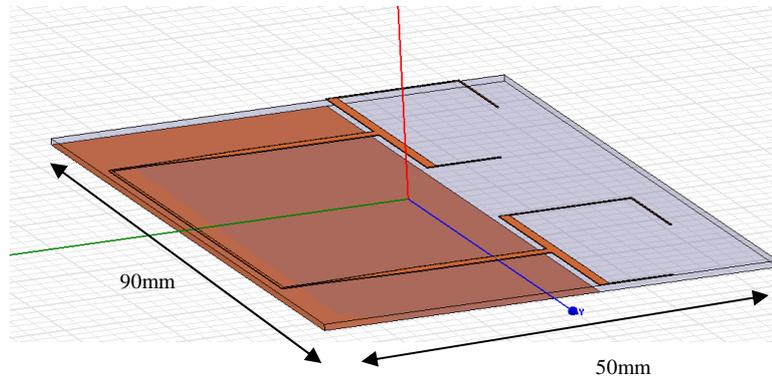
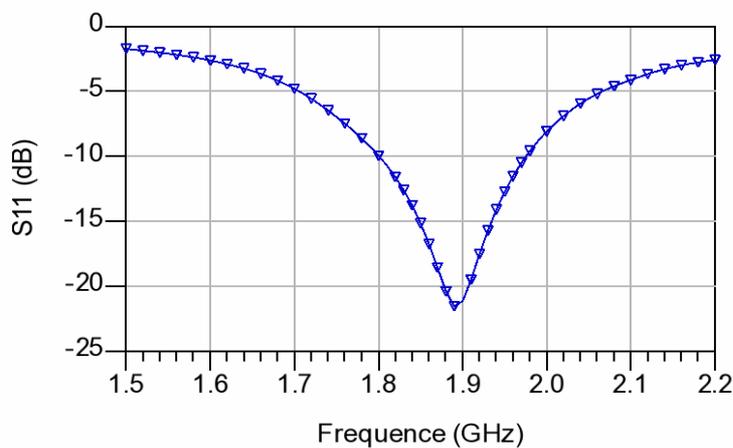
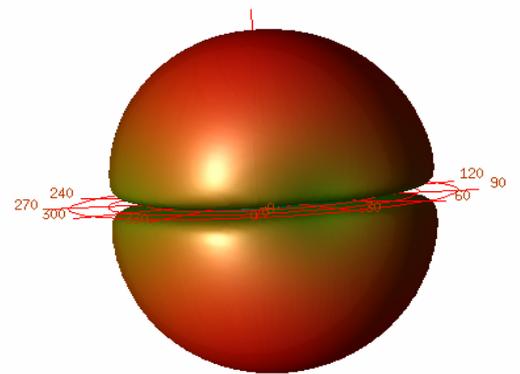


Fig. 2.71. Réseau d'antennes à deux éléments.



(a)



(b)

Fig. 2.72. (a) variation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ), (b) Diagramme de rayonnement à 1.85GHz.

### 2.5.2.2 Réseau d'antennes «double spirale»

Tout comme dans le cas du réseau d'antennes précédent, nous avons réitéré l'expérience avec deux antennes «double spirale», identiques à celle étudiée au paragraphe 2.4.2.4. L'association d'une deuxième antenne a permis d'atteindre un gain de 2.7dBi, contre 0.98 dB dans le cas d'une seule antenne. Le rayonnement demeure omnidirectionnel avec toujours une adaptation de l'antenne ( $S_{11} < -10\text{dB}$ ) autour de la fréquence souhaitée (Fig. 2.74). Ce réseau est imprimé sur un substrat de 50mm X 90mm.

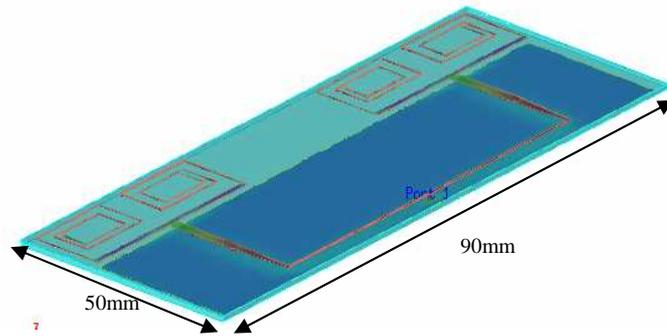
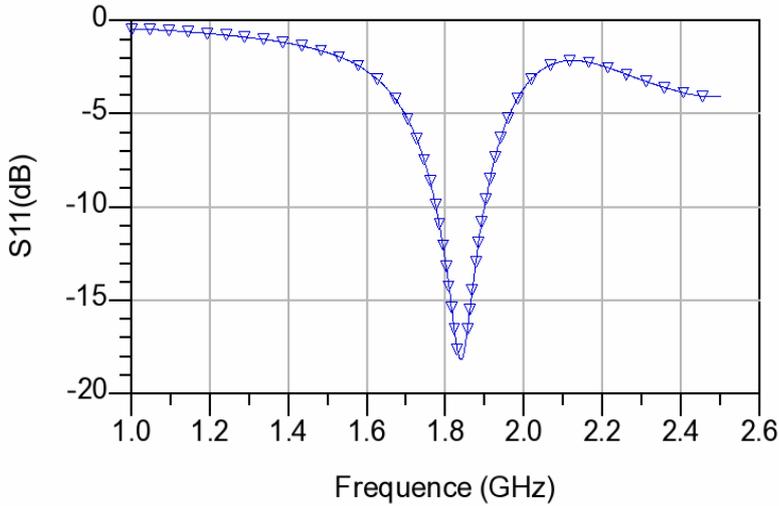
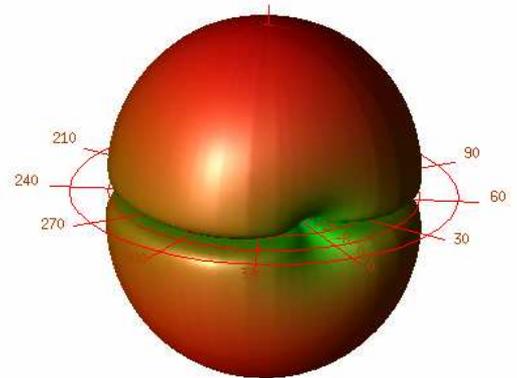


Fig. 2.73 : Réseau d'antennes à deux éléments.



(a)



(b)

Fig. 2.74 : (a) Variation du coefficient de réflexion, (b) diagramme de rayonnement à 1.85GHz.

### 2.5.2.3 Réseau d'antennes "spirale"

Nous avons simulé un réseau d'antennes « spirale » analogue à celle étudiée dans le paragraphe 2.4.2.5. Le gain de ce réseau a augmenté par rapport à celui d'une antenne seule, pour atteindre 6dBi à la fréquence 1.85GHz (Figure 2.75).

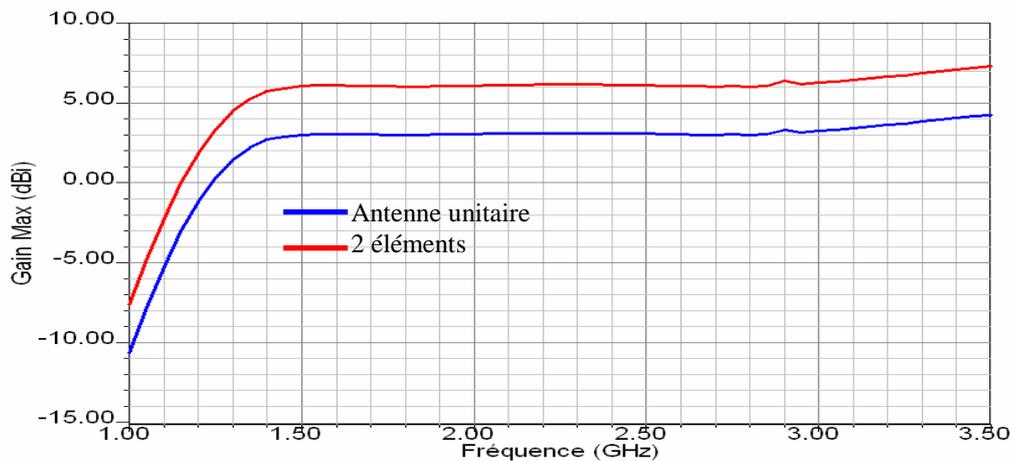


Fig. 2.75 : Variation du gain max en fonction de la fréquence.

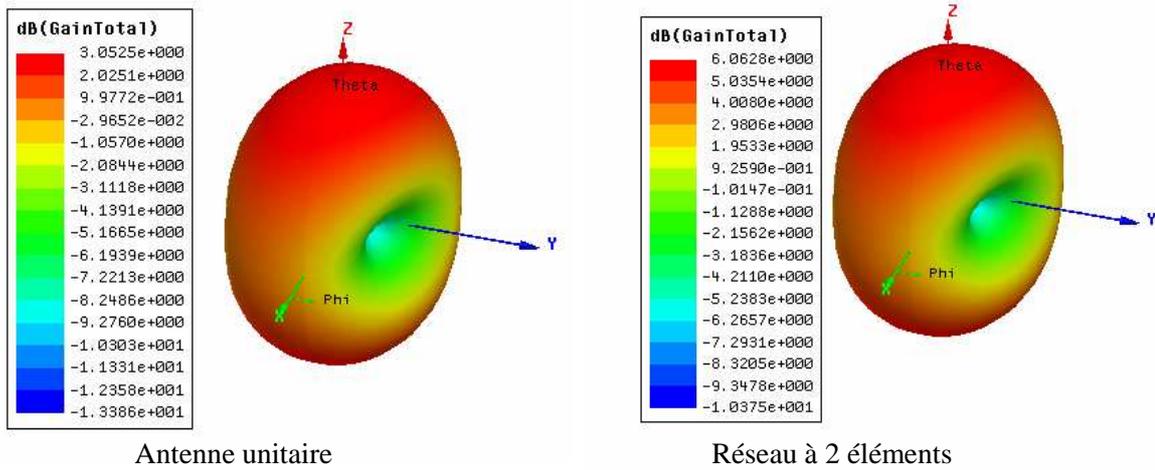


Fig. 2.76. Diagrammes de rayonnement à 1.85GHz.

Ce réseau composé de deux éléments est très intéressant en termes de gain, de rayonnement omnidirectionnel et de polarisation circulaire. L'inconvénient de cette antenne réside dans la difficulté de connexion entre les deux antennes constituant le réseau, vu que les deux bras spirales de chaque antenne sont imprimés sur le substrat en même niveau et entourés par un cadre métallique.

#### 2.5.2.4 Réseau d'antennes patch circulaires

En utilisant l'antenne patch présentée dans le paragraphe 2.4.2.1 comme antenne élémentaire d'un réseau de deux éléments (Figure 2.77), nous avons pu augmenter le gain pour atteindre 5.05dBi, contre 2.7dBi dans le cas d'une seule antenne, tout en conservant un rayonnement omnidirectionnel et une parfaite adaptation d'impédance avec un coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) mesuré inférieur à -15dB dans la bande 1.8GHz –1.9GHz (Figure 2.78). La surface occupée par ce réseau est égale à 121.5cm<sup>2</sup>, soit presque trois fois la surface du réseau d'antennes spirale précédent (paragraphe 2.5.2.3) qui a une surface égale à 46.44cm<sup>2</sup>. Le gain mesuré de ce réseau, à la fréquence 1.85GHz, est égal à 5.24dBi.

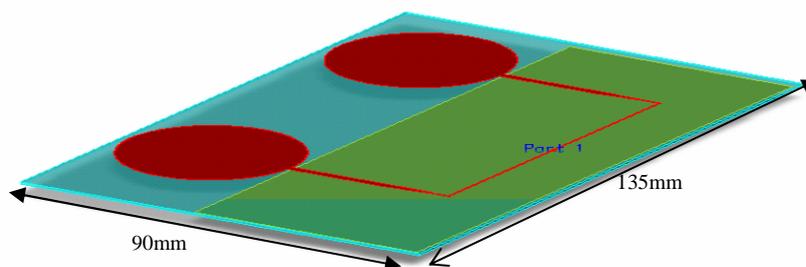
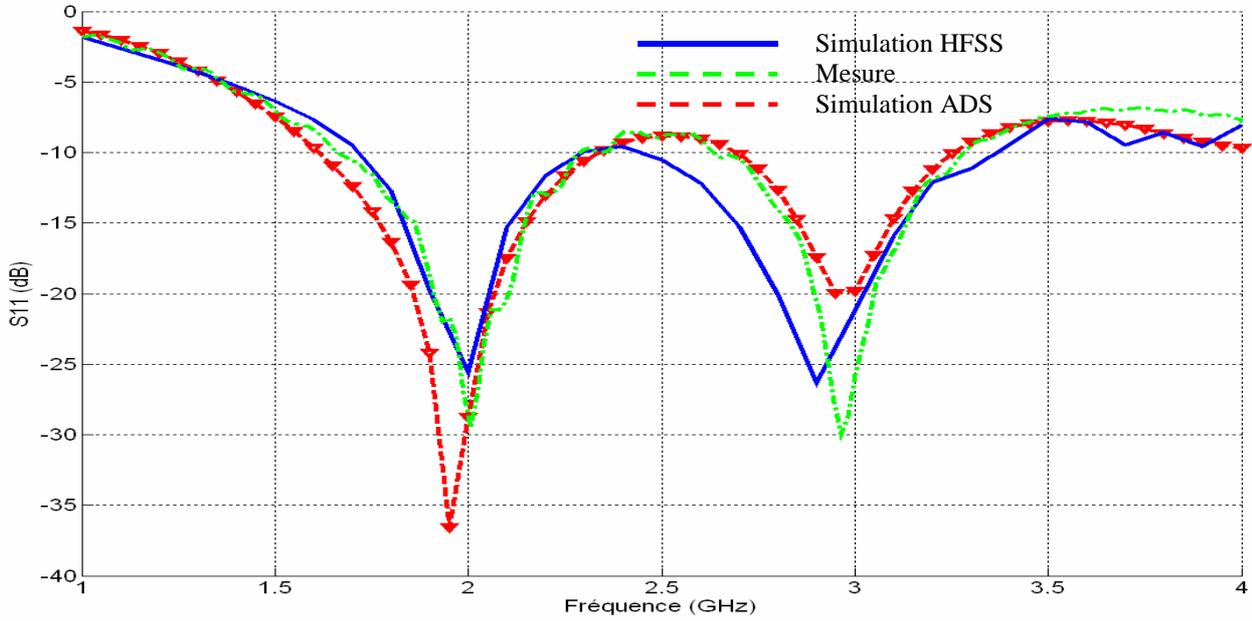
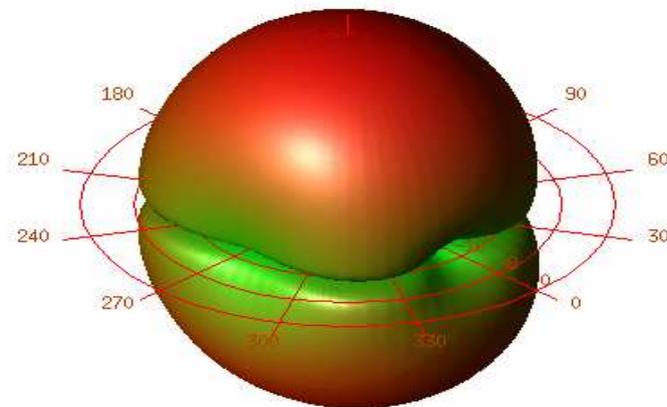


Fig. 2.77. Réseau d'antennes à deux éléments.

Ce réseau d'antennes patch circulaires a été réalisé et caractérisé. Le coefficient de réflexion simulé et mesuré sont présentés ci-dessous (Fig.2.78). Le gain mesuré de ce réseau à la fréquence 1.85GHz est égal à 5.24dBi.



(a)



(b)

Fig. 2.78. (a) Variation de coefficient de réflexion (S11), (b) Diagramme de rayonnement simulé à 1.85GHz.

## **2.6 Conclusion**

L'antenne du système de récupération d'énergie électromagnétique large bande doit présenter un coefficient de réflexion le plus faible possible sur toute la bande fréquentielle d'intérêt énergétique. La quantité d'énergie RF captée par l'antenne dépend de son gain. Plus le gain de l'antenne est important plus la quantité d'énergie RF captée est importante. L'utilisation d'un réseau d'antennes permet d'augmenter considérablement le gain mais aussi la surface occupée par ces antennes qui devient importante et encombrante.

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord étudié des antennes larges bandes parmi lesquelles l'antenne fente et l'antenne spirale avec des gains supérieurs à 3dBi entre 1GHz et 3GHz. Elles possèdent d'autre part toutes les deux la particularité d'être omnidirectionnelles. Ainsi, bien que leur gain soit malgré tout relativement faible, ces deux antennes sont particulièrement bien adaptées pour la récupération d'énergie rayonnée sur une large bande fréquentielle. A l'inverse de l'antenne fente qui possède une polarisation linéaire, l'antenne spirale présente une polarisation circulaire qui lui permet de capter des ondes électromagnétiques à différente polarisation (linéaire (horizontale et verticale), circulaire et elliptique) ce qui est plus intéressant en termes de récupération d'énergie en milieu urbain où les directions et les polarisations des ondes électromagnétiques ne sont pas connues à l'avance.

Nous avons également étudié les caractéristiques d'antennes adaptées en bandes étroites, centrées sur l'intervalle 1.8GHz-1.9GHz. Les antennes ainsi adaptées devant toujours présenter un rayonnement omnidirectionnel, leurs dimensions ont dues être ajustées en conséquence. Les résultats les plus intéressants, en matière de récupération d'énergie, concernaient l'antenne spirale avec un coefficient de réflexion très faible, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel, un gain autour de 3dBi et une polarisation circulaire.

Dans l'objectif d'augmenter le gain de l'élément rayonnant, nous avons étudié des réseaux d'antennes à base des antennes étudiées dans ce chapitre. Le réseau d'antennes spirales est le plus intéressant pour un système de récupération d'énergie RF mais sa difficulté d'utilisation réside dans la connexion entre les antennes qui nécessite une coupure du cadre métallique, ce qui déforme le diagramme de rayonnement et modifie la bande passante.

Quel que soit le système de récupération étudié, l'énergie RF captée par l'antenne doit être convertie en une énergie continue (DC) au travers d'un ou plusieurs convertisseurs. Pour minimiser les pertes et améliorer le rendement de la conversion RF/DC, les éléments constituant le redresseur doivent être choisis judicieusement. Ceci constituera l'objectif du chapitre suivant.

## **Références**

- [1] COSTANTINE A.BALANIS “Antenna Theory Analysis and Design” second edition Arizona state university, copyright 1989, John Wiley & Sons
- [2] G. Gobau,F. Schwering “on the guide propagation of electromagnetic wave beams” IRE transactions on antennas and propagation, vol 9, Issue3, May,1961 page(s) 248-256
- [3] H. kogelnik and T.Li “Laser Beams and Resonators” Applied Optics, Vol.5, No.10, October 1966.
- [4] Hafedh Ben IBRAHIM GAHA “Analyse et Conception des Antennes Fractales Applications aux télécommunications Large Bande” These de l’institut national Polytechnique de Toulouse et L’Ecole Nationale d’Ingénieur de Tunis, 18 Juillet 2007.
- [5] <http://www.britannica.com/EBchecked/topic-art/585825/3696/Attenuation-of-electromagnetic-energy-propagated-through-the-atmosphere-at-sea>
- [6] Ernest K. Smith, Joe W. Waters “Microwave Attenuation and Brightness Temperature Due the Gaseous Atmosphere A Comparison of JPL and CCIR Values” NASA. Jet Propulsion Laboratory California Institute of Technology Pasadena, California August 15, 1981.
- [7] <http://www.anfr.fr/>
- [8] COSTANTINE A.BALANIS “Advanced Engineering Electromagnetics” second edition Arizona state university, copyright 1989, John Wiley & Sons
- [9] VAN BLADEL, J.: Some remarks on green's dyadic for infinite space. Antennas and Propagation, IEEE Transactions. Vol. 9, Issue 6, Nov 1961 pp. 563–566.
- [10] BERAMOU, J., D. ; DESPRÈS, B. : A domain decomposition Method for the Helmholtz equation and related optimal control problems. INRIA, - @ : [www.inria.fr/rrrt/rr2791.html](http://www.inria.fr/rrrt/rr2791.html), Feb. 1996.
- [11] Sylvain Loizeau, Alain Sibille, “OPTIMIZATION OF A MULTI-BAND RECONFIGURABLE PIFA ANTENNA” Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on 23-27 March 2009 Page(s):796 - 800
- [12] J.M. Floc'h, F. Queudet, E. Fourn “Radio-electric characterizations of jeans buttons Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on 11-16 Nov. 2007 Page(s):1 - 4
- [13] Douglas H. Werner, “A Method of Moments Approach for the Efficient and Accurate Modeling of Moderately Thick Cylindrical Wire Antennas” IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 46, NO. 3, MARCH 1998, pages 373-382
- [14] Charles A. Macon, Leo C. Kempel, Stephen W. Schneider and Keith D. Trott, “Modeling Conformal Antennas on Metallic Prolate Spheroid Surfaces Using a Hybrid FiniteElement Method” IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 52, NO. 3, MARCH 2004, pages 750-758
- [15] P. D’Atanasio, A. Zambotti, A. Moro and R. Casilli “Application of FDTD/Kirchhoff Method for Radiation Pattern Calculation” Microwave Conference, 2005 European, Volume 2, 4-6 Oct. 2005 Page(s):4

- [16] Douglas H. Werner, Randy L. Haupt, and Pingjuan L. Werner, "Fractal Antenna Engineering: The Theory and Design of Fractal Antenna Arrays" IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 41, No. 5, October 1999
- [17] Sylvain Loizeau, Alain Sibille, "OPTIMIZATION OF A MULTI-BAND RECONFIGURABLE PIFA ANTENNA" Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on 23-27 March 2009 Page(s):796 - 800
- [18] Haipeng Mi, Zhenghe Feng, "A Novel Compact Varactor-Tunable PIFA Antenna for ISDB-T Application" Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific 11-14 Dec. 2007 Page(s):1 - 4
- [19] S. Raje, S. Kazemi and H. R. Hassani, "Wideband Stacked Koch Fractal Antenna With H-Shape Aperture Coupled Feed" Microwave Conference, 2007. APMC 2007, Asia-Pacific, 11-14 Dec. 2007 Page(s):1 - 4.
- [20] S. VILLEGGER, P. LE THUC, R. STARAJ, G. KOSSIAVAS "ANTENNE PIFA BI-BANDE" Université de Nice-Sophia Antipolis/UMR-CNRS 6071, Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications.
- [21] Harald Humpfer, Rainer Wansch "A double-sided printed dual band antenna for wireless data transmission" INICA2007, 2<sup>nd</sup> International ITG Conference on Antennas, Arabella Sheraton, Munich, Germany, March 28-30,2007
- [22] Sami HABIB "Nouvelle topologie d'antennes multi-bandes pour applications spatiales" thèse doctorat de l'université de Toulouse Paul SABATIER, 24 Novembre 2008
- [23] J.M. Floch, F. Queudet, E. Fourn "Radio-electric characterizations of jeans buttons Antennas and Propagation" EuCAP 2007, The Second European Conference on 11-16 Nov. 2007 Page(s):1 - 4
- [24] B. Sanz-Izquierdo, F. Huang and J.C. Batchelor, "Covert dual-band wearable button antenna" Electronics Letters, Volume 42, Issue 12, 8 June 2006 Page(s):668 - 670
- [25] Ansoft HFSS "High Frequency Simulator System"
- [26] Agilent ADS "Advanced Design System"
- [27] Moussa Barakat, Christophe Delaveaud, Laurent Dussopt, Fabien Ndagijimana " Conception d'Antenne Spirale intégrée sur SOI à 60 GHz"16èmes Journées Nationales Microondes (JNM) 27-29 Mai 2009 Grenoble, France.
- [28] KOUADI Kouassi "Mesure et interprétation de la réflectivité radar différentielle à 35GHz dans les nuages froids" Thèse de doctorat à l'université de Paul SABATIER, Toulouse, France, 28 Novembre 1994.



---

## **Chapitre 3 : Conversion RF/DC**

---

### **3.1 Introduction**

Afin de pouvoir alimenter certaines applications en courant et tension continues, il faut redresser la puissance radiofréquence captée par l'antenne en puissance électrique continue. La difficulté de conception des antennes redresseuses (Rectennas) n'est pas lié uniquement à la valeur de leur rendement mais aussi aux niveaux d'intensités de courant et de tension continues dont a besoin l'application finale. Les circuits de redressement les plus utilisés sont principalement réalisés à partir de diodes Schottky, peu à partir de transistors. L'utilisation des transistors peut être utile dans certains cas spécifiques pour ajuster le niveau de la tension DC ou dans le cas des redresseurs synchrones où l'on utilise des transistors MOSFET pour augmenter le rendement des alimentations à découpage [1].

Dans ce chapitre on s'intéresse aux systèmes de redressement (ou conversion RF/DC) auto-polarisés. Par conséquent les diodes employées n'auront pas besoin d'une source d'alimentation externe, ce qui est intéressant en termes d'encombrement, de facilité de réalisation et de coût. Le rendement de conversion RF/DC de ces systèmes est directement lié aux caractéristiques de diodes (sensibilité et évolution de leur capacité de jonction en fonction de la fréquence) et à la configuration employée (en : série, doubleur de tension ou pont de diodes).

Dans ce chapitre une comparaison des performances de plusieurs diodes commercialisées est présentée. Une étude des différentes topologies de redresseurs sera également présentée. Comme nous l'avons présenté dans le premier chapitre, les niveaux d'énergie RF disponibles dans notre milieu environnemental sont très faibles, de sorte qu'une optimisation du rendement de chaque convertisseur RF/DC en fonction de la charge sera également présentée pour chaque topologie.

Deux cas seront étudiés et présentés :

- Redresseur large bande sans circuit d'adaptation.
- Redresseur à bande étroite avec circuit d'adaptation.

Ce qui nous permettra de choisir la topologie la mieux adaptée à notre application.

### **3.2 Principe de fonctionnement des redresseurs**

Un redresseur double alternance est un système de conversion d'énergie électrique alternative en énergie électrique continue. La conversion se fait en redressant les alternances négatives en

conservant les alternances positives (Fig. 3.1). Un condensateur placé à la sortie du redresseur permet de filtrer et de lisser le signal pour l'obtention d'une tension continue Fig.3.1).

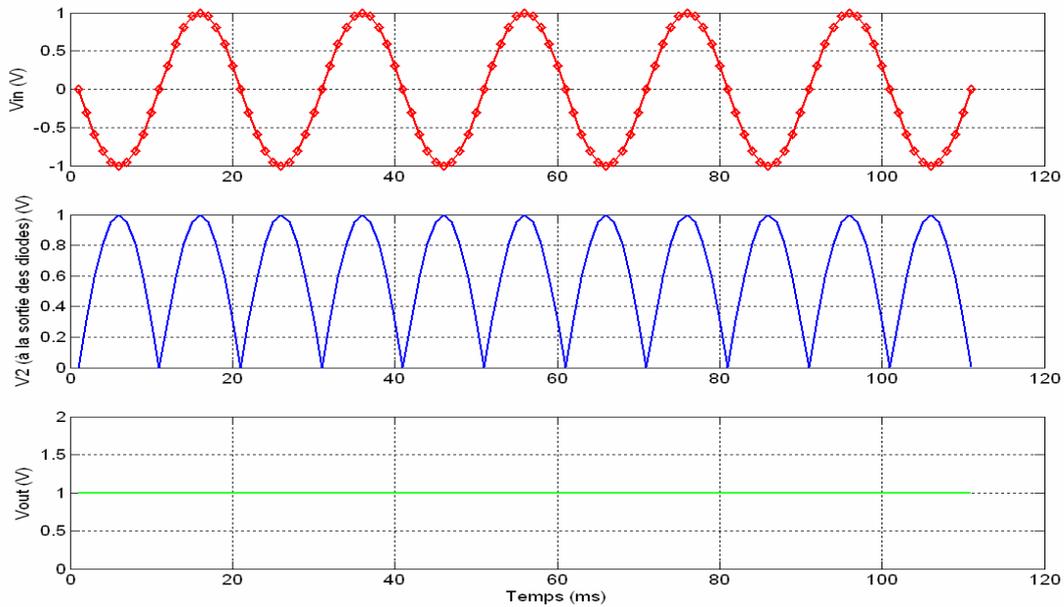


Fig. 3.1. Redressement d'un signal alternatif (100Hz).

En basses fréquences (à 50Hz par exemple), un convertisseur alternatif continu est constitué de deux blocs: l'étage d'entrée correspond à la partie de redressement assuré par les diodes, la partie filtrage est quant-à elle assurée par un filtre passe bas (condensateur en dérivation). En haute fréquence, il est nécessaire d'ajouter un circuit en entrée (Fig.3.2(b), afin d'assurer l'adaptation de l'impédance présentée par le redresseur à la source RF, donc de minimiser les pertes par réflexion, et de bloquer ainsi le passage des harmoniques susceptibles d'être générées, par les diodes, en fortes puissances.

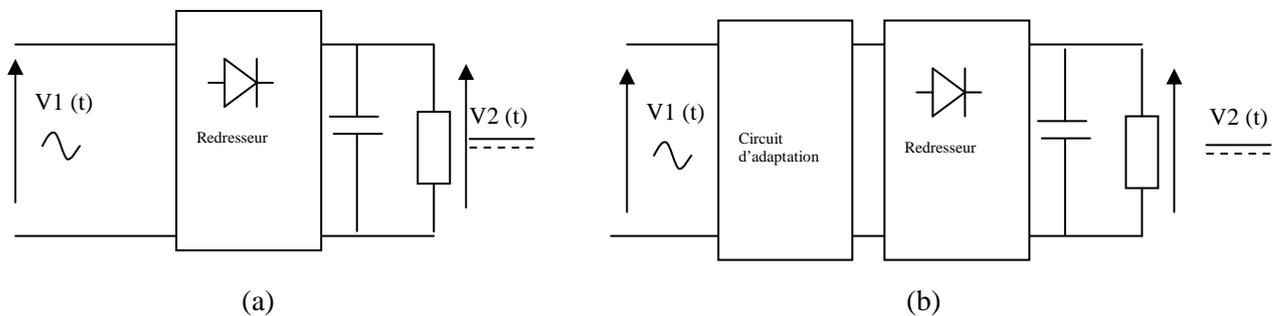


Fig. 3.2. Redresseur (a) basses fréquences, (b) hautes fréquences.

Ce même principe de redresseur est utilisé pour la détection des signaux ainsi que pour la démodulation d'un signal RF. Dans ce cas, la récupération de l'information s'effectue en deux

étapes : la première consiste à détecter le signal modulé qui est assurée généralement par un amplificateur faible bruit (LNA) [2] ou par une diode polarisée [3]. Quant à la deuxième étape, celle-ci consiste à traiter le signal et à restituer l'information. Ces systèmes sont alimentés par une source auxiliaire (batterie, secteur...). Or, dans le cas où l'on s'intéresse à la quantité d'énergie du signal et non pas à l'information, la détection de signal est assurée sans polarisation des circuits, c'est-à-dire sans l'utilisation d'une source auxiliaire.

### 3.3 Choix de la diode de redressement

Dans le cas de la récupération d'énergie RF environnante, et vu la très faible densité de puissance reçue, entre  $-60\text{dBm/m}^2$  et  $-14.5\text{dBm/m}^2$ , il est important de concevoir un circuit de redressement de forte sensibilité pour avoir une quantité de puissance DC exploitable. La sensibilité du redresseur est directement liée à la sensibilité des diodes utilisées. La suite de ce chapitre compare les performances et les caractéristiques de différentes diodes de redressement commercialisées.

Les diodes les plus sensibles du marché sont des diodes à contact Schottky (contact métal semi-conducteur) [4]. Elles sont souvent utilisées dans les détecteurs et dans les mélangeurs RF et hyperfréquences. Ces diodes présentent des tensions de seuils plus faibles que les diodes à jonction classiques de type PN. En revanche, la limitation en fréquence d'une diode Schottky est très supérieure à celle d'une simple jonction PN. Cette limitation peut être repoussée au-delà de  $100\text{GHz}$  avec des diodes Schottky à base d'arséniure de gallium [5].

Le modèle équivalent en petit signal d'une diode Schottky sans boîtier, monté en parallèle avec une charge  $R_L$ , est représenté figure 3.3 [6].

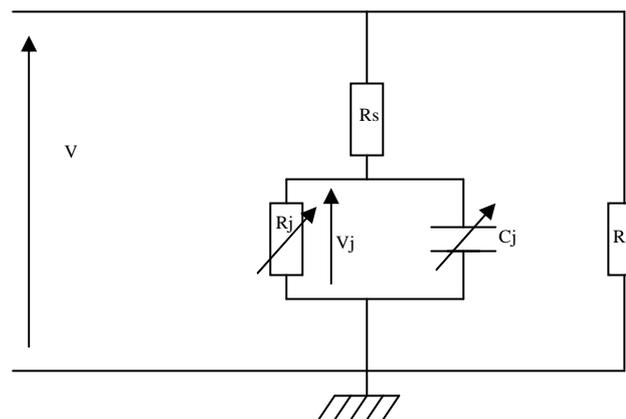


Fig. 3.3. Modèle petit signal électrique d'une diode Schottky.

Avec  $R_s$  : résistance du semi-conducteur.

$R_j$  : résistance de la jonction.

$C_j$  : capacité de la jonction.

$R_L$  : résistance de charge.

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

La résistance de jonction  $R_j$  peut être exprimée par la relation suivante [7]:

$$R_j = \frac{nkT}{q(I_s + I_b)} \quad (19)$$

Avec  $n$  : facteur d'idéalité.

$k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{J/}^\circ\text{K}$ : constante de Boltzmann

$T$  : température de jonction en  $^\circ\text{K}$

$q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ : charge électrique d'un électron

$I_s$  : courant de saturation

$I_b$  : courant de polarisation

Le rendement de conversion RF/DC d'une diode dépend de la charge, de la tension continue aux bornes de la charge, des éléments internes de la diode ( $R_s$ ,  $C_j$ ,  $R_j$ ,  $V_j$ ...) et de la fréquence du signal [8]. Le courant de saturation  $I_s$  est généralement très faible, et si le courant de polarisation  $I_b$  est nul, la résistance de jonction  $R_j$  devient très élevée. Elle est égale à  $8.8\text{k}\Omega$  à la température ambiante, pour la diode HSMS2850 [9], ce qui provoque une chute de la valeur de la tension redressée comme le montre la relation suivante [10] :

$$V_{out} = V_{DC} \frac{R_L}{R_L + R_j} \quad (20)$$

avec  $V_{out}$  : tension redressée aux bornes de la charge,

$V_{DC}$  : tension continue aux bornes de la barrière Schottky,

$R_L$  : résistance de charge.

Le rendement en puissance de la conversion RF/DC ( $\eta = \frac{P_{dc}}{P_{RF}}$ ) d'après J. O. McSpadden [8], peut être exprimé par la relation suivante:

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} = \frac{1}{1 + A + B + C} \quad (21)$$

$$\text{Avec : } A = \frac{R_L}{\pi R_s} \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right)^2 \left[ \varphi \left(1 + \frac{1}{2 \cos^2(\varphi)}\right) - 1.5 \tan(\varphi) \right] \quad (22)$$

$$B = \frac{R_s \cdot R_L \cdot C_j^2 \cdot \omega^2}{2\pi} \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right) \left[ \frac{\pi - \varphi}{\cos^2(\varphi)} + \tan(\varphi) \right] \quad (23)$$

$$C = \frac{R_L}{\pi R_s} \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right) \frac{V_j}{V_{out}} [\tan(\varphi) - \varphi] \quad (24)$$

$$\tan(\varphi) - \varphi = \frac{\pi R_s}{R_L \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right)} \quad (25)$$

$$C_j = C_{j0} \cdot \sqrt{\frac{V_j}{V_j + V_{out}}} \quad (26)$$

$\omega$  : pulsation égale  $2\pi \cdot f$

$C_{j0}$  : tension de jonction à 0V.

$\varphi$  : déphasage pendant lequel la diode est passante.

Pour déterminer l'influence des éléments de circuits équivalents de la diode, sur le rendement de la conversion RF /DC défini ci-dessous, plusieurs simulations ont été faites en faisant varier un seul paramètre à la fois.

### 3.3.1 Influence de la tension de jonction ( $V_j$ )

D'après le schéma équivalent de la Fig.3.4, on fixe la charge  $R_L=1k\Omega$ , la capacité  $C_{j0}=0.01pF$ ,  $V_{out}=0.3V$ ,  $R_s=15\Omega$  et on calcule le rendement de conversion en faisant varier la tension de jonction de 0 à 1V. La figure. 3.5 présente le résultat obtenu.

On remarque que le rendement est très sensible à la tension de jonction. Plus la tension  $V_j$  est faible plus le rendement est élevé. Théoriquement il peut atteindre le 100% si la tension de jonction est nulle. Ce rendement ne dépend pas de la fréquence si les autres paramètres ( $C_j$ ,  $R_s$ ,...) restent inchangés.

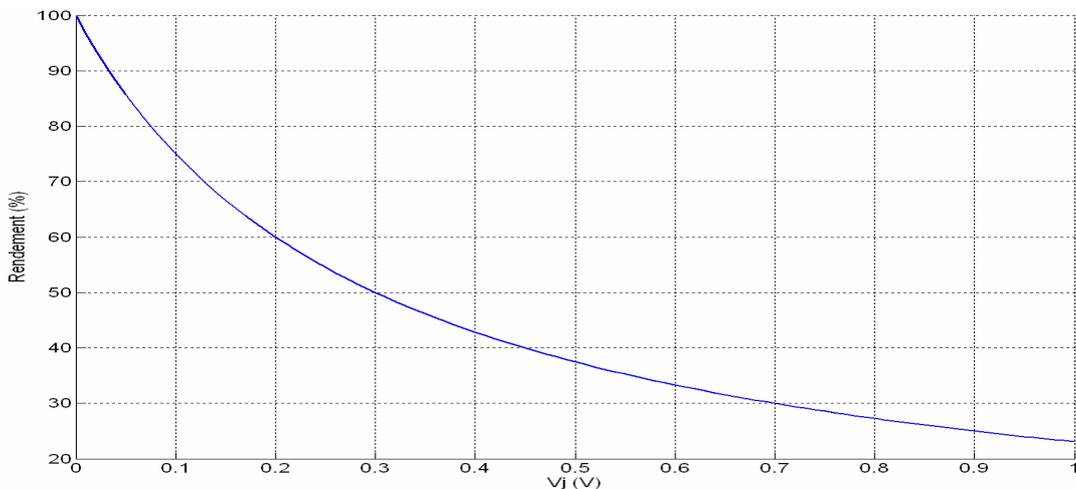


Fig. 3.5. Variation du rendement de la conversion en fonction de  $V_j$ .

( $C_{j0}=0.01pF$ ,  $R_L=1k\Omega$ ,  $R_s=15\Omega$ , et  $V_{out}=0.3V$ ).

### 3.3.2 Influence de la résistance ( $R_s$ )

L'influence de la résistance de semi-conducteur est étudiée en variant la valeur de la résistance série  $R_s$  entre  $0\ \Omega$  et  $400\ \Omega$ . La figure 3.6 représente le résultat obtenu avec  $V_{out}=0.3V$ ,  $R_L=1k\Omega$ ,  $V_j=0.1V$  et  $C_{j0}=0.01pF$ .

On remarque que la résistance  $R_s$  a un impact négatif sur le rendement. Plus la valeur de la résistance est importante plus le rendement est faible. Pour minimiser l'effet de cette résistance sur le rendement, il faut que sa valeur soit la plus faible possible. En pratique cette valeur ne dépasse guère plus de  $100\ \Omega$ . Elle est liée à la nature des matériaux avec lesquels la diode est fabriquée (Silicium, Arséniure de Gallium,...). L'utilisation des matériaux de faible résistivité permet de réduire la valeur de cette résistance  $R_s$ .

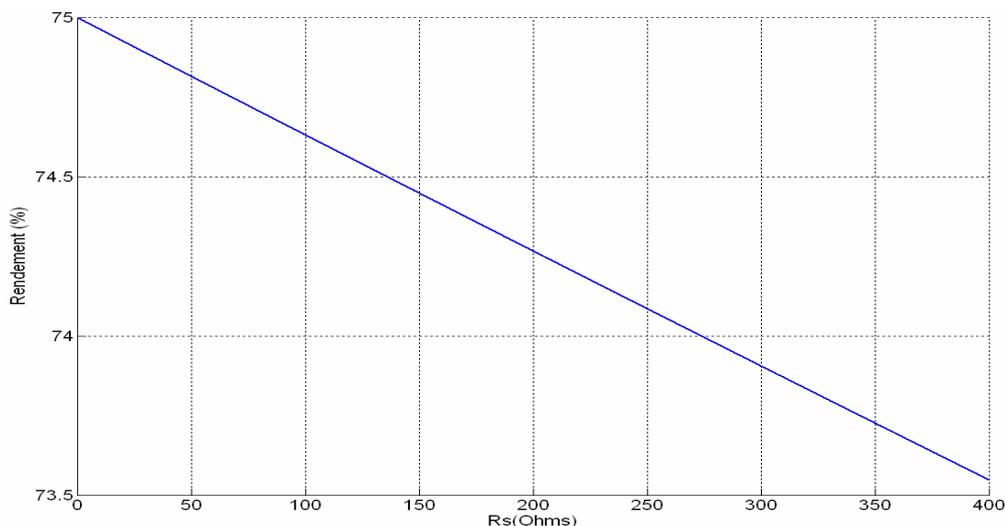


Fig. 3.6. Variation du rendement en fonction de la résistance série  $R_s$  interne de la diode ( $C_{j0}=0.01pF$ ,  $R_L=1k\Omega$ ,  $V_j=0.1V$ , et  $V_{out}=0.3V$ ).

### 3.3.3 Influence de la capacité ( $C_{j0}$ )

L'effet de la valeur de la capacité de jonction  $C_{j0}$  sur le rendement de la conversion RF/DC est également étudié. Nous avons fait varier la valeur de cette capacité  $C_{j0}$  de  $0F$  à  $1pF$  en fixant les valeurs des autres éléments  $R_s=15\Omega$ ,  $V_{out}=0.3V$ ,  $R_L=1k\Omega$  et  $V_j=0.1$ . La figure 3.7 représente les résultats de cette simulation. On observe que plus la capacité  $C_{j0}$  est faible, plus le rendement est élevé. Ce rendement dépend de la fréquence avec des valeurs d'autant plus élevées que la fréquence est faible. Ainsi, à la fréquence de  $3GHz$ , une variation de  $1pF$  sur  $C_{j0}$  produira une chute de  $30\%$  du rendement alors que pour une même variation de la capacité ( $1pF$ ) cette chute ne sera que de  $4\%$  à la fréquence de  $1GHz$ .

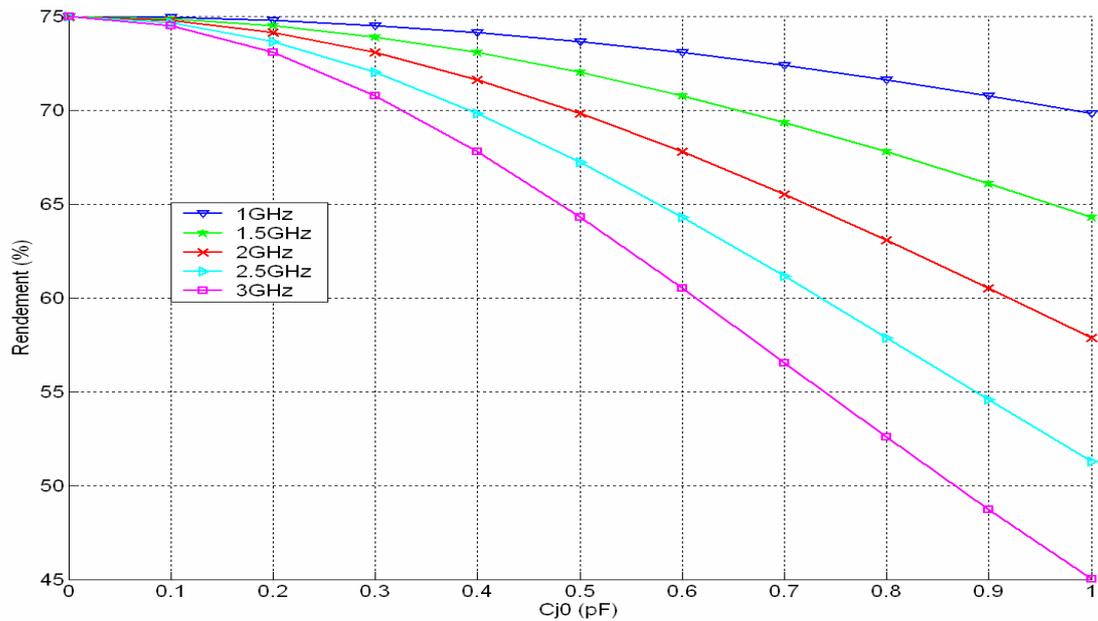


Fig. 3.7. Variation du rendement en fonction de la capacité  $C_{j0}$ .

( $V_j = 0.1V$ ,  $R_L = 1k\Omega$ ,  $R_s = 15\Omega$ , et  $V_0 = 0.3V$ ).

### 3.3.4 Influence de la charge ( $R_L$ )

La valeur de la charge  $R_L$  joue également un rôle important sur le rendement de la conversion RF/DC. La figure 3.8 montre l'évolution du rendement en fonction de la valeur de la charge, à plusieurs fréquences. Ces résultats sont obtenus avec une tension  $V_j = 0.1V$ ,  $C_{j0} = 0.01pF$ ,  $R_s = 15\Omega$ ,  $V_0 = 0.3V$  et  $R_L$  variant entre  $1\Omega$  et  $10M\Omega$ .

On remarque que plus la valeur de la charge est importante, plus le rendement est faible. La variation de ce rendement dépend également de la fréquence, avec un rendement d'autant plus faible que la fréquence est élevée. Cette différence du rendement en fonction de la fréquence est due à l'influence de la capacité  $C_{j0}$  (Fig. 3.8).

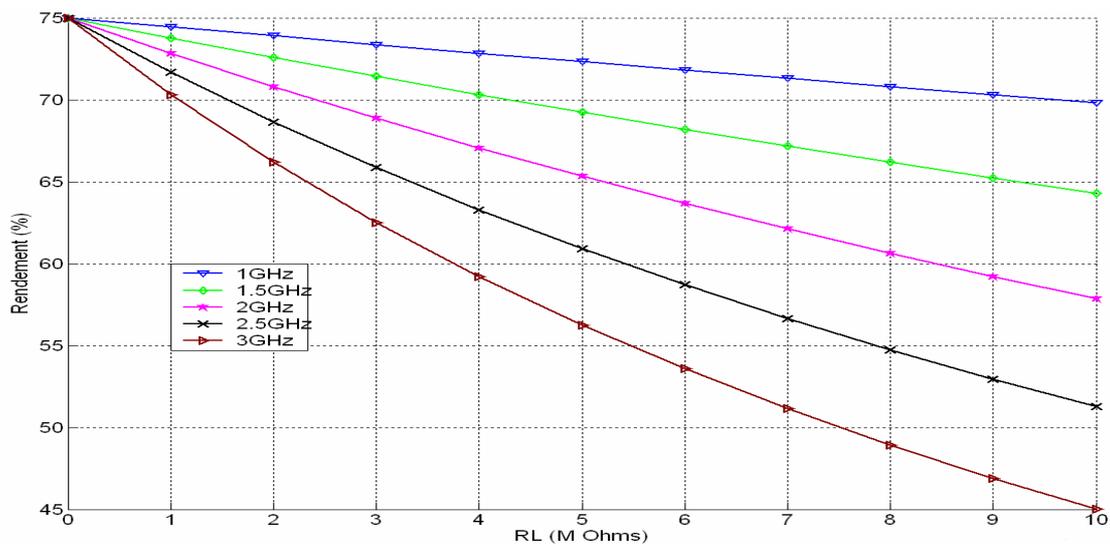


Fig. 3.8. Variation du rendement en fonction de la charge à plusieurs fréquences.

( $V_j = 0.1V$ ,  $C_{j0} = 0.01pF$ ,  $R_s = 15\Omega$ , et  $V_{out} = 0.3V$ ).

D'après cette étude, nous voyons que le rendement de conversion RF/DC dépend fortement des caractéristiques de la diode de redressement utilisée, ainsi que de la valeur de la charge. Pour que le rendement de conversion soit maximal, il faut que la tension de jonction  $V_j$  et la valeur de la capacité de jonction  $C_{j0}$  de la diode soient les plus faibles possibles. Ainsi pour minimiser la chute de tension dans la diode, il faut que la résistance série  $R_s$  soit à son tour la plus faible possible.

### 3.3.5 Choix de la diode commerciale

Pour choisir au mieux notre diode de rendement, nous avons tracé les rendements de chacune des diodes référencées dans le tableau 3.1. Le tableau 3.1 représente les caractéristiques de plusieurs diodes commercialisées, de utilisées en l'absence de polarisation dans le cadre d'application de détection ou de redressement.

La figure 3.9 présente la variation des rendements de conversion RF/DC des diodes en fonction de la fréquence, pour une charge  $R_L$  de  $1k\Omega$  et une tension continue  $V_{out}$  égale à  $0.3V$ . D'après les caractéristiques de la figure 3.9 (les courbes rouge et verte sont confondues), on remarque que la diode HSMS2850(AVAGO) et la diode CMS-8250 (CALMOS) présentent le rendement le plus élevé dans la bande 1GHz-3GHz. Ce rendement qui est quasi constant en fonction de la fréquence, est de l'ordre de 45%. Le rendement le plus faible correspond à la diode HSMS2810.

La diode Schottky HSMS2850 (AVAGO) a été retenue pour être utilisée dans le circuit de redressement. Il s'agit d'une diode très utilisée dans les circuits de détection et de mesure, avec une sensibilité de  $-57dBm$  à  $915Mhz$  et  $-55dBm$  à la fréquence  $5.8GHz$ .

Diode	AVAGO HSMS 2810	AVAGO HSMS 2820	AVAGO HSMS 2850	AVAGO HSMS 2860	Skyworks SMS1546	Skyworks SMS7621	Tyco- Electronics MA4E2054	CALMOS CMS-8250	ST Microelectronics
$R_s(\Omega)$	10	6	25	5	4	12	11	26	52.98
$V_j(V)$	0.65	0.65	0.35	0.65	0.51	0.51	0.4	0.35	0.285
$C_{j0}(pF)$	1.1	0.7	0.18	0.18	0.38	0.1	0.1	0.175	0.5

Tableau 3.1. Les caractéristiques des différentes diodes commercialisées.

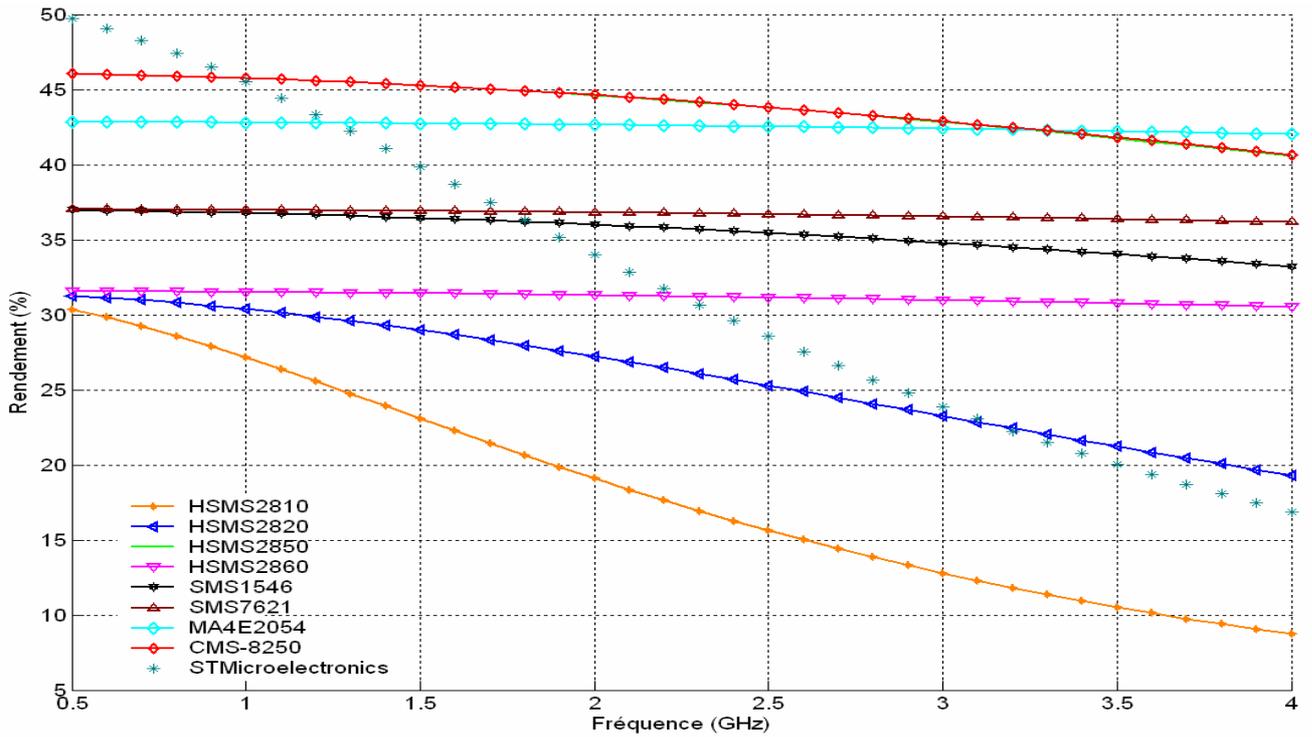


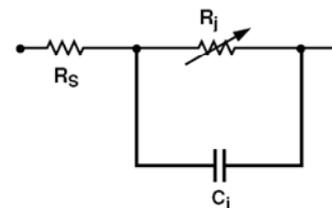
Fig. 3.9. Evolution des rendements de différentes diodes en fonction de la fréquence  
 ( $V_{out}=0.3V, R_L=1k\Omega$ ).

Les paramètres du modèle SPICE de la diode HSMS2850 sont reportés dans le tableau suivant [9] :

Paramètre	Valeurs
Bv (V)	3.8
Cj0(pF)	0.18
Eg(eV)	0.69
Ibv(A)	3E-4
Is(A)	3E-6
N	1.06
Rs( $\Omega$ )	25
Vj(V)	0.35
XTi	2
M	0.5

**Equivalent Linear Circuit Model**

**HSMS-285x chip**



$R_S$  = series resistance (see Table of SPICE parameters)

$C_j$  = junction capacitance (see Table of SPICE parameters)

$$R_j = \frac{8.33 \times 10^{-5} \text{ nT}}{I_b + I_s}$$

Tableau 3.2. Paramètres du modèle SPICE de la diode HSMS2850 [9]

L'évolution du rendement de conversion RF/DC en fonction de la tension  $V_{out}$  de la diode HSMS2850 est représentée sur la figure 3.10. Plus la tension  $V_{out}$  est importante, plus le

rendement est élevé. Pour des tensions  $V_{out}$  supérieures à 3V, on obtient un rendement supérieur à 90%. Pour les tensions  $V_{out}$  inférieures à 0.3V le rendement de conversion RF/DC est inférieur à 50%.

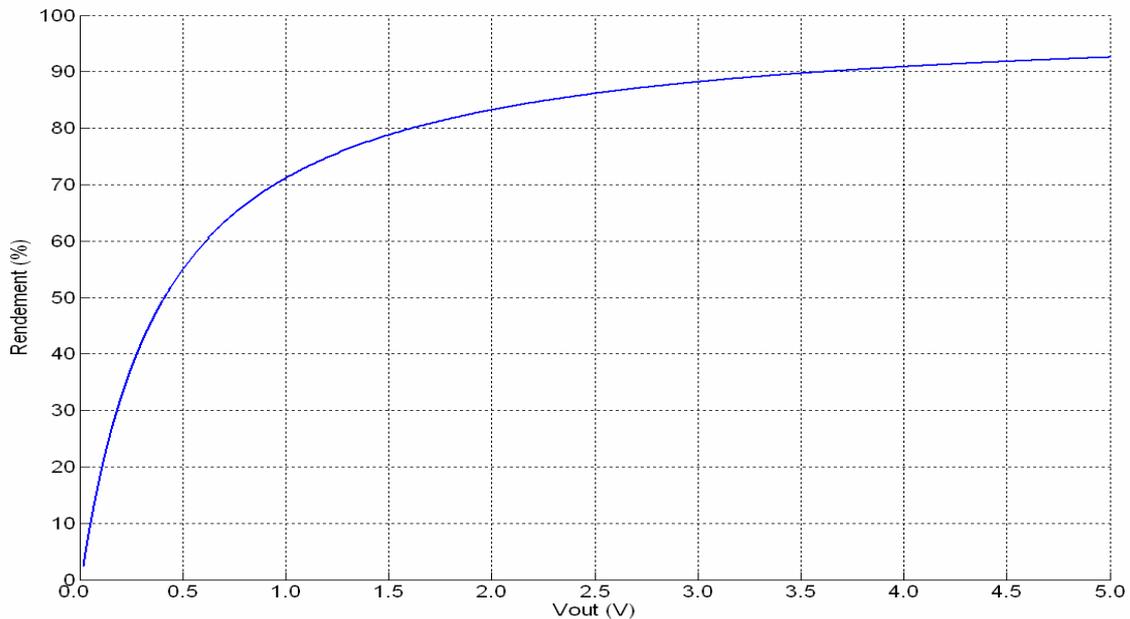


Fig. 3.10. Evolution du rendement de conversion RF/DC de la diode HSMS2850 en fonction de la tension  $V_{out}$  pour une charge  $R_L$  égale à  $1k\Omega$ .

### 3.4 Choix de la configuration du Convertisseur RF/DC

Après avoir sélectionné la diode de redressement la plus sensible, il s'agit maintenant de définir le circuit de redressement pour assurer une récupération d'énergie efficace. Pour ce faire, nous avons comparé trois topologies de circuits redresseurs: le redresseur à une seule diode en série, le doubleur de tension, et le redresseur en pont de diodes. La moyenne de la densité totale de puissance rayonnée en milieu urbain est de l'ordre de  $-12\text{dBm}/\text{m}^2$ . Des simulations sous HFSS [11] ont été faites pour déterminer le niveau de puissance RF captée par une antenne patch circulaire illuminée par une onde électromagnétique dont l'intensité du champ E de l'ordre de  $154\text{mV}/\text{m}$  soit  $-12\text{dBm}/\text{m}^2$  (Fig.3.11). Cette puissance RF captée varie de  $-70\text{dBm}$  à  $-38\text{dBm}$  suivant l'angle d'incidence d'onde électromagnétique (Fig.3.12), elle dépend du gain de l'antenne et de la polarisation du champ E incident. D'après cette simulation le niveau de puissance RF captée est faible. Dans la suite de ce chapitre on considèrera que la puissance RF varie entre  $-44\text{dBm}$  et  $-38\text{dBm}$ .

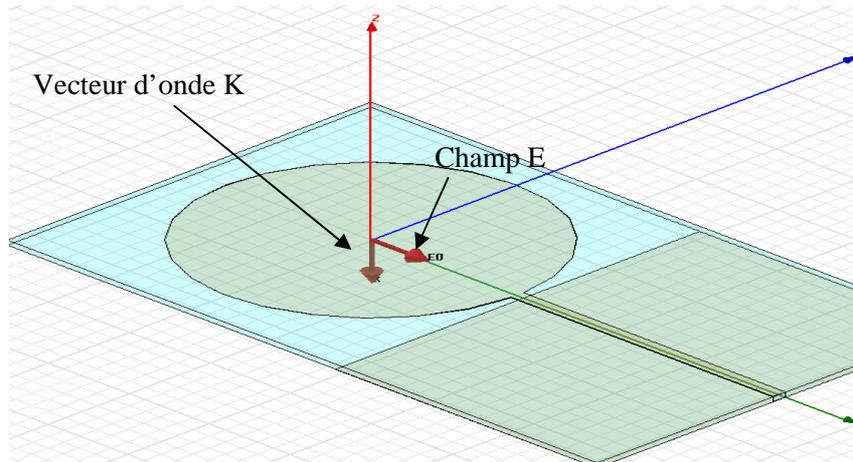


Fig. 3.11. Antenne patch circulaire.

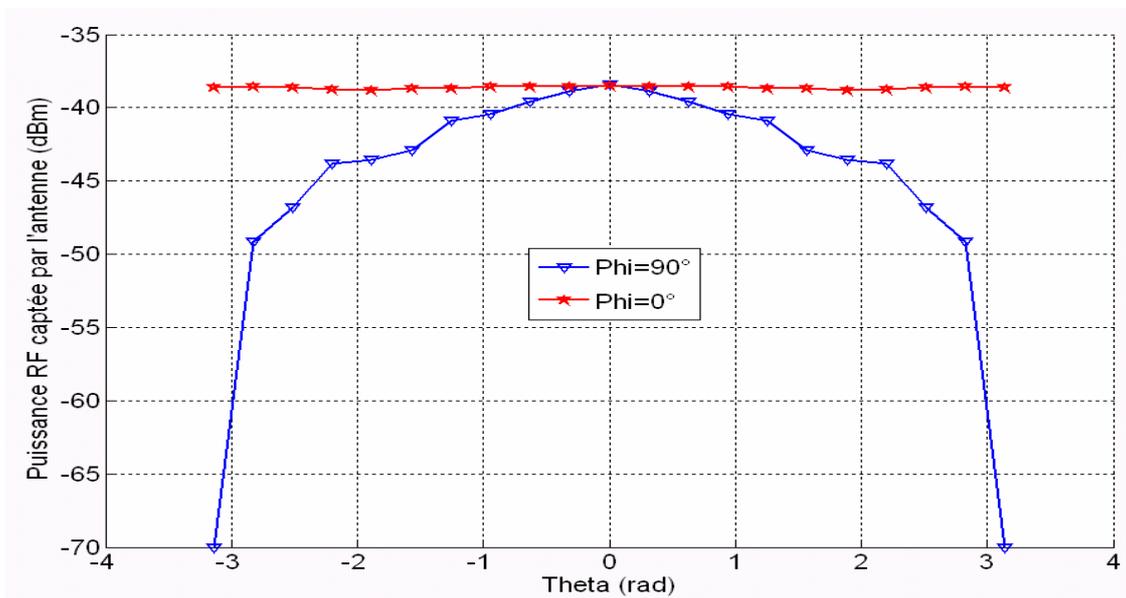


Fig. 3.12. Variation de la puissance RF captée par l'antenne patch en fonction de l'angle d'incidence.

### 3.4.1 Redresseur avec une diode en série

Cette configuration du redresseur utilise une seule diode en série suivie par un filtre passe bas (Fig. 3.13). Avec une telle configuration, le rendement de conversion ne peut en aucun cas dépasser les 50%, car la diode ne laissera passer que les alternances positives. Nous avons simulé le comportement de ce redresseur sous Advanced Design System (ADS) [12]. Nous avons tout d'abord fait varier la valeur de la charge  $R_L$  pour différentes puissance RF comprises entre -44dBm et -38dBm, et déterminé ainsi une charge optimale aux alentours de 9.1k $\Omega$  (Fig. 3.15). L'évolution du coefficient de réflexion en entrée du redresseur, pour une charge  $R_L$  en sortie de 9.1k $\Omega$ , est présentée sur la figure 3.14. L'impédance d'entrée présentée par le redresseur est capacitive (abaque de Smith Fig. 3.14 (b)).

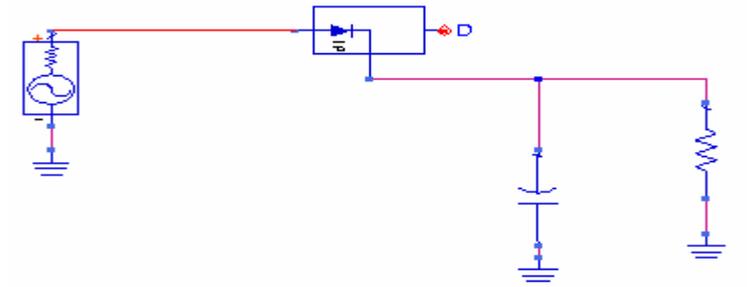


Fig. 3.13. Schéma électrique du redresseur.

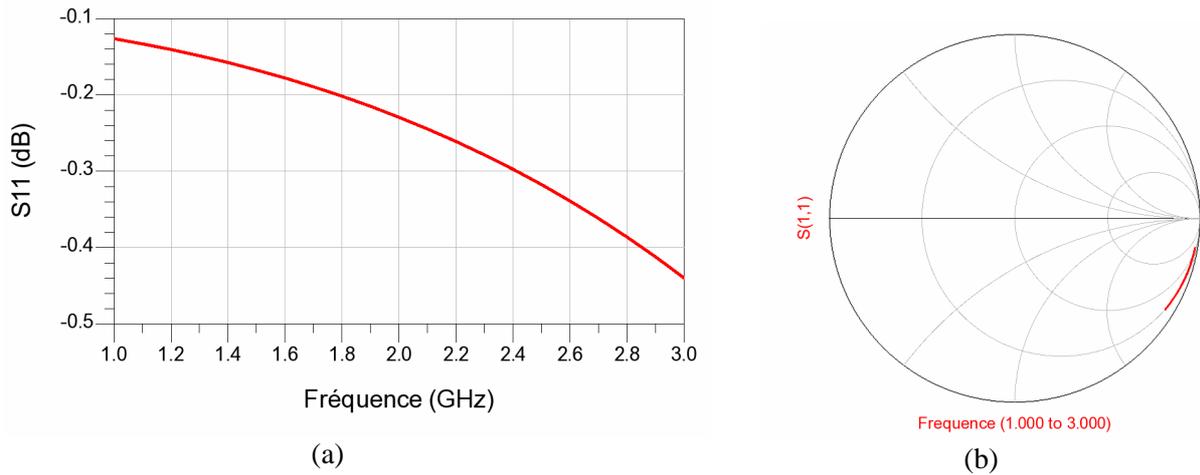


Fig. 3. 14. (a) Variation du coefficient de réflexion S11, (b) Variation de l'impédance.

En fixant la valeur de la charge à  $9.1\text{K}\Omega$ , nous avons tracé la variation du rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF (Fig. 3.16). Le rendement de conversion, à faible puissance RF d'entrée  $[-44\text{dBm}\dots-38\text{dBm}]$ , varie entre 0.0015% et 0.006%. Ce rendement extrêmement faible résulte de la désadaptation entre la source et le redresseur, ainsi que de la faiblesse des niveaux de puissance RF d'entrée. La tension recueillie aux bornes de la charge varie entre 0.07mV et 0.3mV selon le niveau de puissance RF d'entrée (Fig. 3.17).

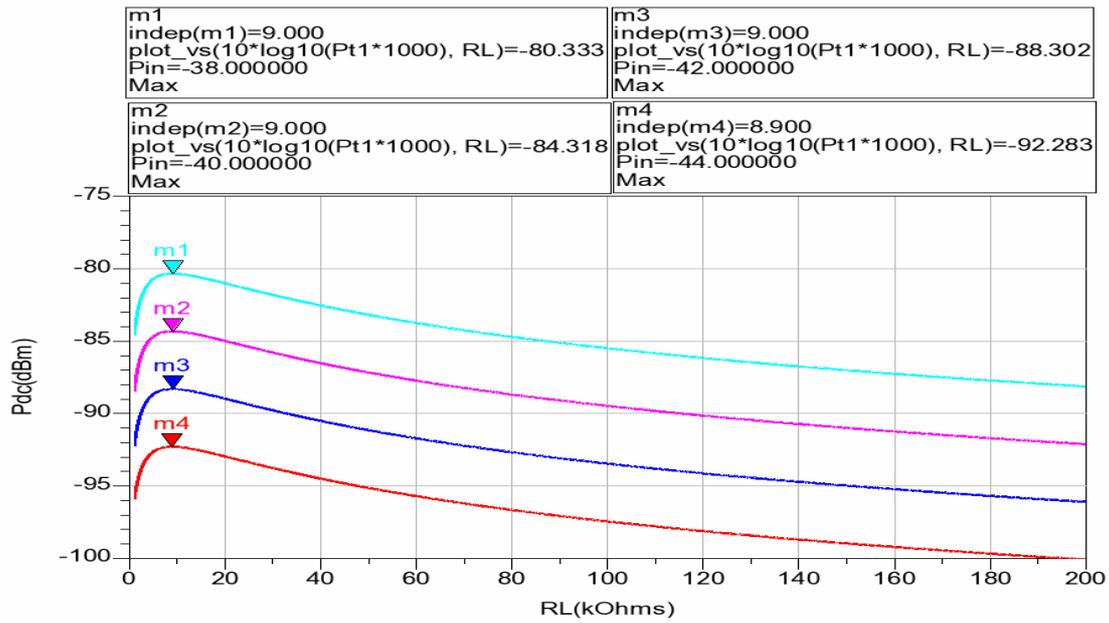


Fig. 3.15. Variation de la puissance DC en fonction de la charge  $R_L$ .

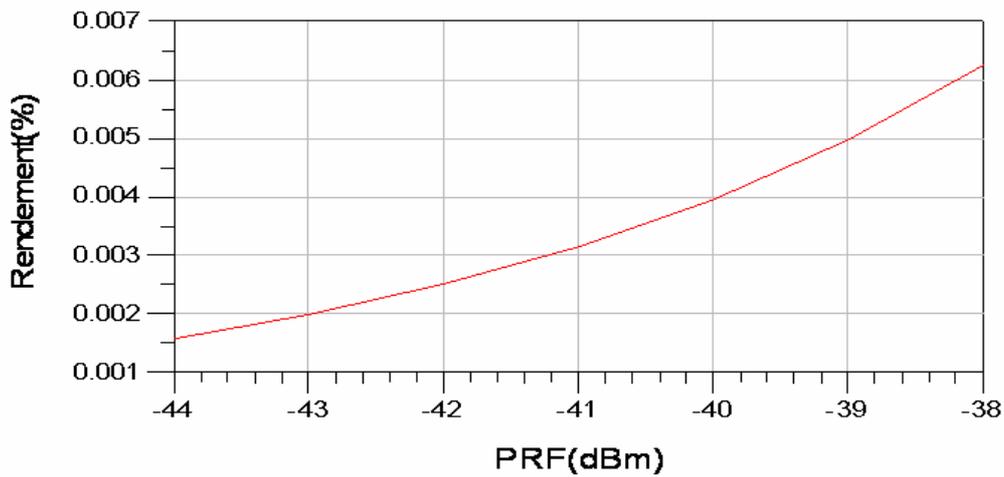


Fig. 3.16. Variation du rendement RF/DC en fonction de la puissance RF [-44dBm...-38dBm].

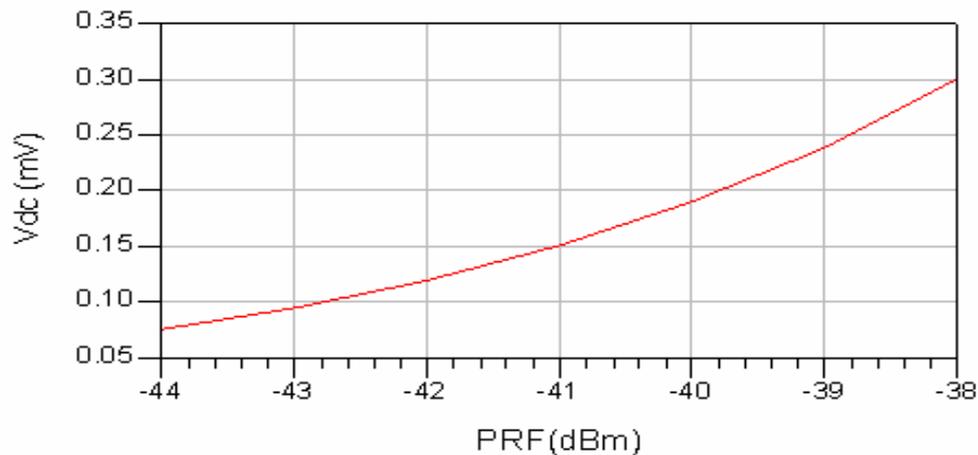


Fig. 3. 17. Variation de la tension DC aux bornes de la charge en fonction de la puissance RF.

### 3.4.2 Redresseur en doubleur de tension

Le doubleur de tension le plus connu, appelé doubleur de LATOUR est représenté sur la figure 3.18. Le principe de fonctionnement est le suivant : Si on applique une tension alternative  $V=V_{max} \sin(\omega t)$  à l'entrée de ce circuit, l'alternance positive du signal conduira dans la diode D1 pendant que la diode D2 restera bloquée. Pendant ce temps, la capacité C1 se chargera pour atteindre la valeur de la tension  $V_{max}$  sous l'effet d'une circulation du courant du point A vers le point B. Pendant l'alternance négative, la diode D1 sera bloquée tandis que la diode D2 deviendra passante. Ce sera au tour de la capacité C2 de se charger avec un courant circulant du point B vers le point C. La différence de potentiel entre les points B et C, aux bornes de la capacité C2 sera égale à  $V_{max}$ . Ainsi, la différence de potentiel entre les points A et C atteindra deux fois la tension d'entrée, soit  $2V_{max}$ .

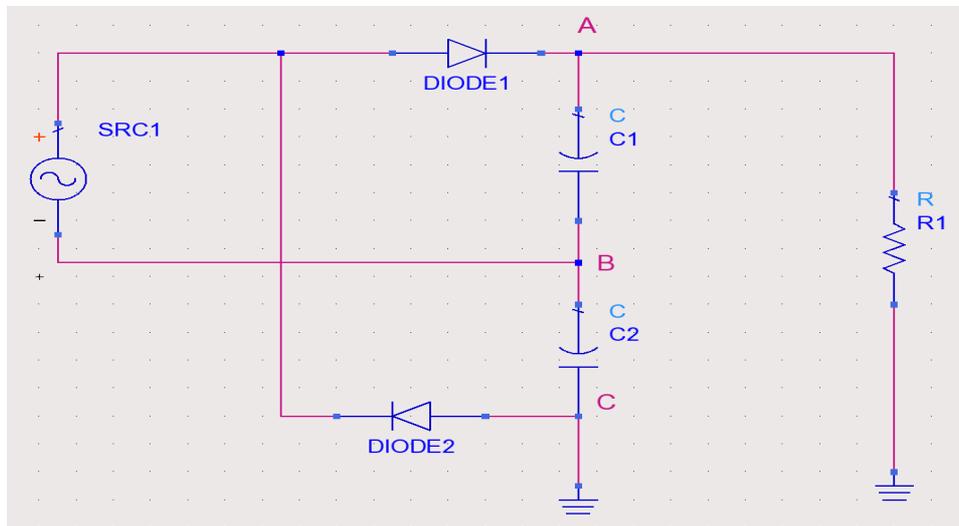


Fig. 3. 18. Doubleur de tension de LATOUR.

Autre doubleur de tension très utilisé : Le doubleur de SCHENKEL de la figure. 3.19. A l'instar du circuit précédent, si l'on applique une tension  $V=V_{max} \sin(\omega t)$ , la diode D1 sera bloquée pendant toute l'alternance négative tandis que la diode D2 conduira, chargeant ainsi la capacité C1 jusqu'à la valeur de tension  $V_{max}$ . Pendant l'alternance positive, la diode D1 conduira, chargeant ainsi la capacité C2 sous une tension égale à deux fois  $V_{max}$  du fait de la mise en série du générateur et de la capacité C1 (Fig. 3.19).

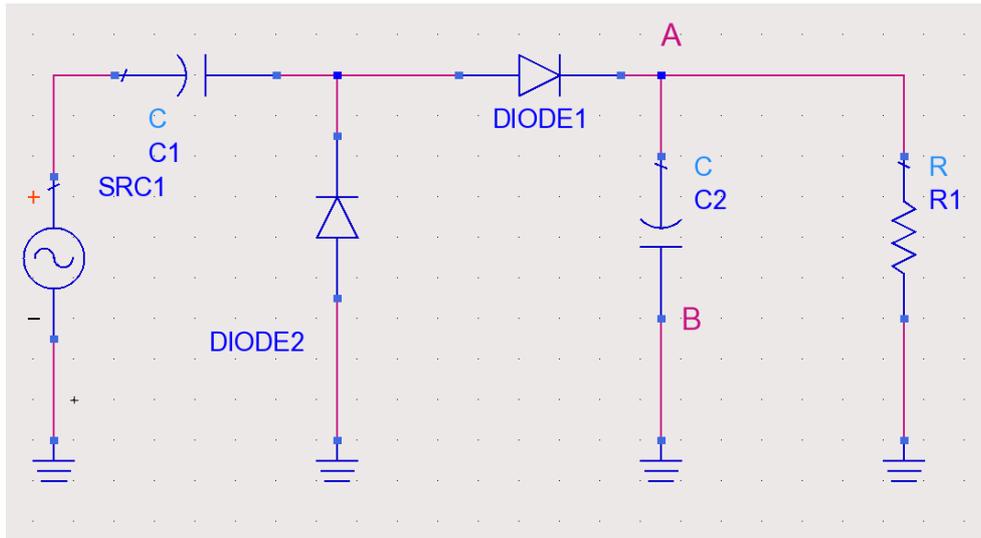


Fig. 3.19. Doubleur de SCHENKEL.

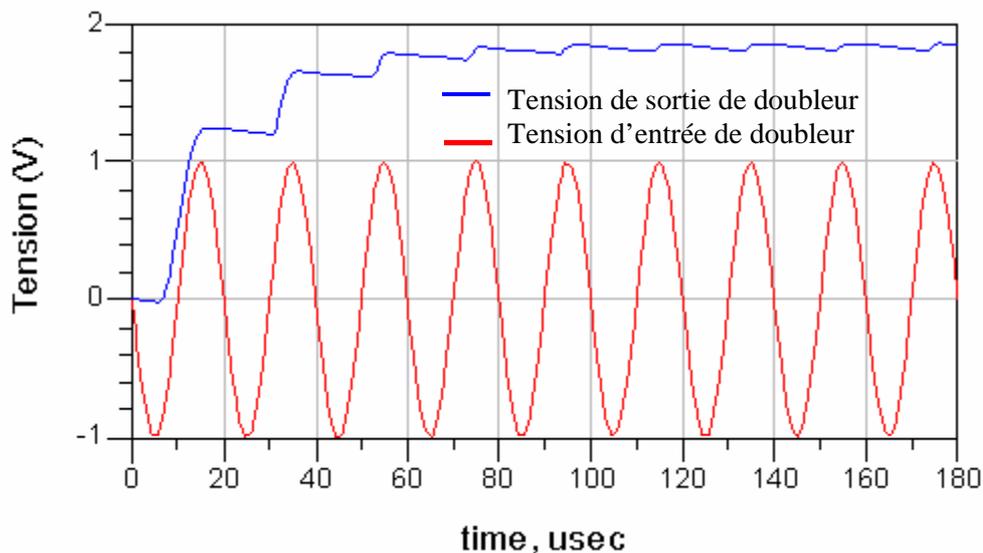


Fig. 3.20. Exemple d'évolution du signal de sortie d'un doubleur en fonction de temps, pour un signal de fréquence 50kHz.

Le doublement de la tension aux bornes de la charge passe par une période transitoire (de l'ordre de 0.1ms dans l'exemple de la Fig. 3.20). Ce retard de stabilisation du signal est dû au temps de charge des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . Les harmoniques contenues dans le signal redressé sont filtrées par la capacité en parallèle avec la charge. En multipliant les étages de doublement de tension, il est ainsi possible de doubler la tension redressée plusieurs fois si la tension d'entrée est suffisamment supérieure à la tension de jonction (pincement) des diodes utilisées. (Fig. 3.21).

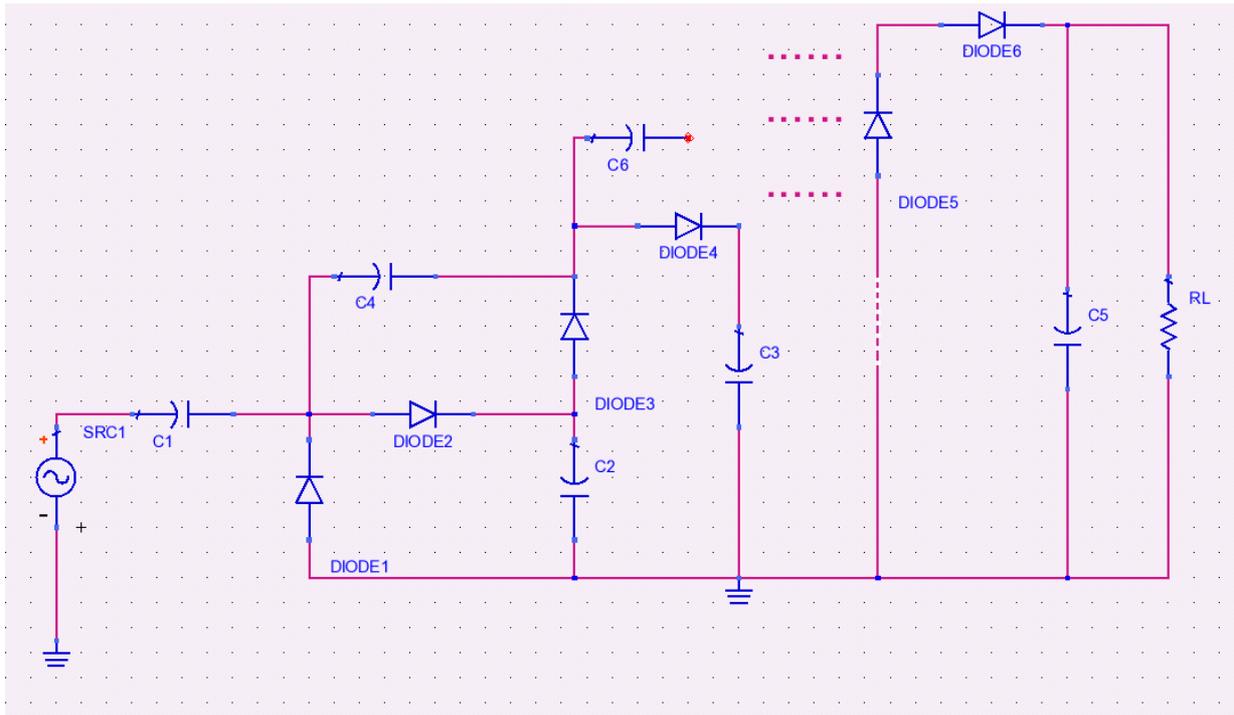


Fig. 3.21. Doubleur de tension multi-étages.

Il s'agit maintenant d'étudier les performances de ce type de redresseur de SCHENKEL avec l'objectif de l'intégrer dans un système de récupération d'énergie, à base de diodes HSMS2850 (AVAGO). La puissance DC à la sortie du système de récupération d'énergie dépend de la quantité d'énergie RF reçue. Cette quantité sera maximale si on l'on arrive à redresser la plus grande partie du spectre RF rayonné disponible. Pour cela nous utiliserons donc une antenne large bande. Sachant que l'on travaille dans le domaine radio fréquence (1GHz-3GHz), la récupération d'énergie ne sera efficace que si l'on adapte le redresseur à l'antenne, sur toute la plage de fréquence. Le fonctionnement du redresseur a été simulé sous Advanced Design System (ADS) [12] en utilisant le simulateur « Harmonic Balance ».

En l'absence d'un circuit d'adaptation, le redresseur présente une impédance d'entrée quasi-capacitive et variable en fonction de la fréquence (Fig. 3.22). L'entrée se comporte comme un circuit RC où l'impédance est de la forme  $Z_{in}=R_e-j*I_m$ .

Comme l'objectif est de récupérer le maximum d'énergie, il faudra que le circuit d'adaptation assure l'adaptation entre l'antenne et le redresseur sur une large bande (1GHz -3GHz), et cela avec le moins pertes possibles par insertion.

Or, d'après Ch. DEHOLLAIN [13] le nombre des composants nécessaires pour réaliser une telle adaptation d'impédance est très important, ce qui augmente les pertes d'insertion, y compris en utilisant uniquement des composants réactifs. Nous choisirons donc, dans un

premier temps, d'étudier la possibilité de connecter directement l'antenne large bande sur le redresseur, sans utiliser un circuit d'adaptation, et ce malgré les pertes par réflexion.

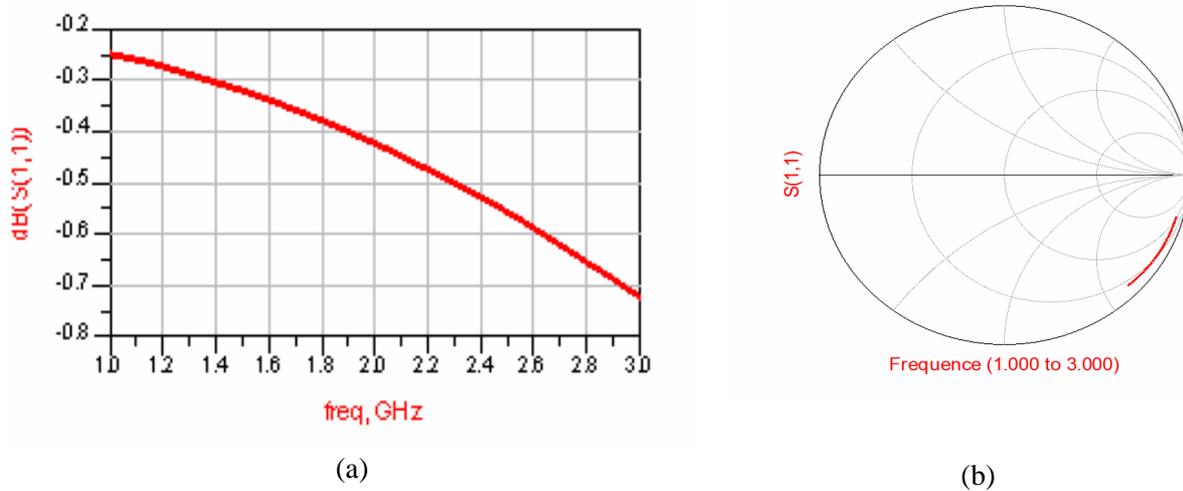


Fig. 3.22. (a) Variation du coefficient de réflexion S11, (b) Variation de l'impédance d'entrée présentée par le doubleur de tension connectée sur une charge  $R_L=1k\Omega$ .

En connectant directement le redresseur à une source RF d'impédance interne  $50\Omega$ , nous avons simulé la variation de la puissance DC obtenue en fonction de la charge  $R_L$  pour différents niveaux de puissance RF compris entre  $-44\text{dBm}$  et  $-38\text{dBm}$ . Les résultats de cette simulation sont présentés sur la figure 3.23. On remarque que la puissance DC passe par un maximum aux alentours de  $18k\Omega$ .

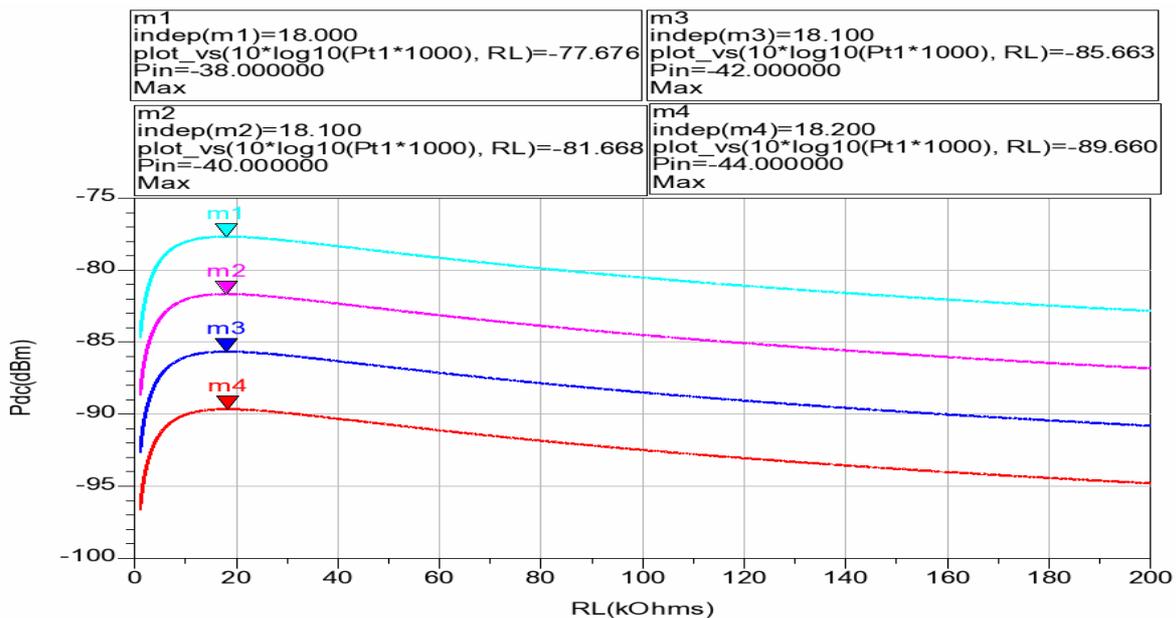


Fig. 3.23. Variation de la puissance DC en fonction de la charge  $R_L$ .

En fixant la valeur de la charge à  $18\text{k}\Omega$ , nous avons pu tracer la variation de la puissance DC ainsi que le rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF (Fig. 3.24 et Fig. 3.25). Malgré l'optimisation de la charge  $R_L$  maximisant la puissance DC à très faibles niveaux de puissance RF d'entrée, compris entre  $-44\text{dB}$  et  $-38\text{dBm}$ , le rendement de la conversion RF/DC calculé dans cet intervalle demeure très faible, avec des valeurs comprises entre  $0.003\%$  et  $0.011\%$  (Fig. 3.27). Ce très faible rendement s'explique par la désadaptation entre le redresseur et la source. Nous voyons ainsi qu'à très faibles valeurs de puissance RF, la résistance interne de la diode  $R_j$  ( $8.8\text{k}\Omega$ ) joue un rôle très important sur la chute du rendement de conversion. La tension DC, estimée aux bornes de la charge, varie quant à elle entre  $0.15\text{mV}$  et  $0.55\text{mV}$  sur l'intervalle de puissance RF appliquée en entrée (Fig. 3.26).

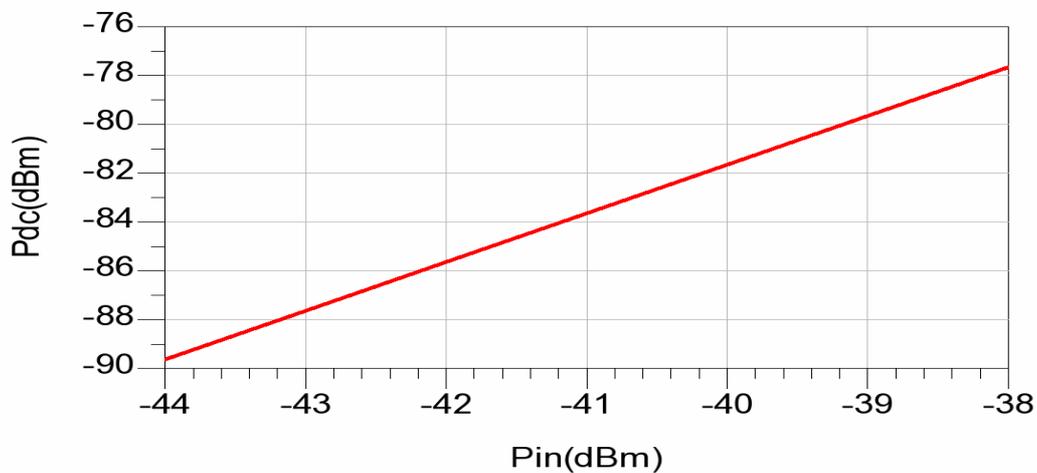


Fig. 3.24. Variation de la puissance DC en fonction de la puissance RF.

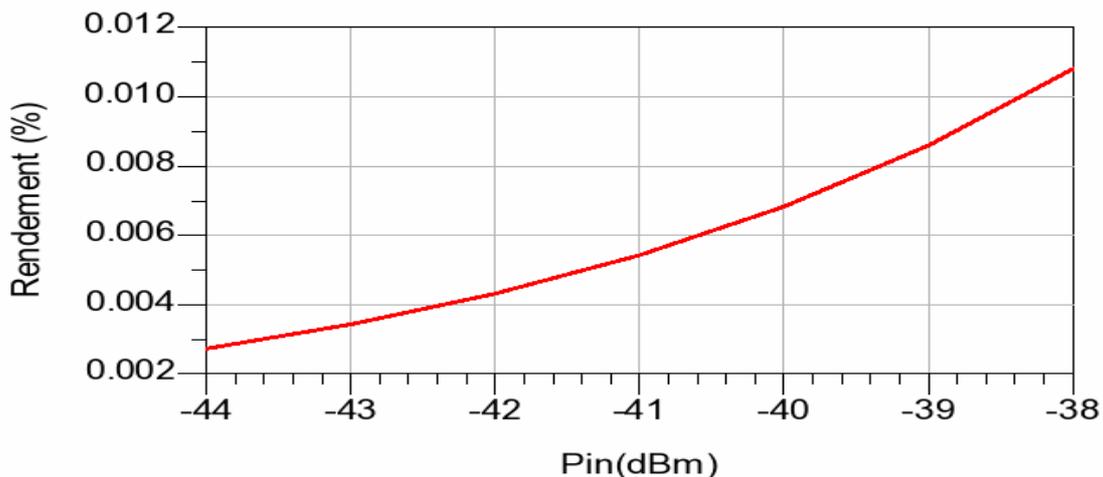


Fig. 3.25. Variation du rendement de la conversion RF/DC en fonction de la puissance RF.

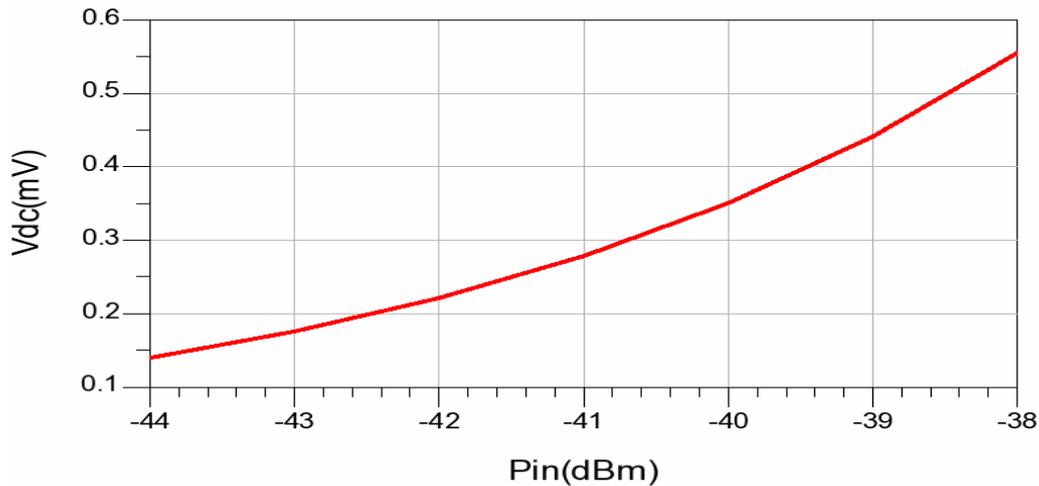


Fig. 3. 26. Variation de la tension DC aux bornes de la charge en fonction de la puissance RF.

### 3.4.3 Redresseur en pont de diodes

Le redresseur en pont de diodes, également appelé pont de Graetz, est présenté figure 3.27. Il est constitué de quatre diodes. Nous avons simulé le comportement de ce redresseur sous ADS à l'instar des deux redresseurs précédents. Nous avons une fois encore fait varier la valeur de la charge  $R_L$  et constaté le passage par un maximum de puissance DC, pour différentes puissances RF d'entrée comprises entre -44dBm et -38dBm. La charge  $R_L$  optimale se situe aux alentours de 9.1k $\Omega$  (Fig. 3.29). L'évolution du coefficient de réflexion en entrée de redresseur, connecté sur une charge  $R_L = 9.1k\Omega$ , est représentée figure 3.28. L'impédance d'entrée du redresseur est de même nature que celles des redresseurs précédents.

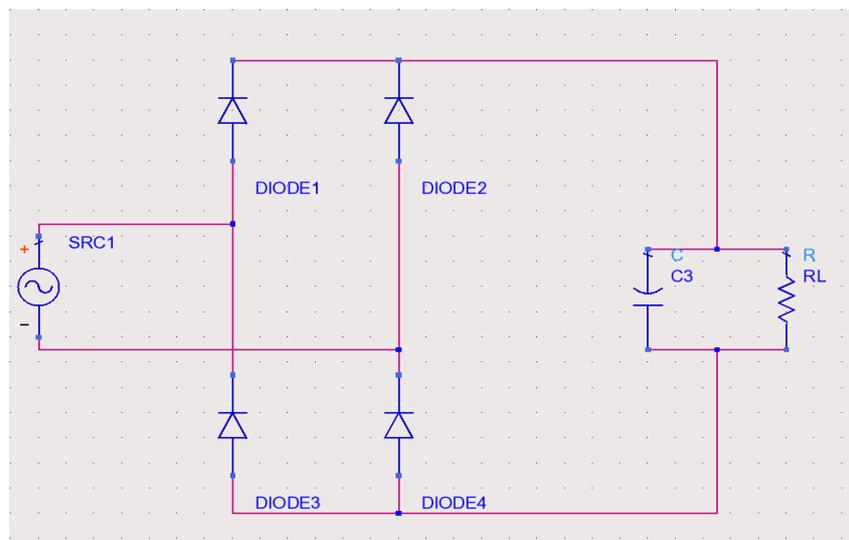


Fig. 3.27. Schéma électrique du redresseur en pont des diodes.

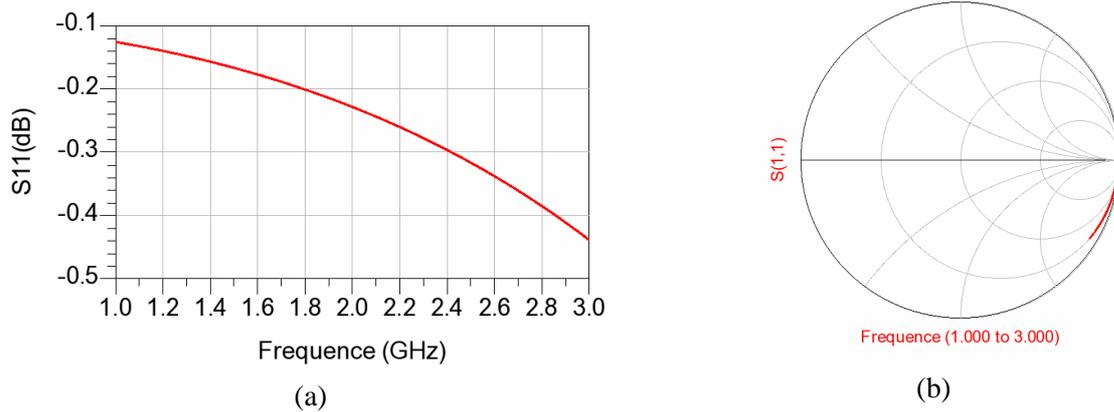


Fig. 3.28. (a) Variation de coefficient de réflexion S11, (b) Variation de l'impédance.

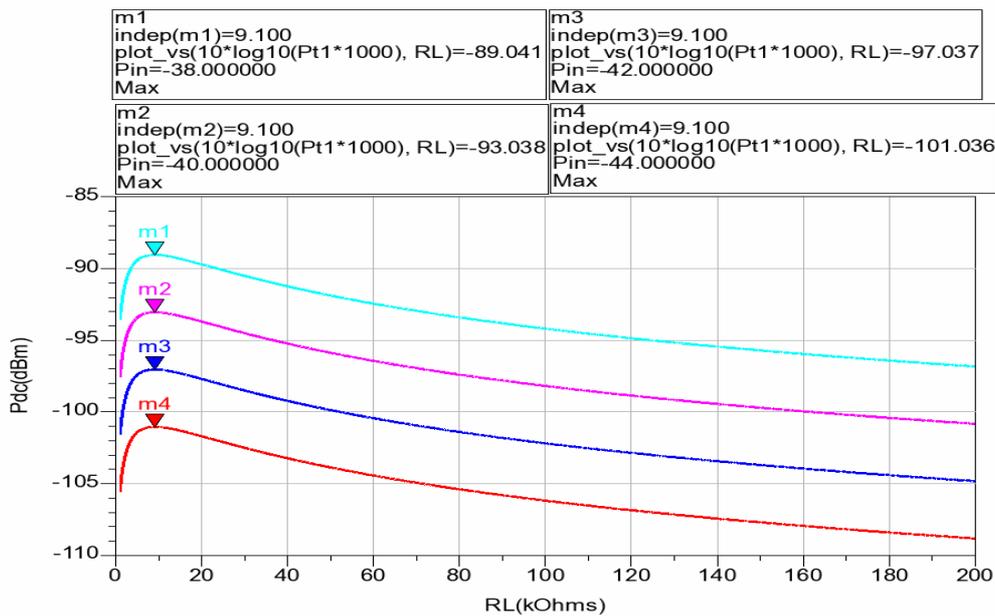


Fig. 3.29. Variation de la puissance DC en fonction de la charge  $R_L$ .

La valeur de la charge étant fixée à  $9.1\text{K}\Omega$ , nous avons représenté l'évolution de la puissance DC et l'évolution du rendement de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF (Fig. 3.30 et Fig. 3.31). Le rendement de conversion RF/DC varie entre 0.0002% à 0.0008% pour des niveaux de puissance RF d'entrée compris entre -44dBm et -38dBm. Le très faible rendement s'explique une fois encore par la forte désadaptation entre la source et le redresseur, ainsi que par les très faibles niveaux de puissance RF d'entrée. La tension aux bornes de la charge varie quant à elle entre 0.02mV et 0.08mV (Fig. 3.2).

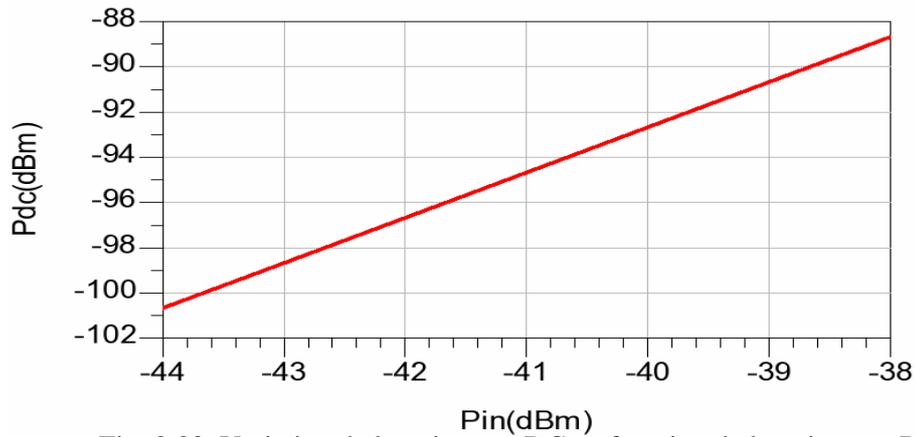


Fig. 3.30. Variation de la puissance DC en fonction de la puissance RF.

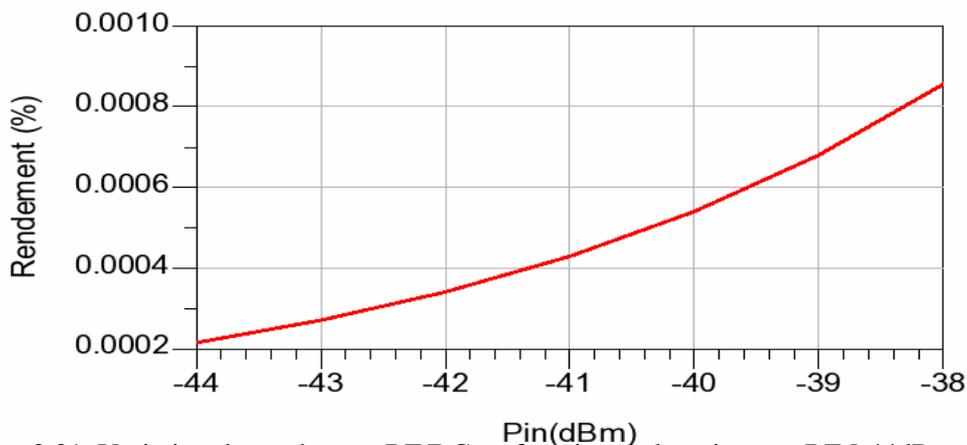


Fig. 3.31. Variation du rendement RF/DC en fonction de la puissance RF [-44dBm...-38dBm].

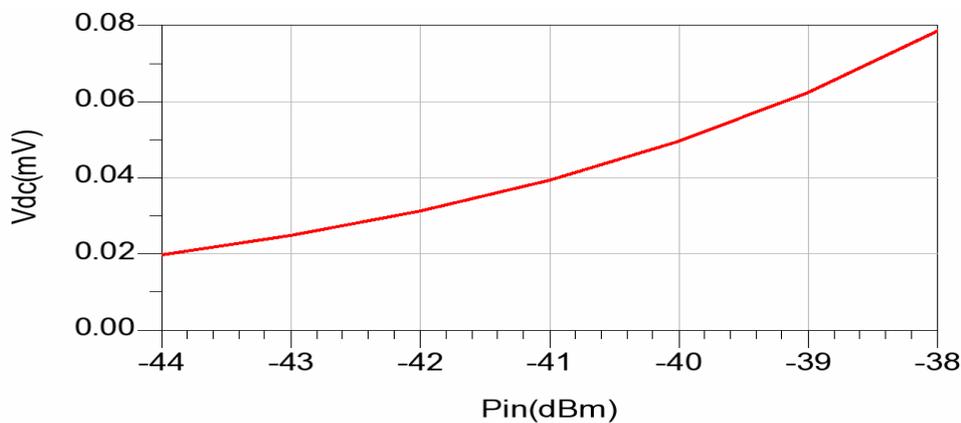


Fig. 3.32. Variation de la tension DC aux bornes de la charge en fonction de la puissance RF.

### 3.4.4 Comparaison des caractéristiques des différentes topologies

Pour choisir au mieux le système de récupération d'énergie à faibles niveaux de puissances RF, nous avons comparé les performances des trois topologies étudiés ci-dessus. L'évolution de la puissance DC redressée, de la tension continue aux bornes des charges optimales étudiées précédemment (9.1k $\Omega$  pour la diode en série, 18k $\Omega$  pour le doubleur de tension et 9.1k $\Omega$  pour le pont de diodes) et du rendement de chaque redresseur, sont

représentées respectivement sur les figure. 3.33, 3.34 et 3.35. Des trois configurations, on remarque que le doubleur de tension est le redresseur qui présente les meilleures performances pour des puissances RF [-44dB ; -38dBm].

Cette comparaison des performances des différentes topologies des convertisseurs RF/DC a montré que le doubleur de tension possède le rendement de conversion RF/DC le plus important, parmi les trois redresseurs étudiés. Cette configuration sera donc retenue pour redresser les signaux récupérés par l'antenne. La charge optimale pour un maximum de puissance DC, à ces niveaux de puissance RF d'entrée, est égale à 18k $\Omega$ . Les diodes Schottky qui constituent le redresseur sont de type HSMS2850.

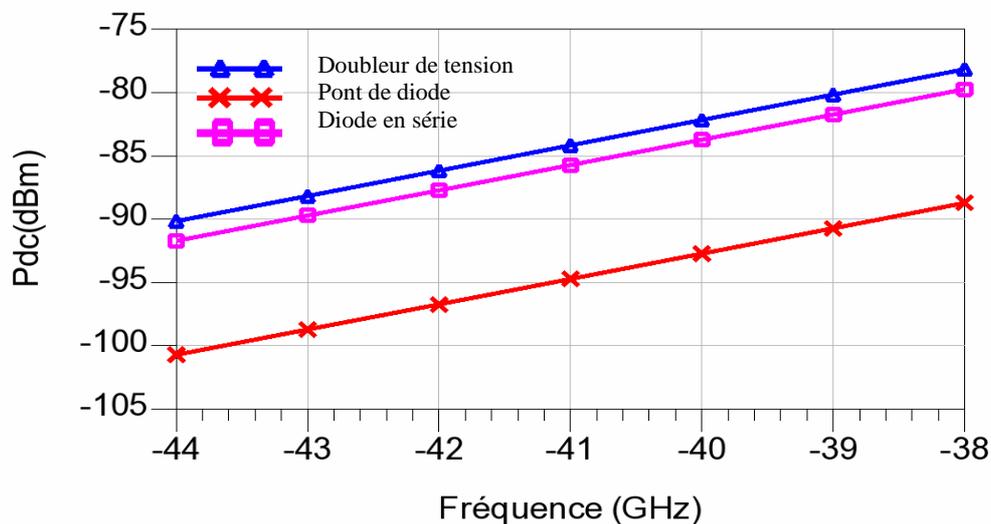


Fig. 3.33. Variation de la puissance DC aux bornes des charges en fonction de la puissance RF.

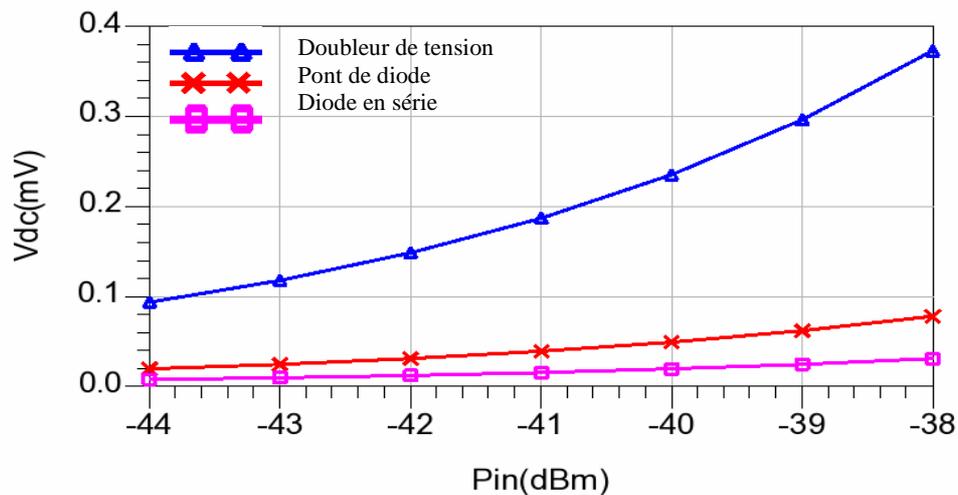


Fig. 3.34. Variation de la tension DC aux bornes des charges en fonction de la puissance RF.

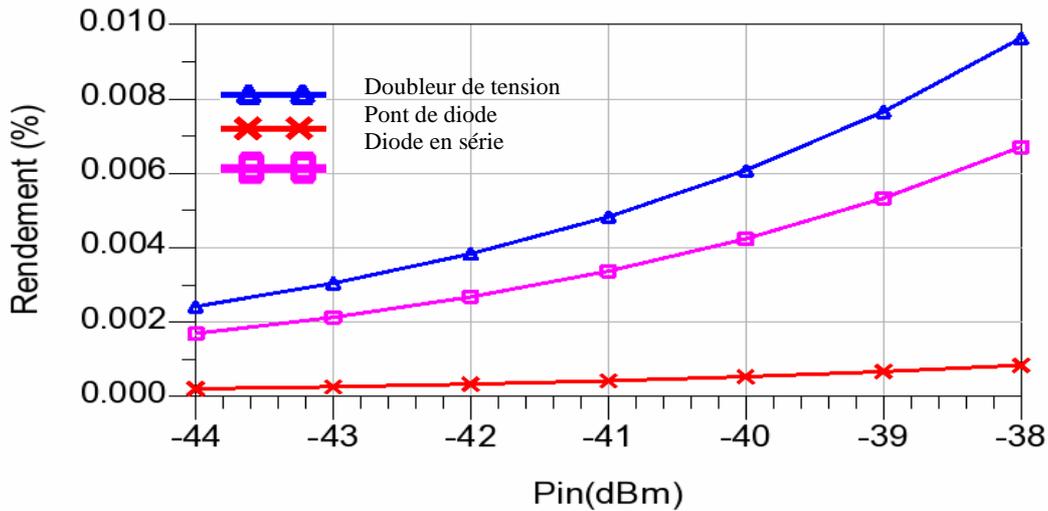


Fig. 3.35. Variation des rendements de conversion RF/DC en fonction de la puissance RF.

### 3.5 Optimisation du rendement de conversion RF/DC en fonction de l'impédance de l'antenne

Subissant l'impédance d'entrée du redresseur, et ne pouvant pas avoir recours à un circuit d'adaptation large bande compte tenu des pertes par insertion, nous avons donc décidé de regarder l'influence de l'impédance de l'antenne sur la puissance DC à la sortie du redresseur. Dans ce paragraphe nous présentons l'étude d'optimisation de la conversion RF/DC en fonction de l'impédance de l'antenne ( $Z_{ant}$ ). Nous avons étudié, dans un premier temps, le cas où l'impédance de l'antenne est purement résistive en faisant varier la résistance de l'antenne  $R_{in}$  de  $1\Omega$  à  $1k\Omega$ . L'évolution de la puissance DC ( $P_{dc}$ ) aux bornes de la charge  $R_L$  en fonction de la résistance  $R_{in}$  est représentée par la figure 3.36 pour différentes fréquences entre 1GHz et 3GHz. Nous nous sommes placés dans la condition de très faible niveau de puissance RF égal à  $-42\text{dBm}$ . Nous remarquons que pour des valeurs de résistance d'antenne inférieures à  $50\Omega$ , la puissance DC est très faible. Celle-ci reste quasi constante quelle que soit la fréquence. Pour des valeurs de  $R_{in}$  supérieures à  $50\Omega$ , nous remarquons que la puissance DC augmente pour atteindre un maximum puis commencer à chuter. La puissance  $P_{dc}$  varie en fonction de la fréquence. Ainsi à la fréquence de 1GHz la puissance DC maximale simulée que le système peut fournir atteint  $-76\text{dBm}$  pour une résistance  $R_{in}$  égale à  $300\Omega$ . Le choix d'une résistance  $R_{in}$  égale à  $100\Omega$  permet d'augmenter la puissance DC de 1.3dB à 5dB sur toute la bande fréquentielle par rapport à la puissance récupérée lorsque  $R_{in}$  égale à  $50\Omega$ .

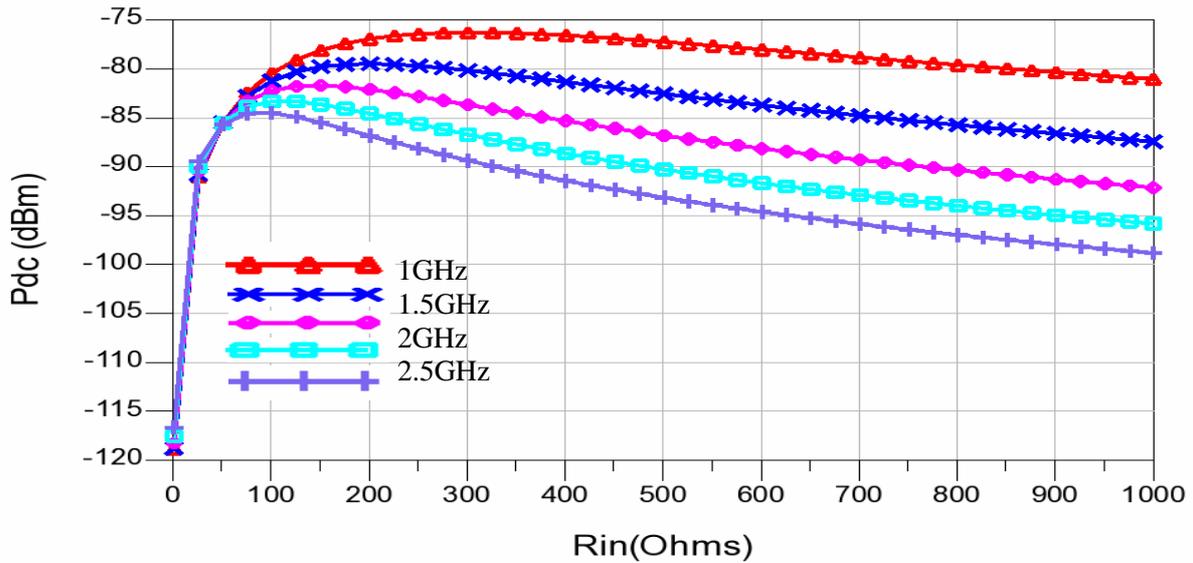


Fig. 3.36. Variation de la puissance de sortie en fonction de  $R_{in}$

Dans le cas d'impédances d'antennes complexes, nous avons étudié la variation de la puissance DC pour une puissance RF égale à  $-42\text{dBm}$ . Cette variation est représentée par la figure 3.37. Le maximum de puissance atteint  $-60\text{dBm}$  à la fréquence de  $1\text{GHz}$  pour une impédance d'antenne  $Z_{ant}=30+j*300\Omega$ . Pour la fréquence  $2\text{GHz}$ , le maximum de puissance DC ( $-66\text{dBm}$ ) correspond à une impédance  $Z_{ant}=11+j*145\Omega$ . Pour la fréquence de  $3\text{GHz}$  le maximum de puissance DC ( $-70\text{dBm}$ ) correspond à une impédance  $Z_{ant}=9+j*88\Omega$ . La Fig. 3.38 montre l'évolution de la puissance DC en fonction de la fréquence en prenant pour valeur d'impédance d'antenne les valeurs d'impédances optimales mentionnées ci-dessus. On remarque que les impédances complexes permettent d'augmenter la puissance DC par rapport à l'impédance d'antenne résistive ( $50\Omega$ ). Cette amplification de puissance peut atteindre le  $25\text{dB}$  à la fréquence  $1\text{GHz}$ . Ces impédances complexes sont sélectives en fréquence. Elles permettent d'augmenter la puissance à la fréquence de résonance et de l'atténuer pour les autres fréquences (Fig.3.40). Cet inconvénient, ne nous permet pas d'améliorer la puissance DC sur une large bande ( $1\text{GHz}-3\text{GHz}$ ).

L'utilisation d'une impédance purement résistive d'une valeur de  $100\Omega$  permet d'augmenter la puissance DC sur toute la bande fréquentielle sans engendrer une atténuation par rapport à la puissance DC dans le cas où l'impédance d'antenne est égale à  $50\Omega$ .

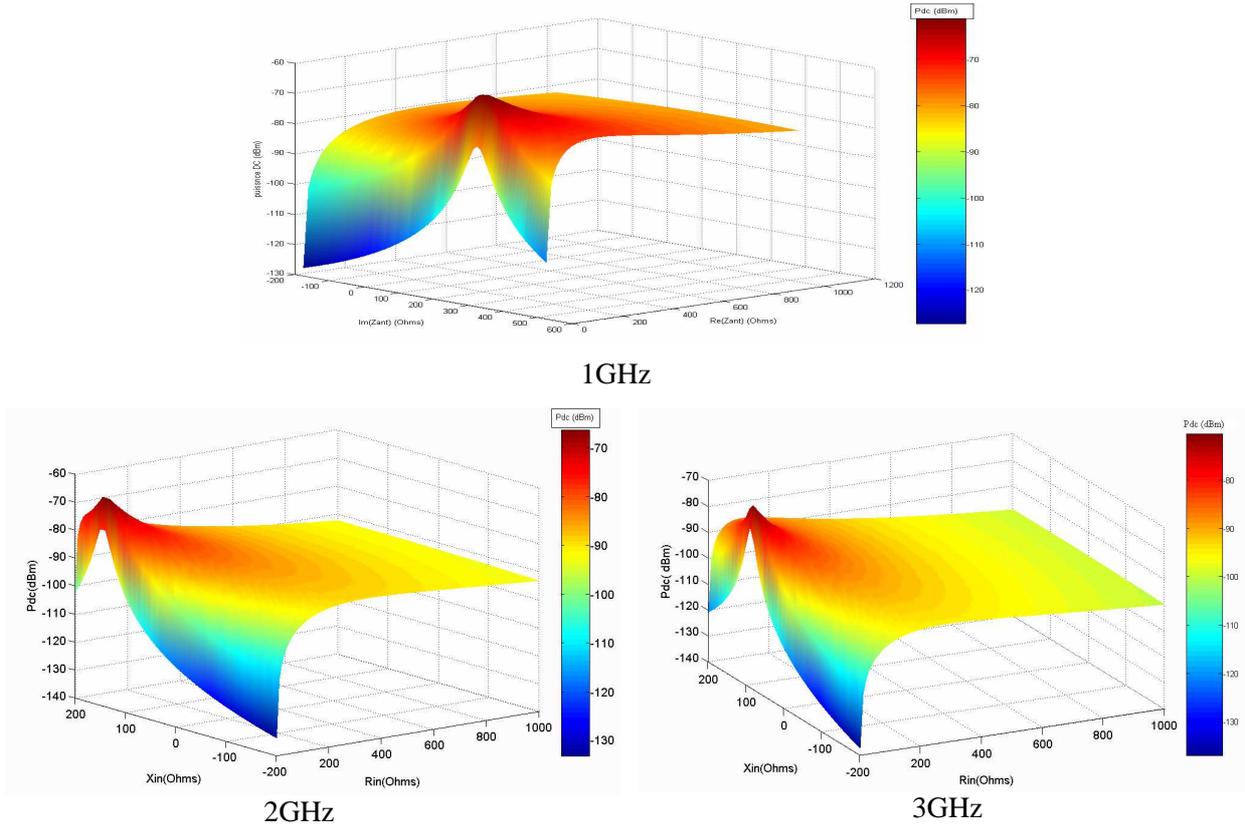


Fig. 3. 37. Variation de la puissance DC en fonction de la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'antenne, à différentes fréquences.

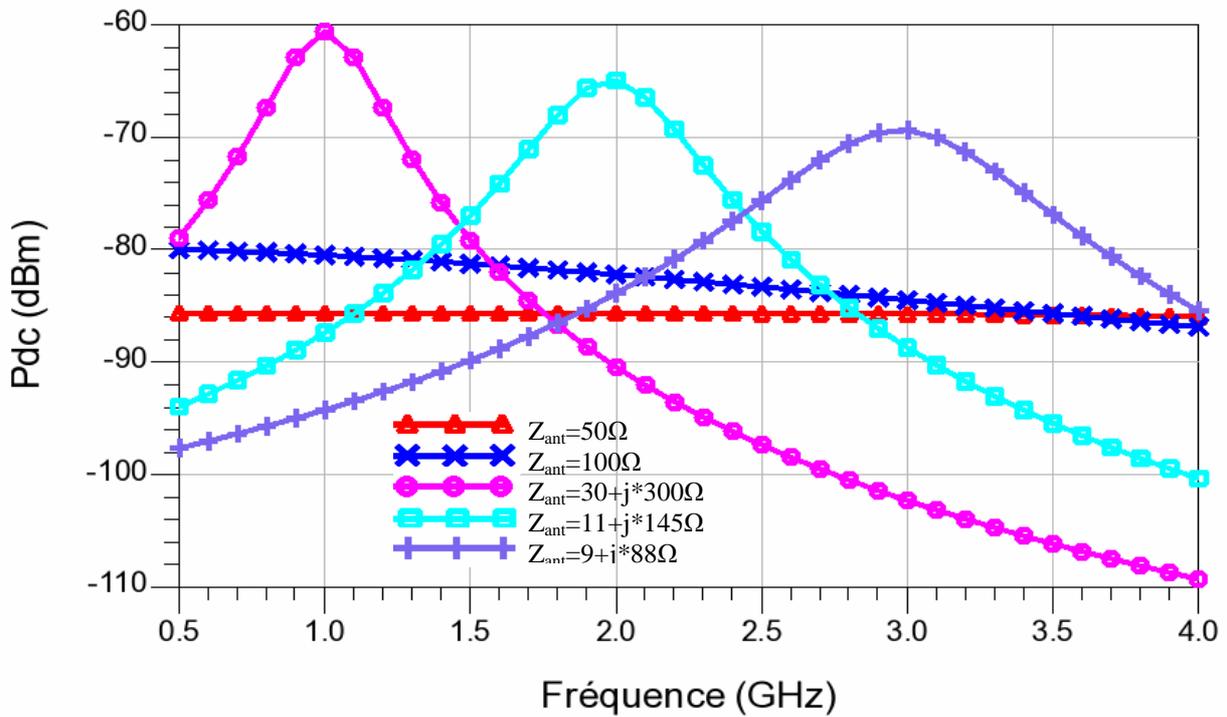


Fig.3.38. Variation de la puissance DC en fonction de la fréquence, à plusieurs valeurs d'impédance d'antenne.

Nous avons pu constater que l'impédance complexe optimale d'entrée, pour un maximum de puissance DC, variait fortement en fonction de la fréquence (Fig. 3.37). Ainsi, le fait de travailler sur une large bande de fréquences justifie le choix d'une antenne purement résistive, afin que celle-ci présente une impédance constante à l'entrée du redresseur sur toute la bande de fréquences. D'après les résultats des simulations présentés dans le paragraphe précédent, la valeur optimale de l'impédance de l'antenne qui permet d'augmenter la puissance DC dans toute la bande fréquentielle est égale à  $100\Omega$  (Fig. 3.38).

### 3.6 Co-simulation et étude expérimentale de convertisseurs RF/DC

Pour tenir compte des éléments parasites des lignes de transmission, des boîtiers des diodes de redressement du doubleur de tension, ainsi que des pertes dans les diélectriques, nous avons effectué une co-simulation électrique et électromagnétique avec le logiciel ADS-Momentum. Le substrat utilisé était du FR4 d'épaisseur de 0.8mm, d'une permittivité relative  $\epsilon_r=4.4$  et d'une tangente de perte diélectrique égale à 0.02. Les lignes de transmissions utilisées étaient des lignes micro-ruban, d'une largeur de 1.5mm. Le schéma électrique équivalent du boîtier intégrant les diodes de redressement du doubleur de tension est représenté sur la figure 3.39 [14]. Les valeurs des éléments parasites sont reportées dans le tableau 3.3 [14].

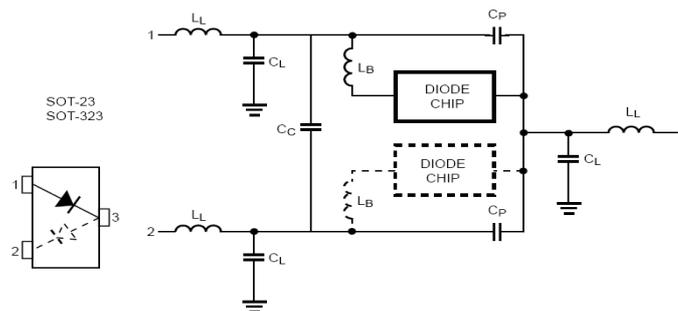


Fig. 3.39. Modèle du boîtier du doubleur [14].

	Element:	$L_L$	$C_L$	$C_p$	$C_C$	$L_B$
	Description:	Leadframe Inductance	Leadframe Capacitance	Package Capacitance	Coupling Capacitance	Bondwire Inductance
	Units:	nH	pF	pF	pF	nH
SOT-23/SOT-143	to 3 GHz	0.50	0	0.080	0.060	1.0
SOT-3x3	to 3 GHz	0.40	0	0.030	0.035	0.70
SOT-3x3	to 6 GHz	0.80	0.050	0.030	0.035	0.70

Tableau 3.3. Valeurs des éléments parasites de la diode [14].

### 3.6.1 Etude en absence de circuit d'adaptation

Le circuit de redresseur est représenté sur la figure 3.40. Il s'agit d'un doubleur de tension de type SCHENKEL constitué par deux diodes HSMS2850, connecté sur une charge  $R_L$  égale à  $18k\Omega$ . Vu que les niveaux de puissance RF sont très faibles, et pour s'approcher le plus possible de la réalité, nous avons inclus le modèle du connecteur SMA, en plus des éléments parasites du boîtier ainsi que des vias qui assurent le retour à la masse.

L'optimisation de la charge pour maximiser la puissance DC récupérée est étudiée à nouveau afin de voir si les éléments parasites ont un impact sur le rendement de la conversion RF/DC. Les résultats de cette étude sont présentés sur la figure 3.41. On retrouve un comportement similaire avec est sans éléments parasites, avec une charge optimale maximisant la puissance DC égale à  $18k\Omega$  dans la gamme de puissance  $[44dBm ; -38dBm]$  étudiée jusqu'ici, et ce quelle que soit la fréquence  $[1GHz ; 3GHz]$ .

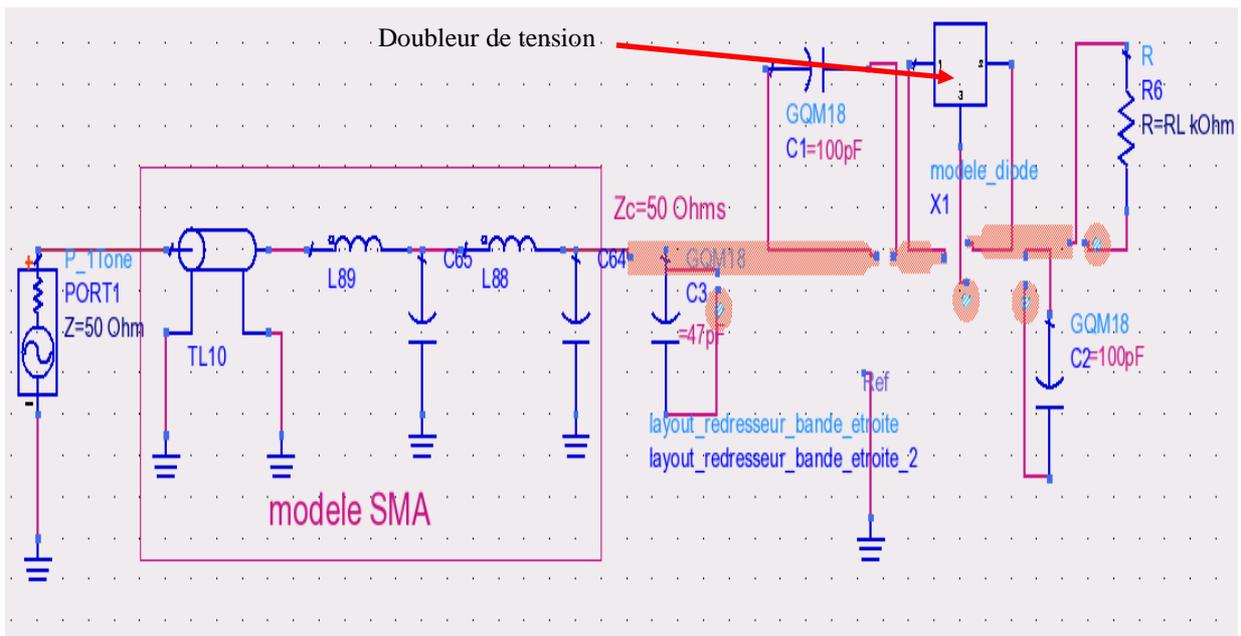


Fig. 3.40. Redresseur en intégrant le modèle de SMA, les éléments parasites du boîtier et les lignes de transmission.

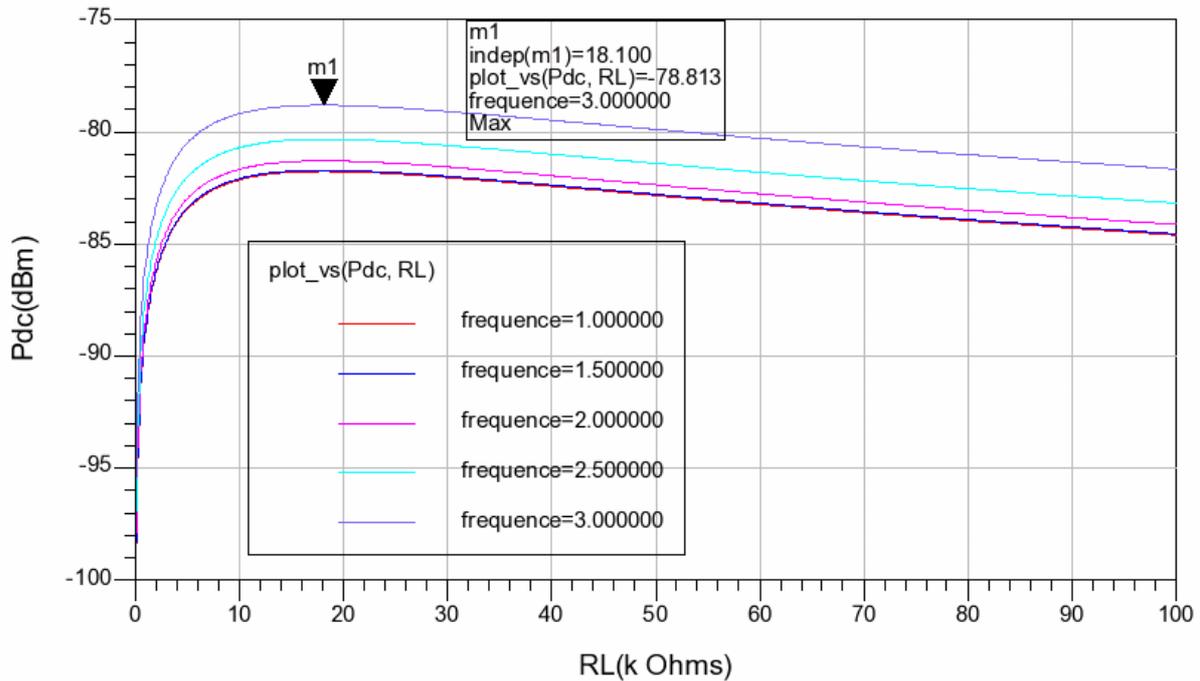


Fig. 3.41. Variation de la puissance DC en fonction de la valeur de la charge  $R_L$  ( $P_{RF}=-44\text{dBm}$ ).

Les tensions continues ( $V_{out}$ ) mesurées et simulées aux bornes de la charge  $R_L$  sont représentées sur la figure 3.42 en fonction de la fréquence et pour différents niveaux de puissance RF. La variation de la puissance continue en fonction de la fréquence, ainsi que la variation du rendement de conversion sont représentées respectivement figure 3.43 et 3.44. On remarque de légères différences entre la simulation et la mesure, avec des puissances mesurées supérieures. Cette différence est due aux écarts de valeurs de coefficients de réflexion visibles sur la figure 3.45. Pour les fréquences inférieures à 2.5GHz, le coefficient de réflexion mesuré est légèrement plus faible que celui obtenu par simulation, ce qui implique que la puissance RF transmise vers le redresseur (doubleur de tension) est légèrement plus importante que celle calculée par simulation, induisant ainsi une puissance continue en sortie légèrement supérieure à celle obtenue par simulation (Fig.3.43). Autour de la fréquence 3GHz, on remarque que la puissance continue mesurée est plus faible que la puissance prévue par simulation. Cela est dû aussi à la réflexion de la puissance RF à l'entrée du redresseur. Sur la figure 3.45 on remarque qu'autour de la fréquence 3GHz le coefficient de réflexion mesuré est légèrement supérieure à celui obtenu par simulation.

Le rendement de la conversion RF/DC est faible et ne dépasse pas 0.04% pour une puissance RF égale à -38dBm (158.5nW). Cela est dû à des niveaux de puissance RF d'entrée également très faibles et à la sensibilité des diodes utilisées (AVAGO-HSMS2850).

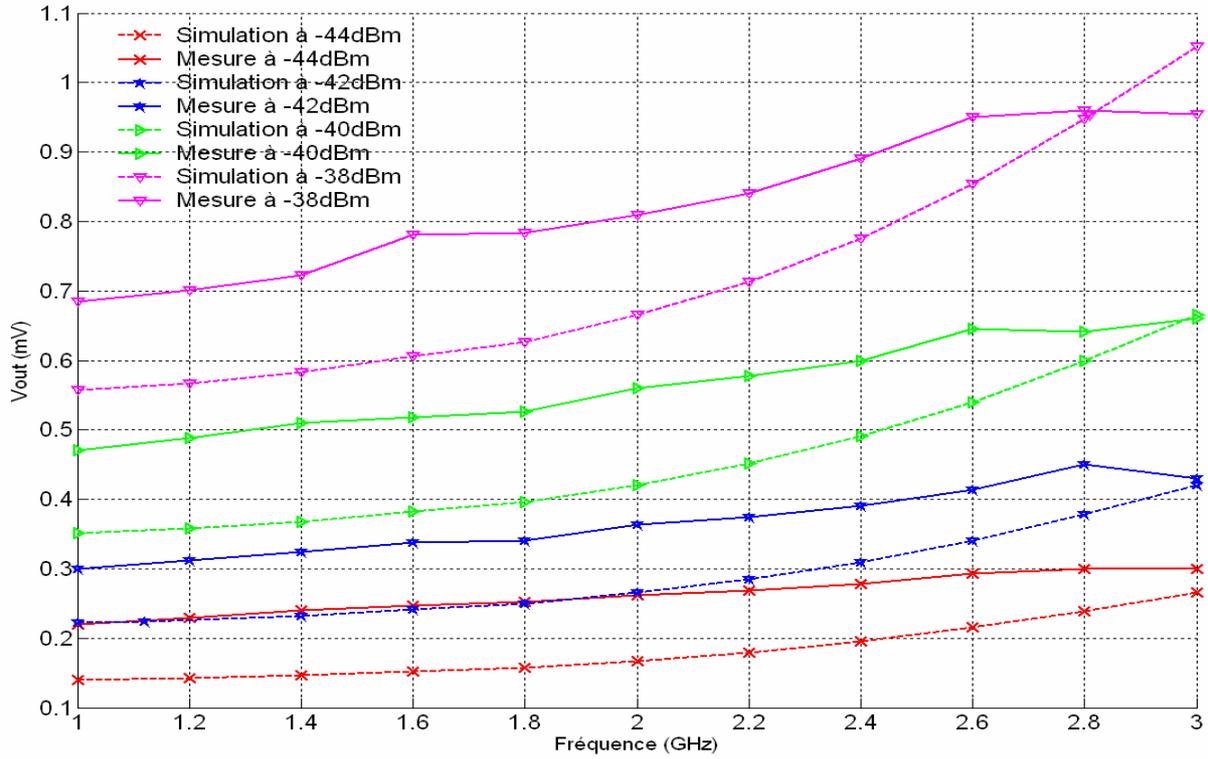


Fig. 3.42. Variation de la tension continue ( $V_{out}$ ) en fonction de la fréquence à plusieurs niveaux de puissance RF.

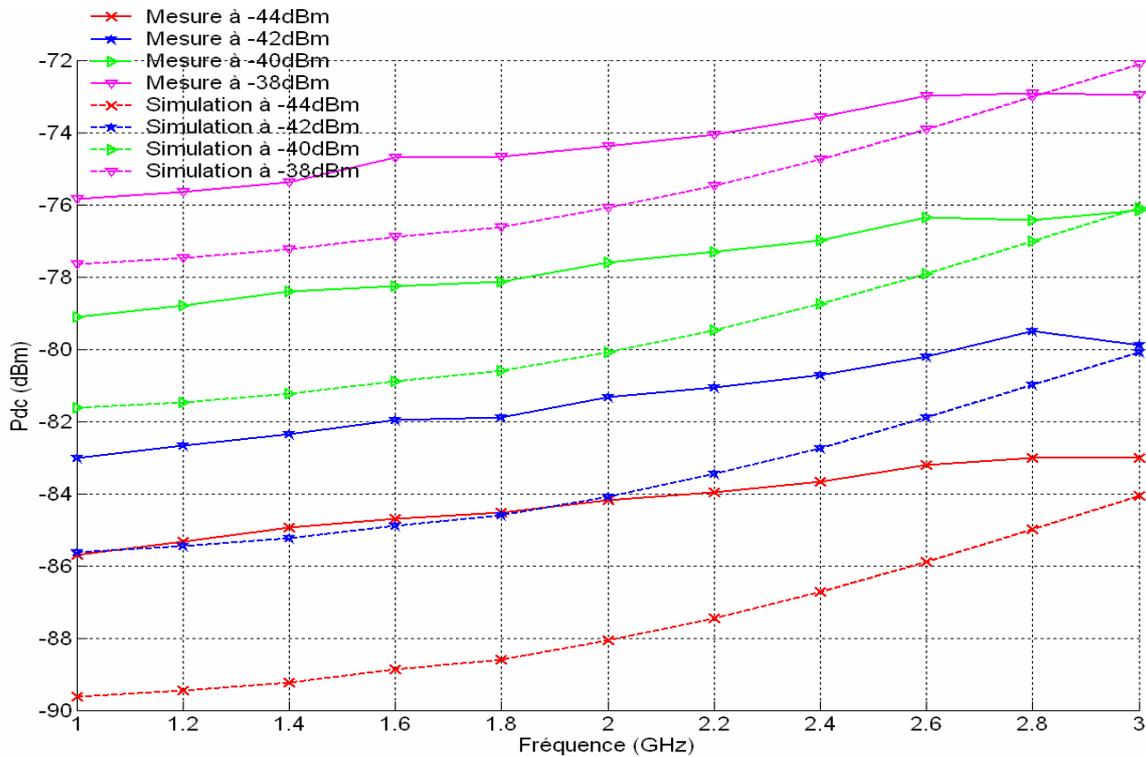


Fig. 3.43. Variation de la puissance DC en fonction de la fréquence.

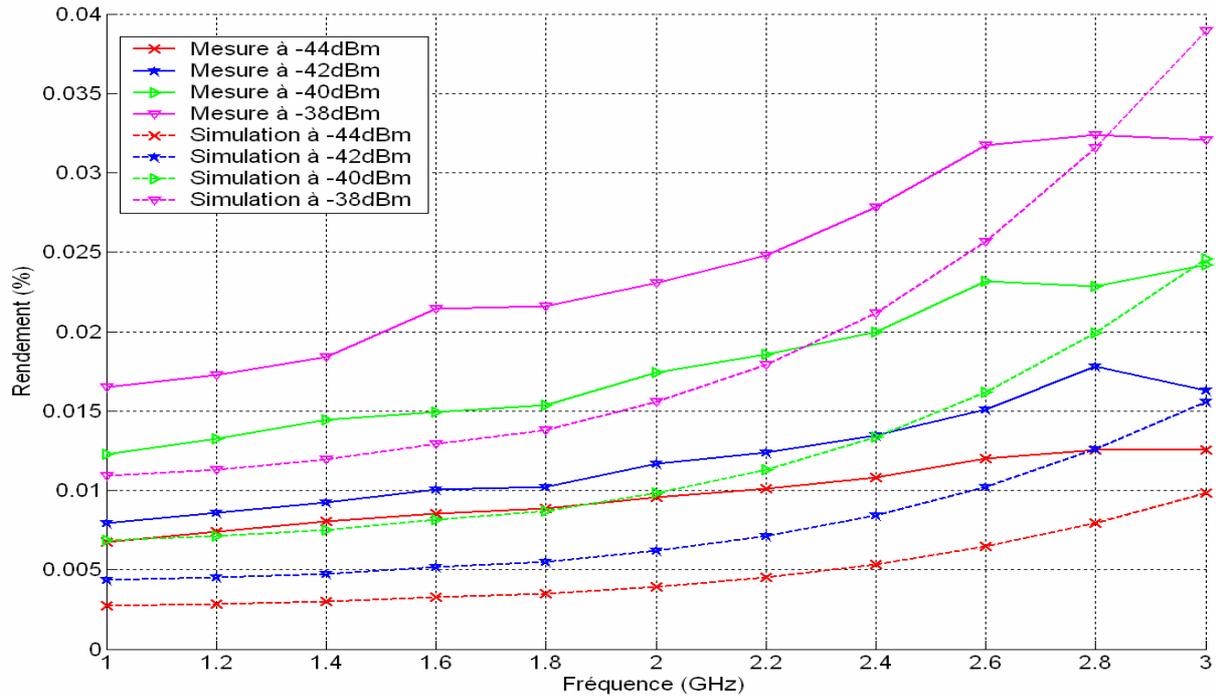


Fig. 3.44. Variation des rendements de conversion RF/DC en fonction de la fréquence.

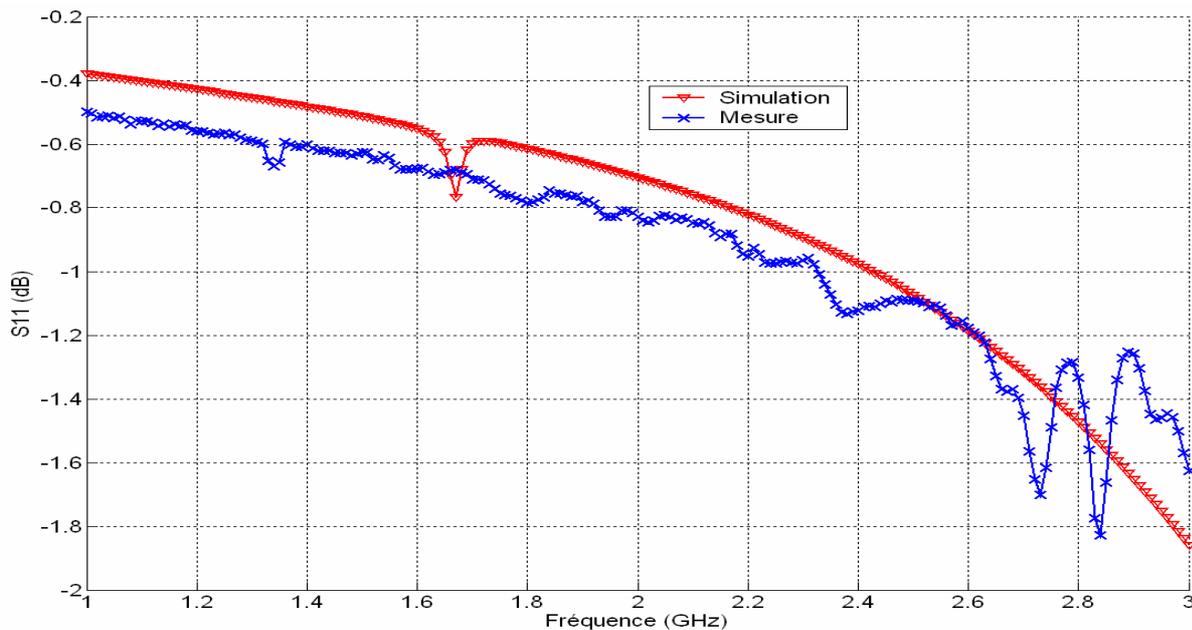


Fig. 3.45. Variation des coefficients (S11) de réflexion en fonction de la fréquence.

D'après les résultats de simulation obtenus au paragraphe 3.5, le maximum de puissance continue récupérée sur toute la bande de fréquences utiles (1GHz-3GH), est obtenu pour une impédance d'antenne égale à 100Ω. Dans ce cas, et pour éviter la désadaptation de la ligne de transmission par rapport à l'antenne, nous avons utilisé des lignes de transmission micro-ruban d'impédance caractéristique 100Ω. Le schéma électrique est présenté sur la Fig. 3.46. Les résultats de la co-simulation du redresseur sont représentés par les figure 3.47, 3.48 et

3.49. Le rendement de conversion RF/DC, varie selon le niveau de puissance RF d'entrée, entre 0.01% et 0.05%

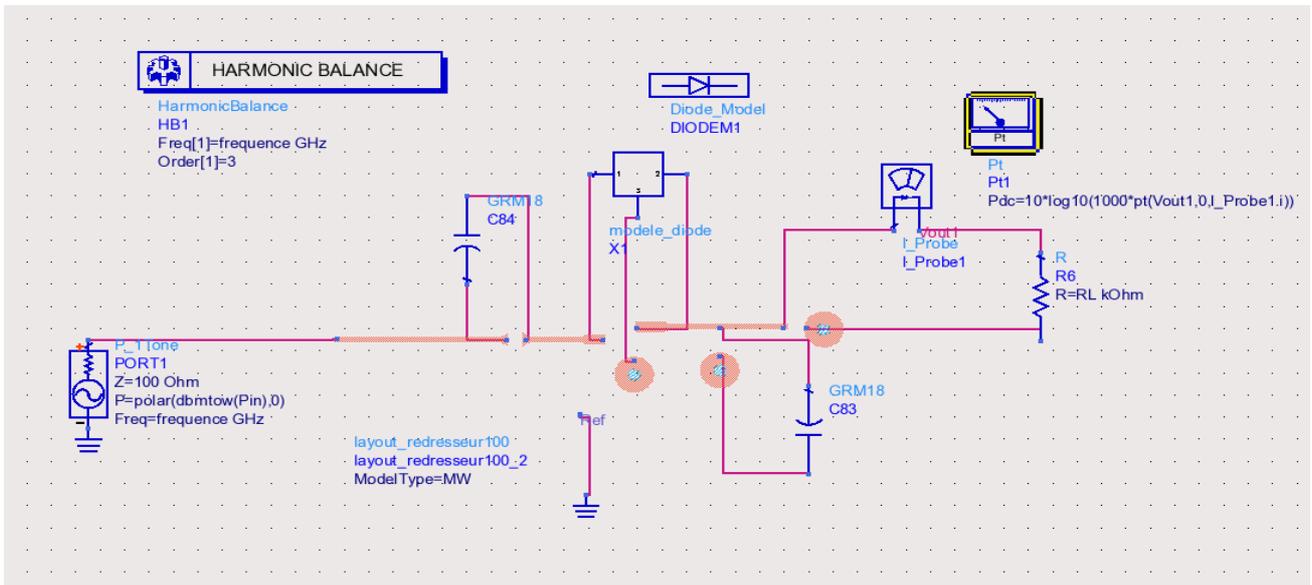


Fig. 3.46. Redresseur avec des lignes micro-ruban (100Ω).

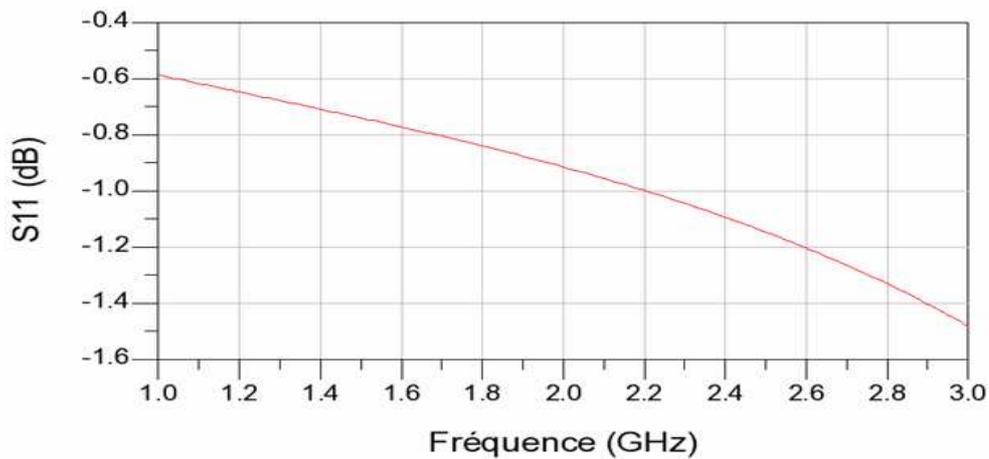


Fig. 3.47. Variation de coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence.

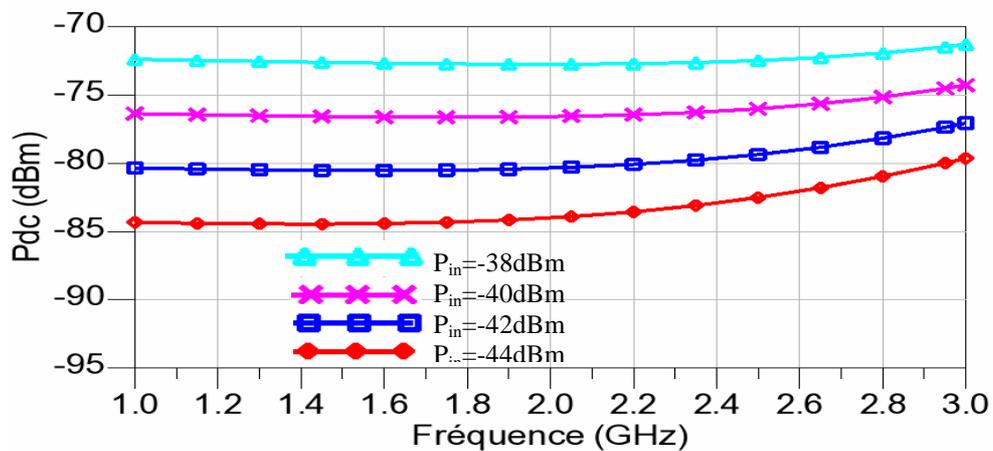


Fig. 3.48. Variation de la puissance DC en fonction de la fréquence.

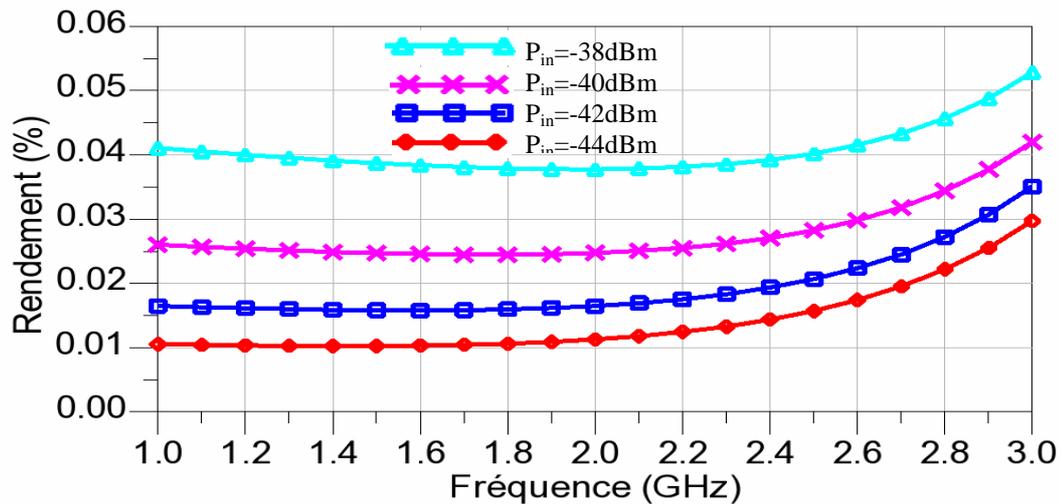


Fig. 3.49. Variation du rendement en fonction de la fréquence.

En pratique, les impédances du générateur et de l'analyseur de réseaux sont normalisées à  $50\Omega$ . Pour pallier cette différence, nous avons inséré une transition micro-ruban de longueur 5.6mm, transformant l'impédance de  $50\Omega$  à  $100\Omega$  (Fig. 3.50). L'introduction de cet adaptateur a modifié légèrement le coefficient de réflexion par rapport à celui présenté par la figure 3.47. Les résultats des simulations et des mesures de coefficient de réflexion  $S_{11}$ , avec l'adaptateur, sont présentées figure 3.51. Les caractéristiques simulées et mesurées de la tension à la sortie de redresseur et de la puissance DC aux bornes de la charge  $R_L$  égale  $18k\Omega$ , sont présentées figure 3.52 et 3.53. La tension maximale égale à 1.9mV correspond à une puissance RF égale -38dBm (158.5nW) à l'entrée du redresseur. Le rendement de conversion RF/DC est très faible compte tenu des faibles niveaux de puissance RF d'entrée et des pertes dans les diodes de redressement (Fig.3.54). Il varie de 0.04% à 0.125% suivant la fréquence du signal RF à l'entrée du redresseur. Ce rendement atteint le 0.125% à la fréquence 1.6GHz, pour une puissance RF égale -38dBm (158.5nW).

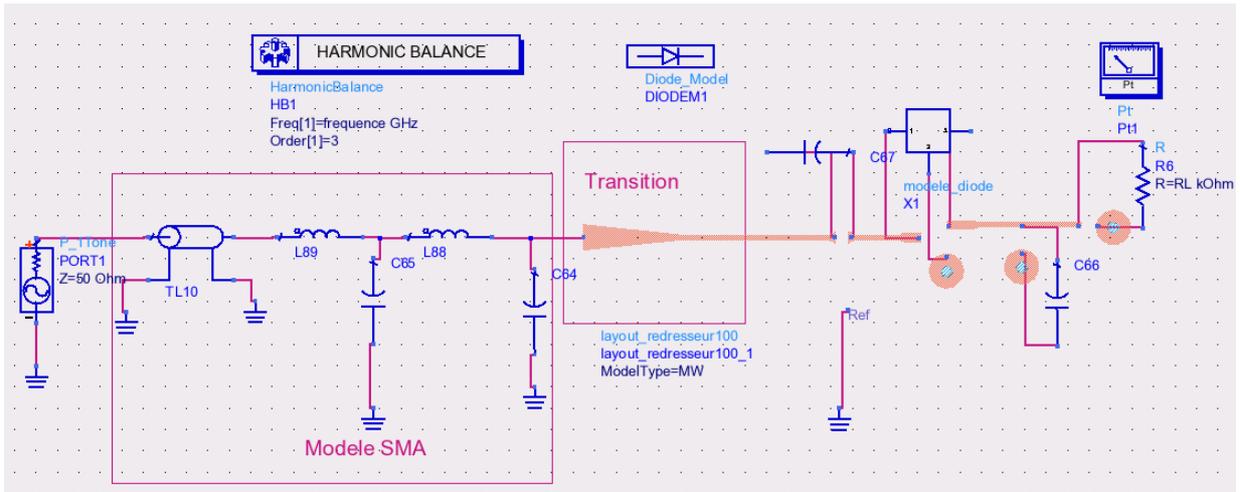


Fig. 3.50. Redresseur avec adaptateur.

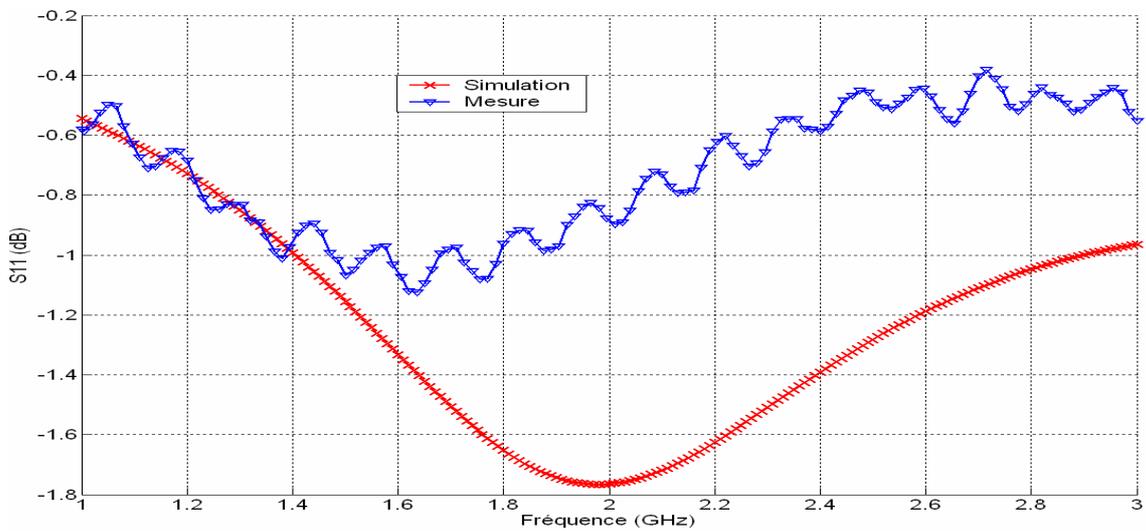


Fig. 51. Variation de coefficient de réflexion (S11) à une puissance RF égale à -40dBm.

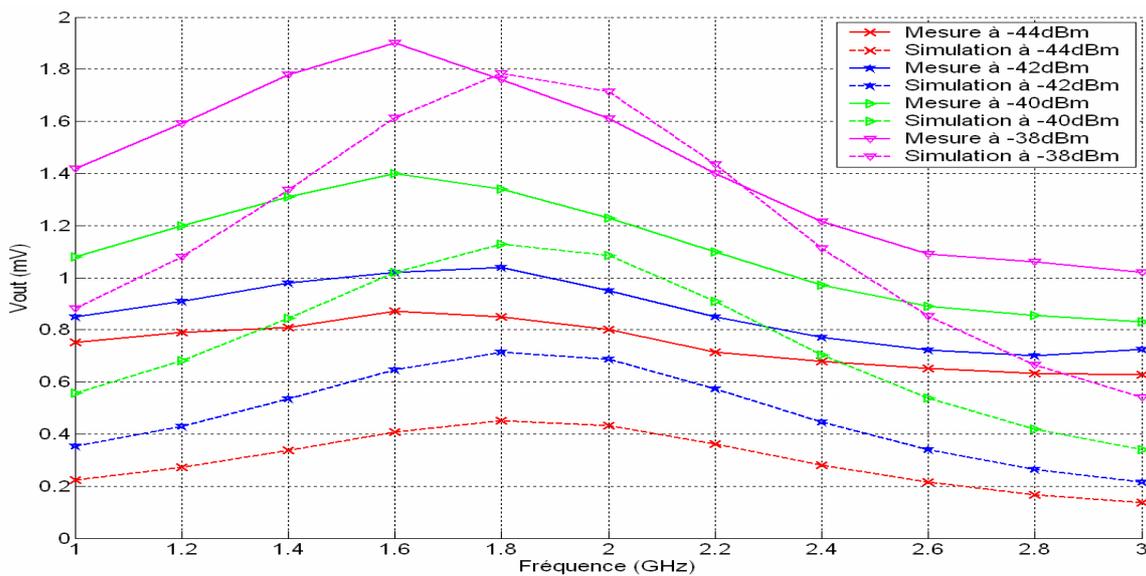


Fig. 3.52. Variation de la tension DC en fonction de la fréquence.

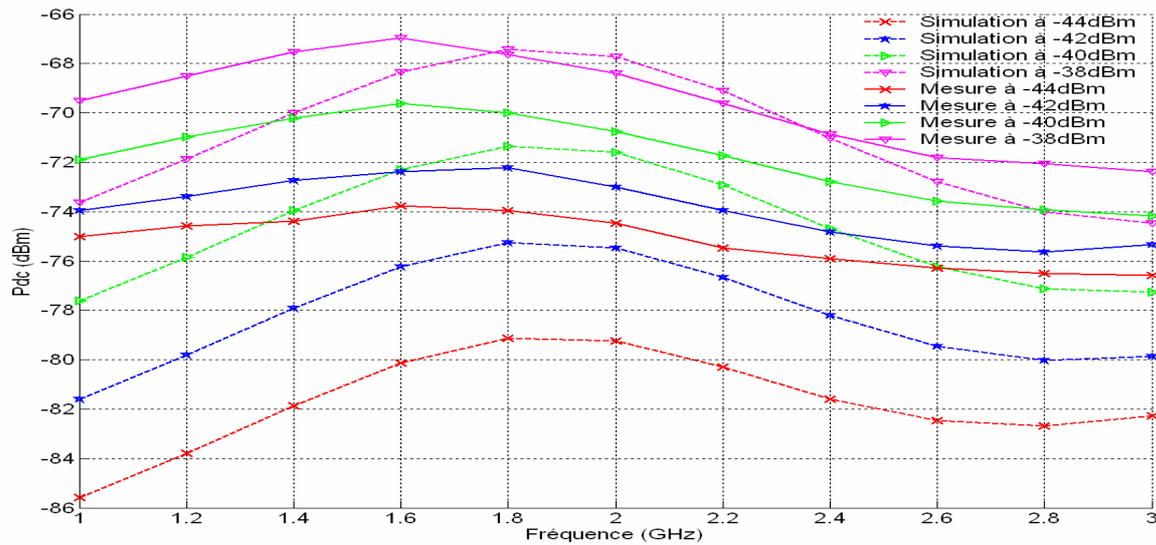


Fig. 3.53. Variation de la puissance DC en fonction de la fréquence.

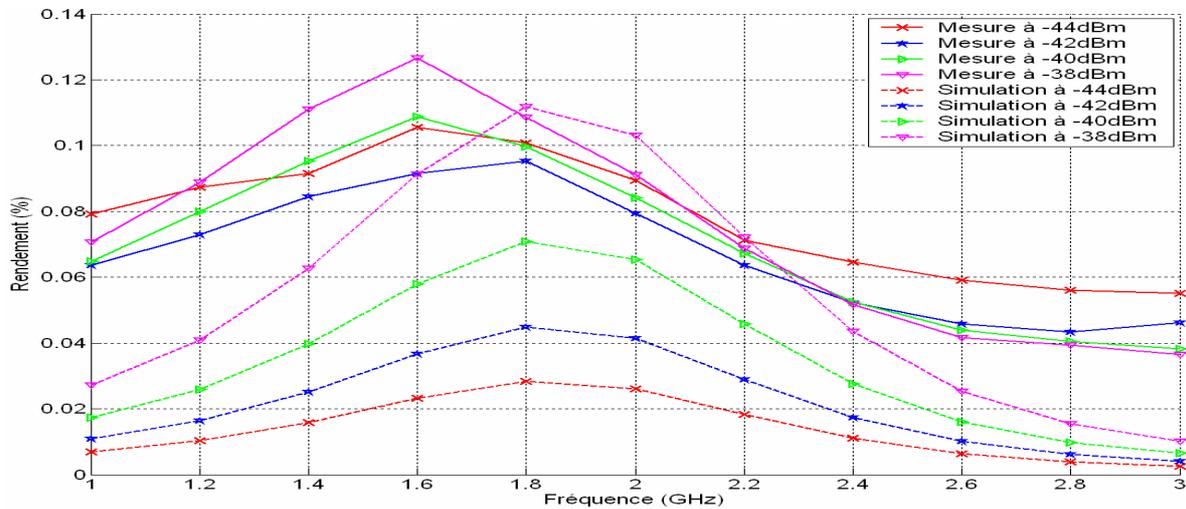


Fig. 3.54. Variation des rendements de conversion RF/DC en fonction de la fréquence.

En observant les courbes des rendements de conversion RF/DC obtenus dans ce dernier cas (l'impédance de la ligne égale à  $100\Omega$ ) (Fig. 3.54) et les courbes des rendements présentées figure 3.42 (l'impédance de la ligne égale à  $50\Omega$ ), on remarque que la présentation d'une impédance de  $100\Omega$  à l'entrée du redresseur améliore le rendement de conversion. Par exemple, pour une puissance RF égale à  $-38\text{dBm}$  ( $158.5\text{nW}$ ) à l'entrée du redresseur et à la fréquence  $1.6\text{GHz}$ , nous avons obtenu un rendement de  $0.125\%$  (Fig. 3.54). Or, dans le cas d'une impédance de  $50\Omega$ , nous avons obtenu un rendement de  $0.022\%$  (Fig. 3.44) soit un rendement cinq fois plus faible.

En l'absence d'un circuit d'adaptation l'utilisation d'une antenne d'impédance résistive égale à  $100\Omega$  permet d'améliorer le rendement de conversion RF/DC et donc d'augmenter la puissance continue aux bornes de la charge en sortie de redresseur. Nous avons choisi cette

solution, vu que l'énergie RF environnante s'étale sur un large spectre fréquentiel et que l'adaptation de l'impédance présentée par le redresseur est difficile à réaliser.

Dans le cas contraire, si nous choisissons de récupérer uniquement de l'énergie RF disponible à une bande de fréquence étroite, l'adaptation du redresseur à l'antenne, avec des pertes d'insertion très faibles, devient réalisable.

### 3.6.2 Co-simulation et étude expérimentale de convertisseurs RF/DC en présence d'un circuit d'adaptation

Dans ce paragraphe nous présentons l'étude d'un redresseur à bande étroite (1.8GHz-1.9GHz). Comme nous l'avons montré dans le paragraphe 1.4 du premier chapitre, la densité maximale de puissance RF se trouve dans la bande fréquentielle 1.8GHz-1.9GHz. L'adaptation large bande du redresseur étant très difficile à réaliser uniquement avec des composants passifs, nous avons décidé d'étudier la possibilité de récupérer la puissance RF d'une bande étroite correspondant à un maximum d'énergie rayonné et pour laquelle nous pouvons facilement réaliser un circuit d'adaptation. Pour cela nous avons utilisé une capacité en parallèle, d'une valeur de 47pF, de type GQM1885C1 (Murata), entre le redresseur et la source ( $50\Omega$ ) (Fig.3.54). Le circuit est imprimé sur un substrat FR4 d'une permittivité relative égale à 4.4 et d'une épaisseur égale à 0.8mm. L'impédance caractéristique des lignes des transmissions est égale à  $50\Omega$ , ce qui correspond à une largeur des pistes de 1.5mm. L'adaptation du redresseur à la source est faite pour des faibles valeurs de puissance RF à l'entrée [-44dBm ; -38dBm]. Pendant cette étude nous avons remarqué que la position du condensateur par rapport à l'entrée de la ligne jouait un rôle très important sur la fréquence de résonance. Sur la Fig. 3.55, nous montrons la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes distances  $d$  séparant la capacité du point d'accès (Fig. 3.54). L'adaptation est optimale pour une valeur de  $d$  égale à 6.5mm. Une bonne corrélation entre les résultats de simulation et de mesure du coefficient de réflexion  $S_{11}$  est observée sur la figure 3.56.

L'optimisation de la puissance continue en fonction de la charge  $R_L$  à la fréquence 1.85GHz est présentée sur la figure 3.57. La charge optimale pour un maximum de puissance DC est toujours égale à  $18k\Omega$ . La puissance DC maximale est égale à -59.6dBm (nW) pour une puissance RF à l'entrée du circuit égale à -38dBm.

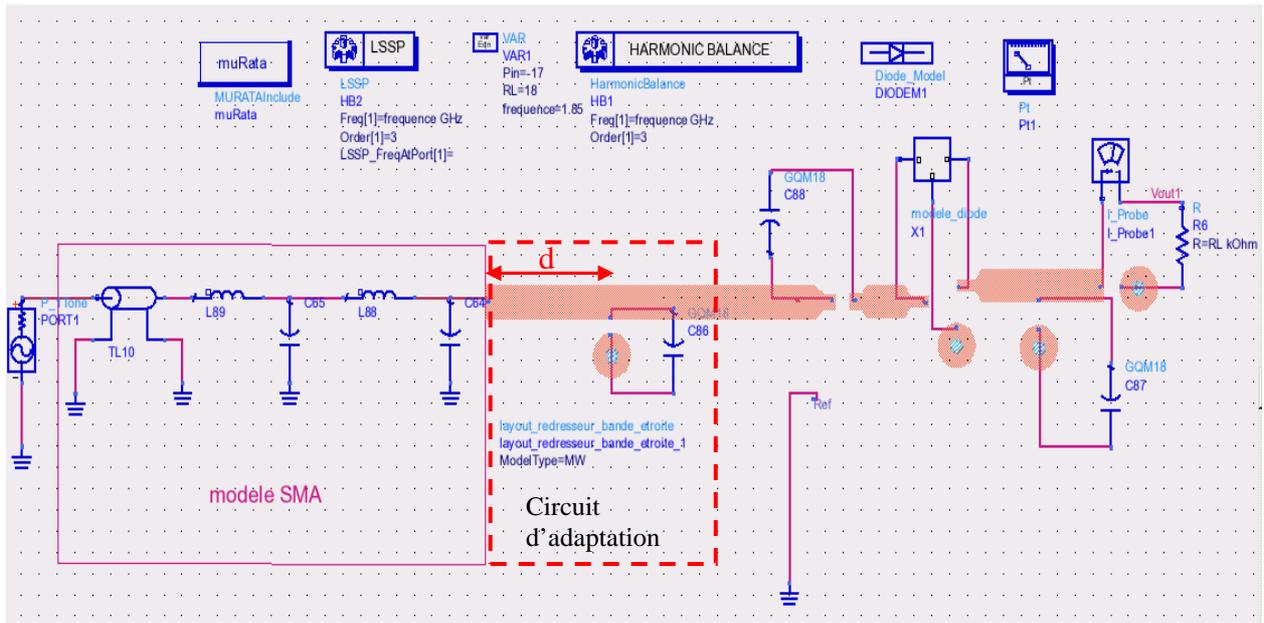


Fig. 3.55. Redresseur à bande étroite (1.8GHz-1.9GHz).

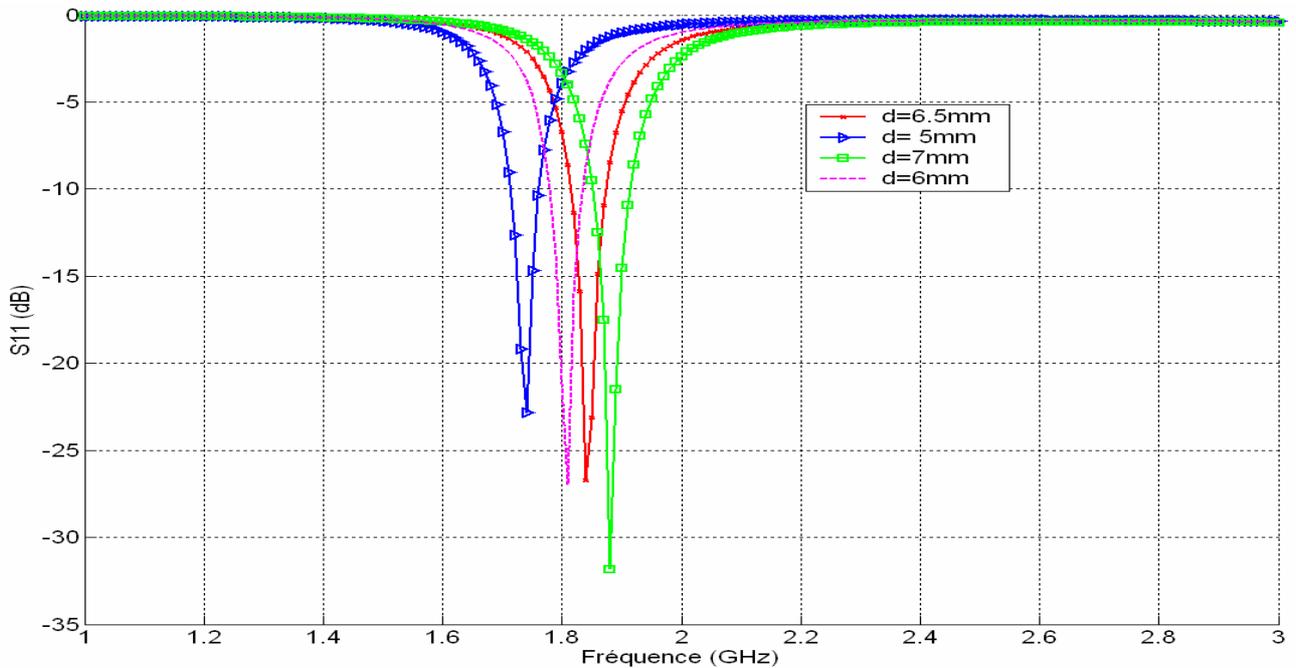


Fig. 3.56. Variation du coefficient de réflexion (S11) en fonction de la fréquence et de la distance d.

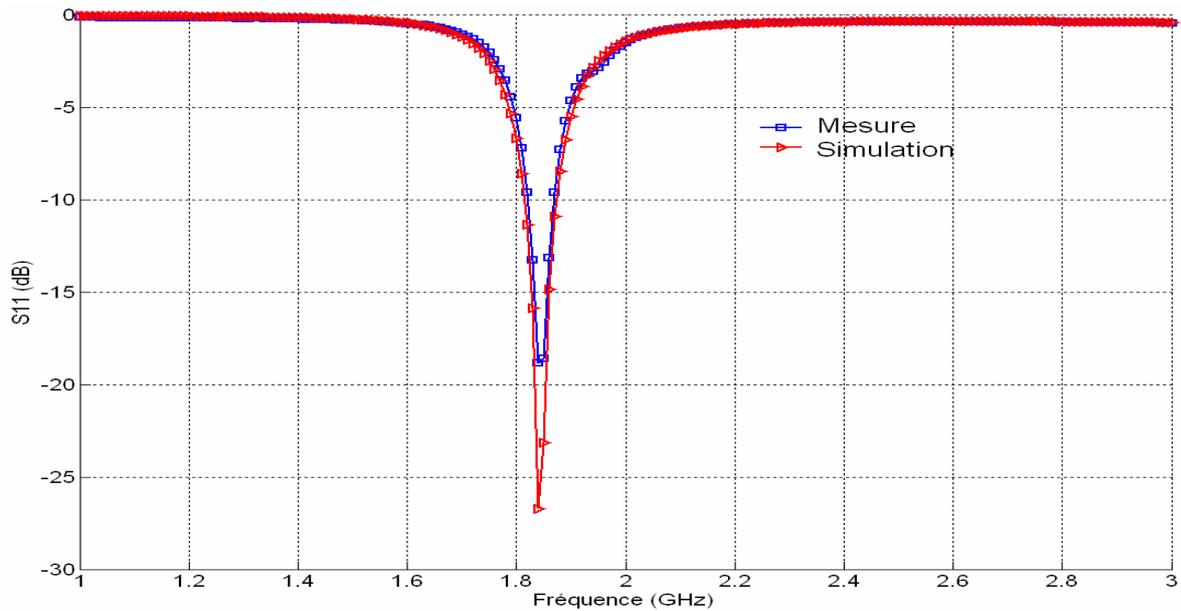


Fig. 3.57. Variation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en fonction de la fréquence ( $P_{in} = -40$  dBm).

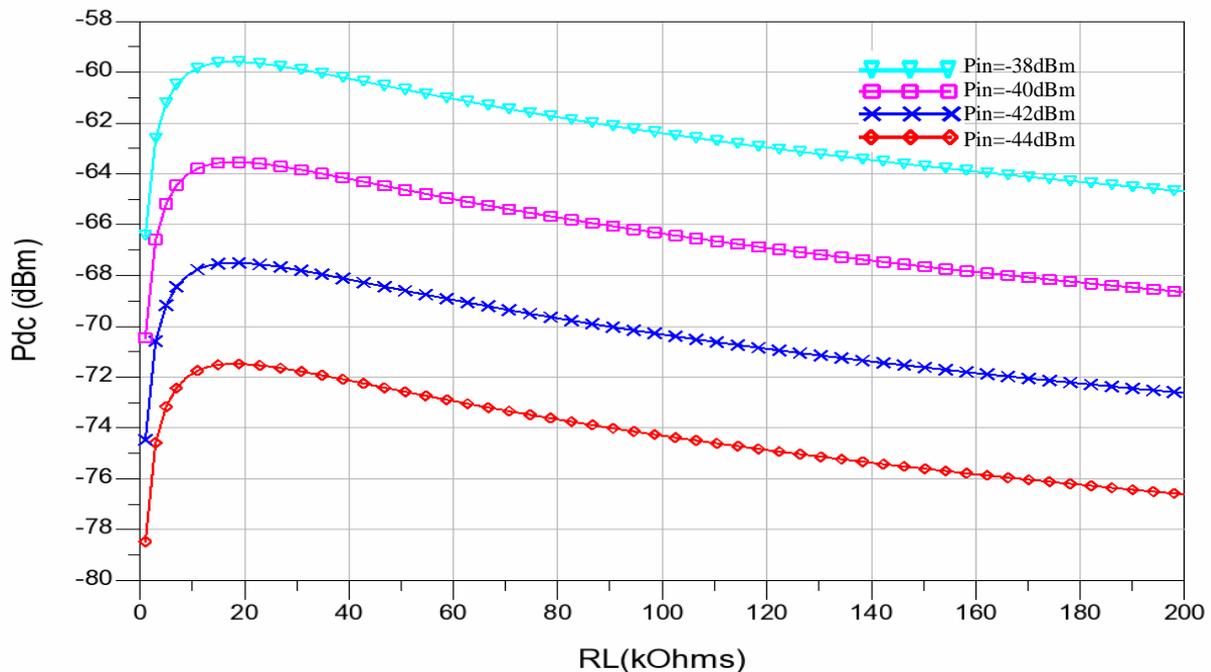


Fig. 3.58. Variation de la puissance DC en fonction de la charge  $R_L$  à différentes puissances RF.

Pour tester et valider le redresseur à bande étroite, nous avons utilisé un générateur RF et un voltmètre sensible (Fig. 3.59). Les résultats des mesures et des simulations sont présentés sur les figures 3.59, 3.60 et 3.61. Les niveaux de tension et de puissance mesurés correspondent à ceux obtenus par simulation. La tension aux bornes de la charge  $R_L$  (18k $\Omega$ ) atteint les 4.5mV soit une puissance continue égale à 1.125nW pour une puissance RF à l'entrée du redresseur égale à -38dBm (158.5nW). On remarque que l'utilisation d'un circuit d'adaptation centré autour de l'intervalle de fréquence 1.8GHz-1.9GHz permet d'augmenter considérablement le

rendement de conversion RF/DC. Nous avons ainsi pu obtenir un rendement de l'ordre de 0.7% pour une puissance RF égale à -38dBm au lieu de 0.022% (Fig. 3.44) ou 0.11% (Fig.3.54) respectivement pour une impédance d'antenne 50Ω et 100Ω, dans le cas du redresseur sans circuit d'adaptation pour la même puissance RF.

Pour une puissance RF à l'entrée du redresseur égale à -38dBm et dans la bande fréquentielle 1.8GHz-1.9GHz, nous avons observé une bonne corrélation entre les résultats mesurés et simulés (Tension, puissance et rendement). De part et d'autre de la fréquence de résonance on peut remarquer que les niveaux de puissance mesurés sont proches de ceux mesurés sans circuit d'adaptation (Fig. 3.61 et Fig. 3.48). L'utilisation d'un circuit d'adaptation a permis d'améliorer le rendement de conversion RF/DC (0.7%) dans la bande 1.8GHz-1.9GHz, en gardant un rendement RF/DC sur la bande 1GHz-3GHz quasi le même à celui du redresseur sans circuit d'adaptation (inferieur à 0.1% Fig.3.6).

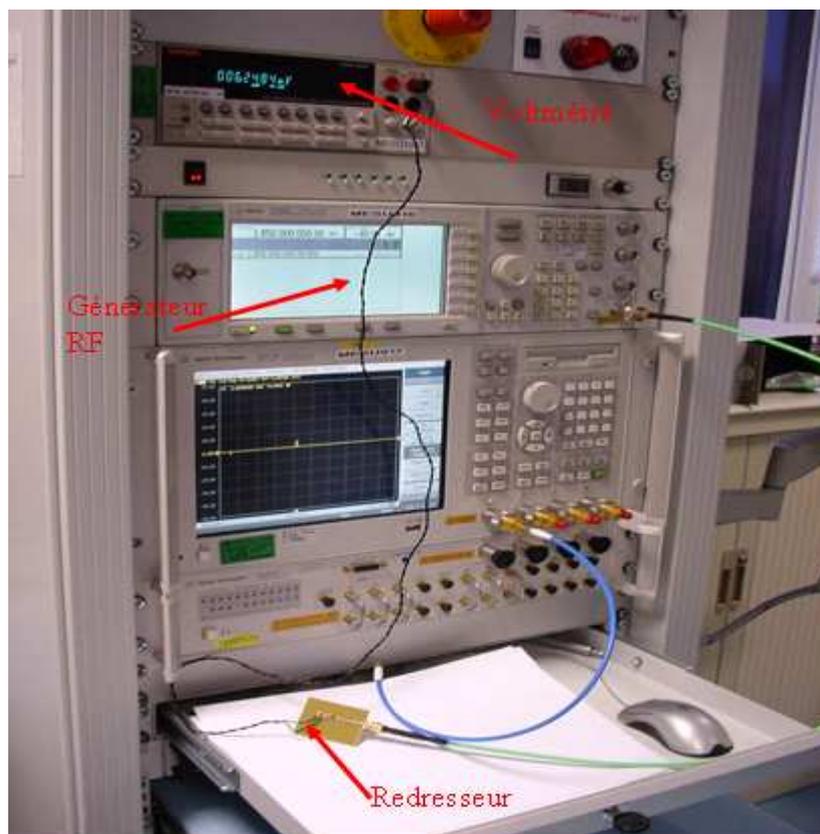


Fig. 3.59. Banc de mesure.

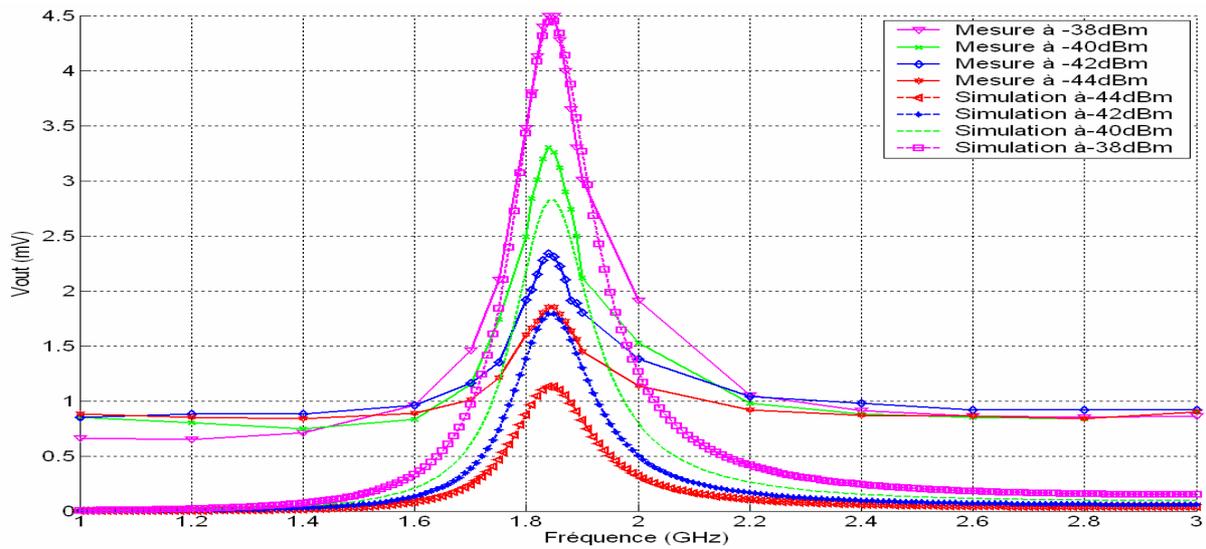


Fig. 3.60. Variation de la tension DC aux bornes de la charge RL en fonction de la fréquence.

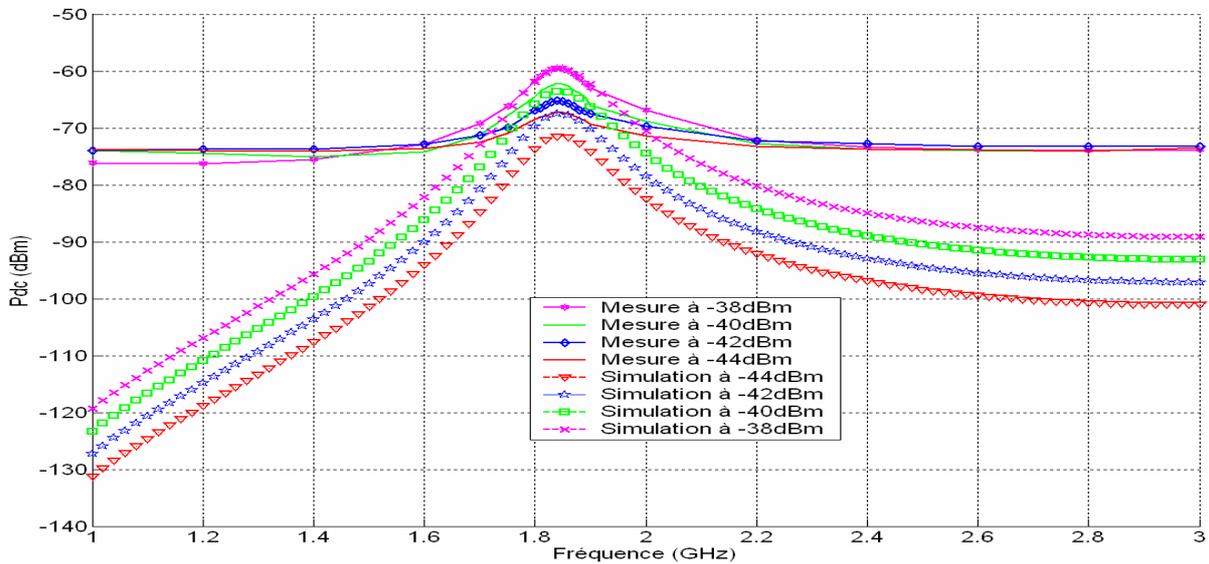


Fig. 3.61. Variation de la puissance DC aux bornes de la charge RL en fonction de la fréquence.

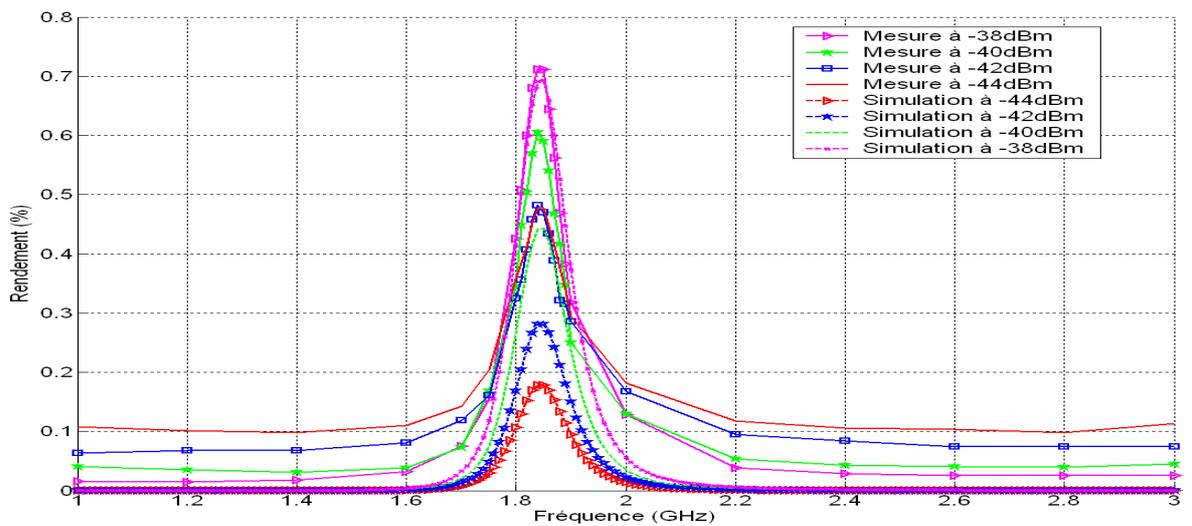


Fig. 3.62. Variation du rendement de la conversion RF/DC en fonction de la fréquence.

### **3.7 Conclusion**

Pour redresser des signaux RF de très faibles puissances il est nécessaire d'optimiser chaque élément constitutif du circuit de redressement. Dans ce chapitre nous avons étudié et comparé les performances de plusieurs diodes commercialisées. La diode HSMS2850(AVAGO) présentait les caractéristiques les plus intéressantes pour nous en termes de sensibilité. Nous l'avons donc retenue dans nos différentes propositions de topologies de circuits de redressement. Nous avons retenu le redresseur doubleur de tension compte tenu de son rendement de conversion RF/DC plus important par rapport aux autres configurations étudiées.

Dans le cas d'un redresseur sans circuit d'adaptation d'impédance d'entrée, l'impédance interne du générateur (émulant l'antenne) influe sur la puissance DC et donc sur le rendement de conversion RF/DC. L'optimisation de la puissance DC récupérée en fonction de l'impédance de l'antenne, nous a permis de fixer la valeur de l'impédance à  $100\Omega$ , celle-ci permettant d'augmenter la puissance DC dans toute la bande 1GHz-3GHz.

Dans ce chapitre, nous nous sommes également intéressés au fonctionnement d'un redresseur à bande étroite, entre 1.8GHz et 1.9GHz, pour lequel nous avons obtenu un rendement de conversion plus élevé, du fait de l'étage d'adaptation d'impédance

Malgré l'utilisation d'un circuit d'adaptation entre le doubleur (redresseur) et le générateur (antenne) le rendement de conversion RF/DC reste très faible (inférieur à 1%). Cela est dû aux niveaux de puissance RF disponibles dans le milieu ambiant qui ne permettent pas de franchir la tension de seuil de fonctionnement de la diode en régime linéaire.

Pour le cas de notre système de récupération d'énergie RF, le choix de l'antenne est très important car c'est elle qui fixe le niveau de puissance RF. L'utilisation d'un ensemble d'antenne (réseaux) peut être une solution pour augmenter la puissance RF captée et donc améliorer le rendement de conversion RF/DC et la puissance DC. Des co-simulations de l'ensemble antenne plus redresseur (rectenna) ainsi que des réalisations de prototypes sont étudiées et présentées dans le chapitre suivant.

## **Référence**

- [1] François FOREST “Electronique de Puissance Basse Tension, haute rendement pour les Applications Portables” Energie portable : autonomie et intégration dans l’environnement humain. 21-22 mars 2002 - Cachan – Journées Electrotechniques du Club EEA, pp. 97-106.
- [2] D.C.W. Lo, G.S. Dow, L. Yujiri, S. Chen, H. Wang, M. Biedenbender. M. Mussetto and B.R. Allen “Monolithic W-band seven-stage low noise amplifier/detector for radiometric imaging array application” Electronics Letters, vol.13, No, 13 June 1994, pp.1075-1077.
- [3] Sara ABOU CHAKRA “La Boucle Locale Radio et la Démodulation directe de signaux larges bandes à 26GHz” Thèse de doctorat de l’école nationale supérieure des télécommunications de Paris (ENST), 20 Décembre 2004.
- [4] Mamadou WADE “Fabrication et étude des propriétés de diodes Schottky sur diamant homoépitaxié p-/p+” Thèse de doctorat de l’Université Joseph Fourier – Grenoble 1, 30 septembre 2005.
- [5] D. Raully, E. Pic et S. Tedjini “Conception théorique d’un nouveau modulateur électro-optique sur GaAs/AlGaAs à largeur de bande commandée en tension” Revue Physique Appliquée, vol. 22, Novembre 1987 pp.1585-1594.
- [6] Jamal ZBITOU “Etude, conception et réalisation d’un système de conversion RF-DC” thèse de doctorat, spécialité électronique, Université de Nantes, France 19 Janvier 2005.
- [7] Hans Eriksson “A Temperature Compensated Linear diode Detector” Agilent Documentation, <http://www.agilent.com/>
- [8] James O. McSpadden, Lu Fan, and Kai Chang “Design and Experiments of a High-Conversion-Efficiency 5.8-GHz Rectenna” IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, vol. 46, No.12, December 1998, pp. 2053-2060
- [9] Datasheet, HSMS-285x Series, Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes, AVAGO.
- [10] Jamal Zbitou, Mohamed Latrach and Serge Toutain “Hybrid Rectenna and Monolithic Integrated Zero-Bias Microwave Rectifier” IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, No. 1, January 2006, pp.
- [11] High Frequency Structure Simulator (HFSS) 3D electromagnetic simulator.
- [12] Advanced Design System (ADS)
- [13] Catherine DEHOLLAIN « adaptation d’impédance à large bande » presses polytechniques et universitaires Romandes, Lausanne 1996.
- [14] “Linear Models for Diode Surface, Mount Packages, Application Note 1124”. <http://www.agilent.com/>



---

**Chapitre 4 : Système de récupération d'énergie RF:  
Rectenna**

---

## **4.1 Introduction**

L'association d'un convertisseur RF/DC et d'une antenne forme un système appelé antenne redresseuse, ou Rectenna (pour RECTifier-antENNA). Le rectenna est un système complexe qui englobe plusieurs fonctions telles que : une antenne (élément rayonnant), le filtrage RF (adaptation de l'antenne au redresseur), ainsi que le redressement et le filtrage des harmoniques à la sortie du redresseur. Ce système assure la conversion de l'énergie rayonnée reçue en une énergie continue.

Dans ce chapitre nous présentons une étude de rectenna capable de récupérer l'énergie RF environnante en assemblant les antennes étudiées dans le deuxième chapitre et les redresseurs présentés dans le troisième chapitre. Les niveaux de puissance RF disponibles en milieu urbain étant très faibles, nous avons également étudié un système de transfert d'énergie sans fil en nous appuyant sur l'utilisation d'un émetteur d'onde électromagnétique. Les résultats de ce transfert d'énergie sont présentés et commentés.

Plusieurs études de transfert d'énergie sans fil utilisant un ou plusieurs rectennas ont été réalisées. W. BROWN [1] a présenté une étude expérimentale d'un système de transfert fonctionnant à 2.45GHz, avec une densité de puissance RF égale à 500W/m<sup>2</sup>. Le rectenna est constitué de 48 dipôles suivis par un convertisseur RF/DC. Une optimisation de l'impédance de la charge a permis d'atteindre un rendement de 20% et une puissance à la sortie du rectenna de l'ordre de 20mW. J. A. Hagerty [2] a également présenté une étude expérimentale d'un système de récupération d'énergie électromagnétique. La puissance continue récupérée dans le milieu urbain par son système (rectenna) constitué de 64 antennes spirales suivies chacune par un convertisseur RF/DC, était inférieure à -50dBm soit 2nW avec un rendement de conversion RF/DC proche de 1%. Dans cette étude J. A. Hagerty [2] a utilisé un émetteur d'onde électromagnétique pour étudier le cas du transfert d'énergie sans fil. Le rendement maximal mesuré était de l'ordre de 20%, soit une puissance de l'ordre de 450μW dissipée dans la charge à la sortie du rectenna. Dans ses travaux sur le transfert d'énergie sans fil, J. Zbitou [3] a obtenu un rendement de transfert d'énergie égal à 20% sur une distance d'un mètre pour une puissance RF égale à -20dBm, à la fréquence 2.45GHz.

## 4.2 Co-simulation des rectenna larges bandes (1GHz-3GHz)

Dans cette première partie de ce chapitre, nous présentons le rectenna large bande en utilisant des antennes larges bandes associées au redresseur sans circuit d'adaptation présenté au paragraphe 3.6.1 du troisième chapitre. Pour cela, et à l'aide du logiciel ADS [4], nous avons simulé et comparé les performances des différents rectennas. Les antennes potentiellement intéressantes pour ce système de récupération d'énergie sont simulées sous momentum, puis les caractéristiques de rayonnement (gain) sont exportées dans un sous-circuit dénommé « antenne » (Fig.4.1). L'ensemble est simulé en utilisant le simulateur HARMONIC BALANCE. Les trois antennes (spirale, double fente et disque) couvrant la bande fréquentielle 1GHz-3GHz, présentées dans le deuxième chapitre (paragraphe 2.5.1), ont chacune été simulées avec leur redresseur associé. L'évolution de la tension continue aux bornes de la charge  $R_L$  (18k $\Omega$ ), pour une puissance RF égale à -40dBm est tracée en fonction de l'angle d'incidence ( $\phi$  et  $\theta$ ), pour chaque rectenna. Les figures 4.2, 4.3 et 4.4 représentent l'évolution du signal de sortie pour une fréquence de signal égale à 1GHz.

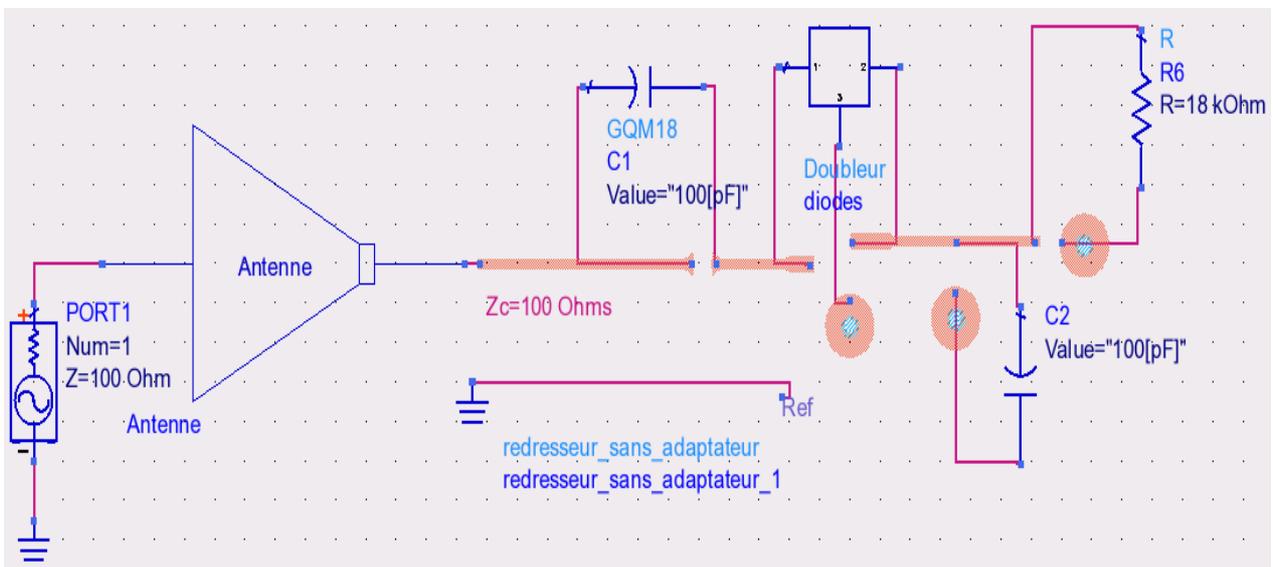


Fig.4.1. Schéma électrique de co-simulation de rectenna.

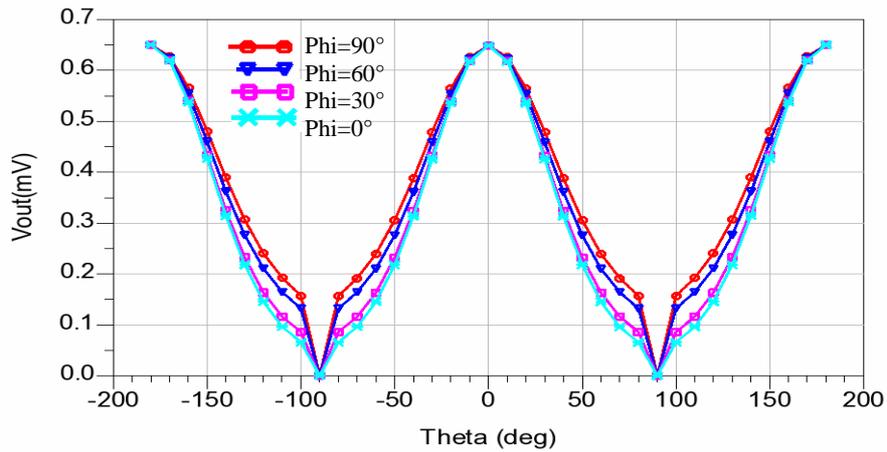


Fig.4.2. évolution de la tension DC aux bornes de la charge RL en fonction de l'angle theta (antenne spirale).

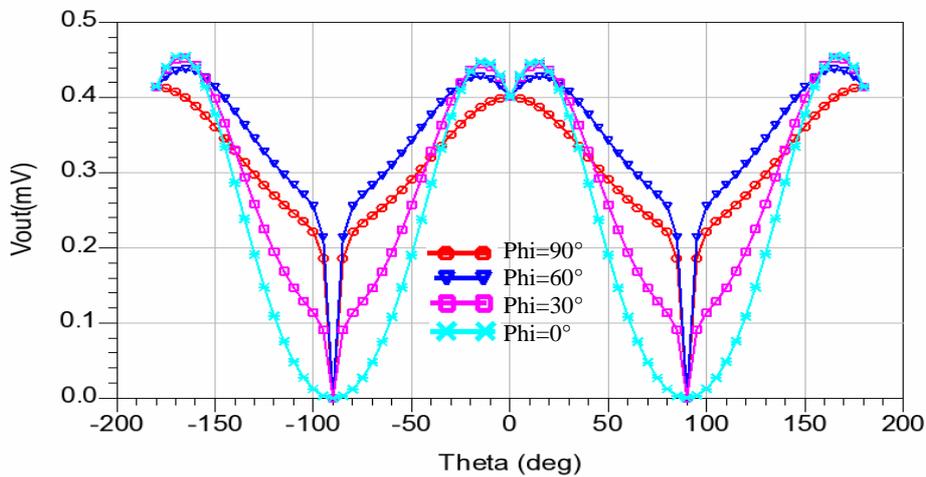


Fig.4.3. évolution de la tension DC aux bornes de la charge RL en fonction de l'angle theta (antenne disque).

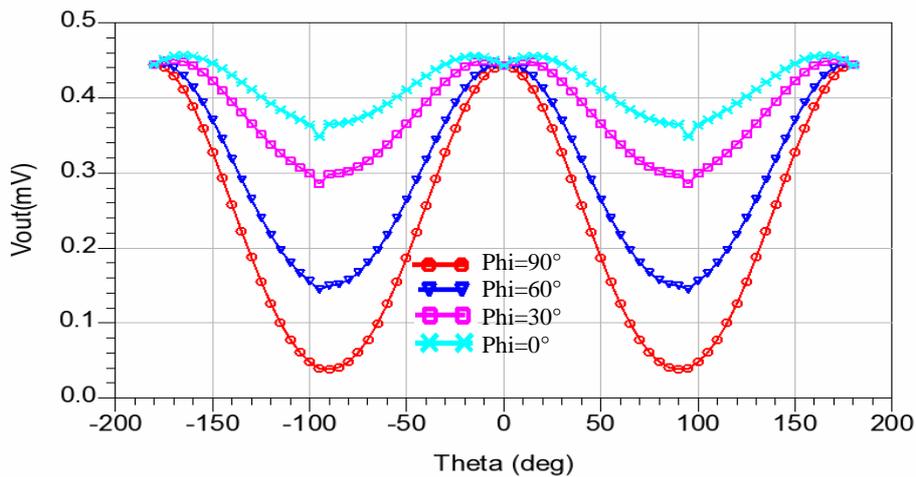


Fig.4.4. évolution de la tension DC aux bornes de la charge  $R_L$  en fonction de l'angle theta (antenne fente).

Les co-simulations nous montrent que le rectenna utilisant l'antenne spirale débite le maximum de puissance dans la charge  $R_L$  en condition d'incidence normale ( $\theta = 0^\circ$  et  $\theta = \pm 180^\circ$ ), avec une puissance de 23.47pW (-76.29dBm) pour une tension continue égale à

0.65mV aux bornes d'une charge de 18kΩ. Les deux autres antennes atteignent tout au plus 0.45mV, soit une puissance DC de l'ordre de 11pW (-79.5dBm), pour une charge de 18kΩ.

La figure 4.5 représente l'évolution de la puissance continue débitée dans la charge  $R_L$  (18kΩ), en condition d'incidence normale, en fonction de la puissance RF d'entrée [-45dBm, -38dBm] et à la fréquence de 1GHz. Ici encore, nous remarquons que les puissances débitées par le rectenna avec antenne spirale restent supérieures à celles des deux autres systèmes, quel que soit le niveau de puissance RF d'entrée. Cette puissance continue varie de 5pW à 60pW [-83dBm, -72.2dBm] suivant la puissance RF d'entrée [-45dBm, -38dBm].

Rappelons qu'une application de récupération d'énergie électromagnétique environnante suggère que nous ne connaissons pas par avance la direction de propagation des ondes incidentes, ni leurs polarisations. Il n'est donc pas possible de prévoir l'orientation de l'antenne qui favorisera le maximum de réception des ondes. L'utilisation d'une antenne omnidirectionnelle à polarisation circulaire permet de surmonter cette difficulté. En effet, une telle antenne sera quant-à-elle capable de capter les ondes dans toutes les directions et pour plusieurs polarisations. Les trois antennes étudiées précédemment vérifient la première condition, c'est-à-dire ont un rayonnement omnidirectionnel, par contre chaque antenne possède une polarisation de champ rayonné différente de l'une à l'autre. En traçant la polarisation directe (co-polarization  $E_{co}$ ) et la polarisation croisée (cross-polarization  $E_{cross}$ ) en fonction de l'angle d'incidence  $\theta$  (Fig. 4.6), on remarque que l'antenne fente et l'antenne disque ne possèdent quasiment qu'une seule polarisation, avec une polarisation croisée  $E_{cross}$  bien plus faible que la polarisation directe (50dB de différence) (Fig.4.6 (a), (c)). En revanche, cette différence n'excède pas 6dB dans le cas de l'antenne spirale (Fig. 4.5 (b)), faisant de celle-ci une antenne capable de recevoir également des ondes polarisées circulairement. Cette polarisation circulaire est obtenue grâce à la forme symétrique et spirale de l'antenne.

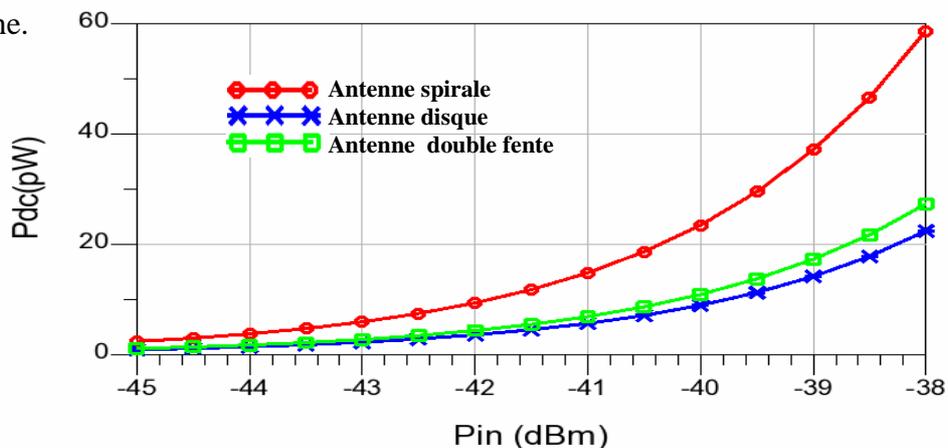


Fig.4.5. Evolution de la puissance DC récupérée en fonction de la puissance RF d'entrée.

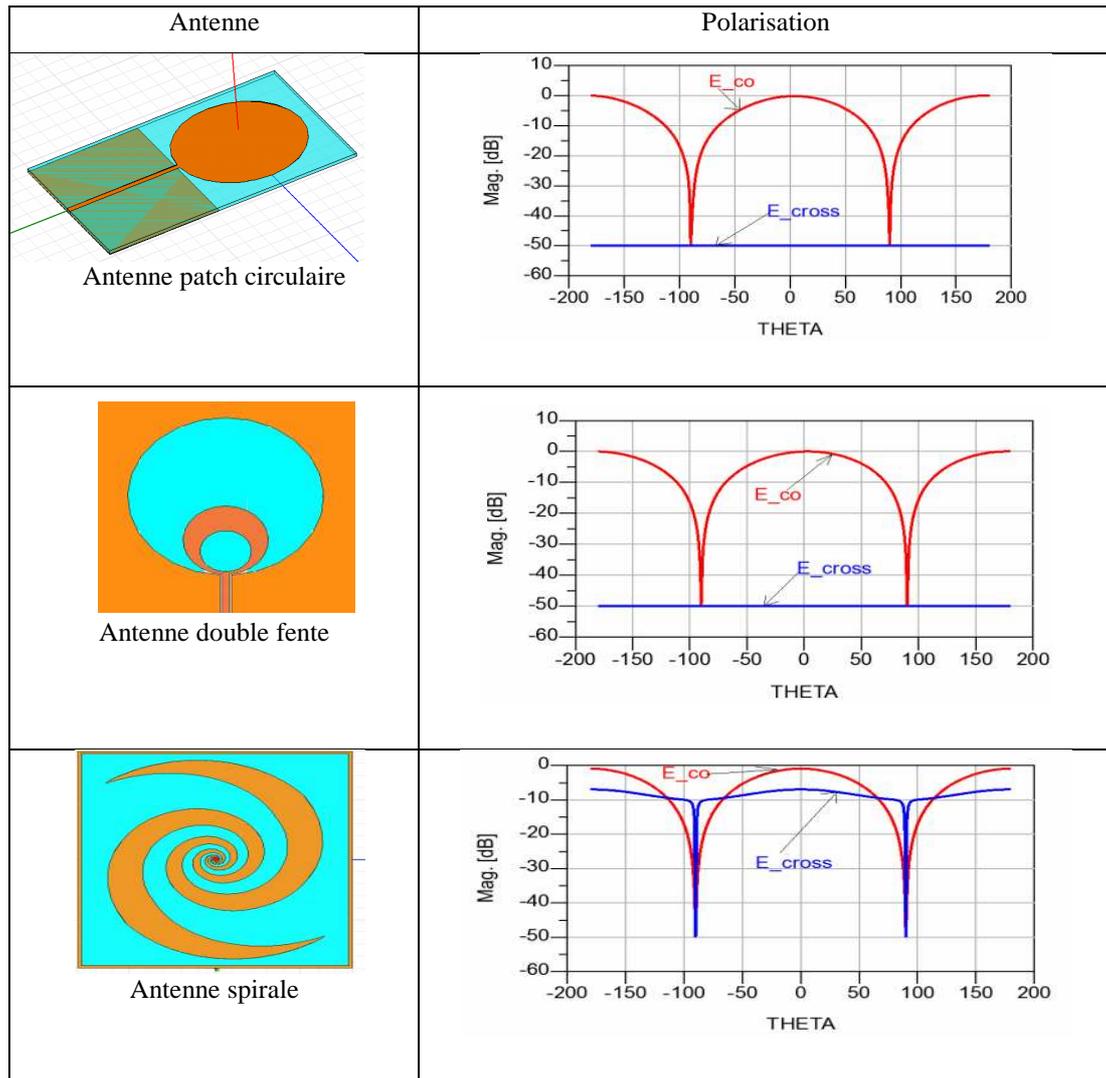


Fig. 4.6. Polarisation du champ en fonction de l'angle Thêta à 1GHz.

Compte tenu des performances du rectenna à antenne spirale, tant en termes de polarisation que de puissance de sortie pour des niveaux de puissance d'entrée très faibles, nous avons choisi de ne réaliser et tester que la solution utilisant une antenne spirale.

### 4.3 Réalisation et mesures

Nous avons réalisé un rectenna à antenne spirale avec son redresseur sans circuit d'adaptation (Fig. 4.7). Des mesures de tensions aux bornes d'une charge  $R_L=18k\Omega$  ont été réalisées en différents endroits de la ville de Tours (tableau 4.1). Les niveaux de puissance récupérée varient de 0.55pW à 27.22pW (-92.6dBm à -85.6dBm) pour des tensions de sortie variant entre 0.1mV et 0.7mV aux bornes d'une charge de 18k $\Omega$ . Cette variation dépend du point de mesure et de la distance qui le sépare des différentes stations de base (émetteurs).

Lieu	60 Rue de Maine (Tours nord)	3 rivières (Tours nord)	Place François Mitterrand (Tours nord)	37 Rue nationale	Place Thiers	Place Jean Jaurès	La gare (SNCF)
Vout (mV)	0.2	0.3	0.7	0.1	0.2	0.2	0.1

Tableau 4.1. Valeurs de tensions continues mesurées aux bornes de la charge  $R_L$  (18k $\Omega$ ) en différents points de la ville de Tours.

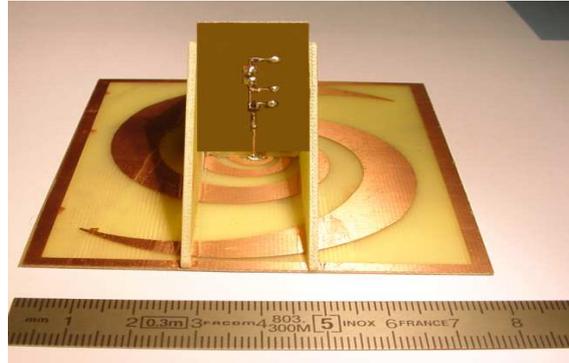


Fig. 4.7. Prototype de récupérateur d'énergie (rectenna).

Malgré la désadaptation de l'antenne par rapport au redresseur, nous avons mesuré des niveaux de tensions de l'ordre des centaines de micros Volts. Le maximum de puissance mesuré était relevé à la place François Mitterrand (Tours Nord), à une distance au sol de 50 mètres, proche d'une station de base contenant quatre antennes relais placées à 32, 33 et 34 mètres de hauteur [5]. Pour améliorer le niveau de puissance continue aux bornes de la charge  $R_L$ , il est essentiel d'utiliser un rectenna où l'antenne est adaptée au redresseur ce que nous présentons dans le paragraphe suivant.

#### 4.4 Co-simulation de Rectennas à bande étroite utilisant un circuit d'adaptation

A l'instar de l'étude précédente, impliquant des antennes larges bandes, nous avons étudié le comportement de rectennas associant des antennes et des circuits de redressement à bande étroite (cf. paragraphes 2.2 et 3.6.2). Les co-simulations de l'ensemble sont faites sous ADS en utilisant le simulateur HARMONIC BALANCE. Dans cette étude l'adaptation de l'antenne est assurée par une capacité de 47pF placée en parallèle à l'entrée du redresseur (Fig. 4.8)

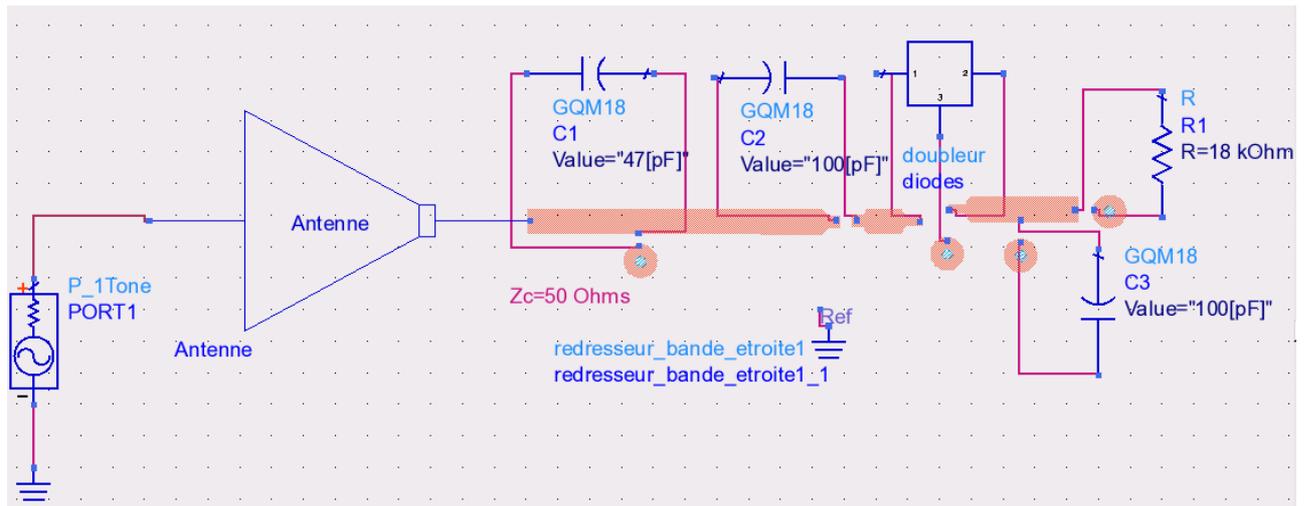


Fig. 4.8. Co-simulation des rectennas à bande étroite.

L'évolution des tensions continues aux bornes de la charge ( $R_L=18k\Omega$ ) pour chaque antenne redresseuse, en fonction de l'angle d'incidence de l'onde électromagnétique ( $\theta$  et  $\phi$ ), est présentée dans le tableau 4.2. Pour une même puissance RF et fréquence de signal d'entrée (-40dBm, 1.85GHz), un même circuit redresseur et la même valeur de résistance de charge  $R_L=18k\Omega$ , le rectenna utilisant un réseau d'antennes patch circulaires délivrera le maximum de puissance continue, avec une puissance maximale de 4.17nW (-53.79dBm) pour une tension de 8.66mV aux bornes de la charge  $R_L$  et pour une incidence correspondant à  $\phi=0^\circ$  et  $\theta=\pm 165^\circ$ . Ce réseau d'antennes présente un gain mesuré égal à 5.24dBi et occupe une surface de 121.5cm<sup>2</sup>.

La co-simulation de rectennas utilisant l'antenne spirale étudiée dans le deuxième chapitre (paragraphe 2.5.5), montre que la puissance continue peut atteindre 1.3nW (-58.86dBm) pour une tension de sortie de 4.8mV aux bornes de la charge  $R_L=18k\Omega$ . Cette antenne spirale possède un gain mesuré égal à 2.24dBi et occupe une surface égale à 20.24cm<sup>2</sup>, soit six fois inférieure à la surface du réseau d'antennes patch circulaires.

En ce qui concerne les autres rectennas, la puissance DC maximale est atteinte en incidence normale telle que  $\phi=0$  et  $\theta=0^\circ$  ou  $\pm 180^\circ$ . Cette puissance DC atteint 1.125nW (-59.48dBm) avec l'antenne patch circulaire et 680pW (-61.67dBm) avec l'antenne cadre ouvert, pour des tensions de sortie respectivement égales à 4.5mV et 3.5mV aux bornes d'une charge  $R_L=18k\Omega$ .

La puissance de sortie dissipée dans la charge  $R_L$  est présentée figure 4.9 en fonction du niveau de puissance RF d'entrée. Nous remarquons que le rectenna à réseau d'antennes patch circulaires délivrera une puissance continue comprise entre 0.43nW (-63.66dBm) à 10nW (-50dBm) sur une plage de puissance RF d'entrée variant de -45dBm à -38dBm. Ces

valeurs restent supérieures à toute les autres puissances délivrée par les autres rectennas et cela quelle que soit la puissance RF d'entrée. Cela est dû au gain présenté par chaque antenne utilisée.

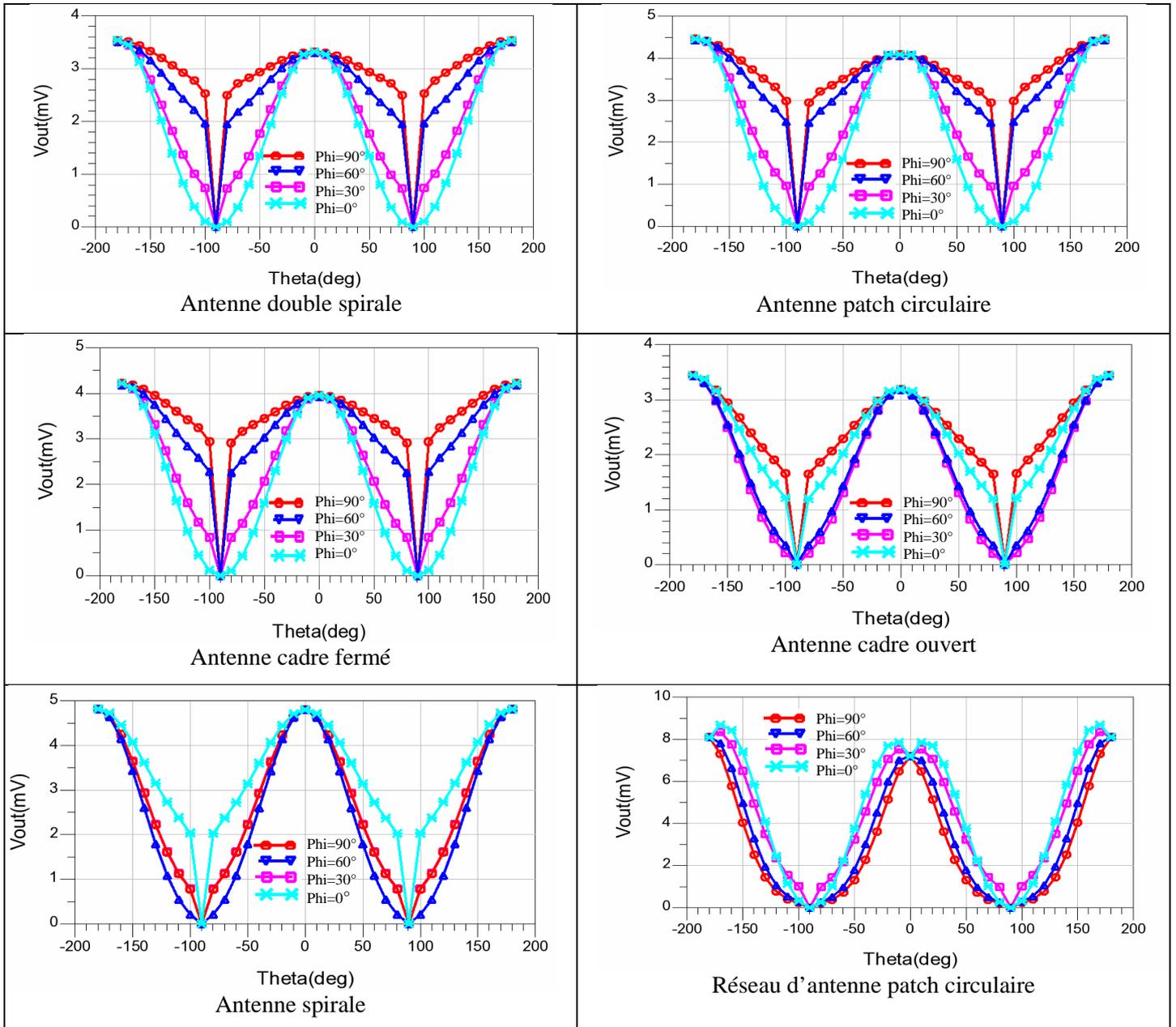


Tableau 4.2. Evolution de la tension continue aux bornes de la charge  $R_L$  pour les différentes rectennas.

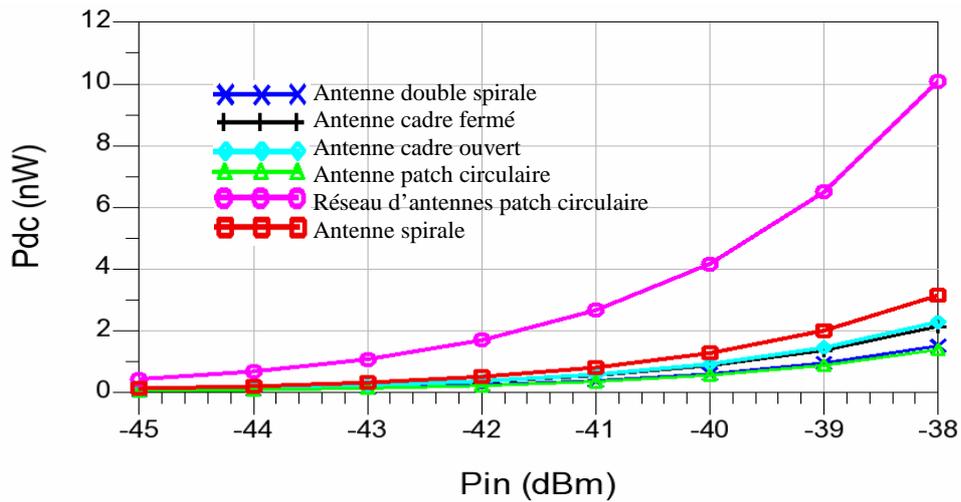
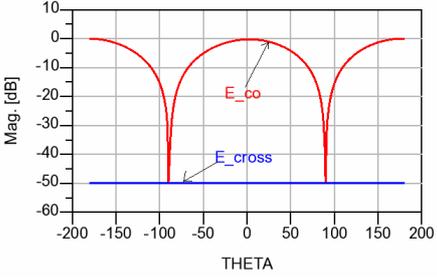
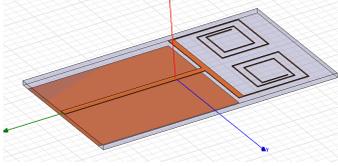
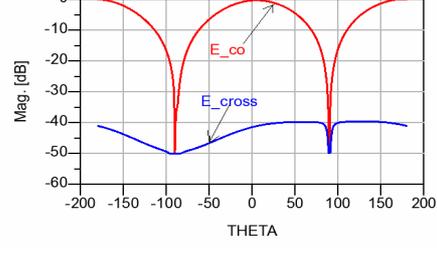
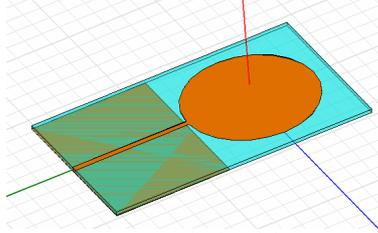
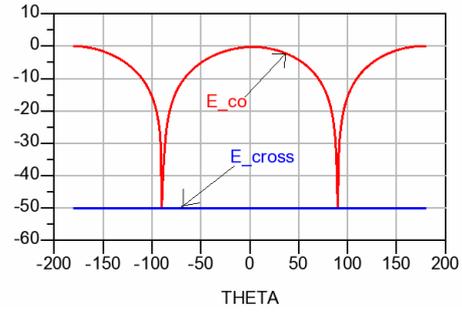
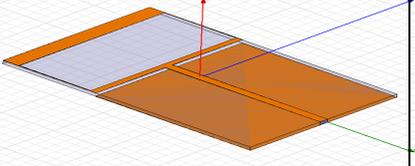
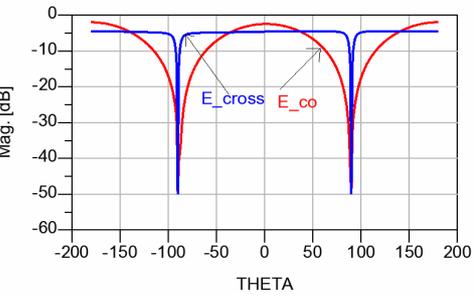
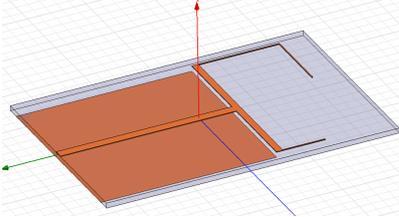
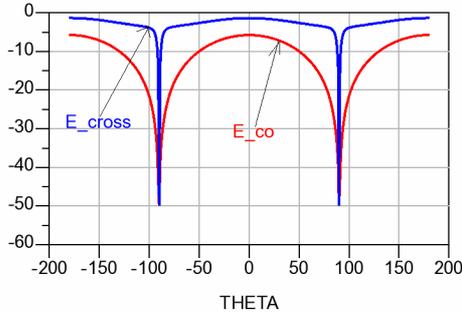
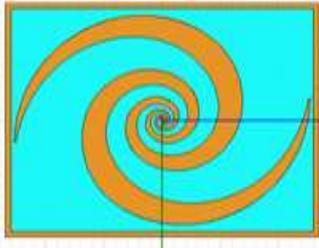


Fig. 4.9. Evolution de la puissance DC en fonction de la puissance RF pour les différents rectennas.

A l'instar du rectenna large bande étudié au paragraphe 4.2, l'ensemble des antennes à bande étroite, utilisées ici, vérifie la condition d'omnidirectionnalité de la réception du champ électromagnétique. En revanche, la polarisation du champ rayonné est différente d'une antenne à une autre.

Les polarisations directes et croisées des antennes étudiées pour ce système à bande étroite sont présentées dans le tableau 4.3. On remarque que l'antenne spirale et l'antenne cadre « ouvert » possèdent chacune une double polarisation. L'écart entre les polarisations directes et croisées ne dépasse pas 5dB. Tandis que les autres antennes présentent des écarts de plus de 30dB avec un comportement d'antenne polarisée linéairement.

Bien que l'antenne spirale et l'antenne cadre « ouvert » présente toutes le deux un rayonnement omnidirectionnel et une polarisation circulaire, nous avons choisi de n'expérimenter que l'antenne spirale du fait de son gain plus élevé (2.24dBi), par rapport à celui de l'antenne cadre « ouvert » (0.71dBi).

Polarisations	Antenne	Gain mesuré (dBi)	Surface effective (m <sup>2</sup> )
	 <p data-bbox="815 488 1043 517">Antenne double spirale</p>	0.61	0.002626
	 <p data-bbox="810 846 1050 875">Antenne patch circulaire</p>	1.44	0.003338
	 <p data-bbox="858 1088 1002 1117">Antenne cadre</p>	1.14	0.003139
	 <p data-bbox="810 1525 1050 1554">Antenne cadre « ouvert »</p>	0.72	0.002556
	 <p data-bbox="852 1899 1011 1928">Antenne spirale</p>	2.24	0.003592

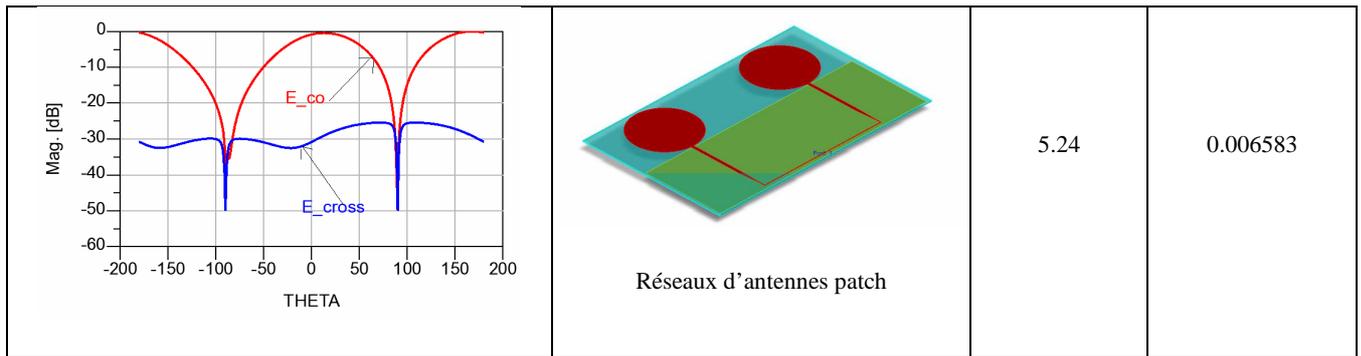


Tableau 4.3. Comparaison des performances (polarisation, gain) des antennes à bande étroite.

#### 4.5 Réalisation et caractérisation d'un rectenna à bande étroite.

Nous avons réalisé un prototype de rectenna utilisant une antenne spirale (Fig. 4.10), puis nous avons procédé à une série de mesures de récupération d'énergie dans la ville de Tours. Les résultats de ces mesures sont présentés dans le tableau 4.4. L'énergie récupérée varie une fois encore en fonction du point de mesure, avec des niveaux de puissance pouvant atteindre 2nW (-57 dBm) (pour une tension égale à 6.1mV aux bornes de la charge  $R_L=18k\Omega$ ) à 2.22pW (-86.53dBm) pour une tension égale à 0.2mV aux bornes de la charge.

A l'instar des mesures précédentes, le maximum de puissance est mesuré sur la place F. Mitterrand, du fait de la proximité d'une station de base. Ces niveaux, bien qu'encore très faibles, sont néanmoins plus de 73 fois supérieurs à ceux mesurés avec le rectenna large bande. Cette augmentation du gain est due à l'adaptation de l'impédance implicitement liée à l'utilisation du rectenna en bande étroite. Elle confirme le fait qu'il est préférable de favoriser une récupération en bande étroite plutôt que d'essayer de couvrir l'ensemble de la plage 1GHz-3GHz.

Lieu	60 Rue de Maine (Tours nord)	3 rivières (Tours nord)	Place François Mitterrand (Tours nord)	37 Rue nationale	Place Thiers	Place Jean Jaurès	La gare (SNCF)
Vout (mV)	0.2	4.5	6.1	2.8	1.9	0.6	0.2

Tableau 4.4. Valeurs de tensions continues mesurées aux bornes de la charge  $R_L$  (18k $\Omega$ ) en différents points de la ville de Tours.

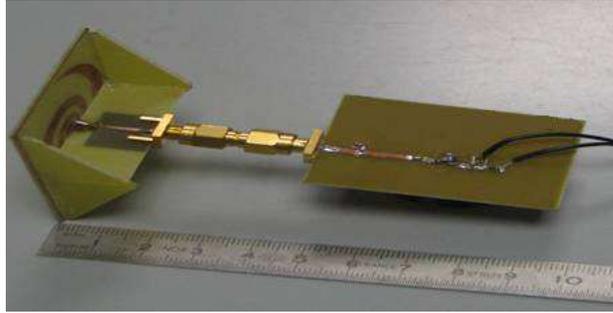


Fig. 4.10. Prototype de rectenna (1.8GHz- 1.9GHz).

Nous avons effectué des mesures supplémentaires au plus près d'une station de base située au dessus de l'ESEO (4 Rue Merlet de la Boulaye, 49009 Angers, France). Les antennes relais sont positionnées à une hauteur de 25m et 27m [5]. Les fréquences d'émission sont celles du GSM900, GSM1800 et de l'UMTS. Nous avons positionné l'antenne redresseuse (rectenna) à 1.3m du sol, en visibilité directe avec la station de base (Fig. 4.11), puis nous l'avons éloigné progressivement sur une distance de 100m tout en mesurant la tension aux bornes de la charge  $R_L = 18k\Omega$ . Ces mesures sont reportées sur la caractéristique de la figure 4.12.

On remarque que la tension mesurée croît tout d'abord graduellement jusqu'à la valeur de 42mV à 25 mètres de distance du premier point de mesure, puis décroît brutalement au-delà de 30 mètres pour osciller ensuite de manière erratique entre 0 et 15mV. Sur les 25 premiers mètres, l'augmentation graduelle de la tension peut être expliquée par le rapprochement par le rectenna du lobe principal de rayonnement de l'antenne relais. Pour des raisons sanitaires le lobe principal rayonné par ce type d'antennes est orienté avec une légère inclinaison vers le sol comme le montre la figure 4.11.

Les variations au-delà de 30 mètres s'expliquent par les réflexions multiples du champ électromagnétique sur les immeubles environnants. Le pic de tension DC correspond à une puissance de  $0.1\mu W$ , alors que la tension moyenne sur les 100 mètres est de l'ordre de 8mV pour une puissance moyenne égale à  $3.55nW$ .

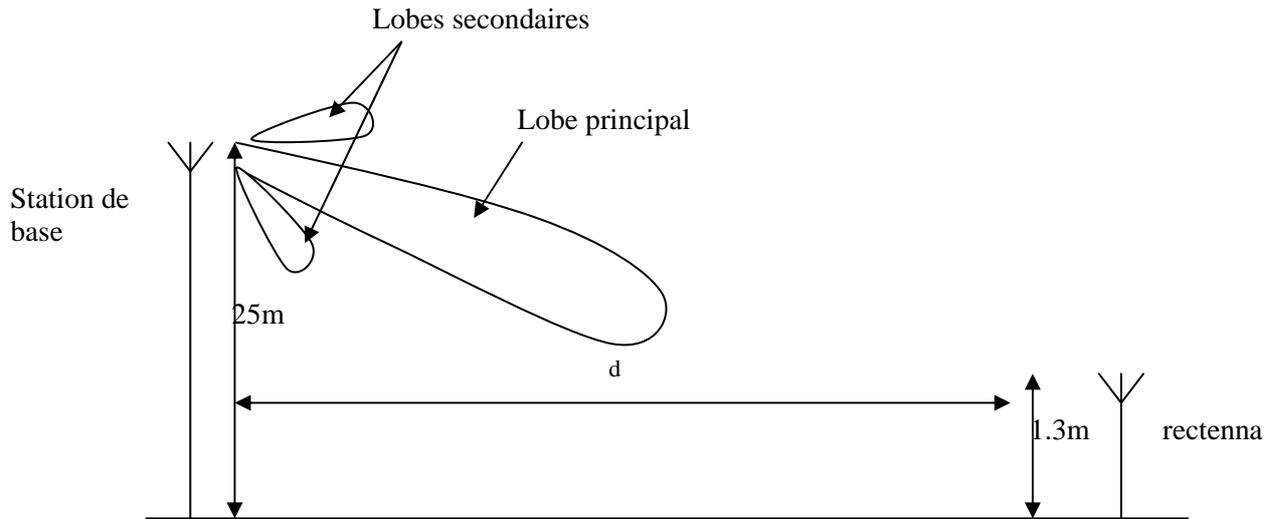


Fig. 4.11. Conditions de mesure de récupération d'énergie électromagnétique émise par une station de base.

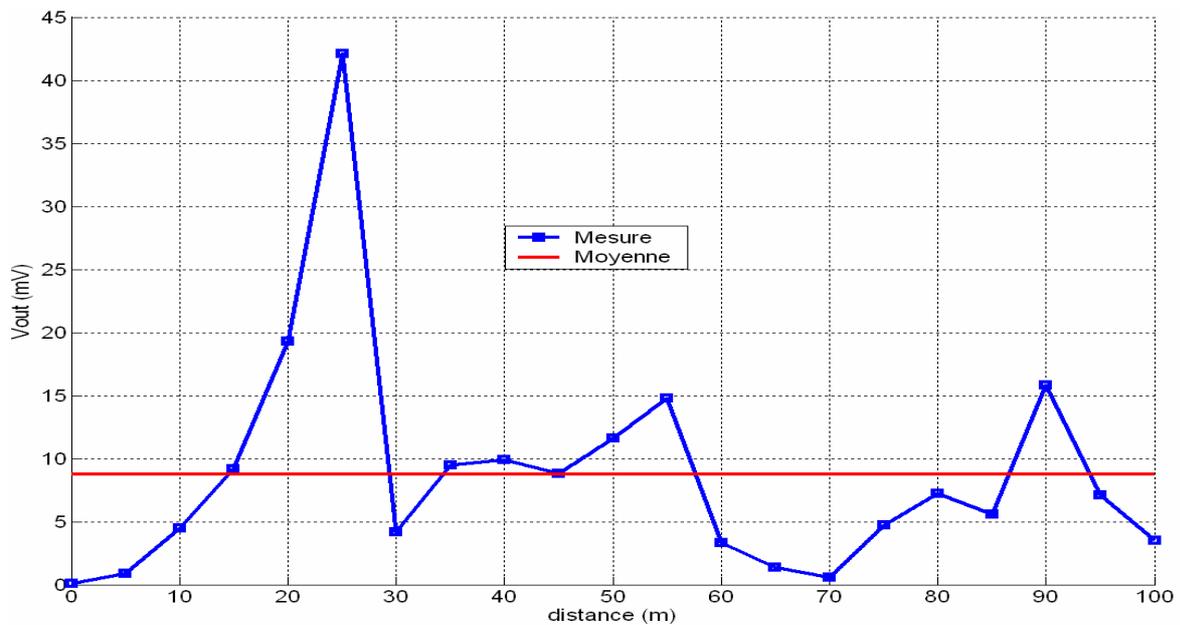


Fig. 4.12. Tension DC mesurées aux bornes de la charge RL en fonction de la distance.

Les niveaux de puissances mesurées sont très faibles et ne peuvent pas nous permettre d'alimenter directement une application électronique. En revanche, il est possible d'accumuler cette énergie en la stockant dans un accumulateur (super capacité, micro-batterie...), pour alimenter ensuite un dispositif électronique sur une durée plus courte que la durée d'accumulation. Par contre si nous utilisons un émetteur d'onde électromagnétique pour transférer de l'énergie sans fil, nous pouvons augmenter l'énergie récupérée par le rectenna en

agissant sur la puissance micro-onde qui alimente l'émetteur et donc augmenter la puissance continue à la sortie du redresseur.

#### **4.6 Transfert d'énergie sans fil**

Dans cette dernière partie, nous avons privilégié la poursuite de l'étude des performances des rectennas en bande étroite sous forte densité de puissance, du fait des puissances de sortie d'ores et déjà supérieures à ceux des systèmes larges bandes. Nous avons pour cela positionné les rectennas sous tests, dans une chambre anéchoïque de l'ESEO d'Angers, à une distance  $d=2.5\text{m}$  d'une source micro-onde composée par un générateur et une antenne cornet adaptée à l'étude des transferts d'énergie sans fil.

D'après l'ANFR [5], la bande 1.8GHz-1.9GHz est attribuée au GSM1800 et au DECET1900. Les puissances émises dans cette bande fréquentielle sont réglementées et normalisées par l'ANFR. L'utilisation de la chambre anéchoïque permet de ne pas perturber les équipements environnants fonctionnant à ces fréquences, en jouant également le rôle de cage de Faraday. Les pointes carbonées tapissant les parois intérieures de la chambre permettent d'autre part d'absorber les réflexions parasites et de n'étudier que le rayonnement direct entre la source et le rectenna (Fig. 4.13). Les circuits d'adaptation à bande étroite (1.85GHz) placés entre les différentes antennes utilisées et le redresseur, ont été conçus pour des niveaux de puissance RF très faibles, de l'ordre de -40dBm. L'impédance d'entrée du doubleur de tension variant en fonction de la puissance RF, cette variation s'accroît pour des puissances RF supérieures à -25dBm, entraînant ainsi une désadaptation progressive entre le redresseur et l'antenne, comme le montre la figure 4.14.

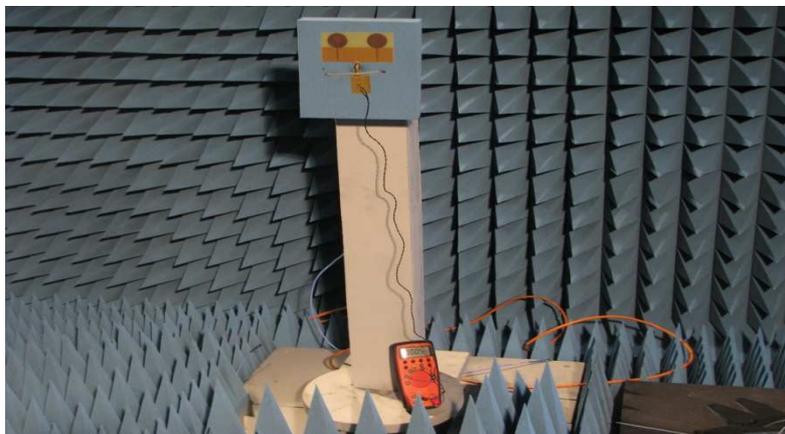


Fig. 4.13. banc des mesures.

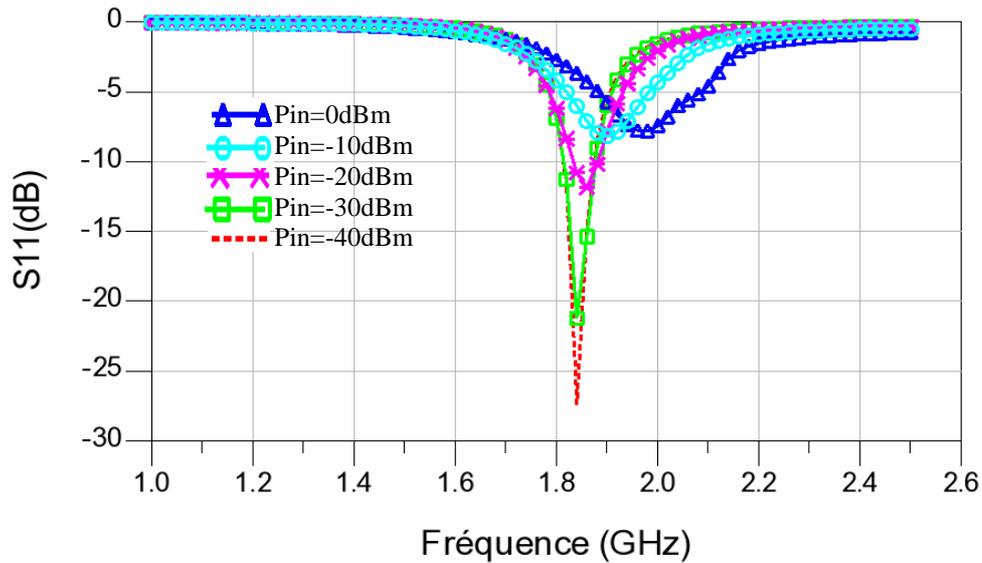


Fig. 4.14. variation du coefficient de réflexion en entrée du redresseur, en fonction de la fréquence à différentes puissances RF d'entrée.

L'antenne émettrice utilisée était une antenne cornet, model 3115, commercialisée par ETS-Lindgren. Le gain de cette antenne vaut 8.75dBi à la fréquence 1.85GHz [6]. Les rectennas analysés étaient placés à une distance de 2.51m de l'antenne cornet, à l'intérieur de la chambre anéchoïque. Malgré la directivité de l'antenne cornet, l'affaiblissement de l'onde dans l'espace libre atteint 45.8dB à la fréquence 1.85GHz, avant que l'onde soit captée par le rectenna (Fig.4.15).

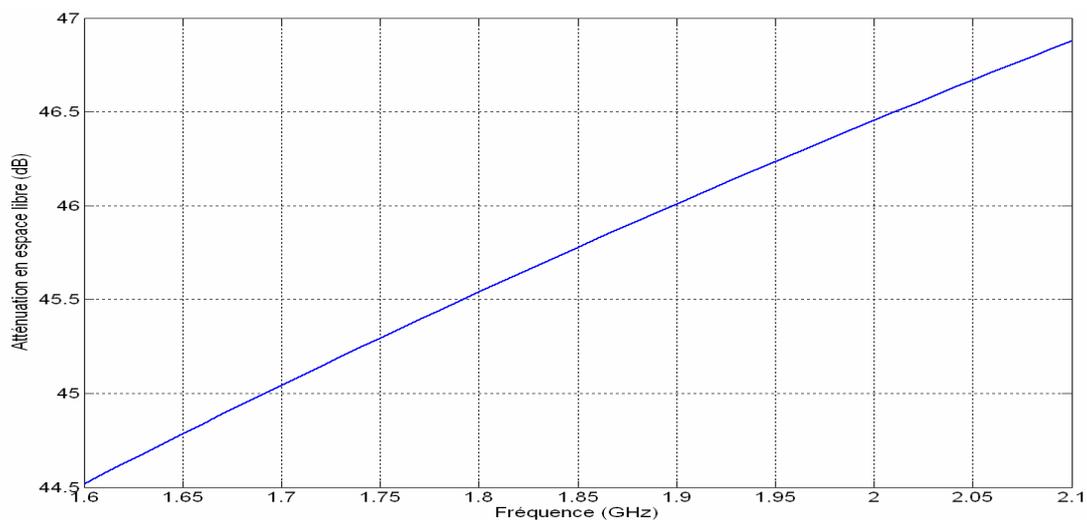


Fig. 4.15. Variation de l'atténuation en espace libre en fonction de la fréquence.

Trois niveaux de la puissance RF (0dBm, 10dBm et 15dBm) ont été appliqués à l'entrée de l'antenne cornet. Les tensions de sortie les plus élevées correspondent à celles mesurées en sortie du rectenna utilisant un réseau d'antennes circulaires.

Pour une puissance RF égale à 15dBm (32mW), la tension maximale mesurée aux bornes de la charge atteint 317mV (Fig. 4.16), soit une puissance continue égale à 5.6 $\mu$ W pour un rendement global de transfert d'énergie égal à 0.0175% (Fig. 4.19). Ce faible rendement global est dû essentiellement à l'atténuation du champ entre l'antenne cornet et le rectenna (~46dB) ainsi qu'au rendement de conversion RF/DC du redresseur utilisé. Pour le rectenna à antenne spirale, la puissance DC maximale mesurée à la fréquence de 1.85GHz atteint 2.22  $\mu$ W, soit l'équivalent d'une tension continue aux bornes de la charge  $R_L$  égale à 200mV. Le rendement global du transfert d'énergie pour ce rectenna atteint 0.007%.

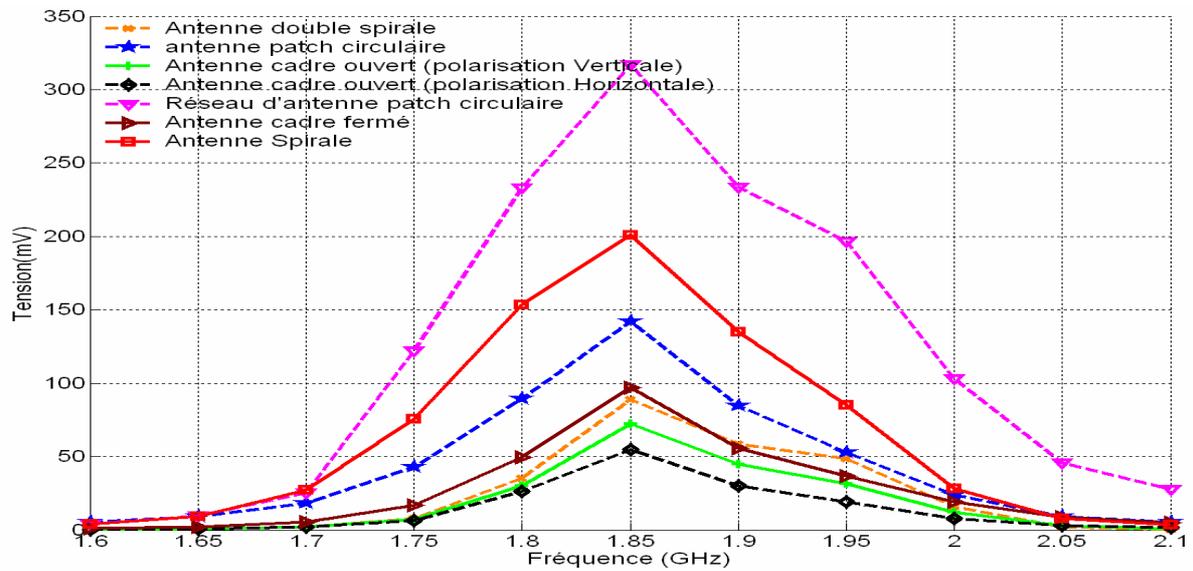


Fig. 4.16. Tension DC aux bornes de la charge  $R_L$  en fonction de la fréquence ( $P_{RF}$ = 15dBm).

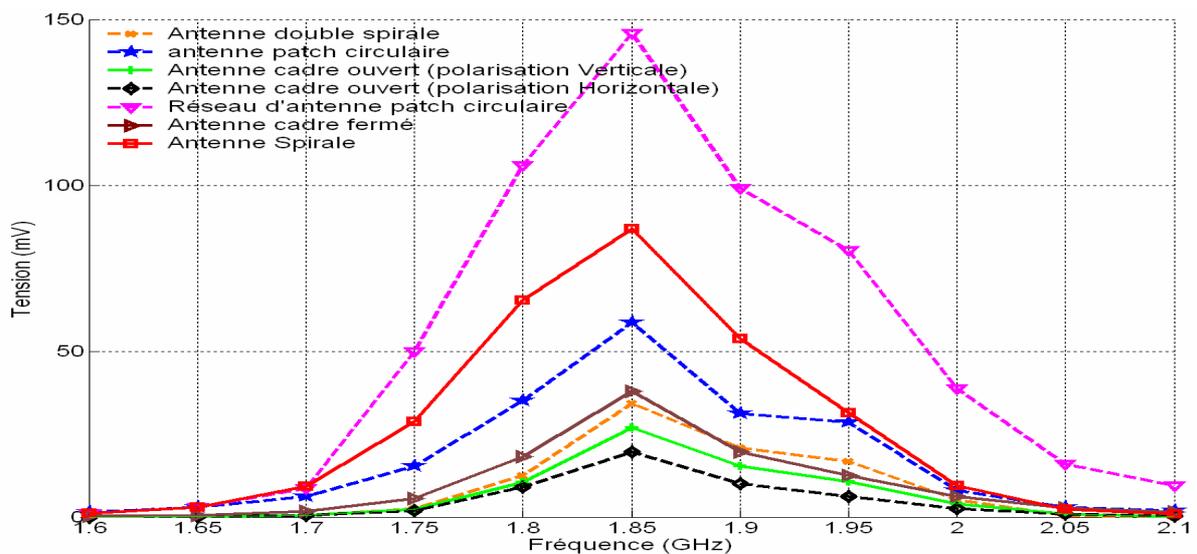


Fig. 4.17. Tension DC aux bornes de la charge  $R_L$  en fonction de la fréquence ( $P_{RF}$ = 10dBm).

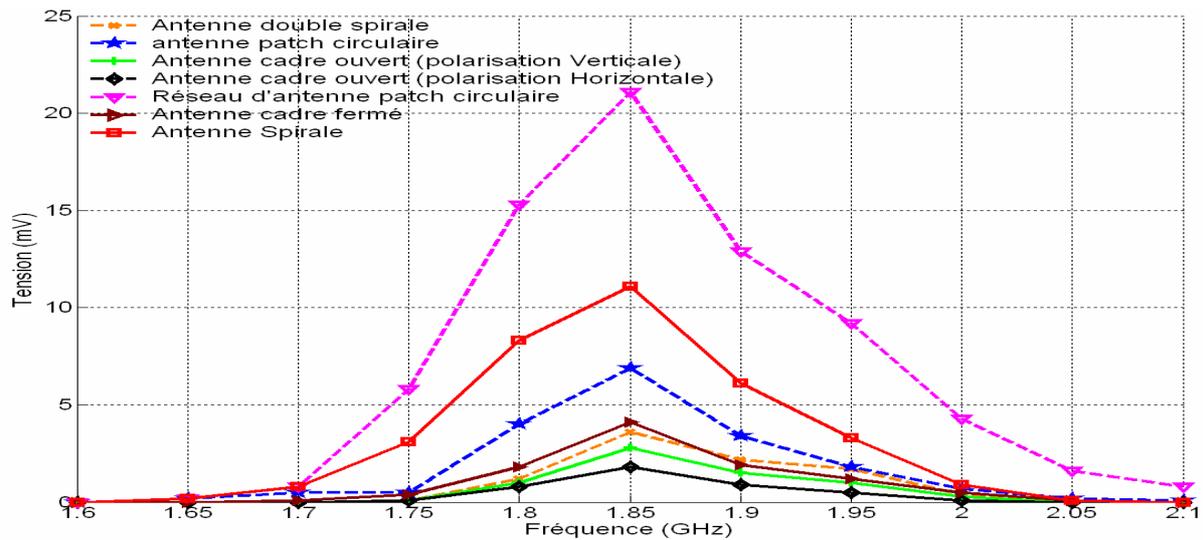


Fig. 4.18. Tension DC aux bornes de la charge  $R_L$  en fonction de la fréquence ( $P_{RF} = 0\text{dBm}$ ).

La figure 4.19 représente l'évolution du rendement global de transfert d'énergie sans fil pour chaque rectenna, en fonction de la puissance RF injectée dans l'antenne cornet à la fréquence de 1.85GHz. Plus la puissance RF incidente est élevée, plus le rendement global est élevé. Cela est dû à la diminution des pertes dans le redresseur, ce qui signifie une augmentation du rendement de conversion RF/DC

Malgré cette amélioration, le rendement global maximal reste faible (0.0175%), en grande partie lié à l'atténuation des ondes électromagnétiques entre l'antenne cornet et le rectenna et au rendement de conversion de redresseur RF/DC (~20% dans le meilleur cas).

Dans le cas très particulier d'un transfert d'énergie à distance, nous contrôlons à la fois la puissance de l'émetteur RF et la polarisation de l'onde, de sorte qu'il sera intéressant d'utiliser un réseau d'antennes polarisées rectilignement, orienté correctement, à l'instar du réseau d'antennes patch circulaires étudié dans ce chapitre.

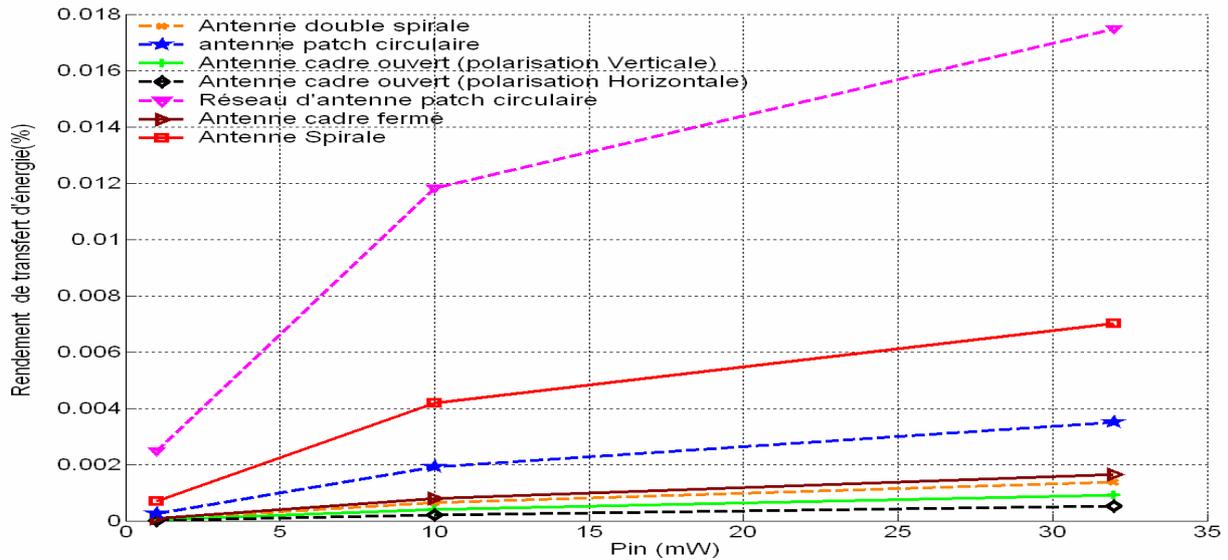


Fig. 4.19. Rendement global mesuré de transfert d'énergie en fonction de la puissance RF pour plusieurs rectennas à la fréquence 1.85GHz.

La puissance maximale mesurée aux bornes de la charge du rectenna à réseau d'antennes circulaires était égale à  $5.6\mu\text{W}$  pour une puissance RF d'entrée égale à 15dBm et un rendement total de l'ordre de 0.0175%. Cette puissance reste encore beaucoup trop faible pour pouvoir alimenter des dispositifs électroniques. Ainsi, deux solutions sont possibles pour que le rectenna arrive à délivrer le niveau de puissance nécessaire. La première solution consiste à se rapprocher le plus près possible de la source de rayonnement électromagnétique, afin de réduire le phénomène d'atténuation inhérent à la propagation des ondes sphériques. La seconde solution consistera à augmenter la surface de l'antenne de récupération d'énergie en augmentant le nombre d'éléments en réseau. Dans les deux cas, cela augmentera le niveau de puissance RF d'entrée du redresseur, ce qui déplacera les conditions d'adaptation d'impédance du fait du comportement non linéaire des diodes utilisées dans le redresseur et demandera une nouvelle optimisation de la charge  $R_L$ .

#### 4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié et comparé les performances de rectennas « large bande » et à « bande étroite », en privilégiant tout d'abord l'utilisation d'antennes spirales, compte tenu de leur rayonnement omnidirectionnel et de leur polarisation circulaire. Les mesures de puissance effectuées en milieu urbain atteignent  $3.85\text{pW}$  sans circuit d'adaptation est  $0.1\mu\text{W}$  en bande étroite, à 25m de distance d'une station de base. Les niveaux de puissance plus importants en bande étroite confirment le fait qu'il vaut mieux privilégier la réception d'une bande particulière, plutôt que de compter sur un système large bande sans

adaptation. Ces faibles niveaux de puissance, dus aux faibles niveaux de puissance RF disponibles dans l'environnement ( $< -15\text{dBm/m}^2$ ) ainsi qu'aux faibles rendements de conversion RF/DC des redresseurs, ne peuvent pas nous permettre d'alimenter directement des dispositifs électroniques. Nous avons utilisé un émetteur de puissance RF adapté à l'étude des transferts de puissance sans fil, afin de caractériser les rectennas précédents avec des niveaux de puissance rayonnée plus importants. Les conditions de réalisation des rectennas ayant été définies pour travailler à faible champ, nous avons constaté l'influence de la désadaptation des rectennas à fort champ du fait du comportement non linéaire des diodes de redressement. L'augmentation constatée du niveau de puissance en sortie des rectennas, et notamment du rectenna avec un réseau d'antennes circulaires, était toutefois encore insuffisante, avec un rendement global très faible ( $< 0.018\%$ ) compte tenu de l'atténuation des ondes électromagnétiques dans l'espace libre ( $\sim 46\text{dB}$  pour une distance de 2.5m). Des niveaux de tension de sortie supérieurs pourront toutefois être atteints en multipliant le nombre d'antennes en réseau, comme nous l'avons démontré avec l'utilisation du réseau à double antennes patch circulaires.

## **Référence**

- [1] W. C. Brown, J. R. Mims, N. I. Heenan "An experimental microwave-powered helicopter" IEEE IRE International Convention Record, vol. 13, part 5, pp. 225-235, 1965.
- [2 ] Joseph A. Hagerty, Florian B. Helmbrecht, William H. McCalpin, Regan Zane and Zoya B. Popovic "Recycling Ambient Microwave Energy With Broad-Band Rectenna Arrays" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.52, NO. 3, pp. 1014-1024 March 2004
- [3] Jamal Zbitou, Mohamed Latrach and Serge Toutain "Hybrid Rectenna and Monolithic Integrated Zero-Bias Microwave Rectifier" IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, NO. 1, January 2006.
- [4] logiciel ADS: Advanced Design System
- [5] ANFR: Agence Nationale de FRéquence [www.anfr.fr](http://www.anfr.fr) (15/04/2010)
- [6] Documentation technique "Double-Ridged Waveguide Horn Model 3115".  
<http://www.ets-lindgren.com/manuals/3115.pdf>



---

## **Conclusion générale & perspectives**

---

Ce travail de thèse a porté sur l'étude d'un système de récupération d'énergie électromagnétique susceptible de fournir de l'énergie à des dispositifs électroniques à faible consommation. Ce système, fonctionnant sans polarisation externe, associe une antenne à un circuit redresseur pour former un rectenna se comportant comme une sorte de source de tension continue.

Dans le premier chapitre, nous avons effectué une synthèse bibliographique de travaux et réalisations relatifs à la transmission d'énergie sans fil et aux techniques de récupération d'énergie électromagnétique. Partant de là, nous avons mesuré la densité de puissance rayonnée disponible en milieu urbain ce qui nous a permis de sélectionner une bande fréquentielle (1GHz-3GHz) en tant que bande de travail. Les niveaux de puissance RF mesurés à l'aide d'un mesureur de champ étaient très faibles (inférieurs à  $-15\text{dBm/m}^2$ ) et variables d'un endroit à un autre. La densité totale de puissance RF disponible intégrée sur toute la bande de travail atteignait  $-12\text{dBm/m}^2$ , soit l'équivalent de  $63\mu\text{W/m}^2$ . Cette valeur est représentative de la densité de puissance disponible dans un quartier tel que celui de Tours Nord. Le maximum de puissance RF correspond à une bande fréquentielle étroite allant de 1.8GHz à 1.9GHz. La densité totale de puissance recueillie dans cette bande atteint  $-14.5\text{dBm/m}^2$  soit  $35.5\mu\text{W/m}^2$ , ce qui représente un peu plus de la moitié de la densité de puissance totale intégrée sur toute la bande comprise entre 1 et 3GHz. Ceci nous a conduit à considérer deux approches, avec l'étude de rectennas large bande et de rectennas en bande étroite.

La direction de propagation et la polarisation des ondes électromagnétiques rayonnées en milieu urbain n'étant pas constantes, nous avons étudié et comparé, dans le deuxième chapitre, les caractéristiques d'antennes de différentes géométries, couvrant l'ensemble des bandes fréquentielles utiles. Ainsi, nous avons privilégié le développement d'antennes à rayonnement omnidirectionnel, à gain élevé et à polarisation circulaire. Parmi les structures étudiées, deux antennes spirales présentaient des performances intéressantes avec une polarisation circulaire et un gain mesuré maximal égal à 2.24dBi pour celle fonctionnant en bande étroite (1.8GHz-1.9GHz) et un gain compris entre 3dBi et 5dBi selon la fréquence, pour l'antenne destinée au fonctionnement large bande.

Le troisième chapitre était dédié à l'étude et à la réalisation d'un système de conversion RF/DC à faibles niveaux de puissance RF. Plusieurs redresseurs ont été étudiés et comparés. Nous avons retenu une structure doubleur de tension à base de la diode HSMS2850 développées par la société AVAGO. L'impédance d'entrée de ce doubleur étant capacitive, ceci rend l'adaptation sur une large bande (1GHz-3GHz) difficile à réaliser sans introduire de pertes par insertion. Nous avons donc envisagé la possibilité de connecter directement l'antenne au redresseur. Pour cela, nous avons optimisé la valeur de l'impédance de l'antenne en entrée de redresseur qui maximise la puissance DC en sortie. L'impédance 100Ω a permis d'avoir un gain en puissance DC supplémentaire de 1.3dB à 5dB selon la fréquence, par rapport à une impédance d'antenne de 50Ω. La valeur de la charge  $R_L$  a été optimisée pour maximiser le rendement en puissance à des faibles niveaux de puissance RF. La valeur optimale est égale à 18kΩ. Ce circuit de redressement a été validé expérimentalement avec un rendement maximal de conversion RF/DC égal à 0.125% pour une puissance RF égale à -38dBm.

Dans le cas de la récupération d'énergie en bande étroite 1.8GHz-1.9GHz, nous avons adapté l'entrée du circuit de conversion RF/DC par rapport à une valeur d'impédance d'antenne égale à 50Ω. Le fonctionnement du circuit a été validé expérimentalement, avec un rendement de conversion RF/DC égale à 0.7% pour une puissance RF d'entrée égale à -38dBm soit un gain de six par rapport au rendement obtenu avec le circuit large bande. Malgré un rendement plus élevé, la puissance disponible en sortie reste faible avec une puissance continue ne dépassant pas les 1.1nW.

Le quatrième et dernier chapitre concernait l'étude des performances des rectennas. Les co-simulations réalisées à l'aide du logiciel ADS ont montré que dans le cas d'une récupération d'énergie RF large bande (1GHz-3GHz), le maximum de puissance récupéré en sortie de rectenna était obtenu en utilisant l'antenne spirale. Les mesures effectuées en condition de récupération d'énergie en milieu urbain, ne nous ont malgré tout pas permis de dépasser une puissance disponible DC de quelques pico-Watts.

Les meilleures performances en bande étroites (1.8GHz-1.9GHz) ont également été atteintes en utilisant une antenne spirale. Les niveaux de puissance mesurés en condition de récupération d'énergie en milieu urbain atteignaient tout au plus le nano-Watt. Plus particulièrement, des mesures effectuées proche d'une station de base, nous ont permis d'atteindre des niveaux de l'ordre de 0.1μW à une distance de 25m et en visibilité directe. Les niveaux de puissance disponibles n'étaient pas suffisants pour alimenter directement une

application électronique, et cela, malgré un positionnement au plus près d'une antenne relais. La mise en réseau d'antennes permettrait bien sûr d'augmenter ces niveaux, mais ne garantirait pas une puissance de sortie constante pendant toute la durée des besoins d'une application, du fait du caractère aléatoire du rayonnement électromagnétique disponible.

Le niveau de puissance minimal pour alimenter une application électronique est encore supérieur à ce que nous avons pu récupérer jusqu'ici. Nous avons donc décidé de caractériser le comportement des rectennas sous plus fort champ électromagnétique, à l'aide d'un équipement dédié au transfert d'énergie sans fil. Les rectennas « bandes étroites » présentant des performances supérieures à ceux optimisés pour un fonctionnement large bande, nous avons donc par la suite restreint notre étude à l'utilisation des rectennas « bandes étroites ».

Le transfert d'énergie à distance se faisant dans des conditions de rayonnement prédéfinies à l'avance, notamment en termes de polarisation, les meilleures performances ont été obtenues par le système présentant la même polarisation et la surface d'antenne la plus grande (réseau d'antenne à deux patches). En effet, l'utilisation d'un réseau d'antennes permet d'augmenter le niveau de puissance RF captée, en augmentant la surface de réception et donc le gain, au prix cependant d'un encombrement plus conséquent. Le rendement global, pour une puissance RF égale à 15dBm en entrée d'antenne émettrice, atteignait tout au plus 0.018%. Ce faible rendement tient compte de la forte atténuation de l'onde en espace libre (~46dB pour une distance de 2.5m), de sorte que la puissance maximale mesurée, débitée dans la charge  $R_L$  en sortie de rectenna, ne dépassait pas les 5.6 $\mu$ W. Bien que ces essais à plus forte densité de puissance ne nous aient pas permis d'accroître suffisamment la puissance de sortie des rectennas, à moins de nous rapprocher de l'antenne émettrice ce qui nous éloignerait encore un peu plus des conditions d'application d'une récupération d'énergie, ces essais nous ont permis de constater l'influence du niveau de puissance RF sur la désadaptation du redresseur du fait de la non linéarité des diodes.

Ainsi, nous avons montré qu'il était possible de récupérer de l'énergie à l'aide de rectennas prévus pour travailler en bande étroite ou sur une large bande de fréquences. La faiblesse des niveaux de sortie est à l'image de l'intensité du champ électromagnétique disponible qui ne doit pas dépasser les niveaux normatifs admissibles. Les faibles rendements de conversion sont dus aux pertes dans le système de conversion RF/DC. L'utilisation de diodes ultra sensibles permet d'augmenter ce rendement de conversion RF/DC malgré une utilisation sans polarisation et un comportement non linéaire. L'augmentation du gain de l'antenne, avec une mise en réseau ou tout simplement en augmentant ses dimensions, nous permettra d'accroître la quantité d'énergie récupérée. Toutefois, cette augmentation restera

insuffisante en l'absence de polarisation, pour permettre aux diodes de fonctionner en régime linéaire et d'éviter ainsi une désadaptation du redresseur avec la variation de la puissance RF d'entrée. Malgré toutes ces difficultés, un compromis peut-être trouvé, conciliant la dimension de l'antenne, la plage de fréquences de travail et le circuit d'adaptation pour atteindre le niveau de puissance DC capable d'alimenter le circuit de stockage.

Les antennes développées dans cette étude atteignent quelques centimètres d'envergure et nous voyons qu'il n'est pas possible de pouvoir développer des systèmes intégrant des antennes de dimensions plus faibles, à l'instar de celles utilisées dans les téléphones mobiles et autres systèmes RF sans fil. L'emploi de nouveaux matériaux, dits artificiels tels que le matériau « main gauche », permettra éventuellement de miniaturiser ces antennes, tout en conservant leurs gains, voire en les augmentant. Ainsi, il pourra être intéressant d'étendre les fonctionnalités des antennes en leur intégrant des capteurs d'énergie solaires et thermiques qui sont autant de sources supplémentaires de récupération d'énergie.

---

## **Publications**

---

- [1] D. BOUCHOUICHA, M. LATRACH, L. VENTURA, F. DUPONT, A. BREMOND « Antenne à doubles fentes circulaires ultra large bande » session orale au Congrès Méditerranéen des Télécommunications ET Exposition ‘CMT08’ mars 2008 Tanger Maroc.
- [2] D. BOUCHOUICHA, M. LATRACH, L. VENTURA, F. DUPONT, A. BREMOND « Système de récupération de l'énergie électromagnétique » session orale au 7e colloque capteurs, mars 2009 Bourges, France.
- [3] D. BOUCHOUICHA, L.VENTURA, M. LATRACH, F. DUPONT, "Technological Developpments in Energy harvesting and Micro-fuel Cells" session poster NEST'2009, 26-27 mai, Tours (France) 2009
- [4] D. BOUCHOUICHA, M. LATRACH, L. VENTURA, F. DUPONT "A Novel Design of Ultra-wideband Antenna" International Conference PIERS Proceedings, 21 - 25, August 18-21, Moscow, RUSSIA 2009
- [5] D. BOUCHOUICHA, F. DUPONT, M. LATRACH, L.VENTURA, « Ambient RF Energy Harvesting » International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'10) Granada (Spain), 23th to 25th March, 2010.
- [6] D. BOUCHOUICHA, M. LATRACH, F. DUPONT, L.VENTURA "An experimental Evaluation of Surrounding RF Energy Harvesting Devices" proceeding IEEE, European Microwave Conference 2010.

**ÉCOLE DOCTORALE SANTE, SCIENCES, TECHNIQUES**  
**Laboratoire de Microélectronique de Puissance(LMP)**

**THÈSE** présentée par :

**Dhaou Ben Béchir BOUCHOUICHA**

Soutenue le : **22 novembre 2010**

pour obtenir le grade de : **Docteur de l'université François - Rabelais**

Discipline: **Electronique**

**Etude de faisabilité de la récupération d'énergie  
électromagnétique ambiante**

**THÈSE codirigée par :**

**M. VENTURA Laurent**  
**M. LATRACH Mohamed**

Professeur, Université François Rabelais – Tours  
Docteur, Enseignant-Chercheur, Ecole Supérieure d'Electronique  
de l'Ouest (ESEO), Angers

**RAPPORTEURS :**

**M. LEVEQUE Philippe**  
**M. RAZBAN-HAGHIGHI Tchanguiz**

Chargé de recherche CNRS (HDR), XLIM, Université de Limoges  
Professeur, Ecole polytechnique de l'Université de Nantes

**JURY :**

**M. GHARSALLAH Ali**  
**M. GUITTON Fabrice**  
**M. LATRACH Mohamed**  
**M. LEVEQUE Philippe**  
**M. RAZBAN-HAGHIGHI Tchanguiz**  
**M. VENTURA Laurent**

Professeur, Université de Tunis EL MANAR, Tunis  
Docteur-Ingénieur, STMicroelectronics, Tours  
Docteur, Enseignant-Chercheur, ESEO, Angers  
Chargé de recherche CNRS (HDR), XLIM, Université de Limoges  
Professeur, Polytech'Nantes, Université de Nantes  
Professeur, Polytech'Tours, Université François Rabelais – Tours





# Résumé

Le développement durable, l'écologie et les énergies renouvelables font désormais partis des préoccupations des pouvoirs politiques et de la population. Compte tenu du risque de l'épuisement des sources d'énergie fossiles, ces points seront de plus en plus au premier plan. La récupération d'énergie est un point récurrent dans les études centrées autour de la consommation d'énergie des systèmes électroniques. Plusieurs systèmes de récupération d'énergie (thermique, mécanique,...) ont été développés ces dernières années, pour alimenter des systèmes électroniques à faibles consommations.

L'extension des systèmes de télécommunication génère de plus en plus des ondes électromagnétiques dans notre environnement aux fréquences et puissances très variées. Le temps est venu de faire une étude approfondie sur les possibilités potentielles que nous avons d'utiliser l'énergie contenue dans les ondes électromagnétiques pour alimenter des applications électroniques. Le travail présenté dans cette thèse concerne la récupération de l'énergie RF environnante.

L'idée est d'utiliser une ou plusieurs antennes pour récupérer les ondes électromagnétiques disponibles dans le milieu urbain, suivies par un convertisseur des signaux radiofréquences (RF) en un signal continu (RF/DC). La puissance récupérée alimentera un dispositif électronique ou elle sera emmagasinée dans un accumulateur.

Dans la première partie de ce travail, des mesures de la densité de puissance environnante ont été menées pour choisir la ou les bandes fréquentielles contenant le plus de puissance RF. Ces mesures ont montré que la majorité de la puissance RF est rayonnée dans la bande 1GHz-3GHz avec une densité totale de puissance de l'ordre de  $63.1\mu\text{W}/\text{m}^2$  (-12dBm/m<sup>2</sup>). La densité de puissance rayonnée dans la bande 18GHz-19GHz est de l'ordre de  $33.4\mu\text{W}/\text{m}^2$  (-14.5dBm/m<sup>2</sup>).

La deuxième partie de cette thèse est consacrée à l'étude de l'élément rayonnant qui sera capable de capter les ondes rayonnées. Une comparaison des caractéristiques de plusieurs antennes est menée dans cette partie pour sélectionner l'antenne la plus adaptée pour un système de récupération d'énergie.

La comparaison des caractéristiques et le choix de la diode redresseuse et la configuration du convertisseur RF/DC ont été étudiés dans la troisième partie de cette thèse. La diode HSMS-2850 développée par AVAGO a été sélectionnée pour être utilisée dans un doubleur de tension pour convertir la puissance RF captée en puissance DC.

La dernière partie de ce travail concerne le développement d'un système de récupération d'énergie électromagnétique appelé « antenne redresseuse » ou « rectenna » en anglais. Deux systèmes ont été réalisés, le premier capable de récupérer l'énergie RF dans la bande 1GHz-3GHz et le deuxième est optimisé pour récupérer l'énergie dans la bande 1.8GHz-1.9GHz, puis testé dans le milieu ambiant. Des pistes pour le stockage et la gestion de l'énergie électrique récupérée sont proposées.

Mots clés : Rectenna, Récupération d'énergie électromagnétique, antenne, diode Schottky, conversion RF/DC.

## Résumé en anglais

The work of this thesis is focus on designing, measuring and testing an antenna and rectifier circuit (RECTENNA) optimized for incoming signals of low power density ( $\sim 65\mu\text{W}/\text{m}^2$ ). The rectenna is used to harvest the ambient electric energy from the RF signals that have been radiated by communication and broadcasting systems at 1GHz-3GHz band. Both systems have been realised and tested. The first is a broadband system (1GHz-3GHz) without matching circuit and the second is a narrow band (1.8GHz-1.9GHz) with a matching circuit between the antenna and the rectifier.

In the first part of this thesis we present the measurement of the ambient RF power density, and we study its variation as function of frequency and time. In the second part we present the study of the characteristics of different antennas to choose the best fit for an energy harvesting system. In the next part, the study of the characteristics of diodes is presented. The HSMS2850 diode developed by AVAGO is selected to be used in the rectifier. In the final part of this work we have realised and tested the two rectennas in site. A system of management and storage of recovered energy is also studied in this part

Keyword(s): Harvesting RF energy, rectifier, antenna, rectenna, Schottky diode, RF/DC conversion.

---

## Publications

---

- [1] D. BOUCHOUICHA, M. LATRACH, L. VENTURA, F. DUPONT, A. BREMOND « Antenne à doubles fentes circulaires ultra large bande » session orale au Congrès Méditerranéen des Télécommunications ET Exposition ‘CMT08’ mars 2008 Tanger Maroc.
- [2] D. BOUCHOUICHA, M. LATRACH, L. VENTURA, F. DUPONT, A. BREMOND « Système de récupération de l'énergie électromagnétique » session orale au 7e colloque capteurs, mars 2009 Bourges, France.
- [3] D. BOUCHOUICHA, L.VENTURA, M. LATRACH, F. DUPONT, « Technological Developpments in Energy harvesting and Micro-fuel Cells » session poster NEST'2009, 26-27 mai, Tours (France) 2009
- [4] D. BOUCHOUICHA, M. LATRACH, L. VENTURA, F. DUPONT “A Novel Design of Ultra-wideband Antenna” International Conference PIERS Proceedings, 21 - 25, August 18-21, Moscow, RUSSIA 2009.
- [5] D. BOUCHOUICHA, F. DUPONT, M. LATRACH, L.VENTURA, « Ambient RF Energy Harvesting » International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'10) Granada (Spain), 23th to 25th March, 2010.
- [6] D. BOUCHOUICHA, M. LATRACH, F. DUPONT, L.VENTURA “An experimental Evaluation of Surrounding RF Energy Harvesting Devices” proceeding IEEE, European Microwave Conference, Paris (France) September 28-30, 2010.



# ANTENNE A DOUBLES FENTES CIRCULAIRES ULTRA LARGE BANDE

D. BOUCHOUICHA<sup>1</sup>, M. LATRACH<sup>2</sup>, F. DUPONT<sup>1</sup>, A. BREMOND<sup>1</sup>, L. VENTURA<sup>3</sup>

<sup>1</sup>STMicroelectronics, Rue Pierre et Marie Curie, BP 7155, 37071 Tours, France

E-mail : [dhaou.bouchouicha@st.com](mailto:dhaou.bouchouicha@st.com) , [francois.dupont@st.com](mailto:francois.dupont@st.com) , [andre.bremond@st.com](mailto:andre.bremond@st.com)

<sup>2</sup>Groupe RF & Hyperfréquences, ESEO, 4 Rue Merlet de la Boulaye, BP 30926, 49009 Angers, France

E-mail : [mohamed.latrach@eseo.fr](mailto:mohamed.latrach@eseo.fr)

<sup>3</sup>Laboratoire de Microélectronique de Puissance, 16 rue Pierre et Marie Curie | 37071 TOURS

E-mail : [laurent.ventura@univ-tours.fr](mailto:laurent.ventura@univ-tours.fr)

## Résumé :

Les antennes ultra large bande suscitent un intérêt croissant en rapport à l'évolution rapide de la technologie des systèmes de communications et de leurs multiples et diverses applications. Actuellement, plusieurs structures ont été étudiées pour satisfaire cette forte demande d'antennes large bande, et plusieurs techniques de miniaturisation et d'élargissement de bande ont été développées.

Dans cette étude, nous présentons une nouvelle antenne planaire couvrant une bande fréquentielle de 22,5 GHz et dont le gain maximal varie de 4 à 8 dBi en fonction de la fréquence. Il s'agit d'une structure constituée de deux fentes circulaires imbriquées, gravées sur la face conductrice du substrat FR4 et alimentée par une ligne coplanaire.

L'étude montre l'influence des rayons de fentes sur l'élargissement de la bande fréquentielle et sur les caractéristiques de rayonnement de l'antenne.

Les principaux détails de conception concernant les rayons optimaux, les résultats de simulations et de mesures de différentes caractéristiques sont présentés.

## I- Introduction:

Le besoin d'un très haut débit et d'une multifonction des systèmes de communications sans fil fait appel à des antennes ultra large bande qui peuvent fonctionner haut en fréquence et couvrir une bande assez large du spectre fréquentiel. Actuellement un téléphone portable permet entre autre de se connecter sur Internet et d'envoyer des vidéos [1]. D'autre part, le développement de la télévision (TV) numérique terrestre offre maintenant la possibilité de visualiser une émission TV sur un récepteur multimédia mobile. Ce type d'application ne peut être efficace en milieu urbain que si l'on est capable de recevoir des signaux issus d'un même émetteur avec des caractéristiques de polarisation, d'amplitude et de phase différentes, consécutivement aux multiples trajets possibles. La réception de ces différents signaux permet, par traitement numérique, d'optimiser le rapport signal/bruit et par conséquent, la qualité globale de la réception. Ainsi l'amélioration de la qualité de la réception nécessite l'utilisation des antennes large bande et de taille réduite facilitant leur intégration dans un système portable. Plusieurs structures d'antennes ont été étudiées pour satisfaire cette demande, et différentes techniques de miniaturisation et d'élargissement de bande ont été développées [2] [3]. C'est dans ce contexte qu'on a réalisé et mesuré une antenne à doubles fentes circulaires ultra large bande, couvrant une bande relative de 200%.

## II- Structure de l'antenne et optimisation de dimensions:

L'antenne proposée a été imprimée sur un substrat FR4 de dimension  $70\text{mm} \times 75\text{mm} \times 1.6\text{mm}$  et de permittivité relative  $\epsilon_r = 4.4$ . Les variables de conception sont indiquées dans la Figure 1. La structure rayonnante est constituée de deux fentes imbriquées, de formes

circulaires de rayons  $r_1$  et  $r_2$ , et gravées dans le plan de masse de substrat FR4 monoface. L'alimentation des deux fentes se fait moyennant une ligne coplanaire, de largeur  $W=1.88mm$  et d'espacement au plan de masse  $s=0.21mm$ , terminée par une boucle de largeur variable.

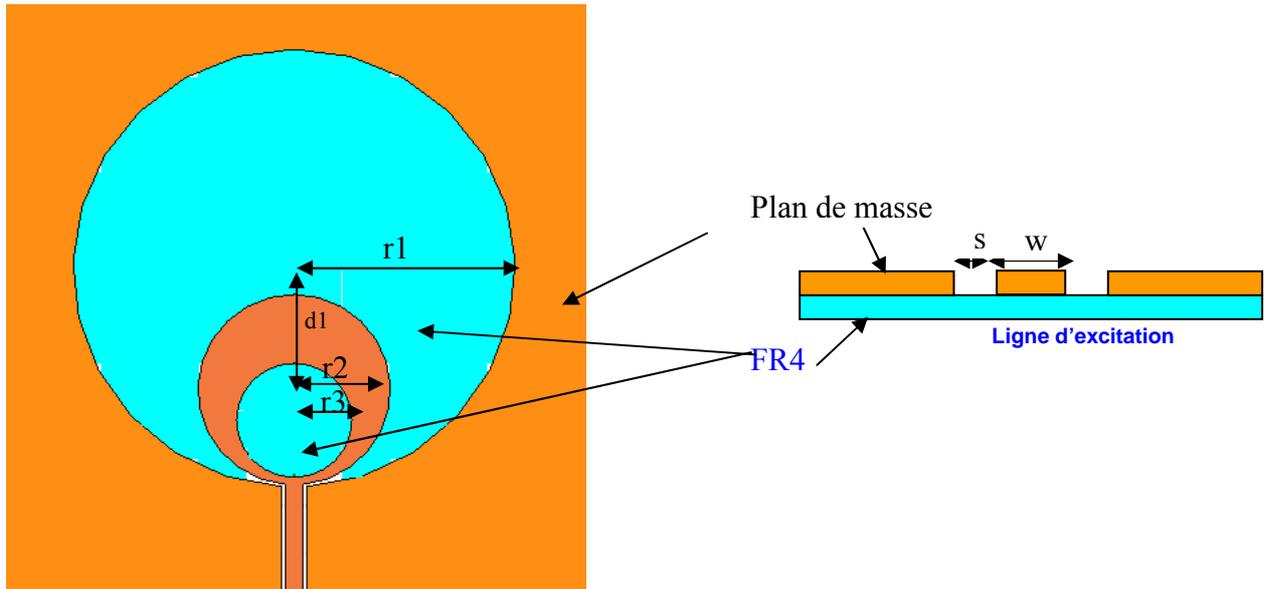


Figure 1: Structure de l'antenne à doubles fentes.

L'étude faite à l'aide de HFSS en fonction de la distance  $d_1$  séparant les centres des cercles de rayons  $r_1$  et  $r_2$  (Figure 2) montre que l'adaptation de l'antenne est optimale pour  $d_1 = 12.77$  mm. L'optimisation de l'antenne sous HFSS en fonction de trois rayons ( $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$ ) a permis de déterminer les dimensions suivantes  $r_1= 23$  mm,  $r_2= 10$  mm et  $r_3= 6$  mm qui nous donne une bande de fréquences assez large de l'ordre de 22.5GHz.

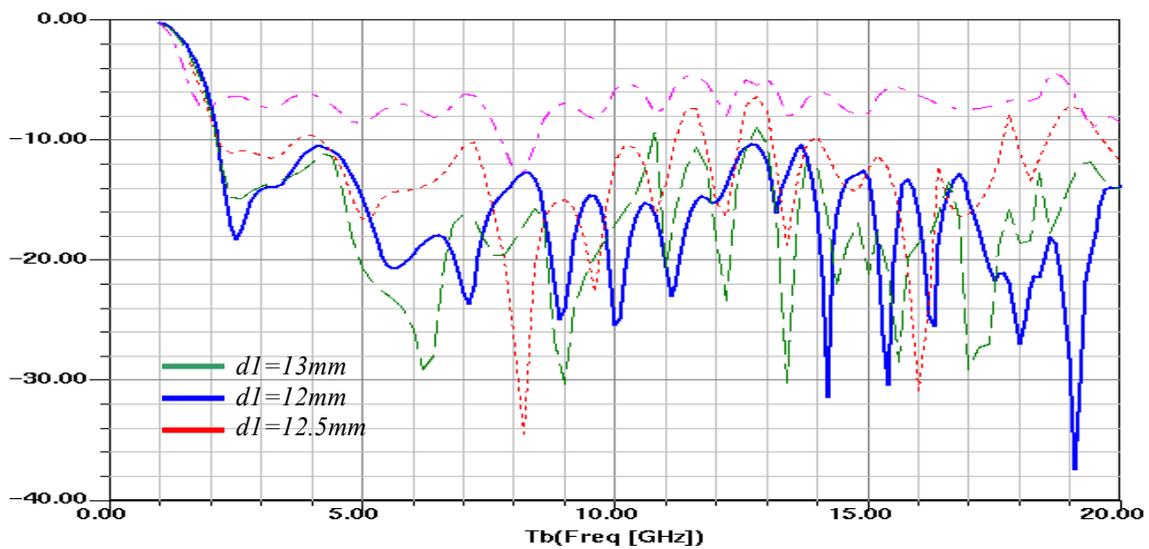


Figure 2 : Variation du coefficient de réflexion S11 en fonction de  $d_1$

Les résultats des simulations de l'antenne avec les dimensions optimums montrent que le gain maximum de l'antenne augmente en fonction de la fréquence (Figure3). Il est supérieur à 4dB dans toute la bande [2.3GHz, 25GHz]

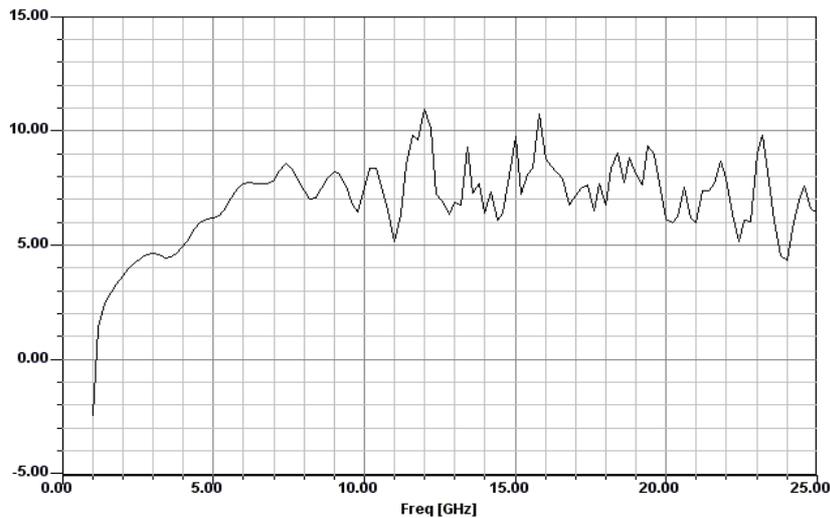


Figure 3 : Variation du gain maximal en fonction de la fréquence

La figure 4 montre la répartition de l'énergie rayonnée dans l'espace et sa variation en fonction de la fréquence de fonctionnement. Nous avons un diagramme quasi-omnidirectionnel pour les fréquences basses [2 GHz, 4GHz] et pour la bande [5 GHz, 8 GHz] nous avons plutôt un diagramme directif avec deux lobes principaux. Le nombre de directions principales croit au-delà de 9 GHz relatif la création d'un phénomène d'ondes stationnaires au niveau des deux fentes.

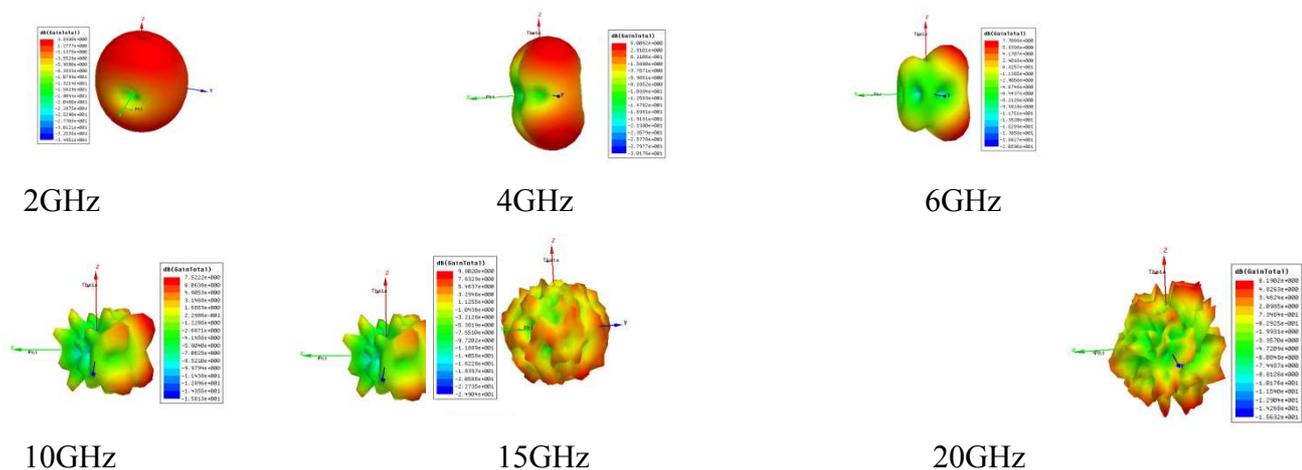


Figure 4 : Diagrammes de rayonnement à différentes fréquences.

### III- Réalisation et mesures :

La réalisation de prototypes (Figure 5) a été faite chimiquement et par gravure mécanique. Les mesures, de coefficient de réflexion, effectuées jusqu'à 20GHz confirment les résultats obtenus par simulations. Sur la figure 6 on remarque qu'au delà de 22GHz, les résultats de simulations obtenus avec Momentum /ADS ne convergent pas, cela est probablement dû à la

précision de simulateur et de sa méthode de calcul. En effet une meilleure précision nécessite un maillage plus fin ce qui devient rédhibitoire en terme de ressources mémoires et en temps de calcul, compte tenu de la surface de la structure (70mmX75mm).

La limitation en fréquence des connecteurs SMA et du substrat FR4 utilisés peut en partie expliquer la différence entre la mesure et la simulation au-delà de 14.5 GHz.

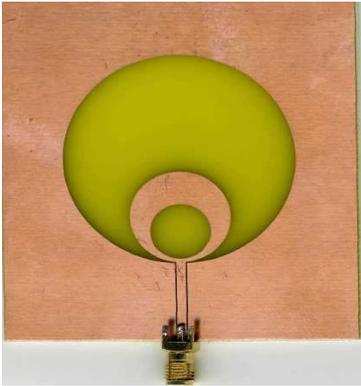


Figure 5 : Antenne prototype

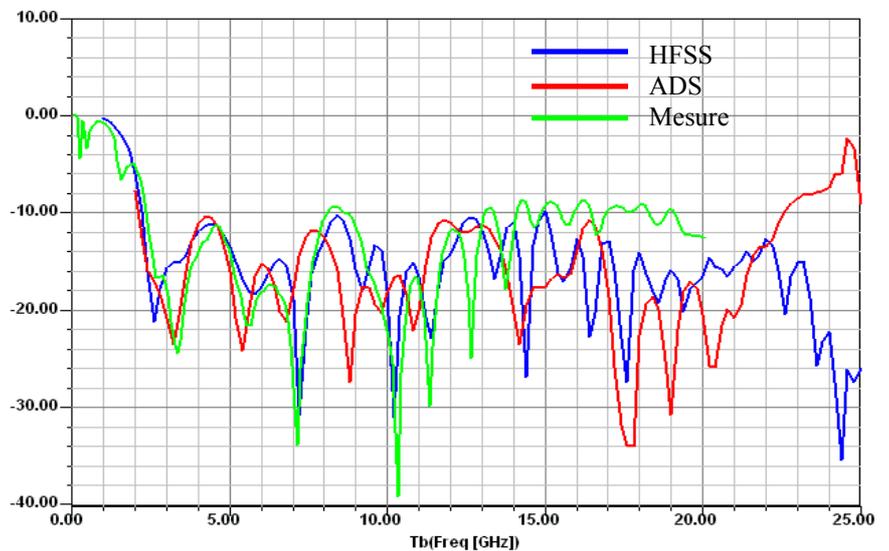


Figure 6 : Coefficient de réflexion S11 obtenu pour  $r1 = 23mm$ ,  $r2 = 10mm$ ,  $r3 = 6mm$ ,  $d1 = 12.77mm$

### Conclusion :

Une nouvelle topologie d'antenne ultra large bande a été présentée, simulée et caractérisée expérimentalement. Les mesures de S11 effectuées jusqu'à 20GHz présentent une bonne corrélation avec la simulation. Nous devons effectuer une caractérisation à plus haute fréquence, car d'après les simulations sous HFSS nous avons bien un coefficient de réflexion inférieur à -10dB. L'utilisation des connecteurs SMA et du substrat FR4 peut en partie expliquer la différence observée, au dessus de 14.5 GHz, entre les résultats de simulations et de mesures. L'étude théorique du diagramme de rayonnement fait apparaître l'existence de plusieurs formes en fonction de la fréquence avec un gain maximal supérieur à 4dBi.

### Référence :

- [1] F. LE BOLZER, A. LOUZIR « UNE NOUVELLE TOPOLOGIE D'ANTENNE LARGE BANDE POUR WLAN A BASE DE FENTES ANNULAIRES » 12èmes Journées Nationales Microondes, 16-17-18 mai 2001 – POITIERS.
- [2] Y. F. Liu, K. L. Lau, Q. Xue, and C. H. Chan "Experimental Studies of Printed Wide-Slot Antenna for Wide-Band Applications" IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 3, 2004
- [3] R. Chair, A. A. Kishk and K. F. Lee "Ultrawide-band Coplanar Waveguide-Fed Rectangular Slot Antenna" IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 3, 2004.

# Système de récupération de l'énergie électromagnétique

*Dhaou BOUCHOUICHA\*, François DUPONT\*, Laurent VENTURA\*\*, Mohamed LATRACH\*\*\**

*\* STMicroelectronics, 16 Rue Pierre et Marie Curie 37071 Tours France*

*[dhaou.bouchouicha@st.com](mailto:dhaou.bouchouicha@st.com), [francois.dupont@st.com](mailto:francois.dupont@st.com),*

*\*\*Laboratoire de microélectronique de puissance-Université de Tours.*

*16 rue Pierre et Marie Curie 37071 Tours France.*

*[laurent.ventura@univ-tours.fr](mailto:laurent.ventura@univ-tours.fr)*

*\*\*\* Groupe RF& Hyperfréquence- école supérieure d'électronique de l'ouest (ESEO)*

*4 Rue Merlet de la Boulaye, BP 30926, 49009 Angers, France*

*[mohamed.latrach@eseo.fr](mailto:mohamed.latrach@eseo.fr)*

## Résumé

Cet article présente une étude de faisabilité concernant la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante à l'aide d'antennes redresseuse (Rectenna). Le principe est de récupérer le signal RF avec une ou plusieurs antennes puis de le redresser à l'aide de diodes pour fournir après filtrage un signal DC qui sera emmagasiné ou utilisé pour l'alimentation d'un système à faible consommation.

En première partie, une étude de la possibilité de réaliser un système de récupération large bande (1GHz-3.5GHz) sera présentée. Dans la seconde partie les résultats de l'étude d'un système de récupération d'énergie en bande étroite seront présentés et commentés.

Les résultats de simulations et de mesures seront présentés et commentés ainsi que le choix des composants et la topologie du redresseur.

*Mots clé : Antenne, récupération d'énergie EM, conversion RF/DC.*

## Introduction

Depuis quelques années, les questions relatives à la consommation d'énergie électrique préoccupent aussi bien les pays occidentaux que les pays en voie de développement. L'énergie est devenue une composante essentielle dans notre vie, mais tous les pays sont confrontés à deux problèmes essentiels : l'épuisement des réserves naturelles et les impacts environnementaux (émission de CO<sub>2</sub>).

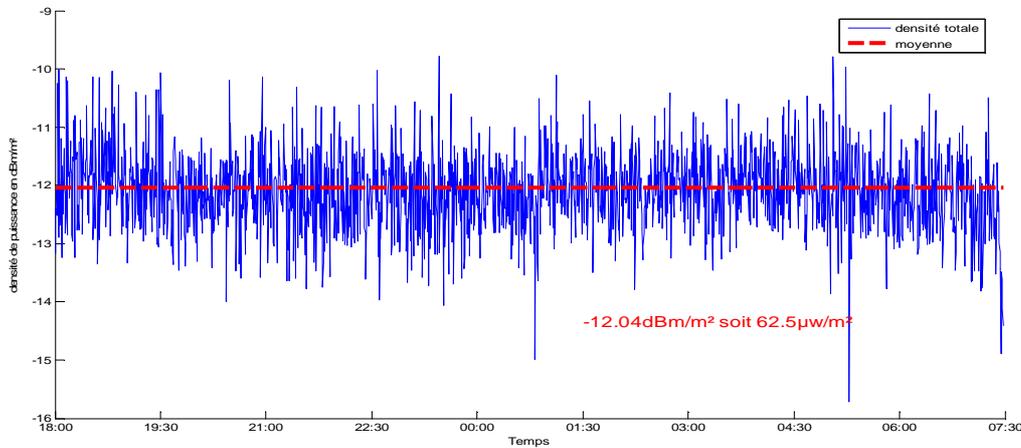
Les principales innovations dans le domaine énergétique sont liées à la mise au point de nouveaux matériaux pour l'amélioration des rendements de conversion et le développement des énergies renouvelables, gratuites et disponible éternellement. Depuis quelques années des laboratoires de recherche s'intéressent à la récupération ou au recyclage des énergies disponibles telles que l'énergie mécanique (MEMS) [1], thermique ainsi que l'énergie électromagnétique [2] [3] [4] [5].

Dans notre cas on s'intéresse à la récupération de l'énergie électromagnétique environnante pour alimenter, totalement ou en partie des dispositifs électroniques à faible consommation. Nous avons étudié un système de récupération d'énergie électromagnétique reposant sur l'utilisation d'une antenne large bande et un redresseur RF/DC sans polarisation.

## Mesure de l'énergie électromagnétique ambiante et conception de l'antenne

Pour sélectionner la bande de fréquence dans laquelle il y a le plus de puissance disponible dans le milieu ambiant, nous avons effectué une campagne de mesure sur plusieurs sites représentatifs. L'évolution de la puissance en fonction du temps a été relevée à l'aide d'un champ-mètre. Nous avons remarqué que la puissance était quasiment constante en fonction de temps et que les signaux les plus significatifs se situaient dans la bande 1MHz-3.5GHz. La puissance la plus élevée correspond aux signaux FM. Vu la taille des antennes qui peuvent fonctionner dans la bande FM avec un gain supérieur à 1dB, nous avons choisi de réduire la

bande de travail et ne couvrir que la bande 1GHz-3.5GHz. La totalité de la densité de puissance ambiante, mesurée dans l'espace libre, vaut en moyenne -12.04dBm/m<sup>2</sup> soit 62.5μW sur 1GHz-3.5GHz. (Figure 1).



**Figure-1** : variation de la totale de la densité de puissance en fonction de temps (1-3.5GHz)

Les deux points jouant un rôle essentiel pour maximiser l'énergie récupérée sont : l'utilisation d'une antenne omnidirectionnelle large bande avec un gain élevé sur toute la bande et l'adaptation de l'impédance d'entrée du redresseur à l'impédance de l'antenne.

D'après Friis (Eq-1) la puissance récupérée en visibilité directe par une antenne dépend de la puissance émettrice, du gain des deux antennes, de la distance qui la sépare de l'antenne émettrice, de la fréquence et du rendement de polarisation.

$$P_r = P_e \cdot G_e \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \cdot \eta \quad \text{Eq - 1}$$

$P_r$  : puissance reçue.

$P_e$  : puissance émise.

$G_e$  : gain de l'antenne émettrice.

$G_r$  : gain de l'antenne receptrice .

$d$  : distance.

$\lambda$  : longueur d'onde.

$\eta$  : rendement de polarisation.

Il n'est pas possible d'intervenir directement sur tous ces facteurs pour améliorer le rendement de la récupération de l'énergie, en revanche nous pouvons intervenir sur quelques uns, tels que le gain de l'antenne à la réception et le rendement de la polarisation.

L'antenne spirale permet de répondre à nos besoins. Celle-ci est imprimée sur un substrat FR4 de permittivité relative  $\epsilon_r=4.4$  et d'épaisseur 0.8mm. Les dimensions optimisées de l'antenne sont 8x 9cm<sup>2</sup>. Elle est entourée par un cadre métallique dont l'effet capacitif permet de baisser sa fréquence de fonctionnement et d'augmenter artificiellement sa surface (Figure 2). L'antenne est quasi omnidirectionnelle et couvre la bande de fréquence souhaitée entre 1GHz-3.5GHz. La polarisation de l'antenne est circulaire assurant ainsi un rendement de polarisation supérieur à 50%.

Le gain de l'antenne est quasi constant sur toute la bande d'étude avec une valeur supérieure à 3dBi (Figure 3).

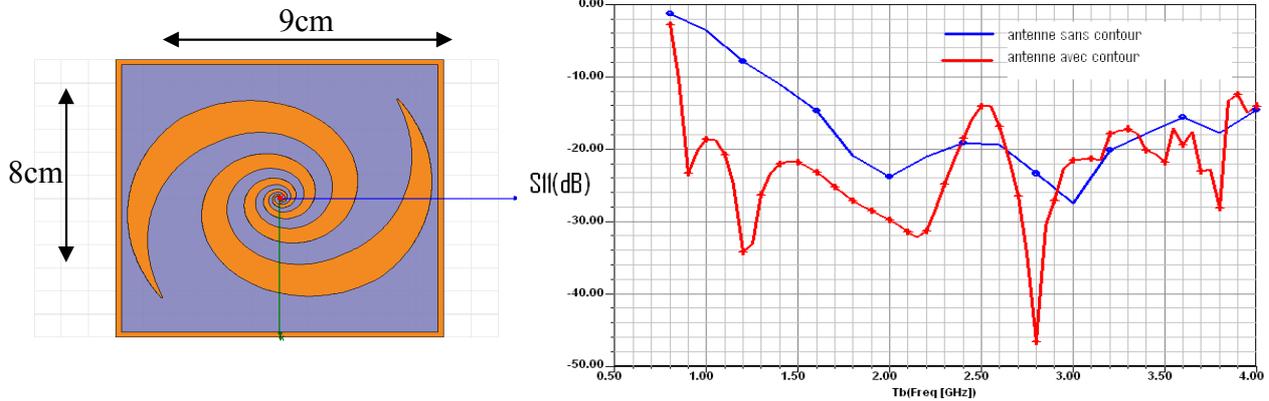


Figure-2 : (a) antenne spirale, (b) Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence obtenue par la simulation.

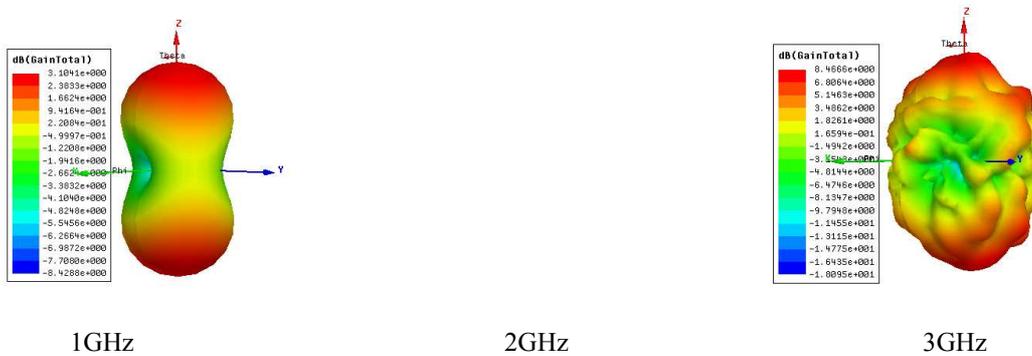


Figure-3 : diagramme de rayonnement de l'antenne obtenu par simulation.

### Conversion de l'énergie, captée en large bande, en signal continu.

Pour redresser le signal RF il faut utiliser des diodes de très grande sensibilité étant donné que le signal RF très faible. Nous avons comparé plusieurs types de diodes fabriqués par AVAGO et sélectionné ainsi la diode HSMS2850. Cette diode détecte des niveaux de puissance très faible - 50dBm [6], comme le montre les résultats de la simulation la figure 4. Elle représente un rendement de conversion d'un signal RF en signal DC en fonction de la puissance RF ( $P_{in}$ ) de deux types de diodes.

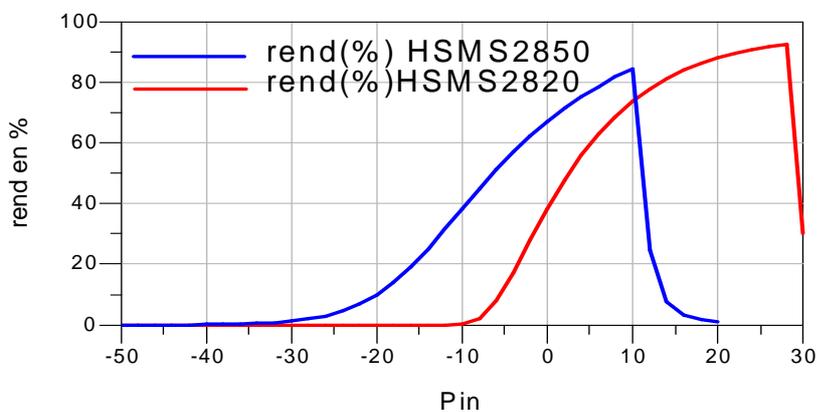
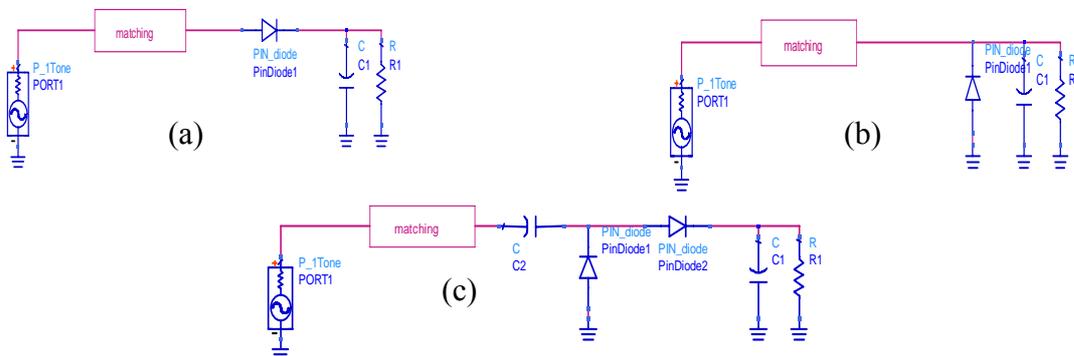


Figure-4 : variation du rendement en fonction de la puissance RF

Les différentes configurations de redressement étudiées sont présentés sur la Figure 5.

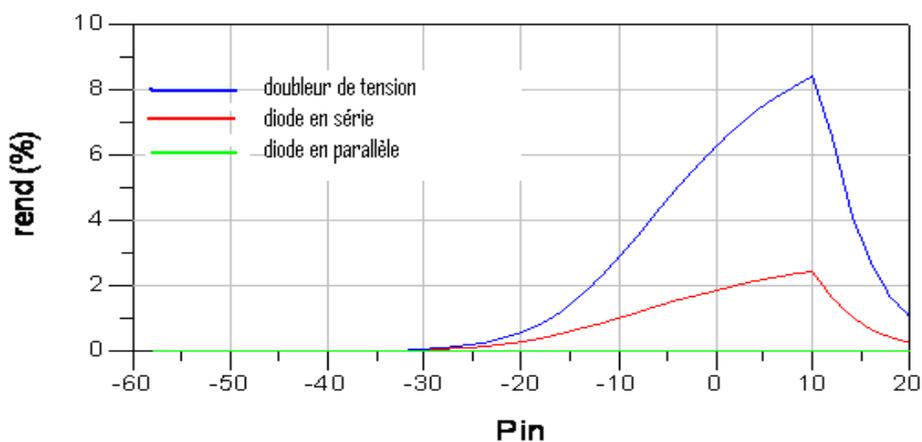


**Figure-5** : topologie de redresseur, (a) diode en série, (b) diode en parallèle, (c) doubleur de tension.

Les trois configurations de redressement présentent une impédance équivalente à celle d'un circuit RC en parallèle qui rejette toute possibilité de trouver un circuit d'adaptation large bande [7]. Ainsi ce type de circuit nécessite forcément une adaptation en bande étroite. La charge utilisée (R1) égale à 12.7K\_ et la capacité (C) est égale à 4.7nF.

Nous avons, dans un premier temps, entrepris d'étudier la possibilité de récupérer l'énergie sans utiliser de circuit d'adaptation en connectant directement l'antenne sur le redresseur.

La configuration du doubleur de tension est dans ce cas la solution la mieux adaptée pour augmenter le rendement. (Figure 6)



**Figure-6** : variation du rendement en fonction de la puissance RF pour les trois configurations.

En adoptant la configuration du doubleur on optimise le rendement en faisant varier l'impédance équivalente de l'antenne. La Figure 7 montre l'évolution de la puissance DC à la charge en fonction de la résistance de l'antenne à plusieurs fréquences. On remarque que pour une impédance inférieure ou égale à 50\_ et quelle que soit la fréquence, la puissance DC est la même. Pour les impédances comprises entre 50\_ et 250\_, nous constatons une amélioration de la puissance DC dépendante de la fréquence.

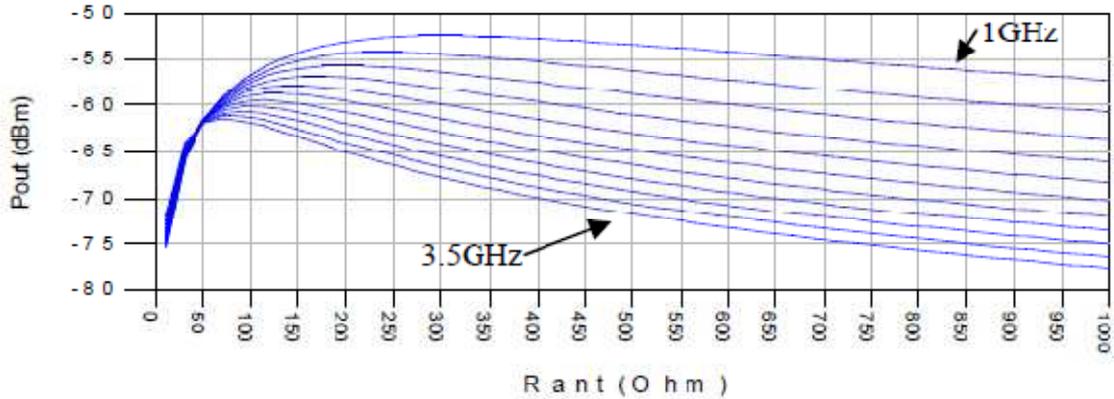


Figure-7 variation de la puissance de sortie en fonction de la résistance de l'antenne.

Nous avons réalisé le doubleur de tension sans circuit d'adaptation. Sur la Figure 8, nous avons la variation de la puissance DC, sur une charge de  $12.7k \Omega$ , en fonction de la puissance RF. Le résultat présente une bonne corrélation avec la simulation. La courbe mesurée est en limite basse à  $-75\text{dBm}$  pour des raisons de métrologies.

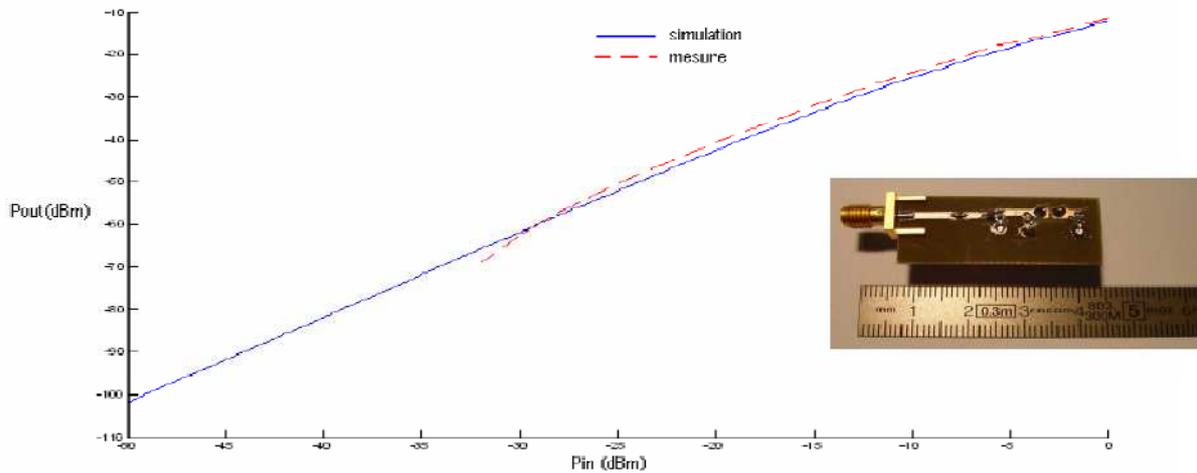


Figure-8 : Variation de la puissance DC en fonction de la puissance RF.

La réalisation d'un premier prototype connecté sur une antenne spirale d'impédance de  $100\Omega$  (Figure 9) à permet de mesurée une tension de  $0.4\text{mV}$  qui est équivalente à une puissance de  $-79\text{dBm}$ .

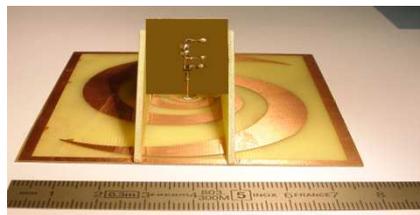
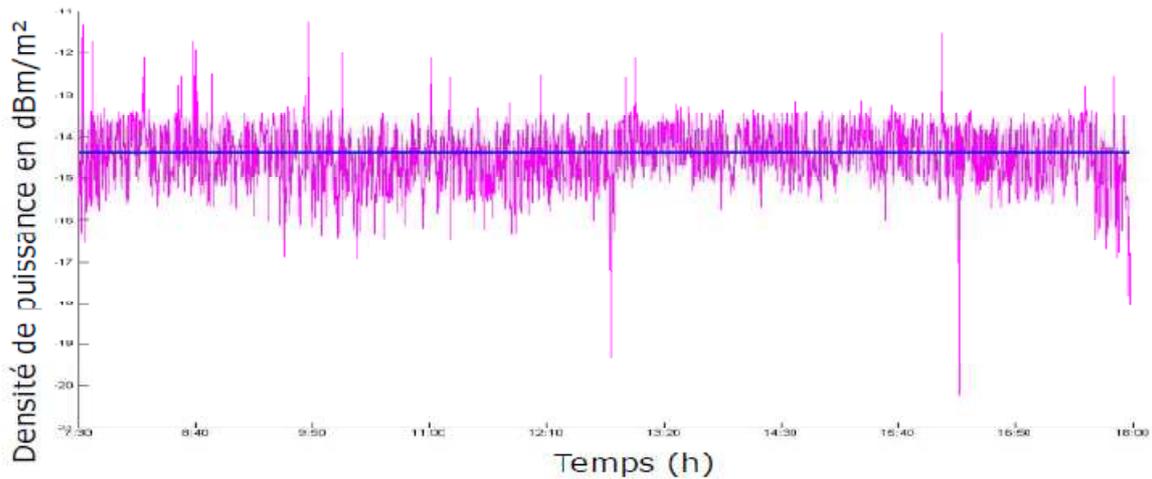


Figure-9 : prototype de récupérateur d'énergie

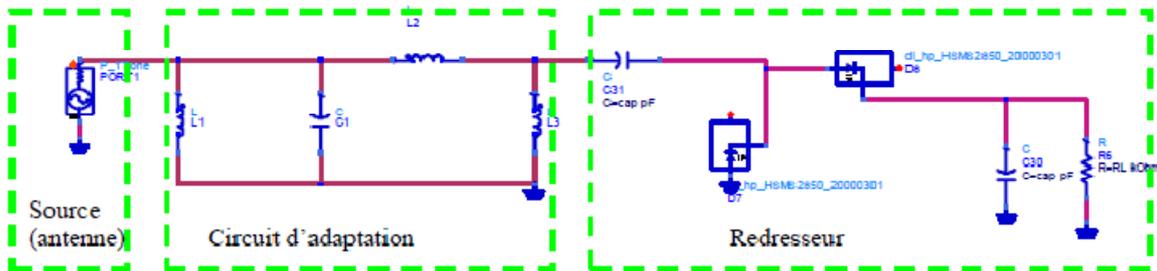
### Conversion de l'énergie, captée en bande étroite, en signal continu.

Sur le spectre  $1\text{-}3.5\text{GHz}$ , la densité de puissance disponible la plus importante se situe dans l'intervalle  $1.8\text{GHz}\text{-}1.9\text{GHz}$  avec une valeur de l'ordre de  $-14,5\text{dBm}/\text{m}^2$ . Elle représente presque à elle seule la moitié de la puissance disponible sur tout le spectre. Sur la Figure-10 on remarque que la variation de la densité de puissance dans la bande  $1.8\text{GHz}\text{-}1.9\text{GHz}$  en fonction de temps est quasi constante.



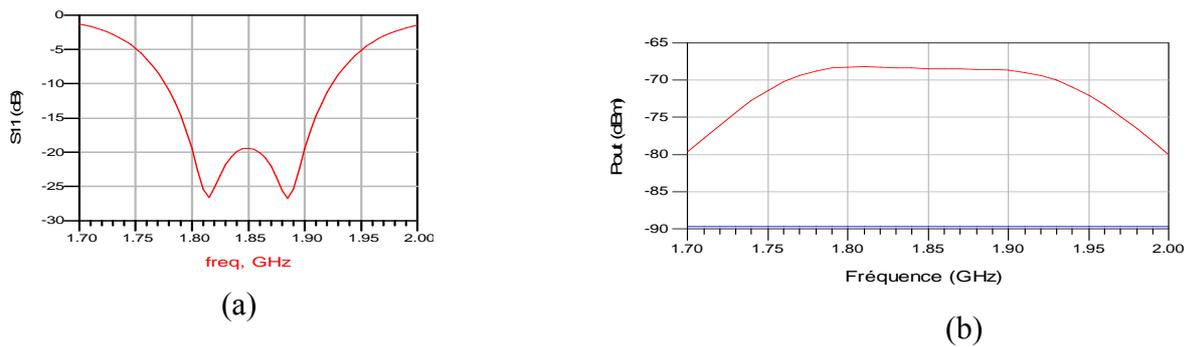
**Figure-10** : Variation de la densité de puissance (1.8-1.9GHz) en fonction de temps

Pour récupérer cette puissance, nous avons placé un circuit d'adaptation entre l'antenne et le redresseur (Figure 11). Cette antenne a une impédance d'entrée de  $50 \Omega$ . Le circuit d'adaptation est composé de trois inductances et d'une capacité.  $L1=0.4nH$ ,  $L2=24.5nH$ ,  $L3=30.14nH$ ,  $C1=18.76 pF$ ,  $RL=12.7K$ ,  $\Omega$  Cap= $4.7nF$ . La puissance appliquée à l'entrée de circuit d'adaptation est de  $-44dBm$ , ce qui correspond à la puissance récupérée par l'antenne en appliquant la densité de puissance ambiante mesurée ci-dessus. L'intensité du champ électrique correspond à  $-14.5dBm/m^2$  est égale à  $115mV/m$ .

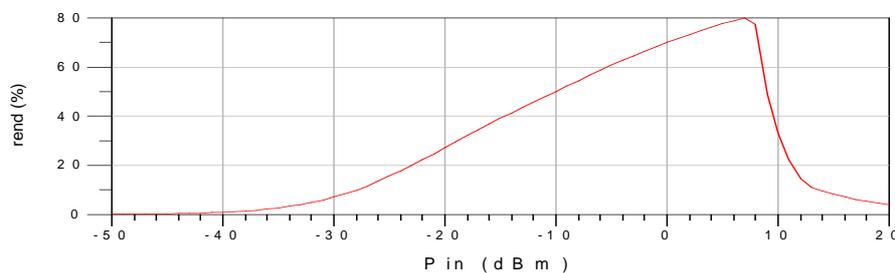


**Figure-11** : Circuit de redressement avec le circuit d'adaptation.

Malgré l'adaptation de l'antenne avec des faibles pertes d'insertion (Figure 12) la puissance récupérée reste faible, de l'ordre de  $-68 dBm$ . L'utilisation de circuit d'adaptation a nettement augmenté la puissance DC récupérée ( $-68dBm$  (avec circuit d'adaptation) au lieu des  $-90dBm$  (sans circuit d'adaptation) (cf. Figure 8, Figure 12 (b))). Théoriquement, puisque l'antenne est adaptée au redresseur, on doit récupérer une puissance proche de celle en entrée, ce pendant le rendement de conversion RF/DC était très faible pour les faibles puissances (cf. Figure-4) on ne récupère que peu de puissance. Le rendement de la conversion, dans notre cas qui correspond à une puissance RF de  $-44dBm$ , est de l'ordre de  $0.5\%$  (Figure 13).



**Figure-12 :** (a) coefficient de réflexion (S11), (b) puissance DC à la sortie avec et sans le circuit d'adaptation.



**Figure-13:** Variation du rendement de la conversion RF/DC en fonction de la puissance RF d'entrée

### Conclusion :

Une première étude de récupération de la puissance rayonnée environnante a été faite. Le premier prototype récupérateur large bande a été réalisé avec tension DC en sortie égale à 0.4mV sur une charge de 12.7K\_ soit -79dBm. La puissance récupérée est très faible, celle ci ne peut pas alimenter que des dispositifs électroniques à très faible consommation (nano capteur). Elle doit donc être emmagasinée dans d'un accumulateur (super capacité, batterie...) pour pouvoir être consommée sur un laps de temps plus court.

L'utilisation d'un circuit d'adaptation pour récupérer l'énergie en bande étroite a nettement augmenté la puissance DC à la sortie. Mais celle-ci reste très faible puisque le rendement de la conversion RF/DC est faible pour les faibles puissances RF.

Il est prévu d'étudier l'utilisation d'un réseau d'antennes pour augmenter la puissance récupérée et donc améliorer le rendement de la conversion RF/DC.

### Référence :

- [1] Bernard C. and Jeffrey H. "A variable-capacitance Vibration- to-Electric Energy Harvester" IEEE Transactions On circuits and systems Regular Papers, VOL. 53, NO.2 February 2006.
- [2] James O., Lu Fan, and Kai Chang "Design and Experiments of a High-Conversion-Efficiency 5.8GHz Rectenna" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques VOL, 46, NO 12, December 1998.
- [3] Joseph A., Florian B., William H. and ZOYA B. "Recycling Ambient Microwave Energy With Broad-Band Rectenna Arrays" IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques VOL, 52, NO 3, March 2004.
- [4] Minhong Mi., Marlin H. Chris Capelli and Harold Swift"RF Energy Harvesting With Multiple Antennas in the Same Space" IEEE Antennas and Propagation Magazine, VOL 47, NO 5, October 2005
- [5] J. ZBITOU, M. LATRACH and S. TOUTAIN "Hybrid Rectenna and Monolithic Integrated Zero-Bias Microwave Rectifier", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-54, no. 1, pp. 147-152, Jan. 2006.
- [6] Data Sheet HSMS-285x Series. Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes AVAGO Technologies.
- [7] Catherine DEHOLLAIN « adaptation d'impédance à large bande » presses polytechniques et universitaires Romandes, Lausanne 1996

# A Novel Design of Ultrawide-band Antenna

D. Bouchouicha<sup>1</sup>, M. Latrach<sup>2</sup>, F. Dupont<sup>1</sup>, A. Bremond<sup>1</sup>, and L. Ventura<sup>3</sup>  
1STMicroelectronics, Rue Pierre et Marie Curie, BP 7155, Tours 37071, France  
2Groupe RF & Hyperfrequences, ESEO  
4 Rue Merlet de la Boulaye, BP 30926, Angers 49009, France  
3Laboratoire de Microelectronique de Puissance  
16 Rue Pierre et Marie Curie, Tours 37071, France

## Abstract:

A new design of Ultra Wide-Band circular slots antenna fed by Co-Planar Waveguide (CPW) is presented in this paper. Antenna impedance and bandwidth are studied as function of the radius and the centers positions of two circular slots. Consequently, the broadband operation is achieved by adjusting, a shape of the ended CPW-fed. The obtained impedance bandwidth, assuming a limit of  $\leq 10$  dB return loss, is from 2.3 GHz to 20 GHz (about 159% fractional bandwidth). The peak gain increases from 4 dBi to 8 dBi according to the use frequency. The proposed antenna is characterized by the simplicity in design and feeding, a very low cost and by a relatively stable radiation pattern over larger part of the bandwidth.

## 1. INTRODUCTION

In recent years, the demand for UWB technology has rapidly progressed in the wireless communication domains. The need for a very high speed and a multipurpose system of wireless communication imposes inevitably the use of antennas covering a wideband frequency. Currently on mobile phone, for example, people may call; connect to the Internet, send video, watching television (TV). . . Also with the development of digital terrestrial TV, new services are offered to subscribers. They include in particular an opportunity to view a broadcast TV on mobile multimedia receiver. This type of application can be effective in urban areas unless one is able to receive signals from the same issuer whose characteristics of polarization, amplitude and phase consecutively with different thoughts on sustained multiple trips. The reception of these signals allows digital processing to optimize the signal to noise ratio and hence the overall quality of the reception. To access to this reception quality, it is therefore necessary to determine broadband antenna sizes (integration in a laptop system). Several structures antennas have been designed to meet this demand, and different techniques of miniaturization and expanding bandwidth have been developed [2, 3].

In this paper, a new UWB CPW-fed slot antenna is proposed and a 159% fractional impedance bandwidth is achieved. Both numerical and experimental results show that the new design allows an improved antenna performance and offers a potential benefits in various UWB applications.

## 2. ANTENNA DESIGNING

The proposed antenna is composed of two non-concentric circular slots and feeding by a Co-Planar Waveguide (CPW) line as shown in Figure 1. Slots and CPW-fed are etched on the same layer on a surface of 70 X 75mm<sup>2</sup> by 1.6mm thick on FR4 substrate with relative permittivity 4.4.  $r_1$  and  $r_3$  represent respectively the radius of the slots and  $d_1$  represent the distance between the centers of the slots. The CPW-fed is a 50- line where the width  $W = 1.88$ mm and the gap  $s = 0.21$ mm. Simulations were made with HFSS simulator by varying the parameters of the antenna ( $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$ ,  $d_1$ ) (see Figure 2). After optimization of these parameters, we get a good matching between the antenna and CPW, for the following values:  $r_1 = 23$  mm,  $r_2 = 10$  mm,  $r_3 = 6$  mm, and  $d_1 = 12.77$  mm. These values give a very wide frequency bandwidth.

### 3. ANTENNA PERFORMANCES

The production of prototypes (Figure 3) was made both by chemical and mechanical etching. The measurements of the return loss up to 20 GHz have shown good agreement with the simulation results (Figure 4).

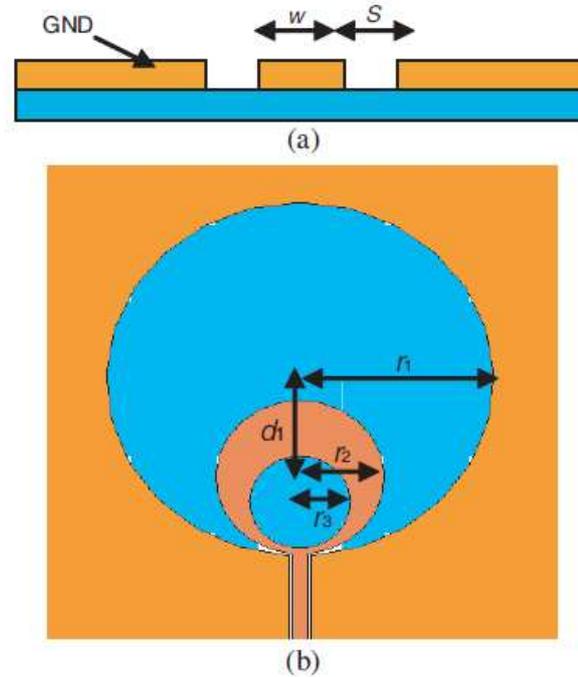


Figure 1: (a) Feed line (CPW), (b) antenna geometry.

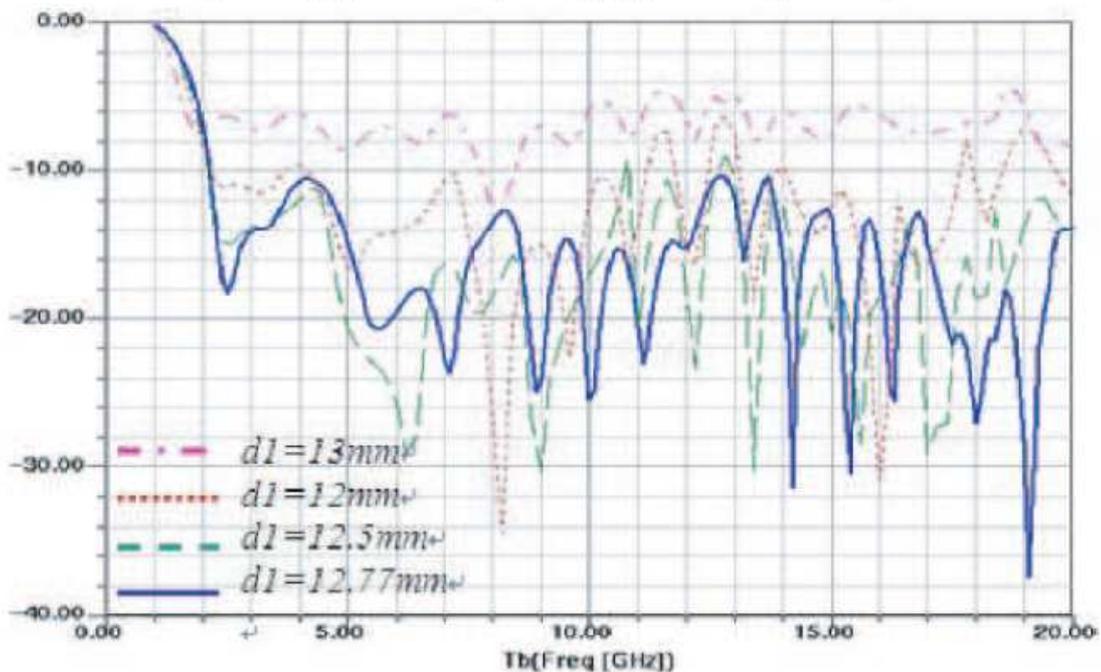


Figure 2: Antenna return loss.

In Figure 4, measured and simulated return losses are presented. We have simulated the antenna up to 25 GHz with HFSS and ADS simulators. We note that for high frequency, greater than 22 GHz, the results of HFSS and ADS are slightly different. This difference is

due to the method of calculation used in the two software's: MOM for ADS and MFE FOR HFSS. As calculation method determines the mesh frequency and the number of cells per wavelength, difference between simulators results can be explain by this way. We have currently made  $S$  parameters measurement up to 20 GHz with our lab equipment. We plan to make additional measurement higher in frequency, in order to compare with the simulation done between 20 & 25 GHz. This structure allows to have a design more compact than [2,4] and with larger bandwidth than [5, 6]. The results of antenna simulations with the optimum dimensions show that the peak gain of the antenna increases as a function of frequency from 1 GHz to 7.5 GHz. For high frequency ( $> 7.5$  GHz) the gain have a fluctuation around 8 dBi. The gain is more than 4 dBi in the frequency range [2.3 GHz, 25 GHz] (Figure 5).

In Figure 6, we represent the distribution of the energy radiated in the space. This distribution varies with a frequency. We have a quasi-unidirectional radiation for the low frequency [2GHz, 4GHz].

In the band [10 GHz, 20 GHz], we have a radiation pattern with several lobes. We note that the number of lobes increases as a function of frequency. This increased number of lobes is due to the stationary wave phenomenon. The stationary wave is produced in the slots. The number of the maximum and the minimum increase when the frequency increase. Because the wavelength is inversely proportional to the frequency and it becomes very small relatively to the slots dimensions in higher frequencies (Figure 7). The distribution of surface current represented in Figure 8 shows that the number of maximum increases. In Figure 9, the radiation patterns of the E-led were presented at 2, 4, 10, and 20 GHz in the  $E$ -plane ( $x$ - $z$  plane) and  $H$ -plane ( $y$ - $z$  plane).



Figure 3: The photograph of the prototype antenna.

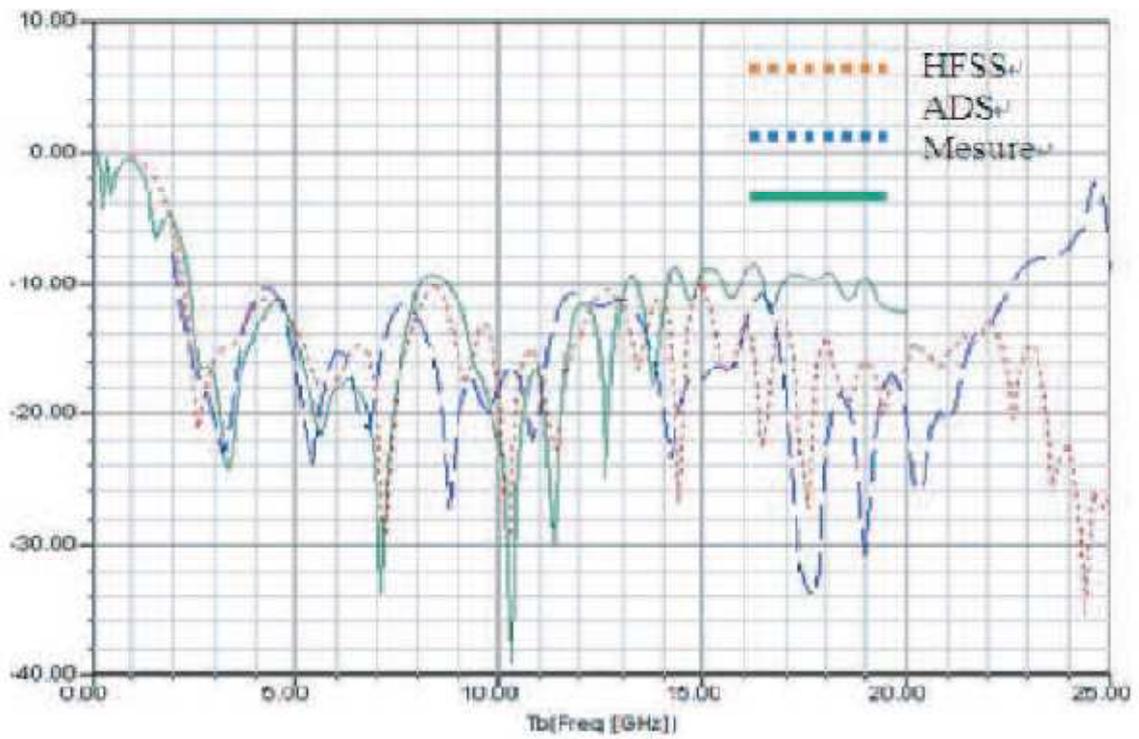


Figure 4: Antenna return loss.

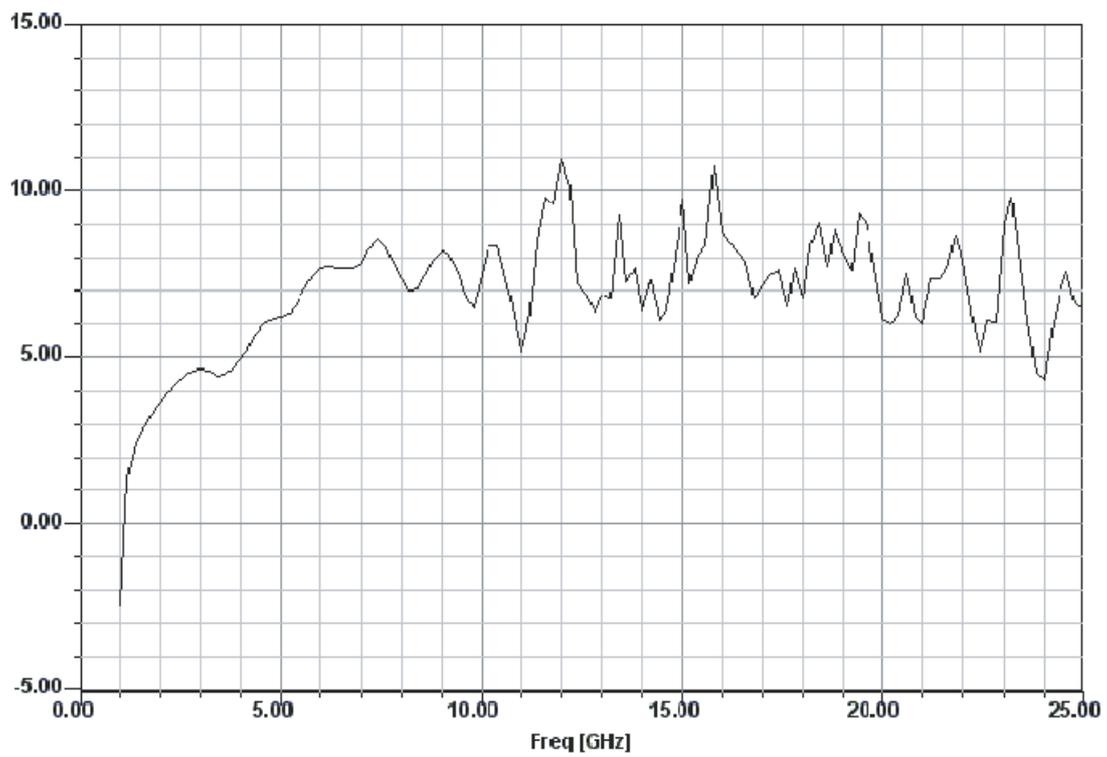


Figure 5: Maximum gain.

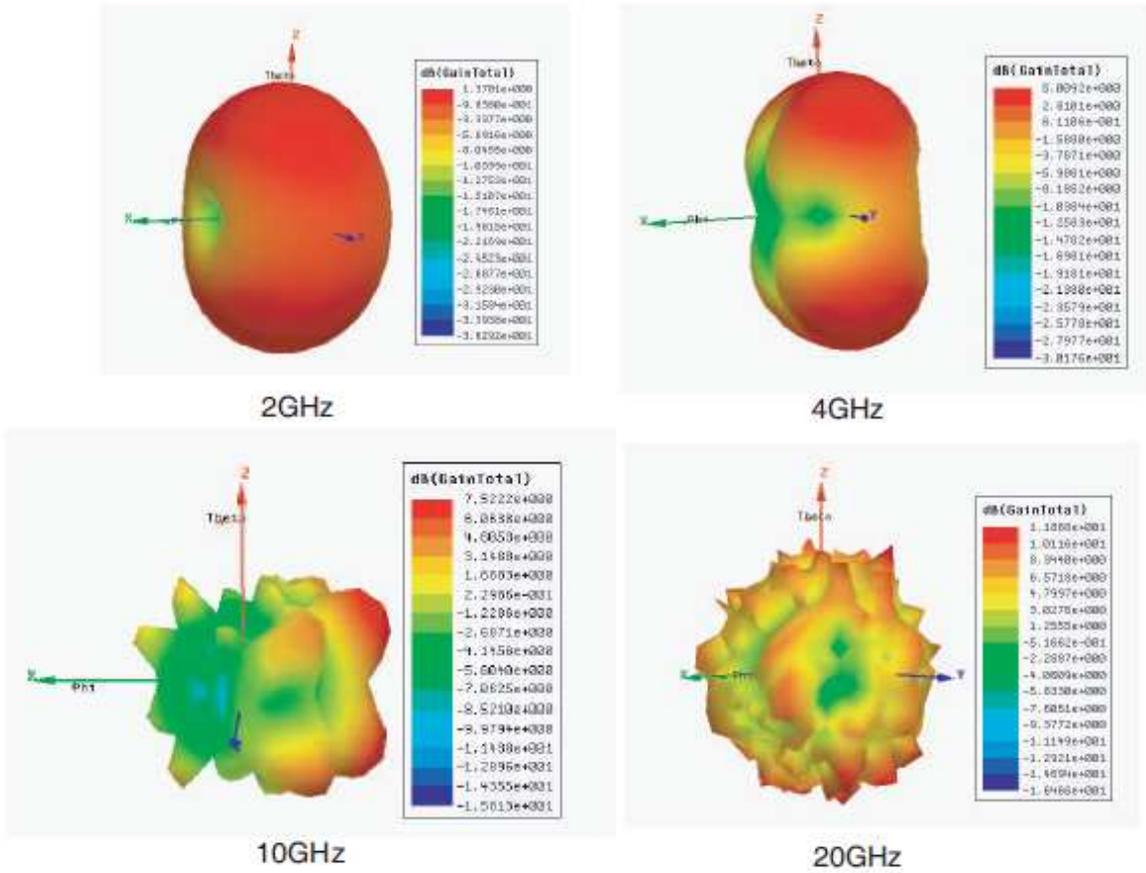


Figure 6: Antenna radiation.

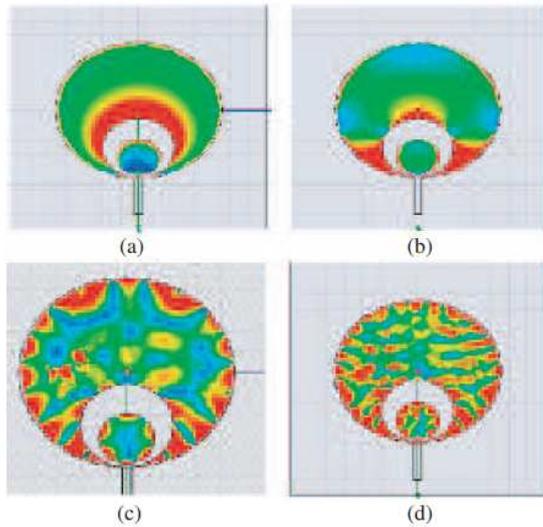


Figure 7: Intensity of the E field in the slots at (a) 2 GHz, (b) 4 GHz, (c) 10 GHz, and (d) 20 GHz.

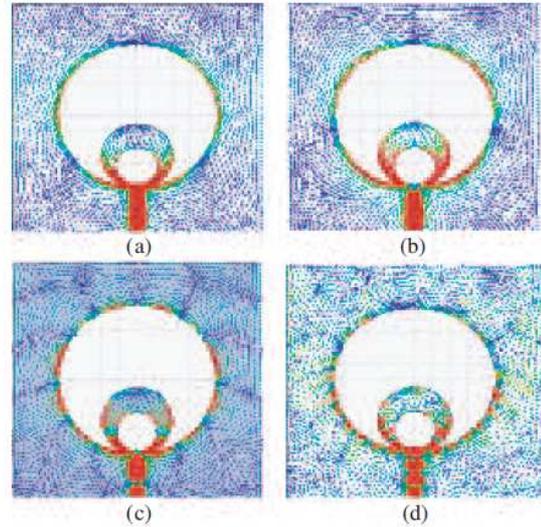


Figure 8: Surface current distribution: (a) 2 GHz, (b) 4 GHz, (c) 10 GHz, (d) 20 GHz.

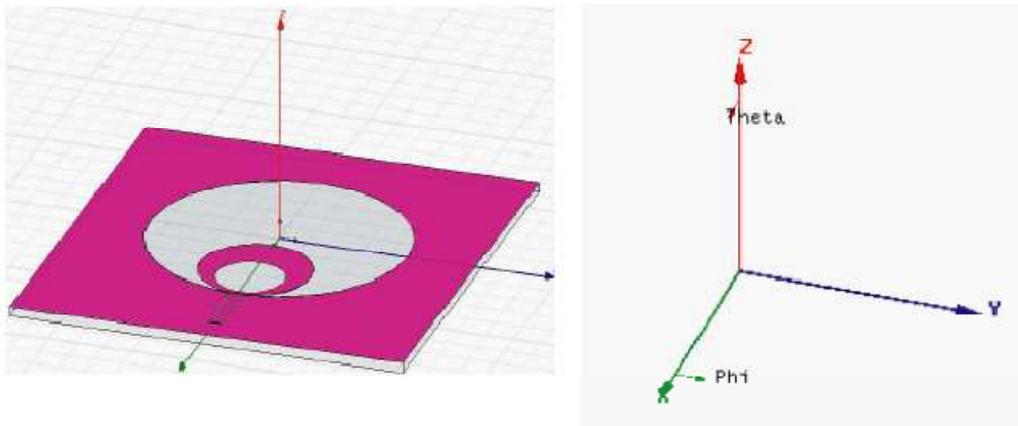
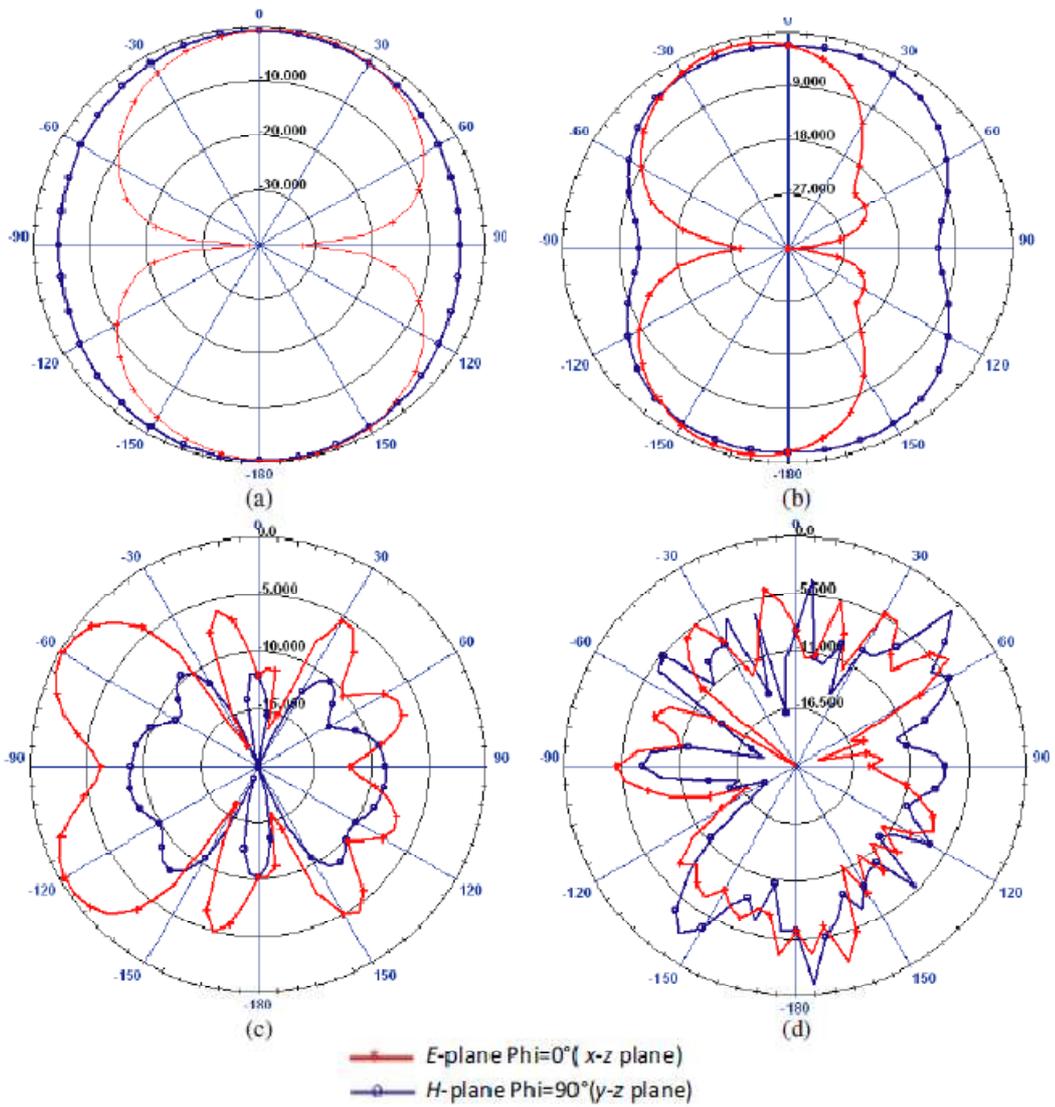


Figure 9: Radiation pattern: (a) 2 GHz, (b) 4 GHz, (c) 10 GHz, (d) 20 GHz.

#### 4. CONCLUSION AND FUTURE WORK

New printed CPW-fed antenna for ultra wideband applications is proposed. The return losses measurement has been made up to 20 GHz and show a good correlation with the simulation. Higher frequencies characterization has been planned, because according to the simulations with HFSS simulator we have a return loss lower than  $\sim 10$  dB in the 20 to 25 GHz band.

We can explain the slight difference observed between the simulations results and measurements by the uses of SMA connectors and FR4 substrate which reach its frequency limits. The results of the radiation pattern obtained with HFSS simulator shows the existence of many forms for different frequencies with a peak gain is more than 4 dBi.

## REFERENCES

1. Le Bolzer, F. and A. Louzir, \Une nouvelle topologie d'antenne large bande pour WLAN a base de fentes annulaires," *12<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes*, 16-17-18 Mai, Poitiers, 2001.
2. Liu, Y. F., K. L. Lau, Q. Xue, and C. H. Chan, \Experimental studies of printed wide-slot antenna for wide-band applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 3, 2004.
3. Chair, R., A. A. Kishk, and K. F. Lee, \Ultra wide-band coplanar waveguide-fed rectangular slot antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 3, 2004.
4. Sadat, S., M. Fardis, F. Geran, G. Dadashzadeh, N. Hojjat, and M. Roshandel, \A compact microstrip square-ring slot antenna for UWB applications," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 4629{4632, 2006.
5. Li, P., J. Liang, and X. Chen, \Ultra-wideband printed elliptical slot antenna," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 3A, 508-511, Jul. 3-8, 2005.
6. Li, P., J. Liang, and X. Chen, \CPW-fed printed elliptical slot antenna with fork-like tuning stub," *European Microwave Conference*, Vol. 1, 4, Oct. 4{6, 2005.

## Ambient RF Energy Harvesting

D. BOUCHOUICHA\*, F. DUPONT\*, M. LATRACH\*\*\*, L. VENTURA\*\*

\*\*Laboratoire de microélectronique de puissance-Université de Tours.  
16 rue Pierre et Marie Curie 37071 Tours France.

[laurent.ventura@univ-tours.fr](mailto:laurent.ventura@univ-tours.fr)

\*\*\* Groupe RF & Hyperfréquence- école supérieure d'électronique de l'ouest(ESEO)  
4 Rue Merlet de la Boulaye, BP 30926, 49009 Angers, France

[mohamed.latrach@eseo.fr](mailto:mohamed.latrach@eseo.fr)

\* STMicroelectronics, 16 Rue Pierre et Marie Curie 37071 Tours France

[dhaou.bouchouicha@st.com](mailto:dhaou.bouchouicha@st.com), [francois.dupont@st.com](mailto:francois.dupont@st.com)

### Abstract:

In this paper, we present a study of ambient RF energy harvesting techniques. The measurement of the ambient RF power density is presented. The average of the density in broadband (1GHz-3.5GHz) is in the order of -12dBm/m<sup>2</sup> (63μW/m<sup>2</sup>). Two systems have been studied to recover the RF energy. The first is a broadband system without matching circuit. The second is a narrow band system (1.8-1.9GHz) with a matching circuit. The rectifier circuit RF / DC and the choice of the load to optimize the DC power recovered are presented.

The preliminary results indicate that the recovered energy is not sufficient to directly power devices but could be stored in a super-capacity or micro-batteries.

**Keywords** - harvesting energy, RF energy, wireless sensor, rectenna.

### 1- Introduction:

In recent years the use of wireless devices is growing in many applications like mobile phones or sensor networks. This increase in wireless applications has generated an increasing use of batteries. Many research teams are working on the autonomy of the batteries by reducing the consumption of the devices. Others teams have chosen to recycle ambient energy like in MEMS [1]. The charging of multiple applications is easy because the user can do it easily, like for mobile phones. But for other applications, like wireless sensor nodes located in difficult access environments, the charging of the batteries remains a major problem. This problem increase when the number of devices is large and are distributed in a wide area or located in inaccessible places. The uses of the Wireless Power Transmission (WPT) allow the overcoming of these problems.

The rectification of microwave signals to DC power has been proposed and researched in the

context of high-power beaming since the 1950s [2]. It has been proposed for helicopter powering [3], solar power satellite (SPS) [4], the SHARP System [5], and recently for RFID system. The principle of this kind of power transfer is presented in the Figure 1.

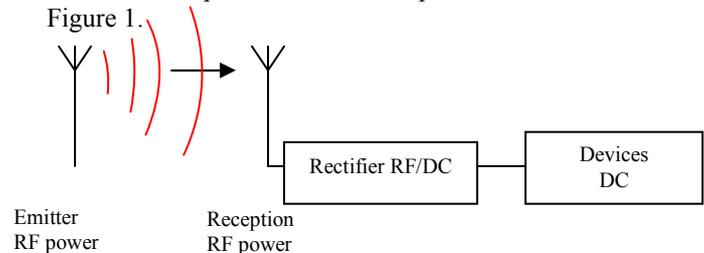


Fig. 1: Conceptual view of the WPT system.

In this paper we focus on ambient RF energy. We propose to use the energy from commercial RF broadcasting stations like GSM, TV, WIFI or Radar to supply energy for wireless sensor nodes or other applications. This powering method can be especially interesting for sensor nodes located in remote places, where other energy sources like solar or wind energies are not feasible. The DC power depends on the available RF power and conversion efficiency RF/DC.

$$P_{dc} = \eta_{RF / DC} \cdot P_{RF}$$

The choice of antenna and frequency band is very important to optimize the DC power harvested.

In the section 2 of this paper we present the measurements of the ambient RF power density. The evolution of this density is studied as a function of the frequency and time. The section 3 discusses the design of the broadband rectenna without a matching circuit. The section 4 presents a study of the rectenna with a matching circuit.

### 2- Measurements of density RF power:

Multiple sources of different frequencies are radiating power in all directions in a rich scattering environment (Fig. 2).



Fig.2. examples of the different radiating sources

We have measured the RF power density in the different points in the urban environments. The variation of this density in dBm/m<sup>2</sup> depends on the frequency and time in the 680MHz-3.5GHz band and is presented in the Fig.3. The power density variation is found to be between -60dBm/m<sup>2</sup> and -14.5dBm/m<sup>2</sup> (1nW/m<sup>2</sup> and 35.5μW/m<sup>2</sup>) and is constant over time. The maximum of this power density has been measured in the 1.8GHz-1.9GHz band.

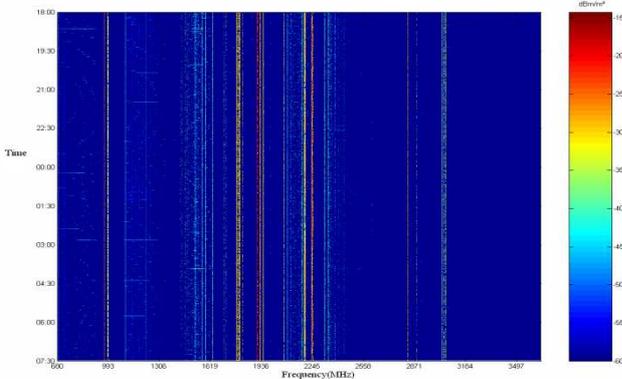


Fig.3 Measured RF power density versus time (680MHz-3500MHz)

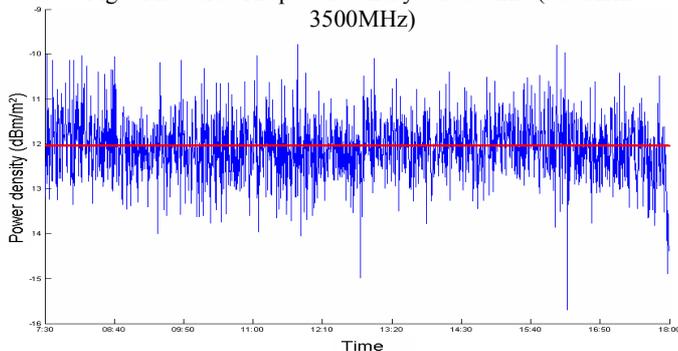


Fig.4. the total RF power density measured versus time

The summation of the power density of all the measured signals (Fig.4) provides a greater power density around -12dBm/m<sup>2</sup>.

The RF energy harvesting system principle is presented in the fig.5.

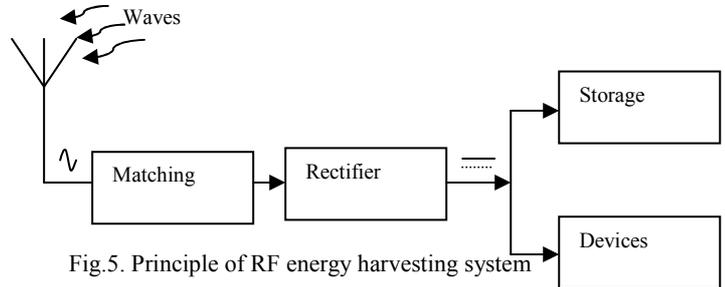


Fig.5. Principle of RF energy harvesting system

### 3- Broadband system:

The broadband system consists of two parts; the rectifier without matching circuit and the broadband antenna. The goal of the system is to maximize the DC power harvested and is designed to recover all signals available. For this issue we must use an omni-directional broadband antenna.

#### 3-1. Rectifier

The RF/DC converter is a voltage doubler and has been designed and simulated by using the Advanced Design System (ADS) software, which uses the harmonic-balance method. This circuit is optimized and achieved by using a commercial zero biased Schottky diode HSMS2850 (Fig.6)

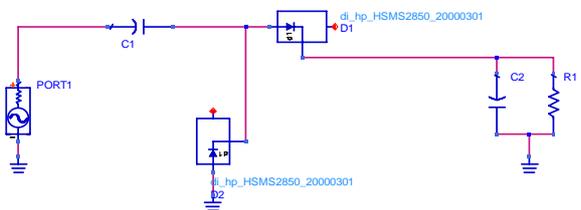


Fig.6: Schema of the rectifier

Fig.7 Show the impedance versus frequency. It is equivalent to a parallel RC circuit. This type of impedance can be adapted for a wide frequency range, but the loss in the matching circuit will be very important [6]. To avoid these losses we connect the antenna directly to the rectifier without a matching circuit.

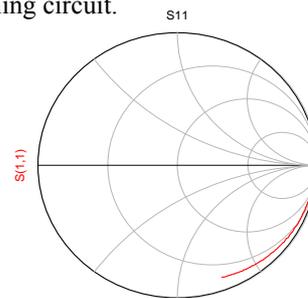


Fig.7: The impedance of rectifier without matching circuit as a function of the frequency

The fabrication of the microwave rectifier is done by using FR4 as a substrate (relative permittivity 4.4, tangent losses 0.02, thickness 0.8mm). Fig.8 shows the variations of the output DC power versus the input RF power at 1.5GHz. The simulation and measurement results are in good agreement for RF power more than -32dBm.

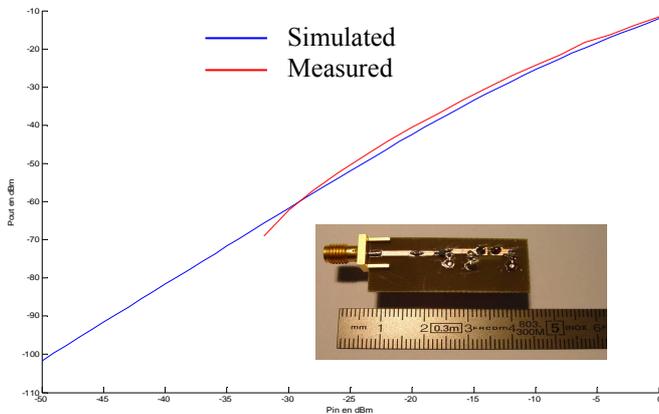


Fig.8: Simulated and measured DC power as a function of RF power (1.5GHz)

The impedance of the antenna affects the DC power recovered. In Fig.9, the DC power as a function of resistance of antenna for a wide band frequency is presented. For resistances lower than 50Ω the DC power is very low. The optimum resistance value to increase the DC power over the entire frequency range (1GHz-3GHz) is about 100Ω.

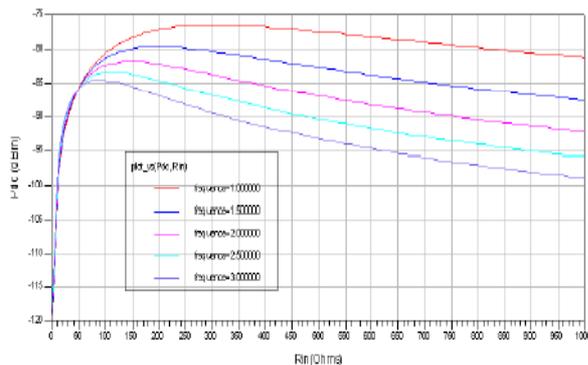


Fig.9: Simulated result of the DC power as a function of the antenna resistance. The input RF power is Pin=-30dBm.

### 3-2 Spiral Antenna

As seen in the previous section, the major problem in broad-band rectenna design is linked to the matching circuit. For maximal power transfer, the antenna impedance must be matched to the optimal diode impedance for all frequencies. Our approach is to present a constant impedance of 100Ω to the diode by using a frequency-independent antenna.

An equiangular spiral with dimensions shown in Fig. 10 was chosen for the following reasons:

1) Uni-planar with convenient feed point for diode connection.

- 2) Possible dual polarization;
- 3) Broadband antenna
- 4) Omni-directional radiation pattern

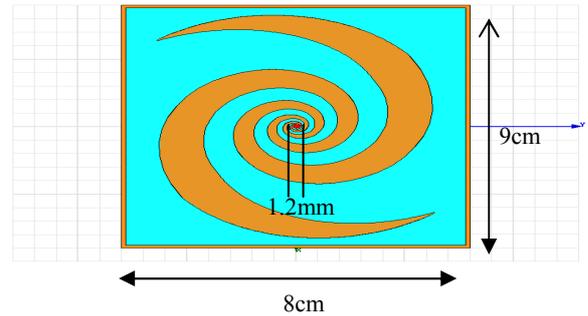


Fig.10 Spiral antenna

The spiral antenna was simulated with HFSS tools [7].As shown in Fig 11, measured and simulated return losses are in good agreement. In all band (1GHz- 3GHz) the return loss is lower than -10dB. Fig. 12 shows the radiated antenna energy in the space. The shape of radiation varies according to the frequency. A quasi Omni directional radiation is obtained for low frequencies around 1GHz. In the all frequency band (1GHz-3GHz) the gain is more than 2.5dBi (Fig.13). The gain can reach 7dBi for a frequency of 3 GHz.

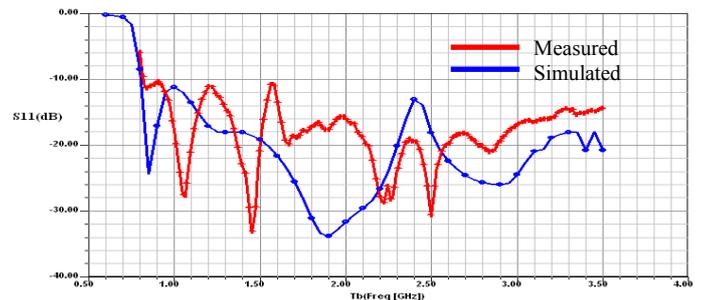


Fig.11. Antenna return loss

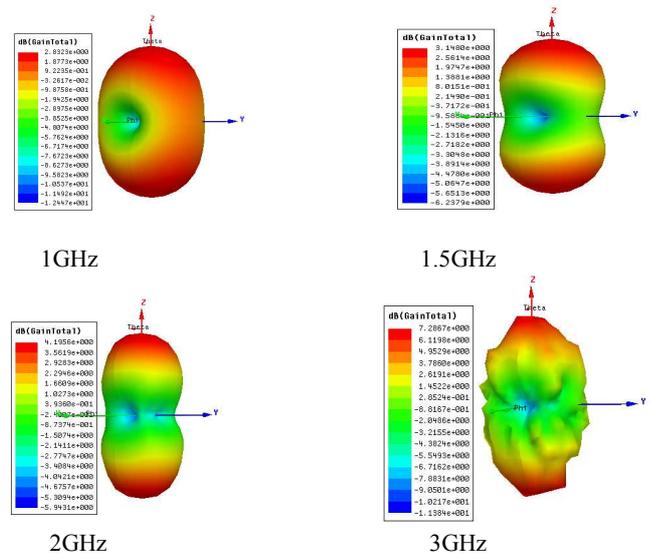


Fig.12: Radiation pattern of spiral antenna.

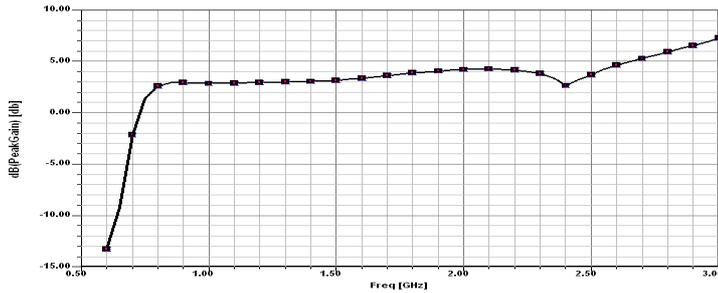


Fig.13 Maximum gain

The Maximum RF power that the spiral antenna can capture in the order of -42dBm (63nW). In Fig.14, the DC power as a function of load RL for a wide band frequency is presented. The optimum load to maximize the DC power is 18KΩ. With this load the DC power is estimated between 5pW and 10pW (-83dBm -80dBm). The rectenna is presented in Fig.15. The measured power in environment is around -79dBm (12.5pW). It is in the range of estimated DC power.

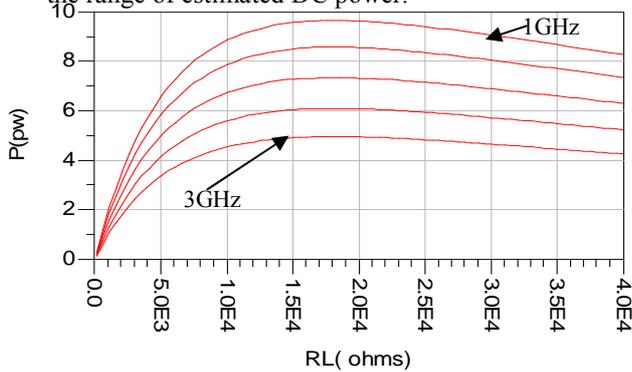


Fig.14: Output power as function of RL load for Pin=-42dBm (63nW)

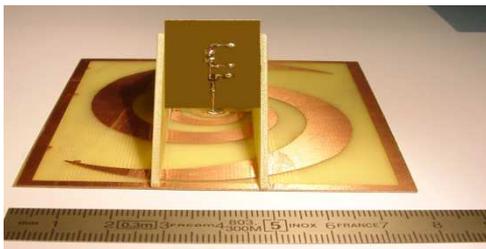


Fig.15 Rectenna prototype

The Dc power harvested with broadband system is very low. The level of RF energy and the mismatching of the antenna to rectifier are the causes of this low level DC power. To increase the DC power harvested and the efficiency of conversion RF/DC we can use the special RF source to feed the devices (WPT). The use of antenna arrays can increase the RF power and the DC power but for attended the significant DC level the size of the array become very large.

#### 4- Narrow band system:

As seen in the section I, the maximum of the power density in the urban environment has been measured in the 1.8GHz-1.9GHz band. This power density is -14.5dBm/m<sup>2</sup> and is constant over time. It is approximately equal to half of the total power density (Fig. 16)

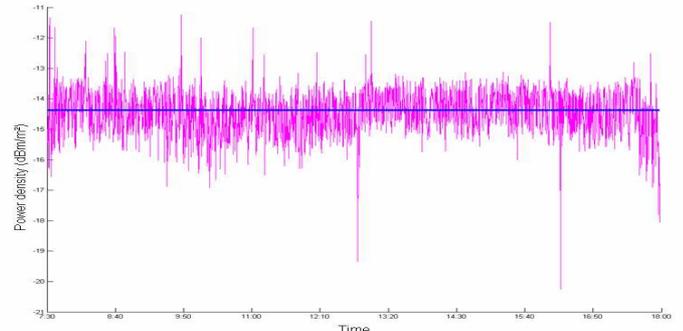


Fig.16: Total measured RF power density as time (1.8GHz-1.9GHz)

In this section we present only the results of simulations. For the narrowband the matching circuit is essay to achieve. It is presented in Fig.17. The return loss of the rectifier is presented in Fig.18.

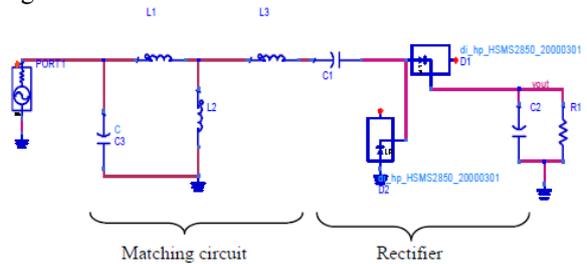


Fig.17: Schema of the rectifier with matching circuit

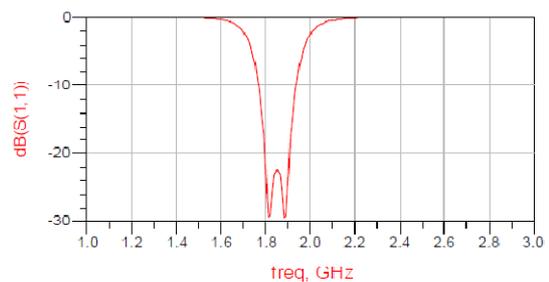


Fig.18. Rectifier return loss

Fig.18. Simulated result of the Rectifier return loss

The estimate DC power scavenged with the narrow band system is presented in Fig.19. The input RF power recovered with antenna is estimated around -42dBm (63nW). The efficiency of rectifier is estimated in order of 0.6% (Fig.20). The DC power can be attended the 400pW.

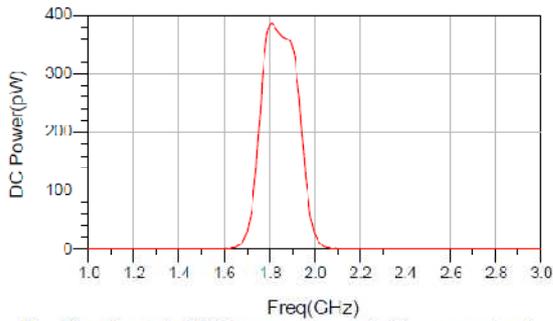


Fig. 19: estimated of DC power scavenged with a narrowband system

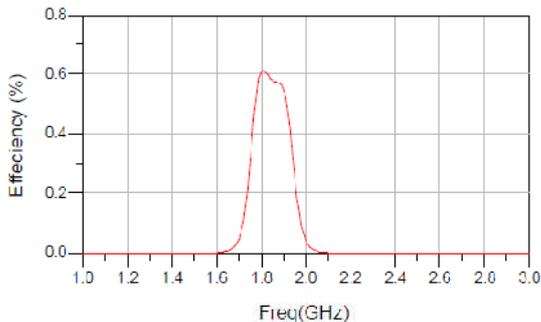


Fig. 20: Estimated efficiency as function frequencies

The use of the matching circuit has increased the DC power. But the efficiency of conversion RF/DC is very low (0.6%). This is due to characteristics of the diodes at low power and the voltage junction ( $V_j=0.35V$  for HSMS2850). To increase the DC power harvested and the efficiency of conversion RF/DC we should be use the diodes more sensitive than HSMS2850 with a junction voltage near 0V and use an antenna arrays to increase the input RF power.

## 5. Conclusion:

In this paper we have presented a study of feasibility to harvesting the ambient RF energy. The measurement of the RF power density available in urban environment shows the RF power is very low and is distributed in a large wide band frequency. To scavenge a maximum of DC power we have presented a wideband system when able to deliver a DC power around 12.5pW. A narrowband system is also presented. The first study for this system show the attended DC power can be about a 400pW. For the two systems the scavenged DC power is very low to ensure autonomous operation of devices. But this energy harvesting can be store in micro-battery or super capacity. To increase the DC power scavenged we can increase the RF input power by using for example an antenna arrays.

## Reference:

[1] S. P. Beeby, M. J. Tudor and N. M. White "Energy harvesting vibration sources for microsystems applications" MEASUREMENT

SCIENCE AND TECHNOLOGY, Vol. 17, 2006 R175–R195

[2] Brown, W. Mims, J. Heenan, N. "An experimental microwave-powered helicopter" Raytheon Company, Burlington, MA, USA; 1965 IEEE International Record, vol. 13, part 5, pp. 225-235.

[3] R. M. Dickinson, "Evaluation of a microwave high-power reception-conversion array for wireless power transmission," Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, Pasadena, CA, Tech. Memo 33-741, Sept. 1975.

[4] Hitoshi Hayami, Masao Nakamura, and Kanji Yoshioka "The Life Cycle CO2 Emission Performance of the DOE/NASA Solar Power Satellite System: A Comparison of Alternative Power Generation Systems in Japan" IEEE TRANSACTIONS ON SYSTEMS, MAN, AND CYBERNETICS PART C: APPLICATIONS AND REVIEWS, VOL. 35, NO. 3, AUGUST 2005

[5] East, T.W.R.; "Self-steering. self-focussing phased array for SHARP" Antennas and Propagation Society International Symposium, 1991. AP-S. Digest 24-28 June 1991 Page(s):1732 - 1735 vol.3

[6] Catherine DEHOLLAIN « adaptation d'impédance à large bande » presses polytechniques et universitaires Romandes, Lausanne 1996.

[7] Ansoft-HFSS High Frequency Structure Simulator.

# An experimental Evaluation of Surrounding RF Energy Harvesting Devices

D. Bouchouicha<sup>#1</sup>, M. Latrach<sup>\*2</sup>, F. Dupont<sup>#3</sup>, L. Ventura<sup>x4</sup>

<sup>#</sup>STMicroelectronics, 16 Rue Pierre et Marie Curie  
37071 Tours, France

<sup>1</sup>dhaou.bouchouicha@st.com

<sup>3</sup>francois.dupont@st.com

<sup>\*</sup>Groupe Radio & Hyperfréquence, Ecole Supérieure d'Electronique de l'Ouest (ESEO)  
4 Rue Merlet de la Boulaye, BP 30926, 49009 Angers, France

<sup>2</sup>mohamed.latrach@eseo.fr

<sup>x</sup>Laboratoire de microélectronique de puissance, Université de Tours  
16 rue Pierre et Marie Curie, 37071 Tours, France

<sup>4</sup>laurent.ventura@univ-tours.fr

**Abstract**— In this paper, we present a study of RF energy harvesting devices. The surrounding RF power density was measured. The average of the total radiation power density in broadband (1GHz-3.5GHz) is in the order of  $-12\text{dBm/m}^2$  ( $63\mu\text{W/m}^2$ ). The maximum of the RF density power is measured in 1.8GHz-1.9GHz frequency band, it is around  $-14\text{dBm/m}^2$ . Two rectifiers have been designed and simulated at 1.85GHz and 2.45 GHz. The choice of the load to optimize the recovered DC power is studied, and the various antennas were optimized and evaluated. Multiple rectennas have been designed to recover the ambient RF energy. The best performance is obtained with a spiral antenna.

The DC energy harvested in out-door ambient, near a mobile phone base station, is presented. The maximum harvested DC power is around  $0.1\mu\text{W}$ .

The harvested energy can directly supply some devices such as low power wireless sensors or can be used to trickle charge a super-capacitor or rechargeable micro-battery.

## I. INTRODUCTION

In recent years the use of wireless devices is increasing in many applications like mobile phones or sensor networks. This increase in wireless applications has generated an increasing use of batteries. Many research teams are working on the autonomy of the batteries by reducing the consumption of the devices. Others teams have chosen to recycle ambient energy like in MEMS [1]. The charging of multiple applications is easy because the user can do it himself easily, like for mobile phones. But for other applications, like wireless sensor nodes located in places difficult to access, the charging of the batteries remains a major problem. This problem increase when the number of devices is large and are distributed in a wide area or located in inaccessible places. The utilization of the Wireless Power Transmission (WPT) allows overcoming these problems.

The rectification of microwave signals to DC power has been proposed and researched in the context of high-power beaming since 1950s [2], [3], [4], [5], [6]. It has been proposed for helicopter powering [4], solar power satellite (SPS) [5], the SHARP System [6], and recently for RFID

system. The principle of this kind of power transfer is presented in the Figure 1.

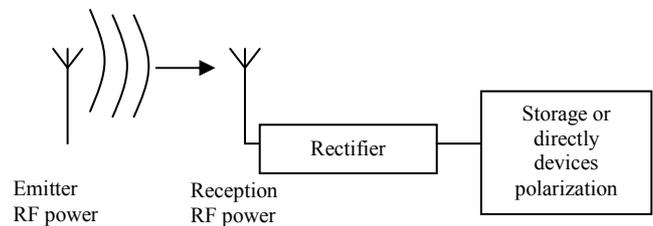


Fig. 1 Block diagram of the WPT system

In this paper we focus on ambient RF energy. We propose to use the energy from commercial RF broadcasting stations GSM1800 and Wi-Fi (2.45GHz) to supply energy for wireless sensor nodes or other applications. This powering method can be especially interesting for sensor nodes located in remote places, where other energy sources like solar or wind energies are not accessible. The DC power depends on the available RF power and conversion efficiency RF/DC.

$$P_{dc} = \eta_{RF/DC} \cdot P_{RF}$$

The choice of antenna and the load is very important to optimize the DC power harvested.

## II. AMBIENT RF POWER DENSITY MEASUREMENTS

Multiple sources of different frequencies are radiating power in all directions in a rich scattering environment. We have measured the RF power density in some urban areas. The variation of this power density ( $\text{dBm/m}^2$ ), depending on the frequency and time, in the 680MHz-3.5GHz band is presented in the Fig.2.

The power density is found to vary between  $-60\text{dBm/m}^2$  and  $-14.5\text{dBm/m}^2$  ( $1\text{nW/m}^2$  and  $35.5\mu\text{W/m}^2$ ) depending on the measurement location and is constant as a function of time. The maximum of this power density has been measured in the

1.8GHz-1.9GHz band, it is around  $-14.5\text{dBm/m}^2$ . The summation of the power density on the overall bandwidth reaches  $-12\text{dBm/m}^2$ . For the Wi-Fi signal, the RF power density is very low with a value nearly equal to  $-48\text{dBm/m}^2$ .

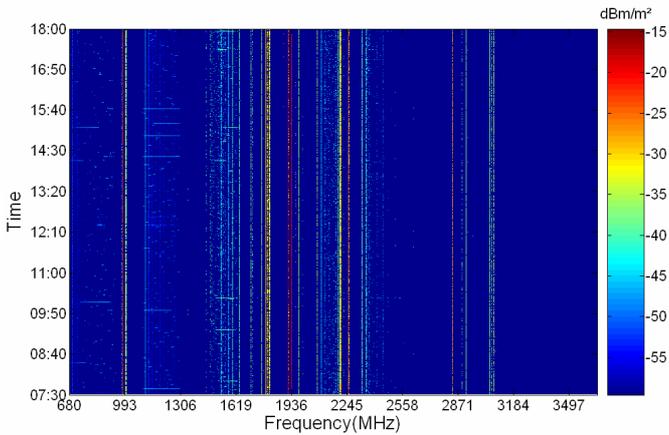


Fig. 2 Measured out door RF power density versus time (680-3500MHz)

### III. RECTIFIERS

The RF/DC converter is a voltage doubler rectifier and has been designed and simulated by using the Advanced Design System (ADS) software, which uses the harmonic-balance method. For the circuit realization, we used a commercial zero biased Schottky diode HSMS2850 (Fig.3) implemented on a FR4 substrate (relative permittivity 4.4, tangent losses 0.02, thickness 0.8mm). To increase the recovered DC power it is necessary to match the antenna to the rectifier. To obtain a realistic results we have co-simulated the rectifier with momentum ADS including models of SMA connectors and diode packaging (Fig.3). The distance ( $d$ ) which separates the matching capacitance and the SMA connector (Fig. 3) is very important. It affects the return losses of the rectifier. The optimum distance to obtain a resonance at 1.85GHz and 2.45GHz is respectively  $d=6\text{mm}$  and  $d=12.6\text{mm}$ . The return losses are presented in Fig. 4.

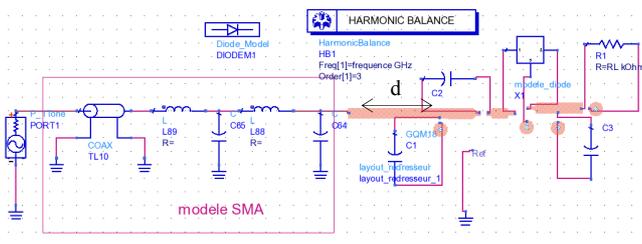


Fig. 3 Rectifier with matching circuit

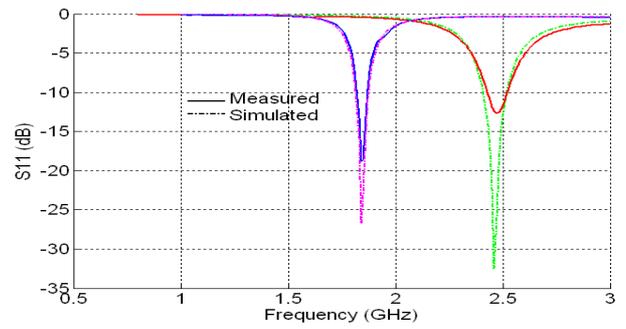


Fig. 4 Return loss of rectifier

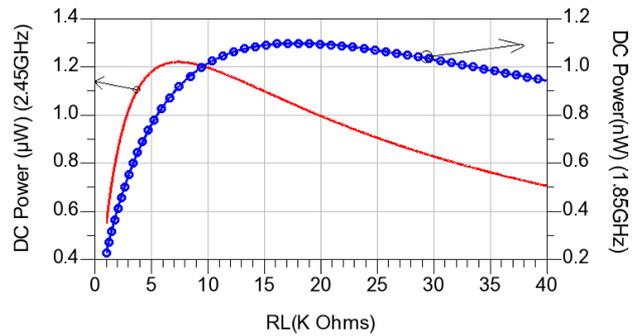


Fig. 5 DC power versus the load (RL)

In the frequency range of 1.8GHz-1.9GHz the RF power is estimated around  $-38\text{dBm}$ . To maximize the DC power conversion, we studied also the influence of the load value. The optimum load is around  $18\text{K}\Omega$  (Fig.5). For a RF power of  $-20\text{dBm}$  at 2.45GHz, the maximum DC power is obtained with a DC load equal to  $7.4\text{K}\Omega$  (Fig.5). Figures 6 and 7 show respectively the DC power and the conversion efficiency of the studied rectifiers. For the first rectifier (1.8GHz-1.9GHz) the efficiency is estimated almost equal to 0.7% for a DC power reaching  $1.2\text{nW}$ . This is due to characteristics of the diodes at low power and the voltage junction ( $V_j=0.35\text{V}$  for HSMS2850). To increase the RF/DC efficiency more sensitive diodes must be used with junction voltage as near 0V as possible. Another possibility consists in using antenna arrays in order to increase the input RF power. We have simulated an increasing RF power in order to see its influence on the RF/DC efficiency conversion. As the frequency range 1.8-GHz-1.9GHz is not free, we chose the 2.45GHz band. The efficiency was estimated to be equal to 13% with a DC power of  $1.3\mu\text{W}$  in the case of an input RF power equal to  $-20\text{dBm}$ .

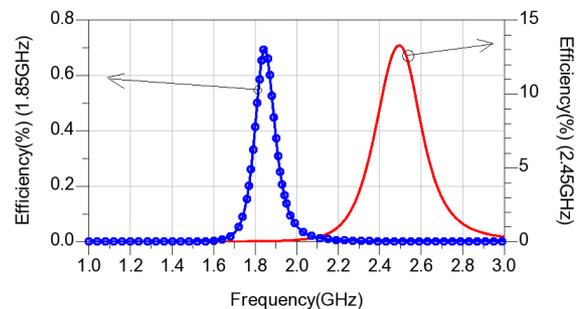


Fig. 7 Efficiency versus frequency

#### IV. ANTENNAS

Antenna is an important element of a RF energy harvesting device. It receives the ambient RF signal and therefore defines the amount of energy supplied to the rectifier. Multiple antennas have been studied in terms of gain, bandwidth, polarization and integration (Fig.8). Here, we present only the characteristics of a spiral antenna.

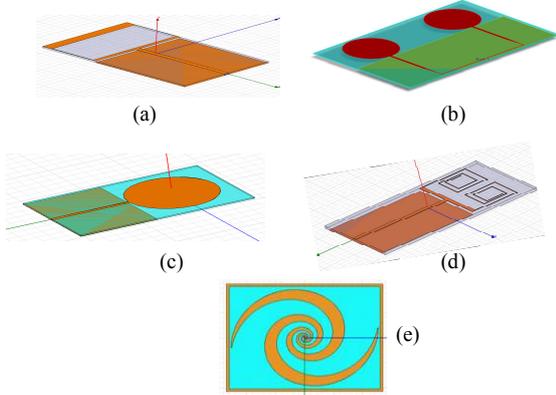


Fig. 8 (a) cadre antenna (b) circular patch array (c) patch circular (d) double spiral antenna (e) spiral antenna

An equiangular spiral shown in Fig. 8 (e) was printed on FR4 substrate with a thickness of 0.8mm and a relative permittivity of  $\epsilon=4.4$ . This antenna was simulated with HFSS tools [8]. The reflection coefficient presented in Fig. 9, is related to a broadband antenna with values higher than -10dB for frequencies below 1.7GHz. The variation of the peak gain versus frequency is presented in Fig. 10. It is higher than 3dB for the frequencies beyond 1.5GHz.

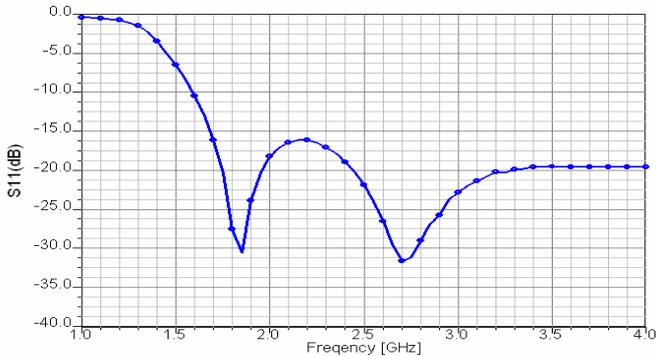


Fig. 9 Spiral Antenna return loss

The radiation patterns of antennas working at 1.85GHz and 2.45GHz are shown in the Fig. 11. As we can see they are quasi Omni- directional.

#### V. EXPERIMENTAL EVALUATION OF HARVESTED ENERGY

Measurements were made outdoor by placing the rectenna shown in Fig.12 near a base station in an urban area. The base station was situated at a height of 29m from ground and the

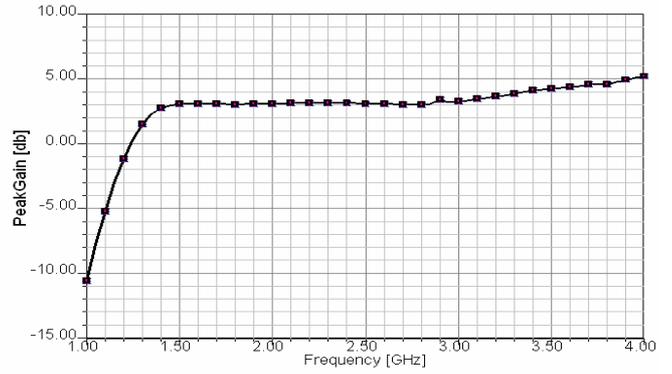


Fig. 10 Maximum gain

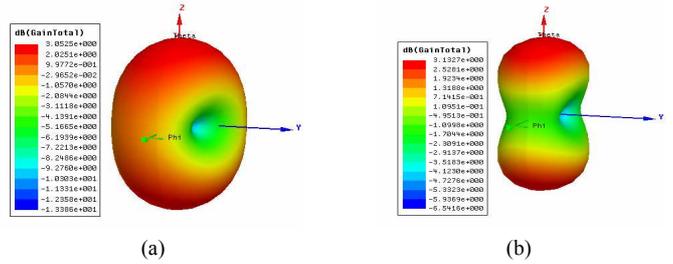


Fig. 11 Radiation pattern. (a) 1.85GHz, (b) 2.45GHz

rectenna was placed at 1.3m from ground. Fig. 13 shows the DC output voltage of the rectenna as a function of the measuring distance. The average DC voltage reaches 8mV for an equivalent power of 3.55nW, whereas the maximum DC voltage reaches 42mV which is equivalent to a dissipated DC power of 0.1 $\mu$ W. The fluctuations are due to reflections on buildings surrounding the measurement area.

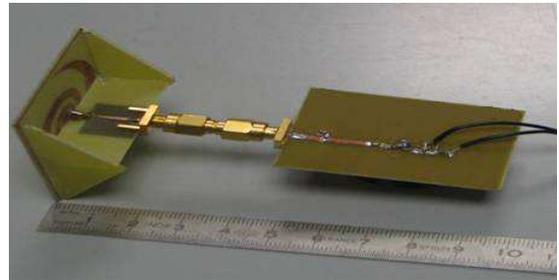


Fig. 12 Rectenna prototype

In order to control the RF transmitted energy for a better characterization of the power conversion efficiency of the rectenna shown in Fig.12, we used a calibrated source placed at a distance of 2.5m of the Rectenna. The maximal available RF power was equal to 20dBm at 1.85GHz for a free space attenuation of about 45 dB.

The measurements were done in an anechoic chamber in order to avoid any perturbation due to interferences as these can occur in urban areas. The measured DC voltages corresponding to different rectennas are presented in Fig.14.

We can observe that the maximum voltage is obtained by using the spiral antenna (Fig.14).

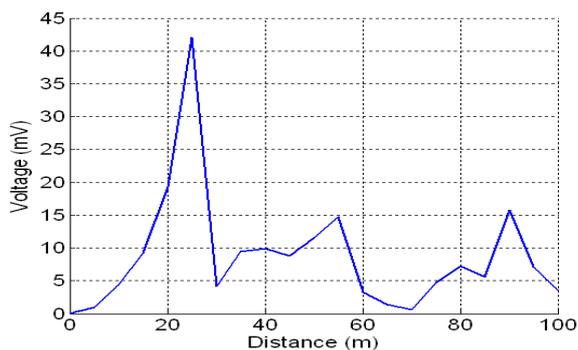


Fig. 13 DC voltage obtained near the base station

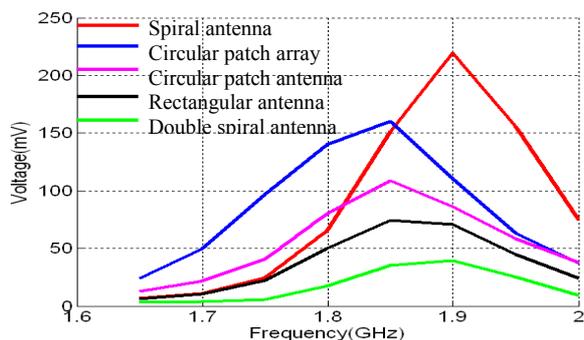


Fig. 14 Measured DC voltages in anechoic chamber

Ideally, the maximum of DC voltage should be measured at the frequency of 1.85GHz, which is the highest energetically free frequency band (Fig. 6). We measured a maximum voltage (220mV) at 1.9GHz.

This offset frequency is due to the impedance modification of the rectifier, because of the increasing input RF power up to -20dBm.

## VI. CONCLUSION

In this paper we have presented a study of energy harvesting feasibility in an urban area. Despite the optimization of the different stages of rectennas studied in this work, the measurement made in urban RF power density conditions produces very low DC energy, even on a large wide frequency band. The energy harvested is too low to supply continuously an electronic application. However, this energy can be stored for a later utilization. The DC power recovered by a rectenna (1.8GHz-1.9GHz) near a base station on 100m of distance was about a 0.5pW to 100nW with an average around 3.5nW.

To increase the DC power scavenged we can increase the RF input power by using an antenna arrays and/or a specific emitting source to charge the micro batteries for wireless sensors.

## REFERENCES

- [1] S. P. Beeby, M. J. Tudor and N. M. White "Energy harvesting vibration sources for microsystems applications" *MEASUREMENT SCIENCE AND TECHNOLOGY*, Vol. 17, 2006 R175-R195
- [2] R. M. Dickinson, "Evaluation of a microwave high-power reception-conversion array for wireless power transmission," Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, Pasadena, CA, Tech. Memo 33-741, Sept. 1975.
- [3] Jamal Zbitou, Mohamed Latrach and Serge Toutain "Hybrid Rectenna and Monolithic Integrated Zero-Bias Microwave Rectifier", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-54, no. 1, pp. 147-152, Jan. 2006.
- [4] Brown, W. Mims, J. Heenan, N. "An experimental microwave-powered helicopter" Raytheon Company, Burlington, MA, USA; 1965 *IEEE International Record*, vol. 13, part 5, pp. 225-235.
- [5] Hitoshi Hayami, Masao Nakamura, and Kanji Yoshioka "The Life Cycle CO2 Emission Performance of the DOE/NASA Solar Power Satellite System: A Comparison of Alternative Power Generation Systems in Japan" *IEEE TRANSACTIONS ON SYSTEMS, MAN, AND CYBERNETICS PART C: APPLICATIONS AND REVIEWS*, VOL. 35, NO. 3, AUGUST 2005.
- [6] East, T.W.R.; "Self-steering. self-focussing phased array for SHARP" *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1991. AP-S. Digest 24-28 June 1991 Page(s):1732 - 1735 vol.3
- [7] Catherine DEHOLLAIN « adaptation d'impédance à large bande » presses polytechniques et universitaires Romandes, Lausanne 1996.
- [8] Ansoft-HFSS 'High Frequency Structure Simulation'.