



HAL
open science

Conception d'antennes planaires sur substrats transparents pour la récupération et la conversion d'énergie électromagnétique

Samir Bellal

► **To cite this version:**

Samir Bellal. Conception d'antennes planaires sur substrats transparents pour la récupération et la conversion d'énergie électromagnétique. Electronique. Université Paris-Est, 2020. Français. NNT : 2020PESC2049 . tel-03328576

HAL Id: tel-03328576

<https://theses.hal.science/tel-03328576>

Submitted on 30 Aug 2021

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

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



UNIVERSITÉ PARIS-EST

ÉCOLE DOCTORALE MSTIC

Thèse de doctorat

Spécialité : Electronique, optronique et systèmes

Samir BELLAL

**CONCEPTION D'ANTENNES PLANAIRES SUR SUBSTRATS
TRANSPARENTS POUR LA RECUPERATION ET LA CONVERSION
D'ENERGIE ELECTROMAGNETIQUE**

Directeur de thèse : Laurent CIRIO

Encadrant : Hakim TAKHEDMIT

Soutenue le 17 décembre 2020

Rapporteurs :

Tân-Phu VUONG Professeur à l'université de Grenoble-Alpes (IMEP-LAHC)

Xavier CASTEL Professeur à l'université de Rennes 1 (IETR)

Examineurs :

Xavier BEGAUD Professeur à Télécom Paris (Institut Polytechnique de Paris)

Odile PICON Professeur émérite à l'université Gustave Eiffel (ESYCOM)

Laurent CIRIO Professeur à l'université Gustave Eiffel (ESYCOM)

Hakim TAKHEDMIT Maître de Conférences à l'université Gustave Eiffel (ESYCOM)

Invité :

François COSTA Professeur à l'université de Créteil (SATIE)

À

Mon père et ma mère

Ma femme et mes enfants

Mes frères et sœurs

Toute ma famille

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier sincèrement Odile PICON ancien responsable du laboratoire ESYCOM et son successeur Jean Marc LAHEURTE, Alain JOURDAIN ancien et son successeur Gaëlle LISSORGUES, directeur de l'Ecole Doctorale MSTIC, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

Je remercie chaleureusement Laurent CIRIO pour avoir encadré mes travaux de recherche et m'avoir activement soutenu le long de ces années de thèse. J'ai beaucoup apprécié sa rigueur scientifique et son sens critique qui m'ont beaucoup apporté. Je le remercie également pour avoir toujours su trouver du temps pour m'écouter, me conseiller et m'orienter dans mes recherches. Je tiens tout particulièrement à lui exprimer ici le témoignage de toute ma gratitude et de toute ma reconnaissance.

J'exprime ma profonde reconnaissance et mes remerciements à mon co-directeur de thèse Hakim TAKHEDMIT, pour avoir cru en mes capacités et aptitudes à mener à bien un projet de thèse. Je le remercie également pour tous ses encouragements, ses conseils avisés et ces propositions pertinentes qui m'ont permis de gagner un temps précieux et aidé à progresser dans mes travaux de thèse. Qu'il trouve ici le témoignage de toute ma gratitude.

Je remercie tous les membres du laboratoire ESYCOM avec qui j'ai passé de bons moments et qui ont su rendre agréables ces années de thèse. Mes remerciements vont également à tous mes camarades et amis du doctorat qui savent si bien rendre agréable le cadre de travail malgré toutes les difficultés.

Je remercie Messieurs les membres du jury pour l'examen de ce travail et leur participation à la soutenance

Résumé

On assiste depuis quelques années à la prolifération dans le paysage urbain des émetteurs de champ électromagnétique (émissions TNT, téléphonie mobile aux standards GSM, UMTS, LTE et hot spots WiFi...). Cela rend particulièrement attractif et opportuniste la récupération d'énergie électromagnétique pour accroître l'autonomie énergétique des systèmes électroniques à très faible consommation.

Plus particulièrement, on a souhaité ici exploiter la proportion grandissante des surfaces vitrées dans l'environnement urbain pour concevoir des rectennas (pour rectifying antennas) sur des matériaux transparents. Ces rectennas ont des caractéristiques intéressantes puisque pratiquement invisibles, discrètes et facilement intégrables dans l'environnement. Le verre et le plexiglas constituent deux supports disponibles et présents en quantité pour y intégrer des rectennas dédiées à la récupération et la conversion d'énergie électromagnétique.

Nous proposerons plusieurs prototypes de rectenna dans un premier temps sur substrat plexiglas. Réalisées ici à partir d'une empreinte métallique, les structures utilisent des antennes planaires développées en technologie CPS pour réduire l'impact visuel et simplifier le processus de réalisation. Différents prototypes et mise en réseaux de prototypes seront réalisés aux actuels standards de communication.

Les rectennas optiquement transparentes sur substrat verre utiliseront une technique développée au laboratoire IETR. L'alimentation par ligne CPW permettra de n'utiliser qu'un seul niveau de métallisation et facilitera le report des composants. La structure bi-bande développée (1.85 et 2.45 GHz) sera mesurée au laboratoire ESYCOM sur un banc de mesure dédié permettant une caractérisation en rayonné à l'intérieur de la chambre anéchoïque.

Les résultats et performances obtenus (simulation et mesures) en termes de tension de sortie convertie et rendement de conversion montreront le réel apport de ces structures gravées sur des supports transparents ce qui pourra dégager de réelles perspectives d'applications.

Mots-clés: *Rectennas transparentes, association de rectennas, diode Schottky, technologie CPS, technologie CPW, verre, plexiglas, transparences optique et visuelle.*

Abstract

Currently, we can observe the increasing proliferation of RF and microwave transmitters in the urban environment (TNT, GSM, UMTS, LTE et hot spots WiFi). This makes the electromagnetic energy harvesting particularly attractive and opportunistic to increase the energy autonomy of wireless electronics devices with very low consumption.

Particularly, we propose here to exploit the growing proportion of glass surface in the urban environment to design rectennas (for rectifying antenna) with low visual impact. Indeed, these rectennas have attractive characteristics since they are practically invisible and easily integrated into the environment. Glass and Plexiglas are two supports available in sufficient quantity to integrate rectennas which are dedicated to the electromagnetic energy harvesting.

We will initially propose several rectenna prototypes on a plexiglass substrate. Developed here from a coppered strip, the printed structures are developed in CPS technology to reduce the visual impact and simplify the fabrication steps. Several prototypes of rectennas and rectenna arrays will be proposed on different standards and frequency bands.

The optically transparent rectennas on a glass substrate will use a technique developed at the IETR laboratory. The CPW technology will allow only one level of metallization and will improve the realization process. The dual-band structure (1.85 and 2.45 GHz) will be measured and characterized at ESYCOM laboratory in radiated mode and by using a dedicated measurement setup.

The simulated and measured results in terms of converted output voltage and conversion efficiency will show the real contribution of these structures reported on transparent substrates, allowing the emergence of many potentially interesting applications.

Keywords: *RF energy harvesting, rectenna, rectenna array, optical and visual transparencies, CPS and CPW technologies, glass and plexiglass substrates.*

Table des matières

Liste des abréviations	01
Liste des figures.....	02
Liste des tableaux	06
Introduction générale	07
Chapitre 1: Introduction à la récupération d'énergie électromagnétique et les rectennas	
1.1 Introduction	10
1.2 Différentes sources d'énergie récupérables	12
1.2.1 L'énergie photovoltaïque	12
1.2.2 L'énergie thermique	13
1.2.3 L'énergie mécanique	14
1.2.4 L'énergie éolienne	15
1.2.5 L'énergie radiofréquence	16
1.3 La transmission d'énergie sans fil	17
1.3.1 Historique de la TESH	18
1.3.2 Structure globale d'un système TESH	20
1.4 La conversion DC-RF	20
1.5 Rappel sur la propagation des ondes électromagnétiques	21
1.5.1 Variation de l'atténuation dans l'espace libre	21
1.5.2 Variation de l'atténuation en milieu urbain	22
1.6 La rectenna	23
1.6.1 Structure globale d'une rectenna	23
1.6.2 Les antennes pour rectennas	24
1.6.3 Les antennes dipôles et boucles magnétiques	25
1.6.4 Le circuit de conversion RF-DC	27
1.6.4.1 La diode Schottky	27
1.6.4.2 Choix et référence de la diode commerciale	29
1.6.4.3 Le filtre HF et DC	31
1.6.4.4 La charge	31
1.6.4.5 Configuration des redresseurs	32
1.7 Rectennas en technologie filaire ou boucle imprimée	33
1.7.1 Rectenna boucle circulaire en technologie coplanaire CPS	33

1.7.2	Rectenna bi-bande à 915 MHz et 2.45 GHz en technologie CPS	34
1.7.3	Rectenna compacte travaillant à la fréquence 5.8 GHz	35
1.7.4	Rectenna Bi-bande pour la récupération et conversion d'énergie électromagnétique à 2.45 et 5.8 GHz	35
1.7.5	Rectenna compacte 2.45 GHz en technologie CPS	37
1.7.6	Rectenna cadre résonnant à 5.8 GHz en technologie coplanaire CPS	38
1.8	Conclusion	39
1.9	Références du chapitre 1	41

Chapitre 2: Substrats et techniques pour les rectennas transparentes

2.1	Introduction	45
2.2	Puissance RF disponible dans l'ambient	45
2.2.1	Etude ANFR	46
2.2.2	Limitation d'exposition aux champs électromagnétiques	46
2.3	Evaluation du niveau de puissance RF captée pour différentes sources ambiantes	49
2.4	Mesure du champ électromagnétique à l'Université Gustave Eiffel	50
2.5	Substrats transparents	53
2.5.1	Substrat verre	53
2.5.2	Substrat plexiglas	54
2.5.3	Extraction de la permittivité d'un matériau par la méthode des deux lignes microruban	55
2.5.3.1	Description de la méthode	56
2.5.3.2	Résultats et comparaisons	57
2.6	Conducteurs transparents	59
2.6.1	Utilisation d'un conducteur maillé	60
2.7	Quelques exemples d'antennes transparentes	62
2.8	Conclusion	68
2.9	Références du chapitre 2	69

Chapitre 3: Conceptions et réalisations de rectennas sur substrat plexiglas

3.1	Introduction	71
3.2	Optimisation d'une rectenna sur substrat transparent : antennes dipôles et circuit de rectification à 2.45 GHz	72
3.2.1	Description de l'antenne	72

3.2.2	Couplage entre éléments	74
3.2.3	Impédance de l'antenne	74
3.2.4	Diagramme de rayonnement et gain	75
3.3	Circuit de conversion	76
3.3.1	Optimisation du circuit de redressement en technologie CPS	76
3.3.2	Validation de la simulation du circuit de conversion en technologie CPS	79
3.3.3	Influence de la longueur L2 sur le rendement RF/DC	80
3.4	Associations de rectennas à 2.45 GHz	81
3.4.1	Association parallèle de 2 rectennas	81
3.4.2	Association série de 2 rectennas	82
3.4.3	Technique de réalisation des rectennas sur substrats Plexiglas.....	83
3.4.4	Banc de mesure	84
3.5	Résultats de mesure	85
3.5.1	Association parallèle de deux rectennas	86
3.5.2	Association série de deux rectennas	87
3.5.3	Comparaison entre série et parallèle	87
3.5.4	Réseaux de rectenna à 6 éléments en série	88
3.6	Rectenna sur plexiglas à 945 MHz	90
3.6.1	Antenne de captation type boucle circulaire	91
3.6.2	Impédance de l'antenne	92
3.6.3	Caractéristiques de rayonnement	93
3.7	Circuit de redressement RF-DC à 945 MHz	94
3.7.1	Influence de la longueur de ligne L2	94
3.7.2	Adaptation d'impédance	95
3.8	Synthèse de la rectenna	96
3.8.1	Validation expérimentale	97
3.8.1.1	Rendement de conversion et tension DC en fonction de la charge	97
3.8.1.2	Rendement de conversion en fonction de la fréquence	98
3.8.1.3	Rendement de conversion et tension DC en fonction de la puissance RF.	99
3.9	Rectennas pour les standards GSM-UMTS-WiFi-LTE	100
3.10	Conclusion	103
3.11	Références du chapitre 3	105

Chapitre 4 : Rectenna bi-bande optiquement transparente fonctionnant dans les bandes GSM 1850 MHz et ISM 2.45 GHz

4.1	Introduction	106
4.2	Rectenna optiquement transparente	106
4.3	Antenne de captation bi-bande GSM (1.85 – 2.45 GHz)	108
4.3.1	Description de l'antenne	108
4.3.2	Etude des courants de surface	110
4.3.3	Influence des gaps G1 et G2	110
4.3.4	Influence des longueurs La et Lp	111
4.3.5	Impédance d'entrée et coefficient de réflexion	112
4.3.6	Caractéristiques de rayonnement	114
4.4	Description du circuit de redressement bi-bande 1.85-2.45GHz	116
4.4.1	Conception du circuit de redressement bi-bande	116
4.4.2	Optimisation et dimensions des éléments	118
4.4.3	Résultats de simulation	119
4.4.4	Influence de la charge RL sur le rendement RF/DC	120
4.4.5	Influence de la puissance RF sur la tension RD et le rendement	121
4.5	Synthèse de la rectenna bi-bande	122
4.5.1	Réalisations	123
4.5.2	Banc de mesure	125
4.6	Résultats de mesures	126
4.6.1	Tension continue VDC en fonction de la fréquence à densité de puissance constante	127
4.6.2	Tension continue VDC en fonction de la fréquence à puissance fournie par l'antenne constante	130
4.7	Conclusion	133
4.8	Références du chapitre 4	135
	Conclusion générale	136
	Communications et publications	140

Liste des abréviations

ADS - *Advanced Design System*
ANFR - *Agence Nationale des Fréquences*
CIPRNI – *Commission Internationale de Protection contre les Rayonnements Non Ionisants*
CMS - *Composant Monté en Surface*
CPS - *CoPlanar Stripline*
CPW – *CoPlanar Waveguide*
DC - *Direct Current (régime continu)*
DSP - *Densité Surfaccique de Puissance*
EECC – *Européen Electronic Communication Committee*
EM – *Electro-Magnétique*
GSM - *Global System for Mobile Communications*
HB - *Harmonic Balance*
HF - *Hautes Fréquences*
HFSS - *High Frequency Structure Simulator*
ISM - *Industrial Scientific Medical*
ITO - *Indium Tin Oxide*
LTE (4G) - *Long Term Evolution*
MEMS – *Micro Electro Mechanical System*
PIRE - *Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente*
PMMA – *Poly Méthacrylate de Méthyle (Plexiglas)*
RF - *Radio Frequency*
RT – *Réglementation Thermique*
SPICE- *Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis*
SPS - *Solar Power System*
TEM – *Transverse ElectroMagnetic*
TESF - *Transmission d’Energie Sans Fil ou Transport d’Energie sans Fil*
TNT - *Télévision Numérique Terrestre*
UMTS - *Universal Mobile Telecommunications System*
WiFi – *Wireless Fidelity (Réseaux locaux radioélectrique)*
WLAN – *Wireless Local Area Network*

Liste des figures

Figure 1-1 Illustration de la prédominance des surfaces vitrées en environnement urbain.	11
Figure 1-2 Exemple de cellules photovoltaïques.	12
Figure 1-3 Montre Thermique Seiko : (a) la montre (b) module thermoélectrique.	13
Figure 1-4 Schéma 3D du récupérateur micromécanique.	14
Figure 1-5 Mini récupérateur d'énergie éolienne.	15
Figure 1-6 Exemple d'émetteurs d'ondes radiofréquences.	16
Figure 1-7 Prototype de capteur de température Powercast : (a) vu avant (b) vu arrière.	16
Figure 1-8 Système de recharge de téléphone mobile de la société PowerKiss.	17
Figure 1-9 Nikola Tesla dans son laboratoire de Colorado Springs.	18
Figure 1-10 Schéma du concept SPS.	19
Figure 1-11 Structure globale d'un système TESP.	20
Figure 1-12 Variation de l'atténuation dans l'espace libre en fonction de la distance et pour différentes valeurs de fréquences.	22
Figure 1-13 Illustration de la propagation des ondes en milieu urbain.	23
Figure 1-14 Structure globale d'un circuit rectenna.	24
Figure 1-15 Géométrie des antennes dipôle et boucle circulaire.	26
Figure 1-16 Structure du diagramme de rayonnement 2D d'un dipôle demi-onde et d'une antenne boucle pour différentes valeurs de la circonférence.	27
Figure 1-17 Caractéristique globale courant / tension d'une diode Schottky.	28
Figure 1-18 Schéma équivalent d'une diode Schottky.	28
Figure 1-19 Variation du rendement de conversion en fonction de la fréquence pour $R_L=1\text{ k}\Omega$	30
Figure 1-20 Evolution de l'efficacité de conversion en fonction de la puissance RF pour plusieurs valeurs de charge.	32
Figure 1-21 Différentes configurations du circuit de conversion: (a) série (b) parallèle (c) doubleur de tension.	33
Figure 1-22 Exemple de rectenna en technologie CPS.	34
Figure 1-23 Prototype d'une rectenna réalisé en technologie CPS.	34
Figure 1-24 (a) Schéma équivalent de la rectenna, (b) circuit équivalent à 2.45 GHz, (c) circuit équivalent à 0.915 GHz.	35
Figure 1-25 Prototype d'une rectenna à polarisation linéaire en technologie CPS.	35
Figure 1-26 Exemple d'une rectenna double bande à 2.45 et 5.8 GHz, en technologie CPS.	36
Figure 1-27 Courbes de rendement en fonction de la densité de puissance pour les deux bandes de fréquences 2.45 et 5.8 GHz.	36
Figure 1-28 Prototype d'une rectenna compacte à 2.45 GHz.	37
Figure 1-29 Antenne de captation avec le circuit de redressement associé (a) rectenna (b) plan réflecteur.	37
Figure 1-30 Résultats de mesure et simulation du rendement en fonction de la puissance RF à la fréquence 2.45 GHz.	38
Figure 1-31 Structure d'une rectenna cadre à 5.8 GHz à polarisation circulaire et en technologie CPS.	38
Figure 1-32 Résultats de mesure de la tension de sortie DC et du rendement en fonction de la densité de puissance pour différentes valeurs de charge et à la fréquence 5.8 GHz.	39

Figure 2-1 Limitations d'exposition aux émissions RF du grand public définies par l'ANFR.....	46
Figure 2-2 Variation typique du trafic d'une cellule GSM au cours de la journée.....	47
Figure 2-3 Mesure de la valeur de champ électrique effectué par l'ANFR sur des sites en Île-de-France.....	48
Figure 2-4 Analyseur de spectre de type HF- 6080 et son antenne HYPERLOG.....	50
Figure 2-5 Position géographique des antennes d'émission et de réception.....	51
Figure 2-6 Evolution temporelle du champ électrique pour : (a, b) GSM 900, 1800 (c) UMTS...	52
Figure 2-7 Evolution de l'intensité moyenne du champ électrique en fonction de la fréquence...	53
Figure 2-8 Tracé de la transparence optique du verre Corning 1737 nu.....	54
Figure 2-9 Exemple de substrat en plexiglas.....	55
Figure 2-10 Représentation de la structure à deux lignes microruban.....	56
Figure 2-11 Photographie du prototype réalisé sur substrat plexiglas.....	57
Figure 2-12 Variation de la phase du coefficient de transmission S_{21} des deux lignes mesurées..	58
Figure 2-13 Variation fréquentielle des permittivités effective et relative pour le substrat plexiglas.....	58
Figure 2-14 Représentation d'une ligne résistive.....	59
Figure 2-15 Représentation schématique d'un maillage métallique carré.....	60
Figure 2-16 Exemples de transparence visuelle T_m et optique T pour un maillage métallique carré.....	61
Figure 2-17 Antenne à fente large bande à faible impact visuel.....	61
Figure 2-18 Exemples d'antennes transparentes utilisant le matériau transparent AgHT-8 sur substrat verre.....	62
Figure 2-19 Schémas des deux premières antennes transparentes.....	62
Figure 2-20 Antenne monopole losange positionnée sur son plan de masse.....	63
Figure 2-21 Géométrie de l'antenne dipôle en technologie microruban.....	64
Figure 2-22 Configuration de l'antenne et le prototype réalisé.....	64
Figure 2-23 Antenne ultra large bande optiquement transparente.....	65
Figure 2-24 Intégration d'une antenne maillée avec des cellules solaires.....	65
Figure 2-25 Structure du prototype intégrant les cellules solaires et rectenna.....	66
Figure 2-26 Photographie de la rectenna.....	67
Figure 2-27 Mesure de la rectenna (a) Puissance DC en fonction de la puissance RF (b) Efficacité de la rectenna en fonction de la puissance d'entrée.....	67
Figure 3-1 Structure CPS et évolution de l'impédance caractéristique.....	72
Figure 3-2 Géométrie du réseau d'antennes dipôles optimisée à 2.45 GHz.....	73
Figure 3-3 Variation de coefficient de transmission (S_{21}) entre les deux dipôles en fonction de la fréquence.....	74
Figure 3-4 Variation de l'impédance d'entrée de l'antenne dipôle simulée.....	75
Figure 3-5 Diagramme de rayonnement de l'antenne de réception.....	76
Figure 3-6 Modèle électrique de la diode Schottky SMS7630 avec son boîtier SC-79.....	76
Figure 3-7 Schéma du circuit de redressement en technologie microruban.....	77
Figure 3-8 Schéma du circuit de redressement en technologie CPS.....	78
Figure 3-9 Comparaison entre les résultats obtenus en termes de rendement de conversion RF/DC et de la tension DC avec les technologies microruban et CPS en fonction de : (a) la charge résistive, (b) la fréquence, (c) la puissance RF.....	80

Figure 3-10 Influence de la longueur L_2 sur le rendement RF/DC pour différents niveaux de puissance.	81
Figure 3-11 Paramètres géométriques de la rectenna dipôle élémentaire.	82
Figure 3-12 Association de deux rectennas dipôle en parallèle.	83
Figure 3-13 Association de deux rectennas dipôle en série.	83
Figure 3-14 Exemple de réalisation par gravure mécanique d'une rectenna sur plexiglas.	84
Figure 3-15 Banc de caractérisation en rayonné des rectennas à l'intérieur de la chambre anéchoïque.	85
Figure 3-16 Evolutions du rendement et de la tension DC en fonction de la charge pour l'association parallèle.	86
Figure 3-17 Evolutions du rendement et de la tension DC en fonction de la charge pour l'association série.	87
Figure 3-18 Comparaison du rendement de conversion RF/DC et de la tension DC en fonction de la densité surfacique de puissance pour les associations parallèle et série.	88
Figure 3-19 Réseau rectenna à 6 éléments sur plexiglas.	89
Figure 3-20 Evolution de la tension continue en fonction de la fréquence ($R_L=12\text{ k}\Omega$, $DSP=1.33\text{ }\mu\text{W}/\text{cm}^2$).	90
Figure 3-21 Evolutions de la tension et de la puissance continue en fonction de la densité surfacique de puissance.	90
Figure 3-22 Géométrie de l'antenne boucle circulaire.	92
Figure 3-23 Variation de l'impédance de l'antenne boucle en fonction de la fréquence (simulation HFSS).	93
Figure 3-24 Diagramme de rayonnement de l'antenne (a) en coupe et (b) en 3D.	93
Figure 3-25 Configuration du circuit de redressement.	94
Figure 3-26 Influence de la longueur L_2 sur le rendement de conversion RF/DC.	95
Figure 3-27 Réactance simulée de l'antenne (HFSS) et du circuit de redressement (ADS) en fonction de la fréquence.	96
Figure 3-28 Layout et prototype de la rectenna.	97
Figure 3-29 Tension DC et rendement de conversion en fonction de R_L (simulation ADS et mesure).	98
Figure 3-30 Rendement de conversion en fonction de la fréquence.	98
Figure 3-31 Rendement et tension DC simulés et mesurés en fonction de la densité de puissance RF.	99
Figure 3-32 Comparaison entre les rendements RF/DC obtenues pour la rectenna boucle et les deux réseaux dipôle série et parallèle en fonction de la densité surfacique de puissance.	100
Figure 3-33 Tension continue mesurée en fonction de la densité surfacique de puissance pour les différentes rectennas.	101
Figure 3-34 Puissance continue mesurée en fonction de la densité surfacique de puissance.	102
Figure 3-35 Rendement de conversion RF/DC mesuré des rectennas en fonction de la densité surfacique de puissance.	103
Figure 4-1 Structure de la ligne coplanaire.	107
Figure 4-2 Impédance caractéristique d'une ligne CPW en fonction de W/h ($\epsilon_r = 5.4$).	107
Figure 4-3 Schéma de l'antenne bi-bande alimentée par ligne CPW.	109
Figure 4-4 Distribution du courant de surface : (a) 1.85 GHz et (b) 2.45 GHz.	110
Figure 4-5 Evolution du coefficient de réflexion en fonction de : (a) gap G_1 et (b) gap G_2	111

Figure 4-6 Evolution du coefficient de réflexion en fonction de (a) L_a et (b) L_p	112
Figure 4-7 Coefficient de réflexion de l'antenne bi-bande en fonction de la fréquence.....	113
Figure 4-8 Impédance d'entrée de l'antenne bi-bande.....	113
Figure 4-9 Courant surfacique à 2.08 GHz.....	114
Figure 4-10 Diagrammes de rayonnement à 1.85 GHz (a) et (b) 2.45 GHz.....	115
Figure 4-11 Variation du gain réalisé en fonction de la fréquence.....	115
Figure 4-12 Architecture du circuit de conversion RF-DC bi-bande avec sections distribuées. .	117
Figure 4-13 Topologie du circuit de conversion.....	118
Figure 4-14 Evolutions du S_{11} pour le circuit de rectification.....	119
Figure 4-15 Tension DC et rendements de conversion RF-DC en fonction de la fréquence.....	120
Figure 4-16 Rendement en fonction de la charge R_L à 1.85 GHz (a) et 2.45 GHz (b).....	121
Figure 4-17 Tension DC et rendement en fonction de la puissance RF à 1.85 GHz.....	121
Figure 4-18 Tension DC et rendement en fonction de la puissance RF à 2.45 GHz.....	122
Figure 4-19 Layout de la rectenna bi-bande.....	123
Figure 4-20 Vue du maillage métallique sur le verre.....	124
Figure 4-21 Prototypes réalisés : rectenna transparente et rectenna de référence opaque.....	125
Figure 4-22 Evolution du gain de l'antenne Schwarzbeck 9120B.....	126
Figure 4-23 Mesure des pertes dans les câbles RF.....	126
Figure 4-24 Evolutions de la tension de sortie DC en fonction de la fréquence ($R_L=1\text{ k}\Omega$).	128
Figure 4-25 Evolutions de la tension de sortie DC en fonction de la fréquence ($R_L=1.5\text{ k}\Omega$). ...	129
Figure 4-26 Evolutions de la tension de sortie DC en fonction de la fréquence ($R_L=2\text{ k}\Omega$).	129
Figure 4-27 Evolution du gain total de l'antenne et sa surface équivalente.....	130
Figure 4-28 Evolution de la densité surfacique de puissance à appliquer à la rectenna pour une puissance de sortie constante.....	131
Figure 4-29 Evolutions de la tension de sortie DC en fonction de la fréquence ($R_L=1\text{ k}\Omega$).	131
Figure 4-30 Evolutions de la tension de sortie DC en fonction de la fréquence ($R_L=1.5\text{ k}\Omega$). ...	132
Figure 4-31 Evolutions de la tension de sortie DC en fonction de la fréquence ($R_L=2\text{ k}\Omega$).	132

Liste des tableaux

Tableau 1-1 Champs électrique et magnétique pour les deux types d'antennes boucle.	26
Tableau 1-2 Propriétés des diodes Schottky [38].	29
Tableau 1-3 Paramètres SPICE de la diode SMS7630-079SC [40].	31
Tableau 2-1 Exemples de mesure effectués par l'ANFR sur différents sites en Île-de-France.	47
Tableau 2-2 Niveau de Puissance RF théorique pour les différentes sources ambiantes.	49
Tableau 2-3 Propriétés électriques et optiques de quelques substrats transparents.	55
Tableau 2-4 Paramètres des deux lignes microruban.	57
Tableau 3-1 Paramètres caractéristiques de l'antenne.	73
Tableau 3-2 Paramètres géométriques de l'antenne.	74
Tableau 3-3 Impédance d'entrée de l'antenne dipôle à la fréquence fondamentale et aux premières fréquences harmoniques.	75
Tableau 3-4 Résultats récapitulatifs des longueurs optimisées en technologie microruban.	78
Tableau 3-5 Dimensions du circuit de conversion en technologie CPS et valeur de charge optimale.	79
Tableau 3-6 Estimation de la puissance du générateur minimale du banc de mesure.	86
Tableau 3-7 Paramètres caractéristiques de l'antenne.	91
Tableau 3-8 Paramètres de l'antenne optimisée.	92
Tableau 3-9 Résultats des paramètres du rectifier optimisé (Dimensions en mm).	94
Tableau 3-10 Estimation de la puissance du générateur du banc de mesure.	97
Tableau 3-11 Résultats récapitulatifs de simulation HFSS des antennes boucles à différentes fréquences.	100
Tableau 3-12 Résultats récapitulatifs de simulation ADS des circuits de redressements et l'estimation de la puissance du générateur du banc de mesure.	101
Tableau 4-1 Paramètres géométriques (en mm) de l'antenne bi-bande simulée.	109
Tableau 4-2 Impédances d'entrée de l'antenne pour les 3 premiers harmoniques.	114
Tableau 4-3 Dimensions des différents tronçons de lignes du circuit de conversion.	118

Introduction générale

Introduction générale

On constate aujourd'hui l'augmentation du nombre d'objets électroniques communicants et connectés dans notre environnement. Les applications sont multiples et couvrent aussi bien les bâtiments rendus intelligents et communicants, en passant par les transports et la mobilité jusqu'aux applications à la santé, du bien-être et la sécurité. Plus généralement, on parle aujourd'hui d'internet des objets (en anglais Internet of Things ou IoTs) pour caractériser cette passerelle entre le monde physique constitué d'objets identifiés connectés (les capteurs, compteurs communicants ou appareil électroménagers...) et celui virtuel de l'internet ou autres technologies et réseaux de communication qui permettrait à ces objets de communiquer entre eux et d'échanger leurs données.

La diffusion massive pressentie de ces dispositifs sera facilitée par la diminution de la taille et de la consommation énergétique des composants électroniques. Pour autant, il demeure encore aujourd'hui des facteurs limitants à cette prolifération annoncée. Parmi eux, on trouvera les contraintes d'intégration de plus en plus poussée, la sécurisation et la confidentialité dans l'échange des données et enfin l'autonomie énergétique de ces systèmes.

En effet, il paraît difficilement envisageable d'effectuer systématiquement des opérations de remplacement ou de recharge des sources d'énergie embarquées sans prendre le risque d'un abandon pur et simple par l'utilisateur de la technologie ou pire, d'un dysfonctionnement du dispositif.

Une solution aujourd'hui exploitée et investiguée concerne la récupération d'énergie ambiante pour alimenter ou prolonger la durée de vie de la source (pile, batterie) par un appui énergétique continu.

Parmi les sources disponibles dans l'environnement, on retrouve l'énergie solaire, thermique, mécanique et électromagnétique. Cette dernière est attrayante car dans la majorité des cas, elle est disponible dans notre environnement compte tenu de la prolifération des dispositifs sans fil. On parlera dans ce dernier cas de dispositifs Rectenna (pour Rectifying antenna), association d'une antenne de captation et d'un convertisseur RF-DC.

Pour reprendre les applications citées plus haut, celles pour le bâtiment semblent promises à un bel avenir dans la mesure où l'on souhaite aujourd'hui rendre évolutif son logement selon les différentes étapes de la vie. On souhaite également améliorer les performances environnementales, le confort d'usage et la qualité de vie dans les bureaux, les écoles On peut alors imaginer une diffusion rapide de ces systèmes connectés.

Ajouté à cela la réglementation thermique (RT2012) qui imposait pour la première fois dans les nouveaux logements des surfaces vitrées en proportion (17%) de la surface habitable ce qui aura pour conséquence l'augmentation des surfaces transparentes.

On propose dans ce travail d'exploiter ces surfaces pour concevoir des rectenna optiquement transparentes dédiées à la récupération d'énergie électromagnétique. L'intégration ou le report se fera à terme mais les contraintes pointent déjà avec la nécessité de concevoir des structures à faible impact visuel pour optimiser la transparence aussi bien pour l'antenne que le circuit de rectification, l'intégration sans gêne pour l'utilisateur et bien évidemment les performances qui devront être ici aussi optimisées.

Il sera également prévu dans ce travail une investigation poussée sur les rectenna imprimées sur des surfaces transparentes plastiques de type plexiglas.

Ce mémoire, qui décrit ce travail de thèse effectué au laboratoire ESYCOM de l'Université Gustave Eiffel, est organisé en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous nous intéressons spécialement au thème de la récupération d'énergie électromagnétique après avoir donné un bref aperçu des différentes sources récupérables dans l'environnement. Après un rappel historique sur la Transmission d'Énergie Sans fil (TESF) et la présentation de ses éléments constitutifs, nous nous concentrerons sur la rectenna tant sur la partie antennaire que sur les éléments du circuit de conversion RF-DC. Nous terminerons ce chapitre par une présentation des rectennas sur substrat opaque mais dont l'empreinte métallique est minimisée. Ces solutions pourront être d'un apport utile une fois imprimées sur substrat transparent

Dans le second chapitre, nous énumérerons les différents émetteurs radiofréquences disponibles dans l'environnement ambiant au travers des données disponibles par l'Agence nationale des Fréquences (ANFR). Ceci afin d'évaluer la bande de fréquence qui sera retenue pour ce travail. Pour conforter cette première approche, nous effectuerons une mesure du champ électromagnétique in situ à l'Université Gustave Eiffel. Dans la seconde partie de ce chapitre, nous présenterons les deux substrats transparents utilisés à savoir le plexiglas et le verre. Pour atténuer au mieux les erreurs dans les mesures et les simulations, nous déterminerons expérimentalement la permittivité de plexiglas. Après avoir présenté la technique de réalisation de nos rectennas transparentes sur verre développée à l'IETR site de Saint-Brieuc, nous présenterons un état de l'art sur les antennes sur substrats transparents.

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude et la réalisation de quatre prototypes de rectenna compact à base d'antennes dipôles imprimées sur substrat plexiglas à 2.45 GHz. Le dipôle étant alimenté par ligne CPS, il nous faudra concevoir le circuit de rectification dans cette même technologie. Les modèles de lignes CPS n'étant pas disponibles sur ADS, nous présenterons une

alternative pour finaliser le circuit à diodes Schottky. Deux réseaux de deux rectennas dipôle associés en série et en parallèle ainsi qu'un réseau de six éléments rectenna en série seront présentés et les résultats simulés comparés à la mesure. La conception de rectennas à boucles circulaires imprimées et optimisées pour fonctionner sur les différents standards de communication sera présentée à la fin de ce chapitre.

Le quatrième et dernier chapitre aura comme thème la réalisation d'un prototype de rectenna optiquement transparente bi-bande (1.85 et 2.45 GHz). Elle sera basée sur une technologie originale. Il s'agira d'imprimer une surface métallique en argent de faible épaisseur et maillée à pas micrométriques de façon à réduire l'impact visuel. L'antenne et le circuit de rectification également bi-bande seront développés et caractérisés par simulation HFSS dans un premier temps.

La réalisation et la mesure de deux prototypes de rectennas clôtureront ce chapitre. Pour conforter les résultats sur la rectenna transparente, il sera en effet réalisé deux structures : une non maillée de référence et la rectenna maillée transparente.

Ce mémoire se terminera par une conclusion générale récapitulant les résultats obtenus et donnant des perspectives à ce travail.

Il est à noter que ce travail s'est déroulé sur une période longue puisque débuté au mois d'octobre 2013, il a été interrompu à partir du mois d'octobre 2016. Cette mise en veille a été imposée par mon retour en Algérie pour la reprise de mes activités professionnelles.

Chapitre 1

Introduction à la récupération d'énergie électromagnétique et les rectennas

Chapitre 1

Introduction à la récupération d'énergie électromagnétique et les rectennas

1.1 Introduction

On constate aujourd'hui l'augmentation croissante du nombre d'objets communicants sans fils dans notre environnement (terminaux mobiles, capteurs, actionneurs...). Pour limiter les coûts dus au déploiement de réseaux filaires peu esthétiques et pour s'affranchir de l'utilisation des batteries à durée de vie limitée, une solution consiste à alimenter ces dispositifs par récupération d'énergie ambiante. L'idée consiste alors à récupérer une partie de l'énergie présente dans l'environnement et de la convertir en puissance continue pour l'alimentation de la partie électronique en appui à la batterie.

Parmi les différentes sources d'énergie récupérables et qui seront présentées dans ce chapitre, on distingue la récupération d'énergie électromagnétique qui s'inscrit dans une thématique plus globale qui est la transmission d'énergie sans fil (TESF). La TESH consiste à transmettre de l'énergie électromagnétique d'un point à un autre dans l'atmosphère sans le besoin physique de lignes de transmission ou de câbles.

Le système comporte deux parties :

- ❖ Une partie émission ;
- ❖ Une partie réception.

La partie émission du système comprend une source RF, où une conversion DC-RF a lieu, suivie d'une antenne d'émission.

La partie réception du système est composée d'une antenne de réception suivie d'un circuit de conversion RF-DC, l'ensemble étant appelé 'circuit Rectenna', pour Rectifying antenna.

En récupération d'énergie, on vise des intensités de champ relativement faibles. De plus, la partie émission du système n'est pas facilement identifiable dès lors qu'il peut s'agir d'une ou de

plusieurs sources qui débitent de la puissance électromagnétique en même temps sur des standards de communications différents.

Récemment, un intérêt particulier s'est porté sur la conception d'antennes utilisant des matériaux transparents. Les antennes transparentes constituent un grand potentiel pour des applications de récupération d'énergie. Elles ont des caractéristiques intéressantes qui les rendent presque invisibles et par conséquent discrètes, non intrusives et facilement intégrables dans l'environnement urbain. Ceci permet d'exploiter les surfaces vitrées présentes dans la quasi-totalité des bâtiments (figure 1-1). Surfaces vitrées dont la proportion a d'ailleurs été imposée à 17% de la surface habitable par la réglementation thermique RT2012 [1]. Le verre et le plexiglas constituent par conséquent deux supports disponibles en nombre pour y intégrer des rectenna et exploiter le champ électromagnétique ambiant pour l'alimentation de capteurs à très faible consommation.



Figure 1-1 Illustration de la prédominance des surfaces vitrées en environnement urbain.

Ce chapitre se décompose en quatre parties complémentaires les unes des autres :

- ❖ La première partie présente une introduction à la récupération d'énergie et notamment l'historique de la transmission d'énergie sans fils ;
- ❖ La deuxième partie consiste en une introduction aux rectennas, où le synoptique global du circuit sera présenté ;

- ❖ Sont ensuite rappelées quelques généralités sur les antennes et les circuits de conversion RF/DC aux fréquences micro-ondes et notamment le principe de fonctionnement de tels circuits ainsi que les différentes topologies existantes (série, parallèle, doubleur de tension);
- ❖ La quatrième partie expose la notion de l'efficacité de conversion RF/DC ainsi que l'état de l'art des rectennas avec des structures à faible empreinte métallique pour application aux rectennas sur supports transparents.

1.2 Différentes sources d'énergie récupérables

Parmi les différentes sources d'énergie disponibles dans l'environnement, on distingue l'énergie solaire, éolienne, thermique, mécanique et l'énergie électromagnétique.

1.2.1 L'énergie photovoltaïque

Dans la récupération du rayonnement solaire, les cellules photovoltaïques figure (1-2) qui convertissent directement la lumière du soleil en énergie électrique sont déjà largement exploitées pour alimenter des systèmes à faible consommation, par exemple les calculatrices, les montres, les chargeurs...



Figure 1-2 Exemple de cellules photovoltaïques.

L'efficacité d'une cellule standard dans des conditions optimales est comprise entre 15 et 22 %. De tels rendements permettent de récupérer, au mieux, de l'ordre de quelques centaines de Watt par mètre carré en plein ensoleillement [2].

Par ailleurs, les études actuelles portent sur de nouveaux matériaux ou sur l'empilement de cellules, pour accroître les rendements à des valeurs proches de 40%.

Cependant, un des inconvénients de ce principe est qu'il ne fonctionne pas de façon optimale tout au long de la journée, car le panneau solaire ne fonctionne que le jour et son efficacité de conversion diminue sous un ciel nuageux et un temps pluvieux.

1.2.2 L'énergie thermique

La récupération d'énergie par effet thermique, est basée sur la différence de température qui existe entre deux matériaux. Il s'agit d'un générateur d'électricité par lequel la chaleur absorbée est directement transformée en énergie électrique.

Le cycle de Carnot permet de calculer le rendement théorique maximal d'un tel dispositif. Ce rendement est donné par l'équation (1-1) :

$$\eta = \frac{T_H - T_B}{T_H} \quad \text{Équation 1-1}$$

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.

La montre bracelet « Seiko Thermic Wristwatch » représentée figure (1-3(a)) avec un exemple où le module thermo électrique figure (1-3(b)) génère l'énergie nécessaire ($60 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ avec un gradient de 5°C) à partir de la différence de température entre l'air ambiant et le corps humain [3].

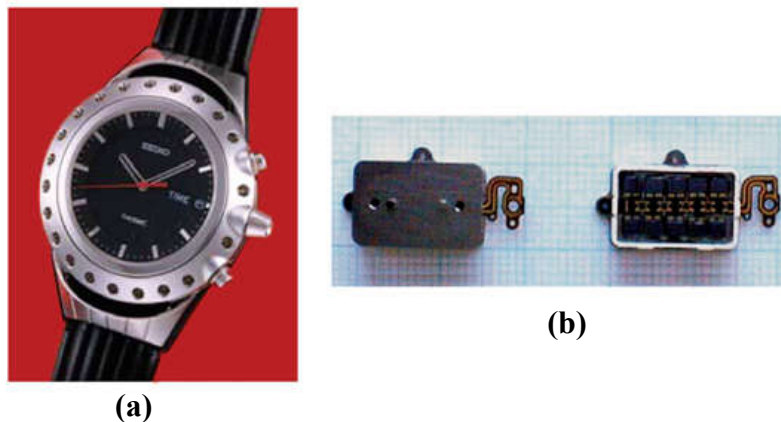


Figure 1-3 Montre Thermique Seiko : (a) la montre (b) module thermoélectrique [3].

«Citizen» a également développé une montre thermoélectrique avec une puissance de sortie électrique $13.8 \mu\text{W}/\text{K}$ sous une tension de $515 \text{mV}/\text{K}$ [4].

Aujourd'hui la récupération d'énergie par effet thermique n'a pas évolué suffisamment pour être réellement intéressante car l'inconvénient majeur, lors de la réduction d'échelle, est la difficulté à avoir un écart de température important sur de petites dimensions ce qui réduit l'énergie générée. Des recherches ont été effectuées en vue de trouver de nouveaux matériaux [4] permettant d'avoir des écarts de températures plus grands.

1.2.3 L'énergie mécanique

Un récupérateur d'énergie à partir de vibrations mécanique se compose typiquement de 4 unités :

- ❖ un dispositif mécanique permettant d'optimiser les vibrations mécaniques;
- ❖ un dispositif électromécanique dont l'objectif est de convertir l'énergie mécanique en énergie électrique;
- ❖ un circuit électrique d'extraction qui va effectuer la conversion de l'énergie électrique récupérée en énergie électrique exploitable;
- ❖ un dispositif de gestion et de stockage de l'énergie.

La récupération d'énergie mécanique développée ces dernières années s'appuie sur l'utilisation de structures MEMS (Micro Electro Mechanical System). Ces microstructures sont capables de transformer de l'énergie mécanique en électricité [5]. Son principe consiste à utiliser le mouvement des électrodes d'un condensateur variable électriquement chargé et soumis aux vibrations externes.

Une structure fabriquée avec des méthodes issues de la microélectronique a été proposée par P. Basset et *al* [6]. Cette structure est composée d'une partie mobile en silicium, et d'une électrode inférieure en aluminium déposée sur un substrat de verre figure (1-4). Il s'agit d'une structure de type plan à entrefer variable. La surface occupée est de 66 mm^2 , pour une énergie récupérée de 61 nW à 250 Hz pour un niveau d'accélération de 0.25 g.

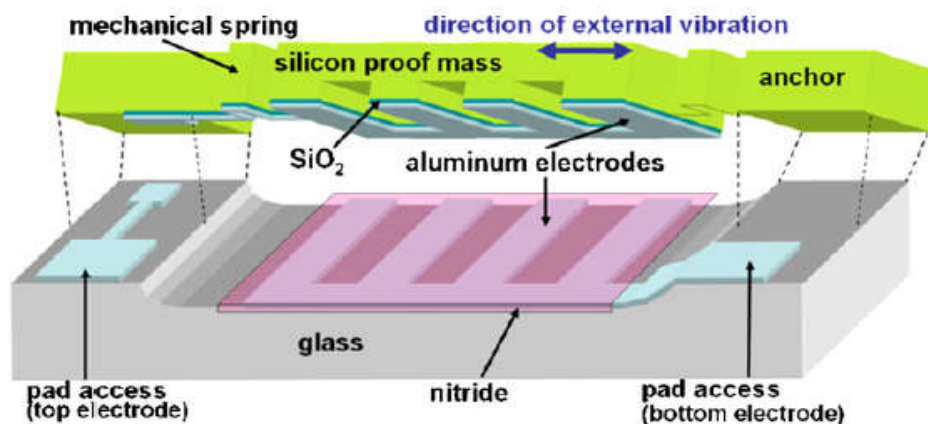


Figure 1-4 Schéma 3D du récupérateur micromécanique [6].

Différents transducteurs sont utilisables pour la conversion d'énergie du domaine mécanique au domaine électrique. Citons les transducteurs piézoélectriques qui reposent sur la propriété que possède certains matériaux non conducteurs de se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique (effet direct), et inversement de se déformer mécaniquement sous l'application d'un champ électrique (effet inverse).

1.2.4 L'énergie éolienne

Une installation éolienne consiste à utiliser la force du vent pour faire tourner une hélice de grande taille. Lorsque l'hélice de l'éolienne se met à tourner, elle acquiert de l'énergie de mouvement transmise par le vent pour la transformer ensuite en électricité selon le principe de la dynamo.

L'énergie éolienne est généralement utilisée à très grande échelle (avec un mat d'une hauteur de plusieurs dizaines de mètres). La puissance maximale générée pouvant être très importante, de l'ordre de 2 MW.

Par ailleurs des études ont été menées afin de générer de l'énergie à partir de dispositifs de petites tailles. La référence [7] représente un dispositif qui exploite la force du vent comme source d'énergie afin d'alimenter un anémomètre. Une petite station éolienne est utilisée figure (1-5) avec une mini turbine capable de produire jusqu'à 600 μ W pour une vitesse de rotation de 300 tr/mn.

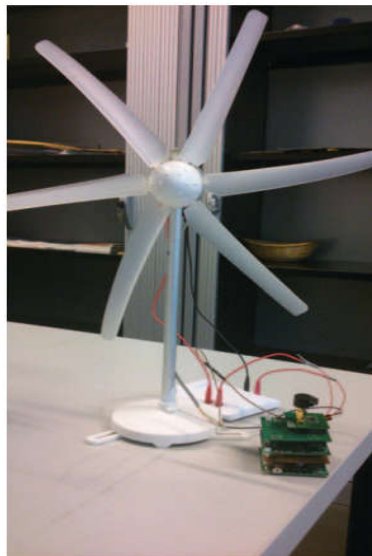


Figure 1-5 Mini récupérateur d'énergie éolienne.

1.2.5 L'énergie radiofréquence

On assiste depuis quelques années à la prolifération d'émetteurs d'ondes radiofréquences (émetteurs radio, téléphones portables, etc.) dans le paysage urbain (figure (1-6)), ce qui a permis aujourd'hui d'envisager la récupération d'énergie provenant des ondes électromagnétiques ambiantes.



Figure 1-6 Exemple d'émetteurs d'ondes radiofréquences.

La disponibilité de cette énergie peut être attrayante pour certaines applications à très faible consommation. La récupération de cette énergie peut en effet représenter une alternative capable de remplacer la batterie de certains microsystemes ou assurer un appui énergétique à cette batterie. La société Powercast [8] dispose d'un prototype de capteur de température sans fil alimenté via des ondes électromagnétiques. Il comporte une antenne de captation type dipôle travaillant à la fréquence 900 MHz et un circuit électrique pour la conversion RF/DC figure (1-7).

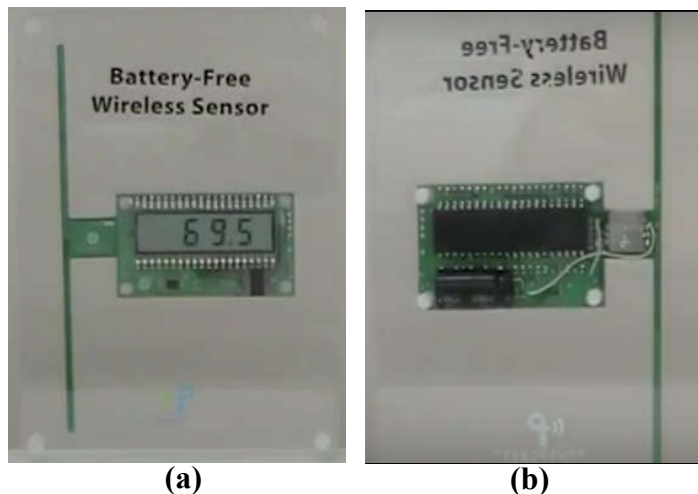


Figure 1-7 Prototype de capteur de température Powercast : (a) vu avant (b) vu arrière.

Même si les niveaux de champs sont faibles et leurs amplitudes variables dans le temps et dans l'espace, la récupération et la conversion d'énergie électromagnétique représente une solution intéressante compte tenu de l'omniprésence du rayonnement et de sa disponibilité dans l'environnement.

1.3 La transmission d'énergie sans fil

Historiquement, l'enjeu de la transmission d'énergie sans fil est d'alimenter, en énergie électrique, des systèmes sans avoir recours à un support matériel par le biais d'une onde électromagnétique. Le Transfert d'Énergie Sans Fil (TESF) peut s'effectuer selon deux principes:

- ❖ Le couplage magnétique inductif fonctionne sur des distances très faibles (en champ proche), typiquement de l'ordre de quelques centimètres, mais se caractérise par un très bon rendement. On peut mentionner comme application des systèmes de recharge de batterie par induction, la recharge des téléphones mobiles, comme ceux proposés par la société PowerKiss Company [9]. Ils proposent des anneaux récepteurs qui se connectent directement aux téléphones portables et des anneaux émetteurs intégrés dans des tables. Le téléphone se charge dès lors que le récepteur est placé sur l'émetteur (figure (1-8)).

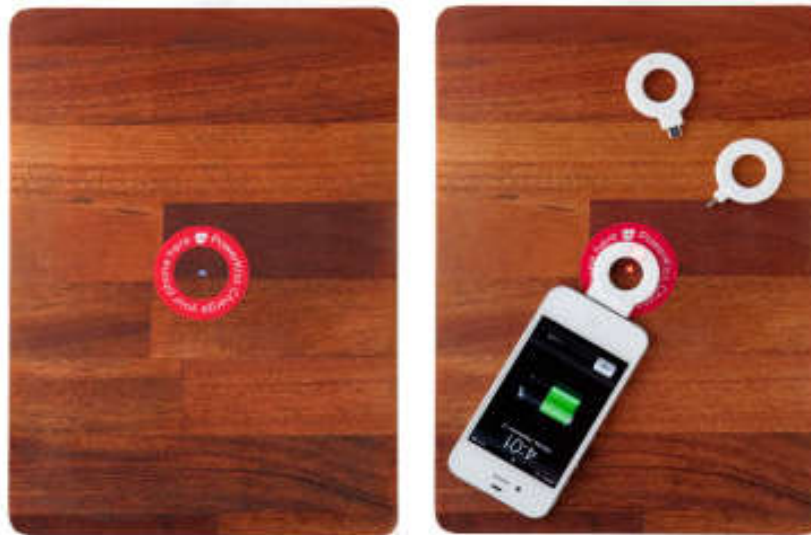


Figure 1-8 Système de recharge de téléphone mobile de la société PowerKiss

- ❖ Transmissions par faisceau microonde, dans la zone dite de champ lointain où la distance peut varier de quelques centimètres à plusieurs milliers de kilomètres. Elle est au cœur de nos travaux et fera l'objet d'une étude approfondie dans ce premier chapitre.

Quelques applications de la TESH :

- ❖ Domaine spatial [10] notamment la transmission d'énergie entre satellite et terre;
- ❖ La recharge de capteurs et de dispositifs à très faible consommation [11] ;
- ❖ La robotique [12].

1.3.1 Historique de la TESH

W.C. Brown [13] a élaboré un document descriptif sur l'histoire de la transmission d'énergie sans fil et ses progrès au fil du temps. Il y décrit en détail les avancées marquantes des travaux de la TESH et les problèmes auxquels elle fut confrontée au cours de son long chemin.

Les références du manuscrit remontent a plus de 100 ans à l'époque de Hertz qui lui-même avait mis en évidence la théorie des champs électromagnétiques de Maxwell et leur propagation dans l'atmosphère. Son travail a été approfondi par les idées de Nicolas Tesla, qui décrit une méthode pour récupérer les ondes électromagnétiques qui se propagent en lignes droites dans l'espace, en les dirigeants sur un récepteur. Il fit construire une tour de transmission à Long Island (New York), mais le travail de Tesla a été entravé par des questions de financement et l'exigence de très grandes surfaces pour mener ses expériences.

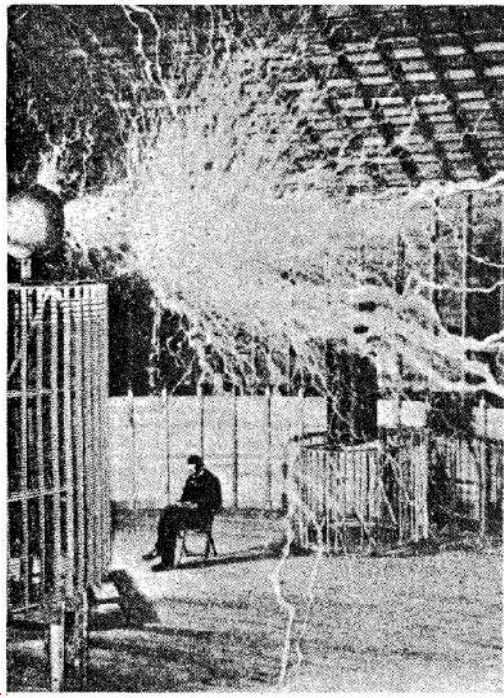


Figure 1-9 Nikola Tesla dans son laboratoire de Colorado Springs.

Dans les années 1930, l'évolution des technologies des tubes hyperfréquences à haute puissance a progressé grâce au développement de la technologie radar et notamment par l'invention du magnétron et du klystron qui ont contribué à l'essor de la recherche dédiée à la TESH.

Dans les années 1960, William C. Brown qui avait commencé à mener des expérimentations de transmission d'énergie sans fil, a été également le premier à développer en 1963 une rectenna (rectifying antenna) pour la réception des ondes électromagnétiques et la conversion en tension continue (DC) [14].

P. Glaser a proposé un satellite d'énergie solaire (SPS) (Solar Power Satellite) [15]. Ce projet a pour objectif la construction d'une gigantesque centrale solaire en orbite terrestre géostationnaire (GÉO) et de transmettre par onde électromagnétique cette énergie vers un vaste réseau de rectennas sur Terre comme le montre la figure (1-10). De nombreux défis ont freiné le projet, notamment le coût de déploiement, la complexité technologique et les moyens humains nécessaires pour la mise en place en orbite d'un système photovoltaïque capable de collecter des dizaines de kilowatts.

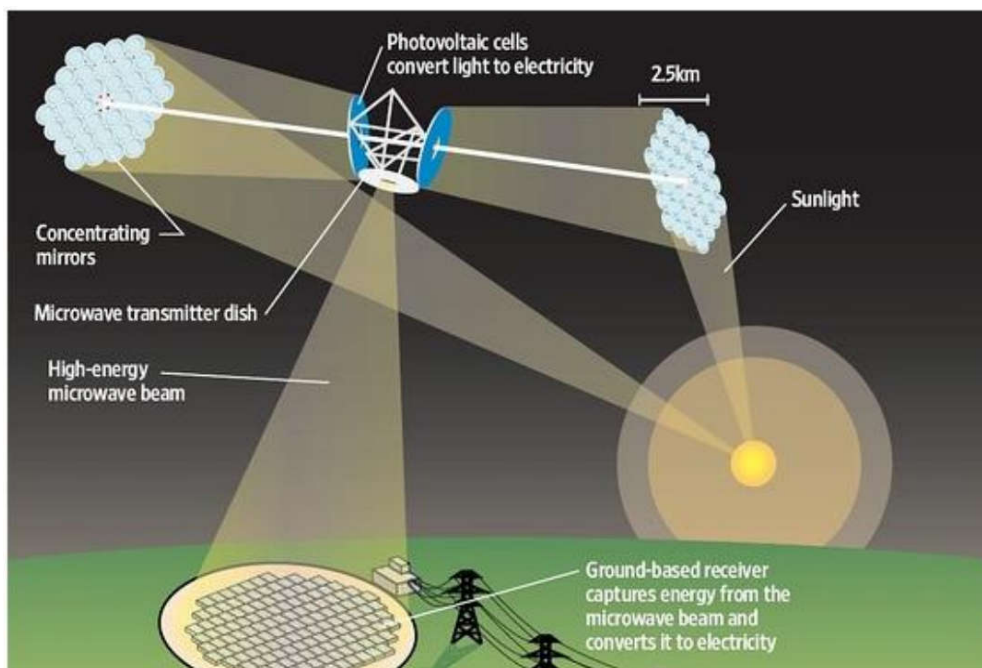


Figure 1-10 Schéma du concept SPS.

En 2001, le premier essai de grande envergure a été réalisé sur l'île de la Réunion [16], afin de montrer la faisabilité d'alimenter via des ondes électromagnétiques, le village de Grand-Bassin situé dans un canyon difficile d'accès. Grâce à ce projet, un démonstrateur de transmission d'énergie sans fils sur des dizaines de mètres a été mis au point et testé. L'efficacité de ce transport d'énergie était entre 5% et 8%.

1.3.2 Structure globale d'un système TESH

La figure (1-11) présente le schéma synoptique global d'un système TESH. Ce système est composé de trois parties :

- ❖ Un système d'émission qui remplit le rôle de la conversion de l'électricité en ondes électromagnétique (conversion DC-RF) ;
- ❖ La transmission de ces ondes en espace libre ou en environnement plus contraint (urbain par exemple) ;
- ❖ Leur captation et conversion en électricité par un système de réception communément appelé rectenna.

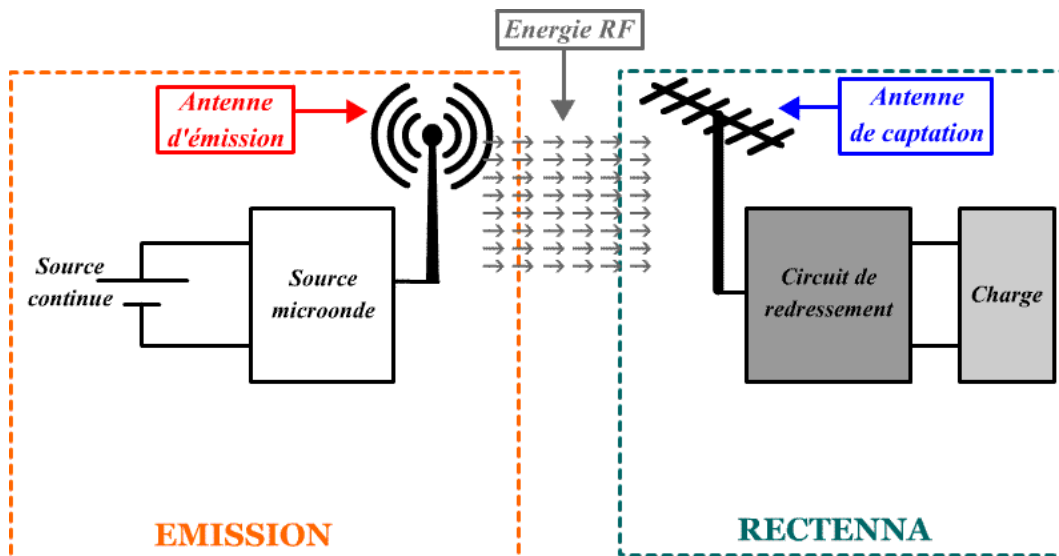


Figure 1-11 Structure globale d'un système TESH.

Nous allons détailler dans les paragraphes suivants les différentes parties constitutives d'un système de TESH.

1.4 La conversion DC-RF

Le système d'émission doit convertir une puissance de type continu ou basse fréquence en puissance microonde. On trouve les sources oscillantes à base de tubes à vide comme :

- ❖ Le klystron qui est un tube amplificateur hyper fréquence mettant en jeu un seul faisceau d'électrons, traversant un certain nombre de cavités résonnantes pour ensuite finir sa course dans un collecteur ;

- ❖ Le magnétron, qui est un tube cylindrique sous vide servant d'oscillateur, se composant d'une anode et d'une cathode. L'anode est réalisée en cuivre et est creusée de cavités qui forment des circuits résonnants ;
- ❖ Le gyrotron qui est un oscillateur utilisé à des fréquences très élevées, de 50 à 100 GHz, et pouvant délivrer une puissance importante, jusqu'à 7 MW.

Ces sources oscillantes permettent l'émission de hautes puissances pour l'ensemble du spectre des micro-ondes. Pour de plus faibles puissances, un système de source microonde classique à base de composants à l'état solide est suffisant.

Lorsque nous nous référons à la récupération d'énergie électromagnétique, nous ne faisons pas systématiquement référence à des sources d'énergie spécialement conçues pour alimenter des dispositifs sans fil, il s'agit de l'énergie ambiante que nous pouvons récupérer dans l'environnement. Dans les zones urbaines, il existe un grand nombre de sources RF comme la radio diffusion de station de radio et de la télévision, les stations de base de la téléphonie mobile et les réseaux sans fil. Les caractéristiques de propagation de l'onde dépendent du milieu et peuvent donner lieu à des variations importantes du signal capté à la réception.

1.5 Rappel sur la propagation des ondes électromagnétiques

Nous allons rappeler ici les principales propriétés en termes d'atténuation, lors de la propagation d'une onde électromagnétique.

1.5.1 Variation de l'atténuation dans l'espace libre

Les pertes de propagation en espace libre α (ou pathloss) sont calculées d'après l'équation (1-2).

$$\alpha = 10 \text{ LOG}_{10} \left(\frac{4\pi Rf}{c} \right)^2 = 20 \text{ LOG}_{10} \left(\frac{4\pi Rf}{c} \right) \quad \text{Équation 1-2}$$

Avec R : distance entre l'émetteur et le récepteur en mètres.

La figure (1-12) montre l'évolution de l'atténuation en espace libre en fonction de la distance pour R allant de 1 jusqu'à 500 m et pour différentes fréquences.

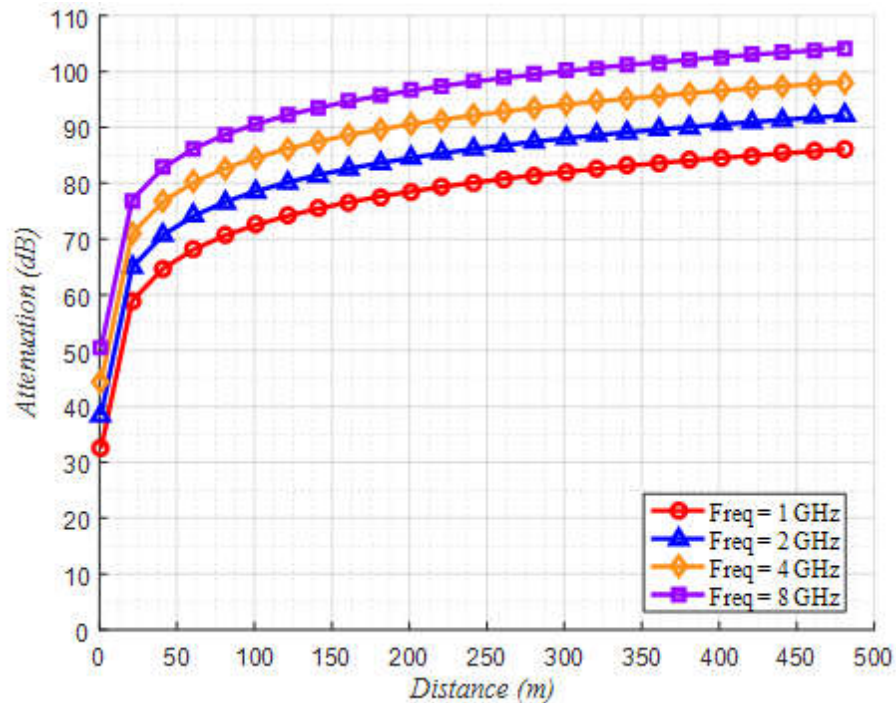


Figure 1-12 Variation de l'atténuation dans l'espace libre en fonction de la distance et pour différentes valeurs de fréquences.

On constate que l'atténuation augmente avec la fréquence. En effet, lorsqu'on se situe en champ lointain de l'antenne, la densité de puissance incidente est inversement proportionnelle à la distance au carré. Pour compenser une partie des pertes dues à la propagation en espace libre, on utilise généralement des antennes de réception avec un gain très élevé, telles que les antennes paraboliques.

1.5.2 Variation de l'atténuation en milieu urbain

En milieu urbain, la propagation s'effectue par trajets multiples compte tenu de la présence de bâtiments. Les différentes formes des surfaces sont à l'origine d'importantes réflexions comme l'illustre la figure (1-13). Le champ émis en un point donné est la somme vectorielle de nombreuses sources issues de multiples réflexions. Trajet direct, réflexions, diffractions et diffusions font que les champs des différentes contributions ont des polarisations, des amplitudes et phases différentes. Ces phénomènes se traduisent par des variations de champs pouvant être importantes et soudaines [17].

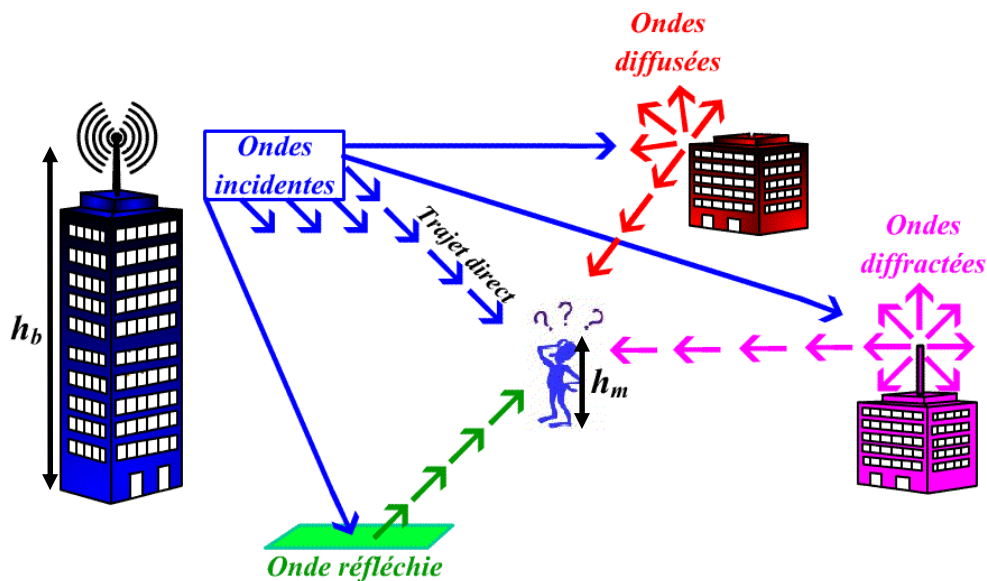


Figure 1-13 Illustration de la propagation des ondes en milieu urbain.

Plusieurs modèles sont apparus dans la littérature [18] afin de prédire le comportement de la propagation des ondes et l'atténuation en milieu urbain en fonction de différents paramètres tels que la distance entre émetteur et récepteur, la hauteur de l'antenne d'émission h_b ainsi que celle du récepteur h_m et l'environnement pris en considération (urbain, suburbain et rural).

Le modèle COST 231, également connu sous le nom de COST-Hata-Model, étend le modèle Hata pour couvrir une gamme de fréquences plus large (150 MHz-2 GHz). Les formules relatives aux pertes multi-trajets approchées prises en compte dans ce modèle pour le milieu urbain ne sont également valables que pour une distance entre émetteur et récepteur de 1 km jusqu'à 20 km.

1.6 La rectenna

La rectenna est composée essentiellement d'une antenne réceptrice suivie d'un circuit de redressement qui convertit l'énergie micro-onde en une puissance continue DC.

1.6.1 Structure globale d'une rectenna

Le circuit rectenna est composé comme le montre la figure (1-14) d'une antenne de captation associée à un circuit de redressement. L'antenne de réception convertit l'onde EM rayonnée en un signal électromagnétique guidé.

Le circuit de redressement qui suit est généralement composé d'un filtre d'entrée HF, suivi par l'étage de redressement et enfin d'un filtre BF.

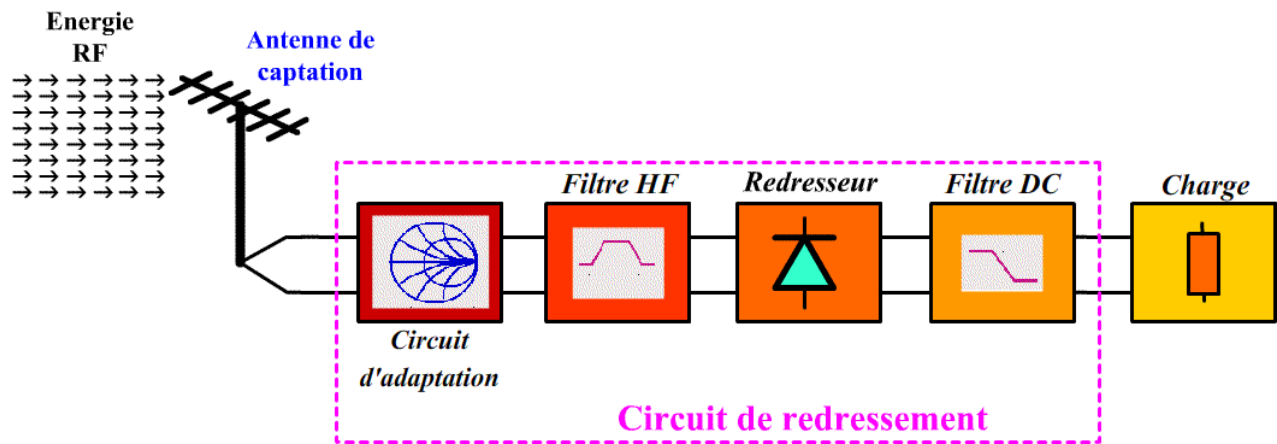


Figure 1-14 Structure globale d'un circuit rectenna.

Le filtre d'entrée HF a pour rôle de:

- ❖ réaliser l'adaptation entre l'antenne de captation et le circuit de redressement à la fréquence de travail et pour une puissance RF nominale donnée ;
- ❖ bloquer les harmoniques en provenance du circuit de redressement.

Le filtre de sortie DC a pour rôle de:

- ❖ filtrer la fréquence fondamentale ainsi que les harmoniques RF et laisser uniquement la composante continue.

Le bloc redresseur réalise la conversion RF/DC. En fonction de l'application, plusieurs technologies sont possibles. Citons le convertisseur à base de diodes Schottky pour les fréquences entre 800 MHz et plusieurs GHz et pour les faibles niveaux de puissance et de tension.

Généralement, les rectennas sont conçues en technologie imprimée, et cela pour des raisons de coût, de compatibilité et de facilité de réalisation.

1.6.2 Les antennes pour rectennas

Une antenne de réception est l'un des éléments les plus importants de la rectenna. Ses caractéristiques (rendement, gain, directivité, fréquence de résonance...etc.) influent directement sur ses performances [19].

Pour les applications de rectennas, on trouve des antennes imprimées de types dipôle [20], [21], [22] et [23] ou boucle circulaire [24]-[25], cadre [26]-[27], anneau [28], spirale [29], croisé [30]-[31], Koch [32]-[33] ainsi que des antennes patch polarisées linéairement ou circulairement. Il est

généralement préférable d'avoir des antennes à haut gain car elles permettent de récupérer plus de puissance RF. Il y a souvent un compromis à faire entre le gain d'une antenne et sa surface.

Les antennes destinées à la récupération d'énergie électromagnétique sont conçues sur des substrats opaques dans tous les cas, tels que RT/Duroid 5870 [22], 5880 [21], 6002 [27] et l'Arlon 25N [24]. Toutefois dans le cadre de notre recherche, nous allons concevoir des rectennas sur des substrats transparents ou optiquement transparente de façon à exploiter les surfaces vitrées très présentes dans les bâtiments ou les mobiliers urbains.

Une antenne sur substrat transparent ou optiquement transparente requiert une conception plane. Nous visons ici des substrats de type plexiglas et verre. La nature du conducteur aura son importance. Pour les conducteurs conventionnels opaques (cuivre, argent), on choisira des topologies d'antennes qui présentent une surface de métallisation minimisée pour réduire l'impact visuel. Cette contrainte sera moindre si l'on utilise des conducteurs transparents.

A cet égard, les antennes de type dipôle ou boucle en technologie imprimée et alimentation CPS (coplanar strip) présentent une faible surface de métallisation par absence de plan de masse en regard et constituent par conséquent une solution attrayante pour la conception de rectenna afin de répondre à l'exigence du faible impact visuel.

1.6.3 Les antennes dipôles et boucles magnétiques

Une antenne dipôle est une antenne filaire figure (1-15(a)). Elle est représentée par un fil de longueur multiple de $\lambda/2$, ($\ell = \frac{k\lambda}{2}$), généralement $k=1$. 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 [34]. L'intensité du rayonnement dépend de l'intensité du courant circulant dans le dipôle [19].

La boucle magnétique est constituée d'un fil conducteur ayant une forme qui permet le retour du fil sur lui-même figure (1-15(b)). En fonction de la circonférence, les antennes boucles circulaires sont classées en deux catégories [35], électriquement petites et électriquement larges.

- ❖ Antennes boucles électriquement petites ($C \leq \frac{\lambda}{10}$) ;
- ❖ Antennes boucles électriquement larges ($C \approx \lambda$).

$$C = 2\pi a = \pi d \quad \text{Équation 1-3}$$

Avec (a) : le rayon de l'antenne boucle circulaire, de diamètre (d) et de circonférence (C) [35].

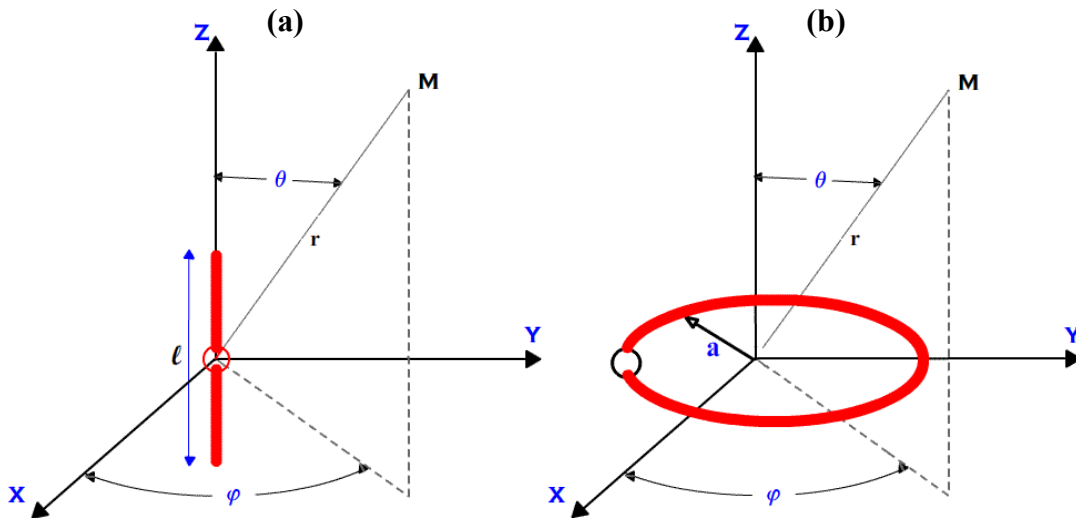


Figure 1-15 Géométrie des antennes dipôle et boucle circulaire.

L'expression du champ électrique d'un dipôle demi-onde en champ lointain est donnée par l'équation ci-dessous:

$$E_{\theta} = jZ_0 \frac{I_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \right] \quad \text{Équation 1-4}$$

$$E_r = E_{\phi} = 0$$

Le tableau (1-1) présente les composantes du champ électrique et du champ magnétique, dans la zone du champ lointain, pour les deux types d'antennes boucles [35].

Seules les composantes E_{ϕ} et H_{θ} sont présentées, les deux autres composantes $E_{\theta} = H_{\phi} = 0$.

Composante	Electriquement large	Electriquement petite
E_{ϕ}	$E_{\phi} = \frac{60\pi I_0 C_{\lambda}}{r} J_1(C_{\lambda} \sin(\theta))$	$E_{\phi} = \frac{120\pi^2 I_0 A}{r \lambda^2} \sin(\theta)$
H_{θ}	$H_{\theta} = \frac{I_0 C_{\lambda}}{2r} J_1(C_{\lambda} \sin(\theta))$	$H_{\theta} = \frac{\pi I_0 A}{r \lambda^2} \sin(\theta)$

Tableau 1-1 Champs électrique et magnétique pour les deux types d'antennes boucle.

Avec C_{λ} la circonférence normalisée par rapport à la longueur d'onde, tel que :

$$C_{\lambda} = \frac{C}{\lambda} \quad \text{Équation 1-5}$$

I_0 : amplitude maximale du courant électrique en Ampère.

r : distance du point d'observation.

J_1 : fonction de Bessel de 1^{ère} espèce d'ordre 1, dont les champs électrique et magnétique dépendent lorsque la taille de la boucle est de l'ordre de la longueur d'onde.

La figure (1-16) représente les diagrammes de rayonnement du dipôle demi-onde et de la boucle électriquement grande.

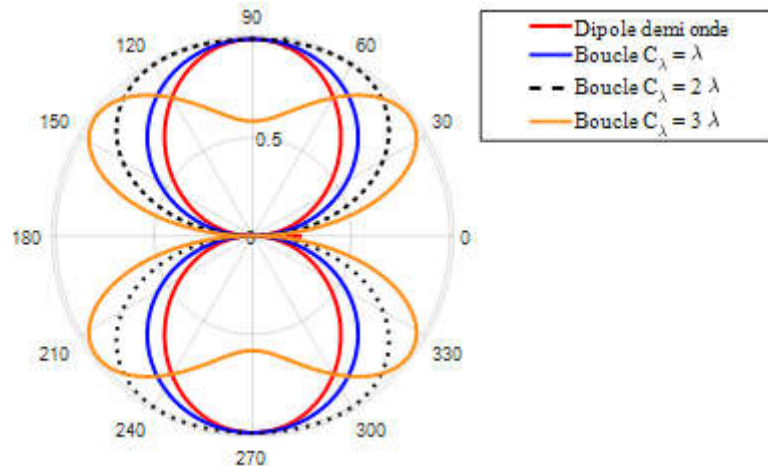


Figure 1-16 Structure du diagramme de rayonnement 2D d'un dipôle demi-onde et d'une antenne boucle pour différentes valeurs de la circonférence.

1.6.4 Le circuit de conversion RF-DC

Un circuit de conversion RF-DC est basé sur une ou plusieurs diodes Schottky. Nous allons détailler, dans ce qui suit, le rôle de chacune des parties du circuit, et nous présenterons également les topologies de circuits de conversion les plus utilisées dans la littérature.

1.6.4.1 La diode Schottky

Les structures de conversion RF-DC sont généralement construites autour de diodes ou de transistors. Les diodes sont caractérisées par une tension de seuil qui doit être dépassée pour que la diode passe en mode conduction figure (1-17). Lorsque le niveau de puissance incidente est important, son amplitude est nettement supérieure à la tension de seuil des diodes. Dans le cas des niveaux très faibles de puissance incidente (de l'ordre du microwatt), les pertes dues à la tension de seuil des diodes deviennent prédominantes. La plupart du temps des diodes Schottky sont utilisées en raison de leur faible tension de seuil et leur faible capacité de jonction.

La diode Schottky est composée d'un conducteur placé sur un semi-conducteur selon une barrière métal semi-conducteur. La différence fondamentale avec la diode PN est que le fonctionnement s'appuie sur les porteurs majoritaires, alors qu'il s'appuie sur les porteurs minoritaires dans le cas de la jonction PN. Cela donne un grand avantage en termes de temps de réponse de la diode Schottky contrairement à la diode classique.

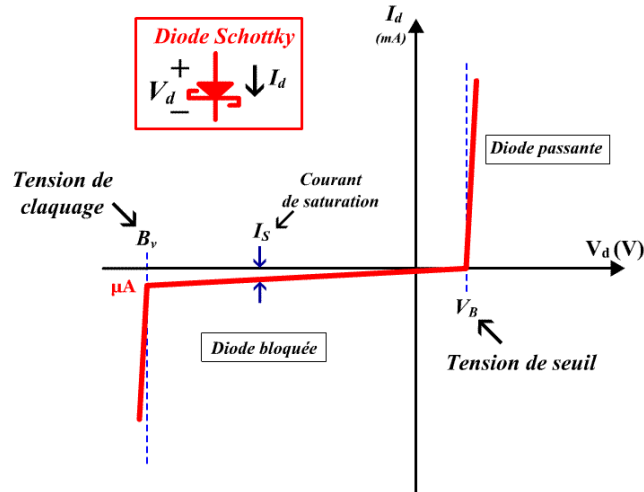


Figure 1-17 Caractéristique globale courant / tension d'une diode Schottky.

Le schéma équivalent est représenté sur la figure (1-18).

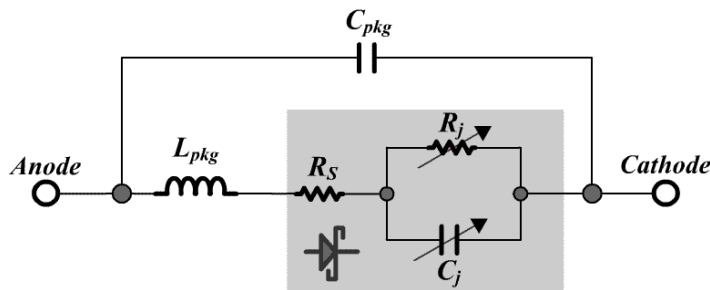


Figure 1-18 Schéma équivalent d'une diode Schottky.

Le modèle électrique est constitué d'une résistance série R_S , d'une capacité de jonction variable C_j et d'une résistance de jonction R_j . Le boîtier de la diode est modélisé par une inductance série L_{pkg} et une capacité parallèle C_{pkg} . La caractéristique non linéaire du fonctionnement de la diode est représentée par la relation analytique suivante (à l'exception de la zone de claquage) [36]:

$$I_d = I_s \left(e^{\frac{qV_d}{NkT}} - 1 \right) \quad \text{Équation 1-6}$$

I_s : courant de saturation inverse ou courant de fuite,

q : charge de l'électron,

V_d : tension aux bornes de la diode,

N : constante propre de la diode comprise entre 1 et 2 (dépend du semi-conducteur utilisé),

k : constante de Boltzmann,

T : température exprimée en degré Kelvin.

1.6.4.2 Choix et référence de la diode commerciale

Dans l'étude effectuée par B. Merabet et *al.* [37], il a été noté qu'avec une faible puissance RF au niveau de l'antenne de captation, les paramètres critiques de la diode Schottky pour une efficacité de conversion RF/DC élevée étaient une faible capacité de jonction et une faible résistance en série.

Le Tableau (1-2) ci-dessous donne des valeurs de paramètres de quelques diodes Schottky (Skyworks) fréquemment utilisées dans la récupération d'énergie électromagnétique.

Paramètre	Unité	SMS1546	SMS3922	SMS3923	SMS3924	SMS3926	SMS3927	SMS3928	SMS7621	SMS 7630	HSMS2860
I_s	A	3E-7	3E-8	5E-9	2E-11	2.5E-7	1.3E-9	9E-13	4E-8	5E-6	5E-8
R_s	Ω	4	9	11	11	4	4	4	12	20	5
n	-	1.04	1.08	1.05	1.08	1.04	1.04	1.04	1.05	1.05	1.08
T_d	sec	1E-11	8E-11	8E-11	8E-11	1E-11	1E-11	1E-11	1E-11	1E-11	3E-7
C_{jo}	pF	0.38	0.9	0.93	1.6	0.42	0.39	0.39	0.1	0.14	0.18
m	-	0.36	0.24	0.24	0.4	0.32	0.37	0.42	0.35	0.4	0.5
E_g	eV	0.69	0.69	0.69	0.69	0.69	0.69	0.69	0.69	0.69	0.69
X_n	-	2	2	2	2	2	2	2	2	2	2
F_c	-	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	5	0.5	0.5
B_v	V	3	20	46	100	2	3	4	3	2	7
I_{Bv}	A	1E-5	1E-5	1E-5	1E-5	1E-5	1E-5	1E-5	1E-5	1E-5	1E-5
V_j	-	0.51	0.65	0.15	0.84	0.495	0.595	0.800	0.51	0.34	0.65

Tableau 1-2 Propriétés des diodes Schottky [38].

Avec :

B_V ou V_{br} , tension inverse de claquage (V) ; I_{BV} , courant inverse de claquage max (A) ;

C_{j0} , capacité de jonction pour $V_{DC}=0$ (F) ; C_j , capacité de jonction (F)

E_G , énergie du gap (eV) ; R_S , résistance série (substrat) (Ω)

I_S , courant de saturation (A) ; V_j , tension de jonction (V)

La figure (1-19) présente la variation des rendements de conversion RF/DC en fonction de la fréquence pour plusieurs diodes Schottky en utilisant l'expression :

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} = \left(\frac{V_{DC}^2}{R_L} \right) \cdot \frac{1}{P_{RF}} \quad \text{Équation 1-7}$$

où R_L est la valeur de la charge, V_{DC} est la tension prélevée au niveau de la charge et P_{RF} la puissance susceptible d'être captée par l'antenne, qui est également la puissance d'entrée du circuit de redressement si l'antenne et le circuit de redressement sont bien adaptés.

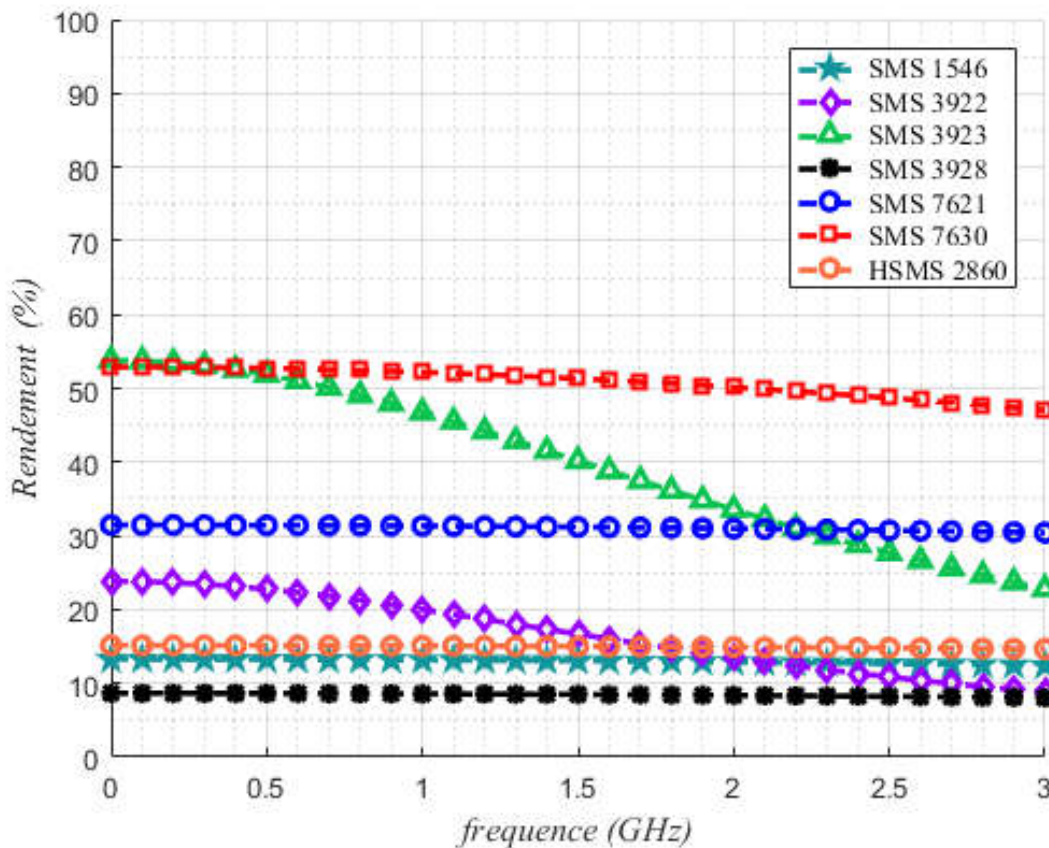


Figure 1-19 Variation du rendement de conversion en fonction de la fréquence pour $R_L=1\text{ k}\Omega$.

D'après les caractéristiques de la figure (1-19) déduites des équations analytiques de J.O. McSpadden [39], on remarque que la diode SMS 7630 présente le rendement le plus élevé dans la bande de fréquence allant de 1 à 3 GHz. Ce rendement qui est quasi constant en fonction de la fréquence, est de l'ordre de 50 % pour une tension DC de 100 mV et une charge résistive de 1 k Ω . Sa faible tension inverse de claquage l'autorise à fonctionner à de faibles densités de puissance permettant un rendement de conversion élevé à bas niveau de puissance.

La référence choisie pour nos travaux est par conséquent la diode Schottky SMS 7630 de Skyworks avec un boîtier SC-79 [40] et dont les principales caractéristiques SPICE sont données dans le tableau (1-3). Elle a été conçue et optimisée pour un fonctionnement en fréquence de 100 MHz à 10 GHz.

Paramètres	Unités	Valeur
B_v	V	2
C_{jo}	pF	0.14
E_g	eV	0.69
I_{BV}	A	$1 \cdot 10^{-4}$
I_S	A	$5 \cdot 10^{-6}$
N		1.05
R_S	Ω	20
V_j	V	0.34
X_{Ti}		2
M		0.4

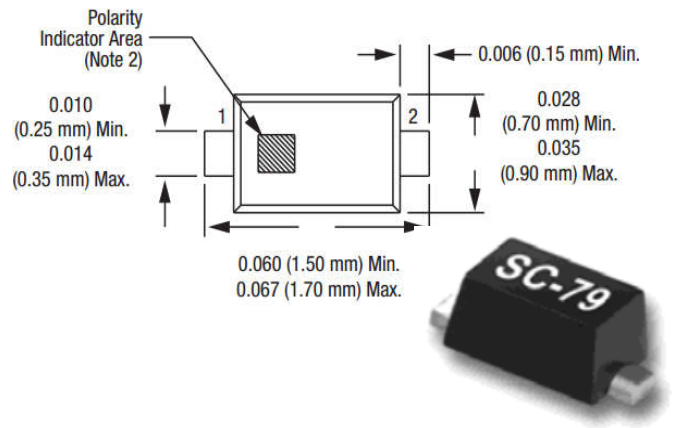


Tableau 1-3 Paramètres SPICE de la diode SMS7630-079SC [40].

1.6.4.3 Le filtre HF et DC

Le filtre d'entrée HF est localisé entre l'antenne de réception et le circuit de conversion. La diode Schottky génère de la puissance DC mais également des harmoniques d'ordre supérieur. Ces harmoniques peuvent dégrader le fonctionnement du circuit et doivent être bloqués par des filtres.

Comme le redresseur possède une impédance d'entrée différente de celle de l'antenne Z_{Ant} à la fréquence fondamentale et pour une puissance donnée, une désadaptation subsiste alors entre le redresseur et l'antenne de réception. Pour que le transfert de la puissance collectée soit maximal vers la diode, il faut assurer une adaptation d'impédance.

Les filtres HF et DC peuvent être à base d'éléments passifs localisés (condensateurs et bobines), [16] et [26], ou en technologie distribuée [20], [21], [22], [23], [24] et [41] ou hybride [32].

Le filtre de sortie DC est un filtre passe-bas qui est composé le plus souvent d'un bloc de capacité parallèle. Le rôle de ce filtre est d'isoler la charge DC du côté RF. Il laisse passer la composante continue et filtre toutes les harmoniques d'ordre supérieur, y compris la composante fondamentale. La solution consiste à utiliser un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est suffisamment inférieure à la fréquence de travail.

1.6.4.4 La charge

La dernière étape de l'optimisation consiste à choisir la valeur de la résistance de charge optimale qui correspond à l'impédance d'entrée du dispositif à alimenter afin d'optimiser les performances du circuit de redressement.

La figure (1-20) montre un exemple de l'efficacité de conversion mesurée d'une rectenna en fonction de la puissance RF pour différentes valeurs de la charge résistive. Le maximum d'efficacité est obtenu pour une charge résistive optimale entre 500 et 1000 Ω .

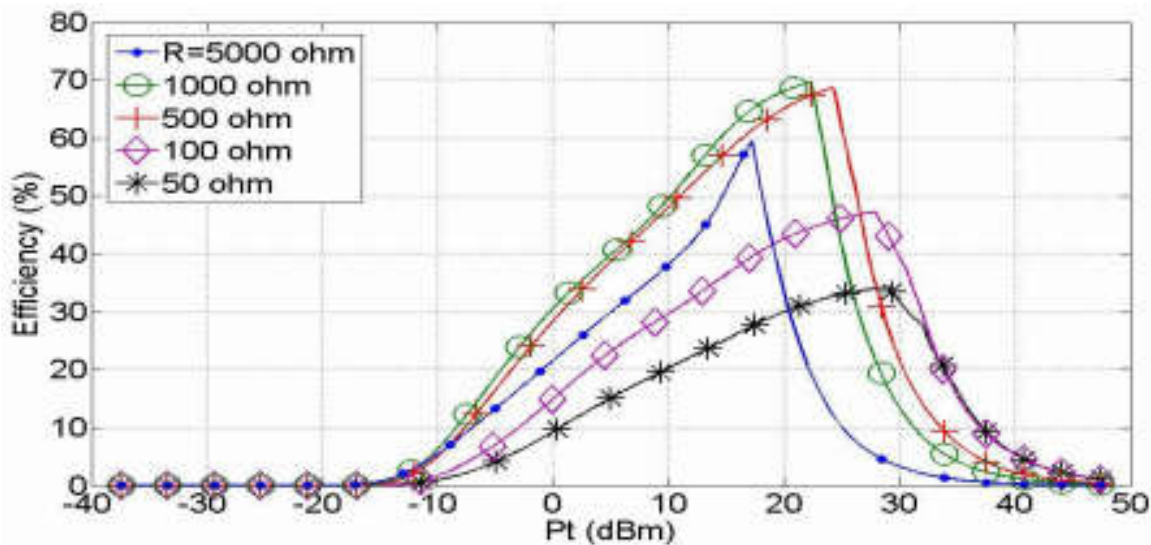


Figure 1-20 Evolution de l'efficacité de conversion en fonction de la puissance RF pour plusieurs valeurs de charge [42].

1.6.4.5 Configuration des redresseurs

En fonction du positionnement de ou des diodes dans le redresseur, plusieurs topologies de rectenna ont été développées. La topologie série [27] et [29] où la diode est placée en série entre le filtre RF et le filtre DC et sans lien direct avec le plan de masse (figure 1-21(a)) et parallèle [20], [21] et [22], où la diode voit une de ses jonctions connectée entre le filtre DC et le filtre RF tandis que l'autre jonction est connectée à la masse (figure 1-21(b)) sont les plus simples à concevoir et sont les plus répandues dans la littérature.

Afin d'augmenter la tension de sortie d'une rectenna, des topologies en doubleur de tension [26], [30] et [32] ont été développées. Dans cette topologie, les deux diodes se trouvent en série coté DC et en parallèle coté RF. La charge et la tension de sortie peuvent par conséquent être doublées (figure 1-21(c)).

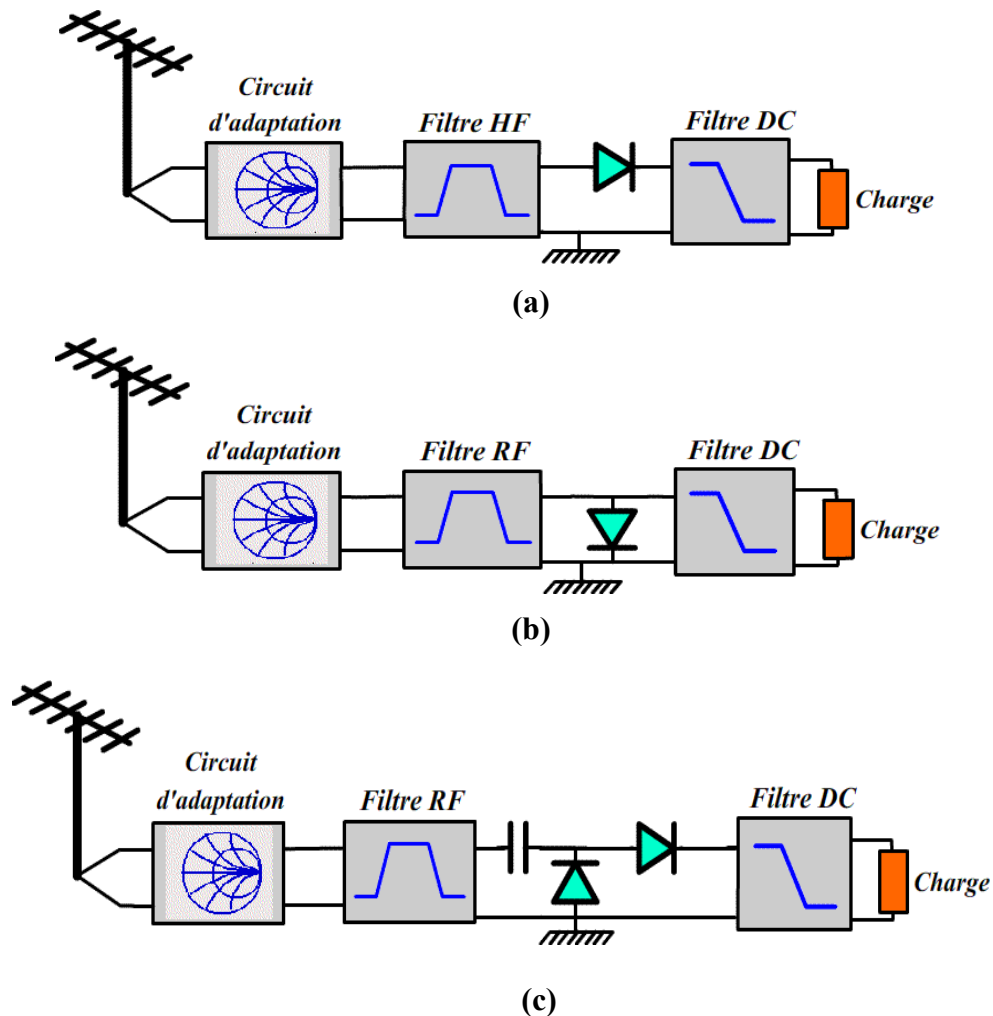


Figure 1-21 Différentes configurations du circuit de conversion: (a) série (b) parallèle (c) doubleur de tension.

1.7 Rectennas en technologie filaire ou boucle imprimée

Nous présentons dans cette partie des topologies de rectennas imprimées sur substrat opaque mais dont l'empreinte métallique est minimisée. On y trouve majoritairement les antennes filaires ou boucles imprimées dont les géométries pourraient satisfaire à notre application sur substrat transparent.

1.7.1 Rectenna boucle circulaire en technologie coplanaire CPS

L'article [43] présente la simulation dans le domaine temporel d'une rectenna pour le transfert d'énergie sans fil prenant en compte à la fois les parties électromagnétiques de l'antenne et le

circuit de redressement. Celui-ci inclut les éléments localisés (diodes, capacité et charge) et les éléments distribués.

La rectenna est constituée d'une antenne boucle circulaire minimisant la surface de métallisation en technologie CPS et d'un circuit de redressement en configuration pont de diodes constitué de quatre diodes, une capacité et une charge résistive comme le montre la figure (1-22).

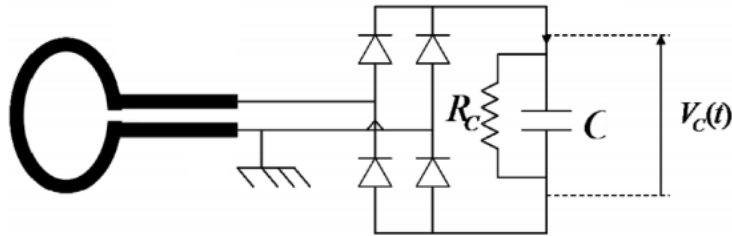


Figure 1-22 Exemple de rectenna en technologie CPS.

1.7.2 Rectenna bi-bande à 915 MHz et 2.45 GHz en technologie CPS

La figure (1-23) présente une rectenna [20] travaillant à deux fréquences, 0.915 et 2.45 GHz, conçue en technologie coplanaire CPS imprimé sur un substrat type Rogers Ultralam 3850 avec $\epsilon_r = 2.9$.

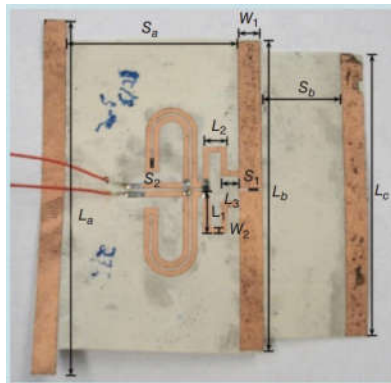


Figure 1-23 Prototype d'une rectenna réalisé en technologie CPS.

L'antenne de captation de type Yagi-Uda à trois éléments se compose d'un réflecteur, un émetteur et un élément directeur avec des longueurs 0.5λ , 0.43λ et 0.4λ , respectivement. Le gain de l'antenne de captation est de 7.6 dBi à 2.45 GHz et de -3 dBi à 915 MHz.

Le circuit de redressement associé se compose d'une diode Schottky SMS 7630-079, une capacité C_s en parallèle (jouant le rôle d'un filtre DC) et une ligne quart d'onde (figure 1-24(a)) qui ramène un circuit ouvert au niveau de la diode à la fréquence 2.45 GHz (figure 1-24(b)). A 915 MHz, cette ligne se comporte d'une manière inductive, et le choix de la valeur de la capacité C_s est important pour adapter le circuit de rectification à cette fréquence (figure 1-24(c)).

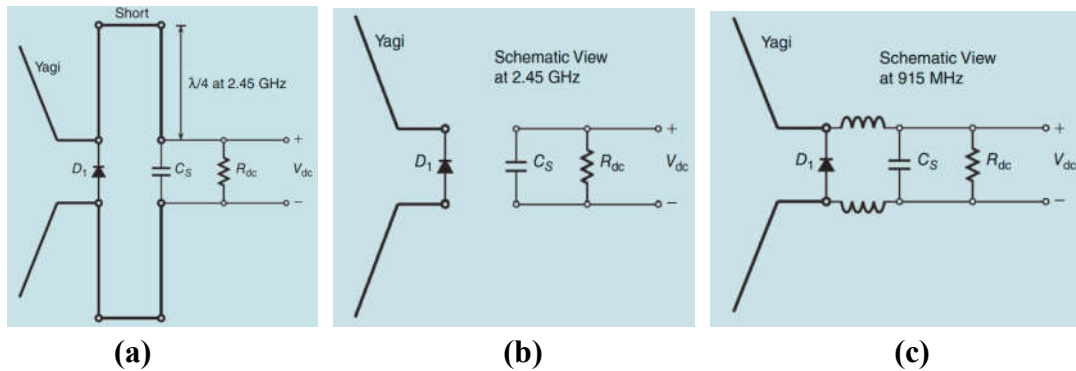


Figure 1-24 (a) Schéma équivalent de la rectenna, (b) circuit équivalent à 2.45 GHz, (c) circuit équivalent à 0.915 GHz.

Pour une puissance RF de -13.5 dBm à 915 MHz et -11 dBm à 2.45 GHz, pour une charge résistive de 2.2 k Ω , le rendement de conversion RF/DC est de 40.7 % à 915 MHz et de 56.2 % à 2.45 GHz.

1.7.3 Rectenna compacte travaillant à la fréquence 5.8 GHz

Une rectenna à polarisation linéaire, basée sur une antenne dipôle demi-onde et un circuit de conversion en topologie parallèle présentée dans la figure (1-25) à 5.8 GHz a été exposée dans [21]. La rectenna réalisée a un rendement de conversion de 82 % pour une puissance RF de 50 mW et une charge de sortie R_L de 327 Ω .

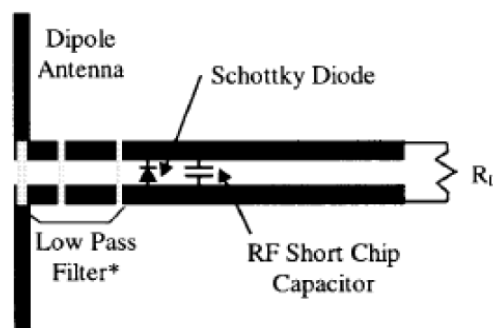


Figure 1-25 Prototype d'une rectenna à polarisation linéaire en technologie CPS [21].

1.7.4 Rectenna Bi-bande pour la récupération et conversion d'énergie électromagnétique à 2.45 et 5.8 GHz

Une rectenna bi-bande fonctionnant à 2.45 et 5.8 GHz a été développée dans [22]. Le circuit est présenté sur la figure (1-25). Il est composé d'une antenne dipôle imprimée résonnant à la fréquence 5.8 GHz, et un dipôle parasite alimenté par couplage fonctionnant à la fréquence 2.45 GHz. Un circuit de redressement bi-bande en technologie CPS comporte deux filtres en forme de

T qui rejettent respectivement la deuxième (4.9 GHz) et la troisième (7.35 GHz) harmoniques de la fréquence 2.45 GHz générés par la diode Schottky. Un deuxième filtre en capacité interdigitale est utilisé pour l'adaptation d'impédance.

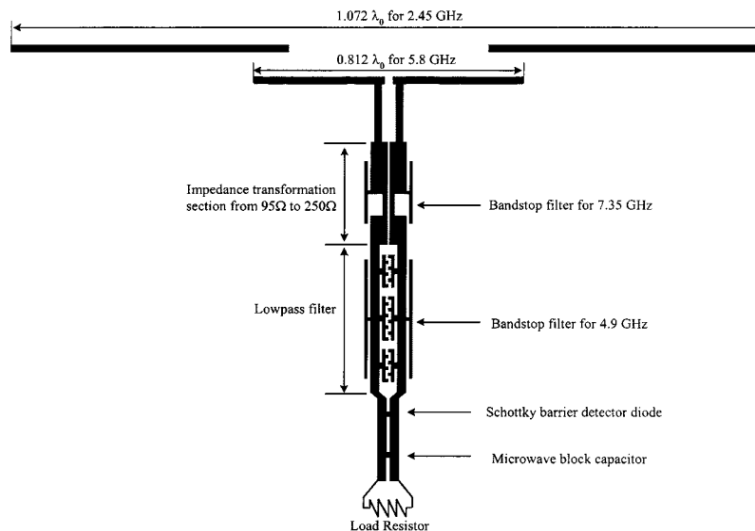


Figure 1-26 Exemple d'une rectenna double bande à 2.45 et 5.8 GHz, en technologie CPS [22].

L'efficacité de la rectenna mesurée et simulée est montrée dans la figure (1-27). On note des rendements RF/DC maximum de 84.4% à 2.45 GHz et 82.7% à 5.8 GHz, pour des densités surfaciques de puissance correspondante de 2.38 et 8.77 mW/cm², et ceci pour une charge résistive optimale de 310 Ω.

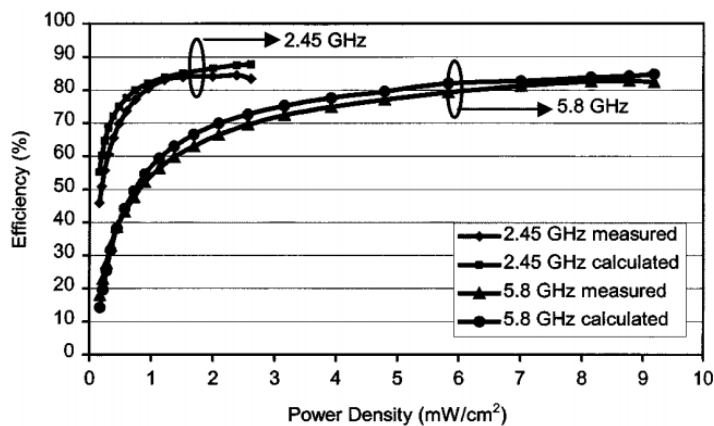


Figure 1-27 Courbes de rendement en fonction de la densité de puissance pour les deux bandes de fréquences 2.45 et 5.8 GHz [22].

1.7.5 Rectenna compacte 2.45 GHz en technologie CPS

La figure (1-28) montre le prototype d'une rectenna en technologie coplanaire CPS compacte large bande travaillant à la fréquence 2.45 GHz [31] imprimé sur du substrat type RT/Duroid 6002 avec $\epsilon_r = 2.94$ et $\tan(\delta) = 0.0012$.

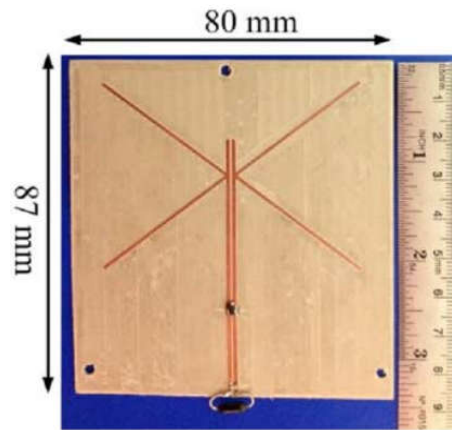


Figure 1-28 Prototype d'une rectenna compacte à 2.45 GHz [31].

Cette rectenna est composée d'une antenne de captation type dipôle croisé (figure 1-29-a). Afin d'augmenter son gain, un réflecteur est placé derrière l'antenne à une distance de 20 mm (figure 1-29-b). Le gain mesuré de l'antenne est de 8.6 dBi. On trouve un circuit de redressement en topologie parallèle composé d'une diode Schottky type HSMS 2852, un condensateur de 3.3 pF qui agit comme un filtre DC et une charge de 2.8 k Ω .

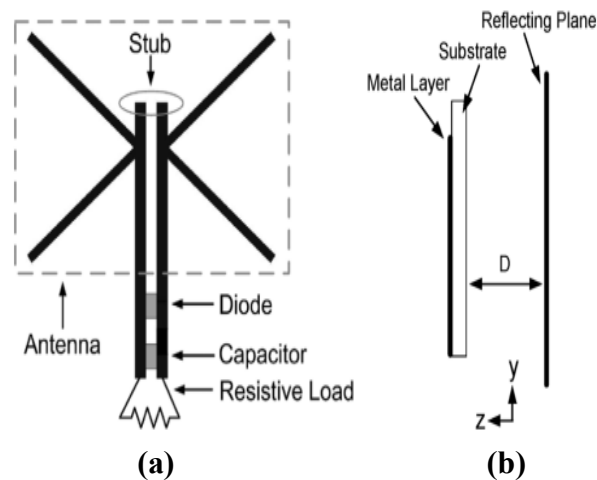


Figure 1-29 Antenne de captation avec le circuit de redressement associé (a) rectenna (b) plan réflecteur [31].

Le rendement maximal atteint 75% pour une puissance RF de -7.7 dBm et une charge de 2800 Ω à la fréquence 2.45 GHz (figure 1-30).

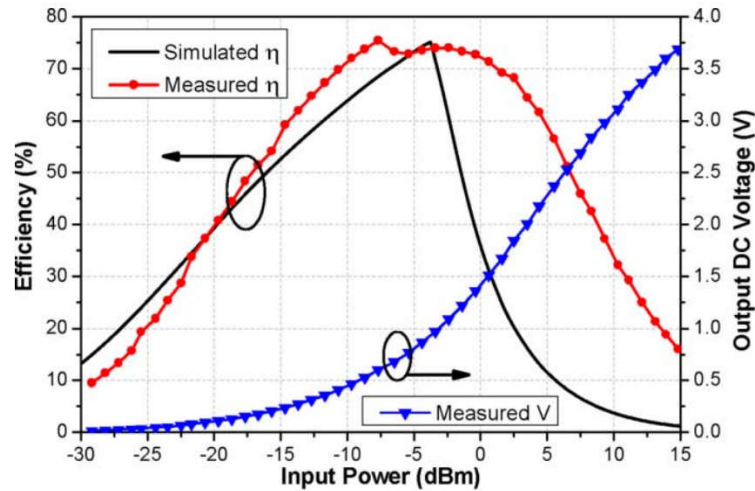


Figure 1-30 Résultats de mesure et simulation du rendement en fonction de la puissance RF à la fréquence 2.45 GHz.

1.7.6 Rectenna cadre résonnant à 5.8 GHz en technologie coplanaire CPS

Une structure de réseau d'antenne planaire à polarisation circulaire en technologie CPS en forme de cadre [44] est imprimée sur une seule face d'un substrat de type Duroid 6002 ($\epsilon_r = 2.94$) est représenté figure (1-31).

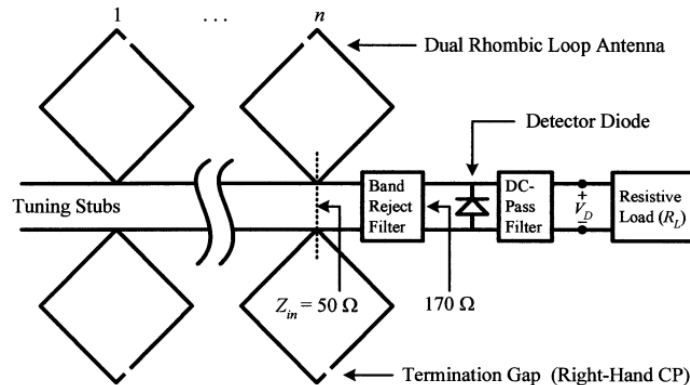


Figure 1-31 Structure d'une rectenna cadre à 5.8 GHz à polarisation circulaire et en technologie CPS [44].

Afin de produire un rayonnement unidirectionnel et augmenter le gain de l'antenne, un plan réflecteur est situé derrière l'antenne à une distance de 8.7 mm ($0.17 \lambda_0$). Le gain du réseau d'antennes de captation est de 14.6 dBi à la fréquence 5.8 GHz.

La disposition du circuit de redressement se compose d'une diode Schottky MA4E1317 avec un filtre d'entrée destiné à transmettre la fréquence 5.8 GHz au dispositif de redressement et bloquer la seconde harmonique de 11.6 GHz et un filtre DC en sortie sur une charge résistive.

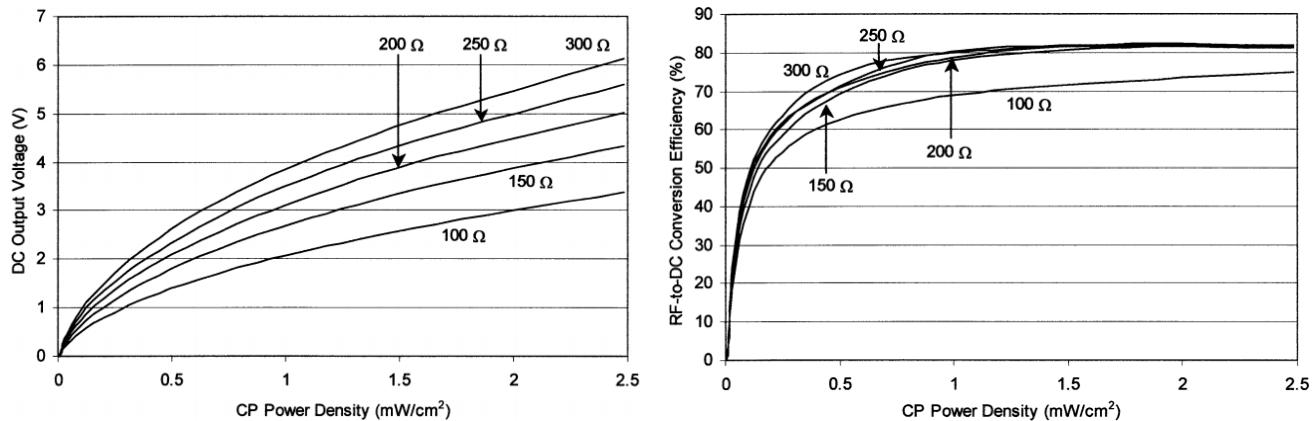


Figure 1-32 Résultats de mesure de la tension de sortie DC et du rendement en fonction de la densité de puissance pour différentes valeurs de charge et à la fréquence 5.8 GHz.

Cette rectenna présente un rendement RF/DC maximal de 82 % et une tension de sortie DC d'environ 3.8 V pour une densité de puissance de 2 mW/cm² et une charge résistive de 150 Ω.

1.8 Conclusion

Tout au long de ce premier chapitre, nous avons tout d'abord rappelé de manière synthétique les principales ressources énergétiques exploitables dans l'environnement.

Ensuite, nous nous sommes intéressés à l'historique de la transmission d'énergie sans fil, en rappelant les principes constitutifs d'un système de TESF.

S'agissant de la récupération d'énergie électromagnétique, nous nous sommes focalisés et avons détaillé les éléments qui constituent la rectenna, en gardant à l'esprit, notamment pour les antennes, l'application visée qui est la conception de rectennas sur des substrats transparents et donc à faible impact visuel.

C'est la raison pour laquelle nous avons clôturé ce chapitre en présentant des structures rectenna performantes imprimées sur des substrats opaques, mais dont l'empreinte métallique est minimisée. Basées toutes sur des antennes de captation filaires imprimées, ces topologies permettraient de réduire l'impact visuel une fois imprimées sur des substrats transparents.

Dans le chapitre II, nous allons caractériser les différents émetteurs radiofréquences disponibles dans l'environnement ambiant et qui présentent la puissance RF la plus élevée afin de choisir notre fréquence d'étude.

En second lieu, nous présenterons les deux substrats transparents utilisés dans le cadre de cette thèse. Compte tenu des incertitudes sur les valeurs, nous mesurerons la caractéristique diélectrique de l'un des substrats.

Nous présenterons à la suite les propriétés des principaux conducteurs transparents et la technologie finalement retenue dans ce travail.

1.9 Références du chapitre 1

- [1] Ministère de l'Écologie du Développement durable des Transports et du Logement, "Réglementation Thermique 2012 : un saut énergétique pour les bâtiments neufs," Avril 2011.
- [2] T. M. Razykov, C. S. Ferekides, D. Morel, E. Stefanakos, and H. S. Ullal, "Solar photovoltaic electricity : Current status and future prospects," *Sol. Energy*, vol. 85, no. 8, pp. 1580–1608, 2011.
- [3] J. A. Paradiso, "Energy Scavenging for Mobile and Wireless Electronics," *Pervasive Computing IEEE CS and IEEE ComSoc*, pp.18-27, January 2005.
- [4] J. G. Stockholm, "Génération Thermoélectrique," *Energie portable: Autonomie et intégration dans l'environnement Humain*, no. 3, pp. 35–42, 2002.
- [5] M. Farnsworth, A. Tiwari, and R. Dorey, "Modelling , simulation and optimisation of a piezoelectric energy harvester," *Procedia CIRP*, vol. 22, pp. 142–147, 2014.
- [6] P. Basset, D. Galayko, A. M. Paracha, F. Marty, A. Dudka, and T. Bourouina, "A batch-fabricated and electret-free silicon electrostatic vibration energy harvester," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, pp. 14–16, 2009.
- [7] A. Jushi, A. Pegatoquet, and T. Le, "Wind Energy Harvesting for Autonomous Wireless Sensor Networks," *IEEE Euromicro Conference on Digital System Design*, pp 301-308, 2016.
- [8] Powercast, "Battery free wireless sensor," 2009. [Online]. Available: <http://www.rfwirelessensors.com/tag/battery-free-wireless-sensor>.
- [9] PowerKiss, "PowerKiss wireless charging tested in selected McDonald's restaurants in Europe," 2013 [Online]. Available: <http://www.powerkiss.com>
- [10] W. C. Brown, L. Fellow, and E. E. Eves, "Beamed Microwave Power Transmission and its Application to Space," *IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 6, pp. 1239–1250, 1992.
- [11] P. Singh, X. Wang, R. Lafollette, and D. Reisner, "RF-Recharged Microbattery for Powering Miniature Sensors," *Proceeding of IEEE Sensors*, vol.1, pp. 349–352, 2004.
- [12] A. Kawamura, K. Ishioka, and J. Hirai, "Wireless Transmission of Power and Information Through One High-Frequency Resonant AC Link Inverter for Robot Manipulator Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 3, pp. 503–508, 1996.
- [13] W. C. Brown, "The History of Power Transmission Radio Waves," *IEEE Transactions On*

- Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-32, no. 9, pp. 1230–1242, 1984.
- [14] W. C. Brown, J. R. Mims and N. I. Heenan “An experimental microwave-powered helicopter,” IEEE Transactions. Microwave. Theory and Techniques, vol.32, pp. 225– 235, 1965.
- [15] P. E. Glaser, “Powerfrom the sun: its future,” Science, vol. 162, pp. 857–861, 1968.
- [16] A. Celeste, P. Jeanty, and G. Pignolet, “Case study in Reunion Island,” Astronautica, vol. 54, pp. 253–258, 2004.
- [17] ANFR, “Protocole de mesure in situ,” ANFR, 2004. [Online]. Available: <http://www.anfr.fr>.
- [18] V. S. Abhayawardhana, I.J.Wassell, D.Crosby, M. P. Sellars, and M.G.Brown, “Comparison of Empirical Propagation Path Loss Models for Fixed Wireless Access Systems,” IEEE, 61st Vehicular Technology Conference, 30 Mai-01 June 2005, Stokholm, Sweden.
- [19] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", Edition John Wiley. 2005.
- [20] R. Scheeler, S. Korhummel, and Z. Popovic, “A Dual-Frequency Ultralow-Power Efficient 0.5-g Rectenna,” IEEE Microwave Magazine, pp. 109–114, February 2014.
- [21] J. O. McSpadden, S. Member, L. Fan, and K. Chang, “Design and Experiments of a High-Conversion-Efficiency 5.8-GHz Rectenna,” Microwave Theory And Techniques, IEEE Transactions On, vol. 46, no. 12, pp. 2053–2060, 1998.
- [22] W. P. Transmission, “A High-Efficiency Dual-Frequency Rectenna for 2.45- and 5.8-GHz Wireless Power Transmission,” IEEE transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 7, pp. 1784–1789, 2002.
- [23] W. Tu, S. Hsu, and K. Chang, “Compact 5. 8-GHz Rectenna Using Stepped- Impedance Dipole Antenna,” Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 6, pp. 282–284, 2007.
- [24] H. Takhedmit, L. Cirio, S. Bellal, D. Delcroix, and O. Picon, “Compact and efficient 2.45 GHz circularly polarised shorted ring-slot rectenna,” Electronics Letters, vol. 48, no. 5, pp. 1–2, 2012.
- [25] J. Heikkinen and M. Kivikoski, “A Novel Dual-Frequency Circularly Polarized Rectenna,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 2, pp. 330–333, 2003.
- [26] M. Arrawatia, M. S. Baghini, and G. Kumar, “RF Energy Harvesting System from Cell Towers in 900MHz Band,” National Conference on Communications (NCC), Bangalore, 28-30 jan. 2011, pp 1-5
- [27] C. K. Chin, Q. Xue, and C. H. Chan, “Design of a 5 . 8-GHz Rectenna Incorporating a

- New Patch Antenna,” IEEE Antenna and Wireless Propagation Letters, vol. 4, pp. 175–178, 2005.
- [28] Y. Ren, M. F. Farooqui, and K. Chang, “A Compact Dual-Frequency Rectifying Antenna With High-Orders Harmonic-Rejection,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 7, pp. 2110–2113, 2007.
- [29] J. A. Hagerty, F. B. Helmbrecht, W. H. McCalpin, R. Zane, and Z. B. Popovic, “Recycling Ambient Microwave Energy With Broad-Band Rectenna Arrays,” IEEE transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, no. 3, pp. 1014–1024, 2004.
- [30] M. Nie, X. Yang, G. Tan, and B. Han, “A Compact 2.45-GHz Broadband Rectenna Using Grounded Coplanar Waveguide,” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 14, pp. 986–989, 2015.
- [31] H. Sun, Y. Guo, M. He, and Z. Zhong, “Design of a High-Efficiency 2.45-GHz Rectenna for Low-Input-Power Energy Harvesting,” Microwave and Optical Technology Letters, vol. 11, pp. 929–932, 2012.
- [32] U. Olgun, C.-C. Chen, J.L. Volakis “Design of an efficient ambient WiFi energy harvesting system,” IET Microwaves, Antennas and Propagation, vol. 6, no. 11, pp. 1200–1206, 2012.
- [33] B. R. Franciscatto, G. Fontgalland, F. Ndagijimana, T. P. Vuong, A. Parvis, and L. Néel, “Design of a directive antenna with fractal geometry for RFID localization applications,” ,Proceeding of the European Conference on Antennas and Propagation pp. 2–6, 12-16 April 2010, Barcelona, Spain.
- [34] O. Picon et coll, "Les Antennes Théorie, conception et applications," Edition Dunod. 2009.
- [35] J. D. Kraus and R. J. Marhefka, "Antennas for all applications," Edition McGraw-Hil. 1997.
- [36] S. D. Fundamentals, “APN1014: A Level Detector Design for Dual-Band GSM-PCS Handsets,” SKYWORKS, pp. 1–10, 2014.
- [37] B. Merabet, H. Takhedmit, B. Allard, L. Cirio, F. Costa, C. Vollaie, “Low-cost converter for harvesting of microwave electromagnetic energy,” IEEE Conference on Energy Conversion Congress and Exposition. (Californie, USA, 20-24 septembre 2009), pp. 2592-2599.
- [38] G. D. Vendelin, A.M. Pavio, U. L. Rhode, « Microwave Circuit Design Using Linear and Non Linear Techniques », Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., Publication. 2005.
- [39] J. O. Mcspadden, L. Fan, and K. Chang, "Design and Experiments of a High-Conversion-Efficiency 5.8-GHz Rectenna", IEEE Transactions on Microwave Theory and

- Techniques , vol. 46, no. 12, pp. 2053- 2060, 1998.
- [40] Data Sheet, “Surface Mount Mixer and Detector Schottky Diodes,” SKYWORKS, pp. 1–12, 2014.
- [41] H. Takhedmit, B. Merabet, L. Cirio, B. Allard, F. Costa, C. Vollaire, and O. Picon, “A 2 . 45-GHz Dual-Diode RF-to-dc Rectifier for Rectenna Applications,” Proceeding of the 40th European. Microwave. Conference., pp. 37–40, 2010, Paris, France.
- [42] Y. Zhou, B. Froppier, and T. Razban, “Study of a Matching Circuit Effect on a Microwave Rectifier.” 11th, Mediterranean Microwave Symposium (MMS'2011), 8-10 sept, 2011, Hammamet, Tunisie.
- [43] B. Essakhi, L. Pichon, and G. Akoun, “Fast Analysis of a Broad-Band Microwave Rectenna Using 3-D FEM and Padé Approximation,” IEEE Transactions onMagnetics, vol. 43, no. 4, pp. 1309–1312, 2007.
- [44] B. Strassner, K. Chang, "5.8-GHz circularly polarized dual-rhombic-loop traveling-wave rectifying antenna for low power-density wireless power transmission applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MIT-51, pp. 1548-1553, May 2003.

Chapitre 2

Substrats et techniques pour les rectennas transparentes

Chapitre 2

Substrats et techniques pour les rectennas transparentes

2.1 Introduction

Nous présenterons dans la première partie de ce chapitre une synthèse des différents émetteurs radiofréquences ainsi que les puissances associées et mesurées par l'Agence Nationale des Fréquences (ANFR).

Nous présenterons également les résultats de la mesure du champ électromagnétique effectuée directement sur le site de l'Université Gustave Eiffel.

La seconde partie traite des substrats transparents qui peuvent être utilisés pour nos rectennas.

La connaissance de la permittivité du matériau est essentielle pour dimensionner de façon précise la structure rectenna. C'est la raison pour laquelle après avoir présenté les deux substrats utilisés dans ce travail, nous détaillerons la procédure pour déterminer la permittivité du plexiglas où l'on constate une forte disparité dans les valeurs fournies par les distributeurs.

Nous donnerons ensuite les principales caractéristiques des conducteurs transparents habituellement utilisés et la technologie finalement retenue pour notre travail.

Nous présenterons dans la dernière partie de ce chapitre quelques exemples de réalisations d'antennes transparentes.

2.2 Puissance RF disponible dans l'ambiant

Dans cette partie, nous allons rappeler les limites des émissions RF définies par la réglementation. Nous allons également présenter quelques résultats de mesures du champ effectuées par l'ANFR sur la gamme 100 kHz–3 GHz. Nous effectuerons ensuite notre propre mesure du champ ambiant sur le site de l'université Gustave Eiffel.

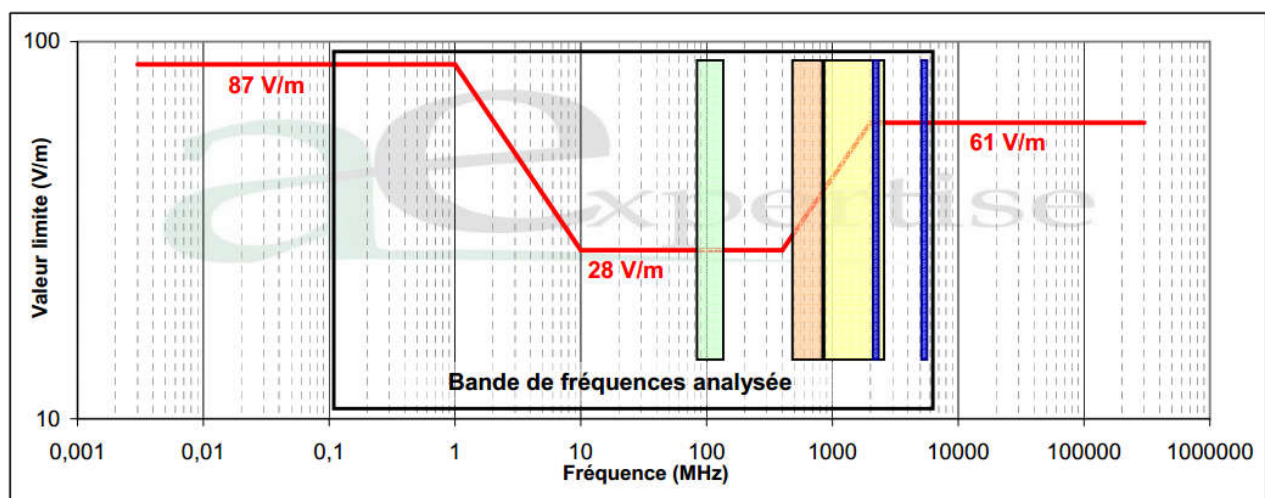
2.2.1 Etude ANFR

Dans chaque pays, des normes fixant les limites des émissions électromagnétiques dans l'espace public et professionnel sont définies [1]. Ces normes sont très souvent inspirées des recommandations données par la CIPRNI (Commission internationale de protection contre les rayonnements non ionisants). La CIPRNI est une organisation non gouvernementale reconnue officiellement par l'OMS. Au niveau européen, les recommandations sont données par l'ECC (Européen Electronic Communication Committee).

Au niveau national c'est l'ANFR qui se charge de réguler, d'attribuer et de contrôler l'utilisation des bandes fréquentielles. L'ANFR est un établissement public de l'État à caractère administratif qui a pour mission d'assurer la planification, la gestion et le contrôle des utilisations des fréquences radioélectriques.

2.2.2 Limitation d'exposition aux champs électromagnétiques

Le décret du 3 mai 2002 fixe les valeurs limites d'exposition du public [1] aux champs électromagnétiques générés par des émetteurs radio (figure 2-1). La réglementation qui régit l'implantation de ces émetteurs garantit des niveaux de champ inférieurs aux valeurs limites dans les lieux public.



- FM : radiodiffusion sonore analogique : bande 87,5 - 108 MHz
- TNT : Télévision Numérique Terrestre : bande 470 - 790 MHz
- Téléphonie mobile et haut débit mobile :
 - 2G (GSM 900 et 1800)
 - 3G (UMTS 900 et 2100)
 - 4G (Haut débit mobile bande LTE 800, 1800 et 2600 MHz)
- WiFi : Réseaux locaux radioélectriques : bandes 2400 - 2483,5; 5150 - 5350 et 5470 - 5725 MHz

Figure 2-1 Limitations d'exposition aux émissions RF du grand public définies par l'ANFR [1].

L'évaluation du niveau de l'énergie EM est un processus délicat à cause des fluctuations temporelles et spatiales de celles-ci dans l'environnement urbain figure (2-2). Des normes établies par l'ANFR définissent des procédures de mesure du niveau du champ EM ambiant dans des environnements indoor ou outdoor. Ceci permettra d'obtenir des résultats cohérents et exploitables afin de pouvoir comparer les niveaux de champs obtenus avec les limites fixées par la réglementation.

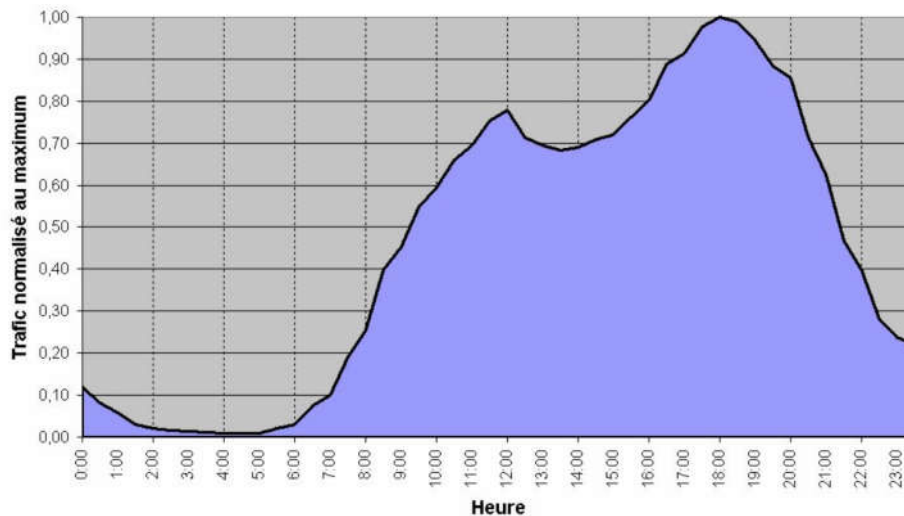


Figure 2-2 Variation typique du trafic d'une cellule GSM au cours de la journée.

L'ANFR réalise périodiquement des mesures du champ EM ambiant afin de vérifier que la réglementation est bien respectée par les opérateurs de téléphonie mobile. Ces derniers réalisent également ce type de mesure afin d'optimiser le réseau et la couverture.

Le tableau (2-1) présente quelques exemples de mesures réalisés par l'ANFR sur plusieurs sites situés en Île-de-France.

	Ville	Date de la mesure	Champ Electrique total du Site (V/m)	Densité de Puissance totale du Site ($\mu\text{W}/\text{m}^2$)
01	BOULOGNE-BILLANCOURT	03/01/2012	6.3475	106872.03
02	PARIS 08	17/01/2012	1.5995	6786.20
03	PARIS 15	09/02/2012	3.1419	26184.44
04	LIVRY GARGAN	19/01/2012	0.3056	247.72
05	CLICHY-SOUS-BOIS	23/04/2012	0.8887	2094.92
06	NOGENT-SUR-MARNE	21/03/2012	0.1893	95.05
07	ORLY	21/02/2012	2.0543	11194.02
08	ISSY-LES-MOULINEAUX	17/04/2012	3.5208	32880.72
09	VERSAILLES	13/06/2012	1.6883	7560.62
10	CRETEIL	31/07/2012	0.0315	2.63

Tableau 2-1 Exemples de mesure effectués par l'ANFR sur différents sites en Île-de-France.

Bien que les niveaux du champ électrique total prélevés sur ces sites soient importants, ils restent néanmoins bien inférieurs à la valeur de limitation réglementée.

La figure (2-3) illustre les résultats mesurés par l'ANFR. Cette figure donne la répartition du champ électrique pour les différents standards de communication.

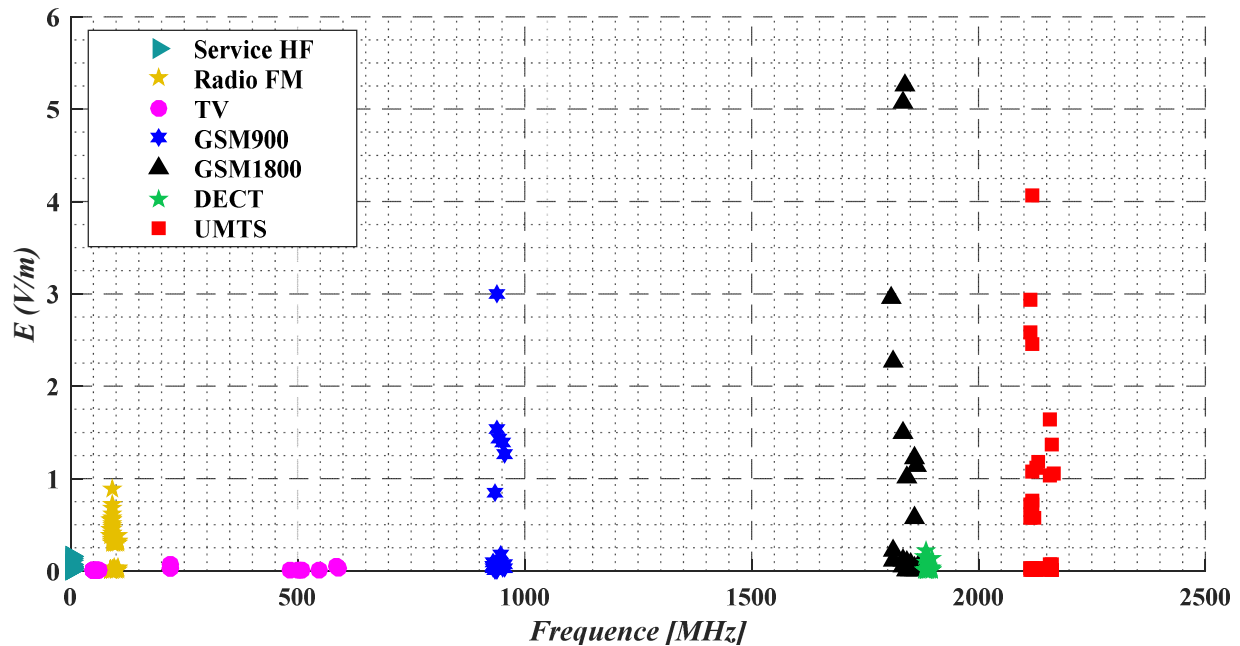


Figure 2-3 Mesure de la valeur de champ électrique effectuée par l'ANFR sur des sites en Île-de-France.

Les signaux les plus intenses mesurés par l'ANFR pour cet exemple sont localisés principalement dans la bande GSM900, GSM1800 et UMTS où l'intensité du champ électrique efficace moyen mesurée était de 2.99 V/m (GSM900), 5.25 V/m (GSM1800) et 4.06 V/m (UMTS).

Dans ses rapports de mesures, l'ANFR précise les coordonnées exactes des points de mesures, la date, le positionnement des émetteurs visibles les plus proches et la nature de la mesure, c'est-à-dire à l'intérieur ou à l'extérieur du bâtiment.

La densité de puissance mesurée en milieu urbain 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.

L'analyse des rayonnements électromagnétiques en milieu urbain montre clairement la disponibilité de l'énergie RF qui peut être récupérée afin d'alimenter des dispositifs à faible consommation. Cependant, on constate que cette quantité d'énergie est très faible.

2.3 Evaluation du niveau de puissance RF captée pour différentes sources ambiantes

Dans cette étude, on a fixé l'intensité du champ \vec{E} à 1 V/m pour un dipôle demi onde de gain isotopique $Gr = 2.15 \text{ dBi}$ et on a fait varier la fréquence ceci de façon à évaluer la puissance reçue selon le standard de communication (TNT, GSM900, GSM1800, UMTS, WiFi).

$$\Sigma = \frac{\lambda^2 Gr}{4\pi} \quad \text{Équation 2-1}$$

$$DSP = \frac{PIRE}{4\pi R^2} = \frac{P_t \cdot G_t}{4\pi R^2} = \frac{E^2}{120\pi} \quad \text{Équation 2-2}$$

Connaissant le gain de l'antenne de réception, sa surface effective Σ peut être déterminée par l'équation (2-1). La puissance P_{RF} est définie [2], dans ce cas, comme étant le produit entre Σ et la densité de puissance (DSP).

$$P_{RF} = \Sigma * DSP \quad \text{Équation 2-3}$$

Nous présentons dans le tableau (2-2) la puissance RF théorique calculée pour les différentes sources ambiantes.

Fréquences (MHz)	TNT	GSM 900	GSM 1800	UMTS	WiFi
	500	950	1810	2120	2450
Gain (dBi)	2.15	2.15	2.15	2.15	2.15
Gain	1.64	1.64	1.64	1.64	1.64
Ouverture effective (cm ²)	470.68	130.38	35.91	26.18	19.60
E (V/m)	1	1	1	1	1
DSP ($\mu\text{W}/\text{cm}^2$)	0.26	0.26	0.26	0.26	0.26
P_{RF} (dBm)	-9.03	-14.61	-20.21	-21.58	-22.83

Tableau 2-2 Niveau de Puissance RF théorique pour les différentes sources ambiantes.

On remarque, que la puissance susceptible d'être récupérée est plus importante dans les basses fréquences lorsqu'on applique à notre antenne dipôle demi-onde la même intensité de champ électrique. Ceci à cause de l'ouverture effective qui est inversement proportionnelle à la fréquence. Cependant, en basses fréquences, les tailles des antennes seront plus importantes.

2.4 Mesure du champ électromagnétique à l'Université Gustave Eiffel

Dans cette partie, on présente une mesure de la puissance disponible des ondes électromagnétiques rayonnées en milieu urbain sur le site de l'université. L'objectif étant de quantifier les niveaux de puissance récupérables par plages fréquentielles. Pour ce faire, nous avons utilisé un mesureur de champ électromagnétiques portatif, faisant office d'analyseur de spectre de type HF 4040, associant une antenne HYPERLOG 7025 large bande. L'ensemble est commercialisé par la société allemande AARONIA.

Le système est représenté dans la figure (2-4).

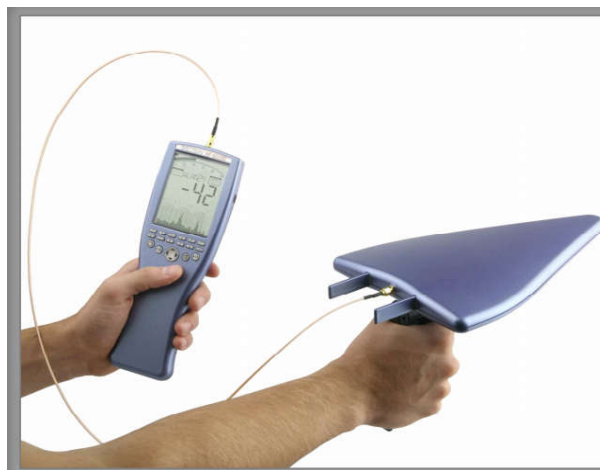


Figure 2-4 Analyseur de spectre de type HF- 6080 et son antenne HYPERLOG [3].

Cet analyseur permet de mesurer la puissance ou la densité de puissance des ondes électromagnétiques ainsi que l'intensité du champ électrique dans la bande 100 MHz – 4 GHz avec une limite de détection égale à -120 dBm. Il permet aussi d'enregistrer l'évolution de la puissance des signaux en fonction du temps. L'antenne utilisée, possède un gain quasi constant dans la bande considérée 100 MHz - 4GHz de l'ordre de 4.5 dBi.

La mesure a été effectuée à l'université Gustave Eiffel au 4^{ème} et dernier étage du bâtiment Copernic le 04/09/2015, la figure (2-5) indique les distances entre émetteurs (station de base) et récepteurs.

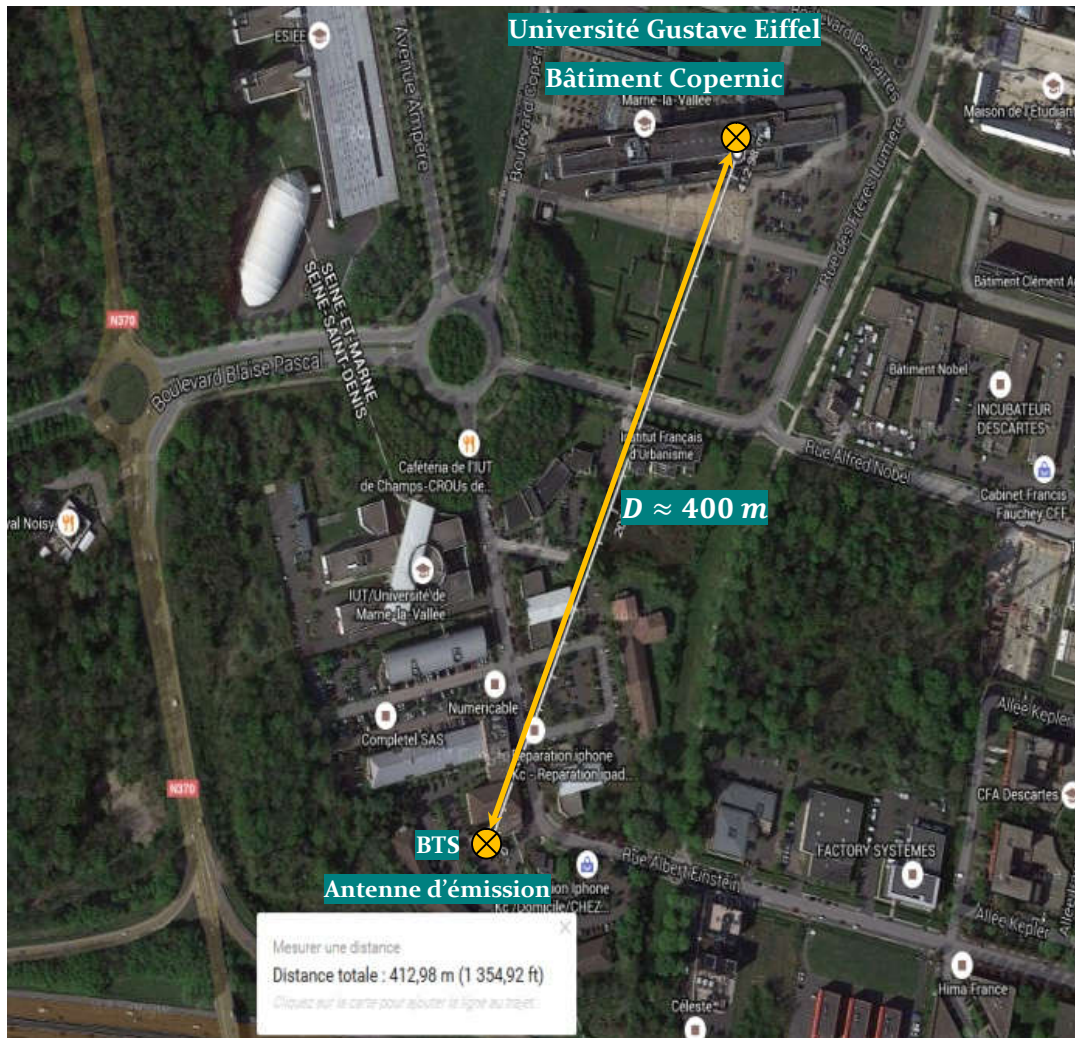


Figure 2-5 Position géographique des antennes d'émission et de réception.

L'équipement utilisé permet de mesurer la contribution des émetteurs radio autour de l'université afin de prélever les signaux les plus intenses et avoir une idée plus précise sur la puissance susceptible d'être récupérée en environnement ambiant dans la bande fréquentielle 800 MHz - 2.6 GHz.

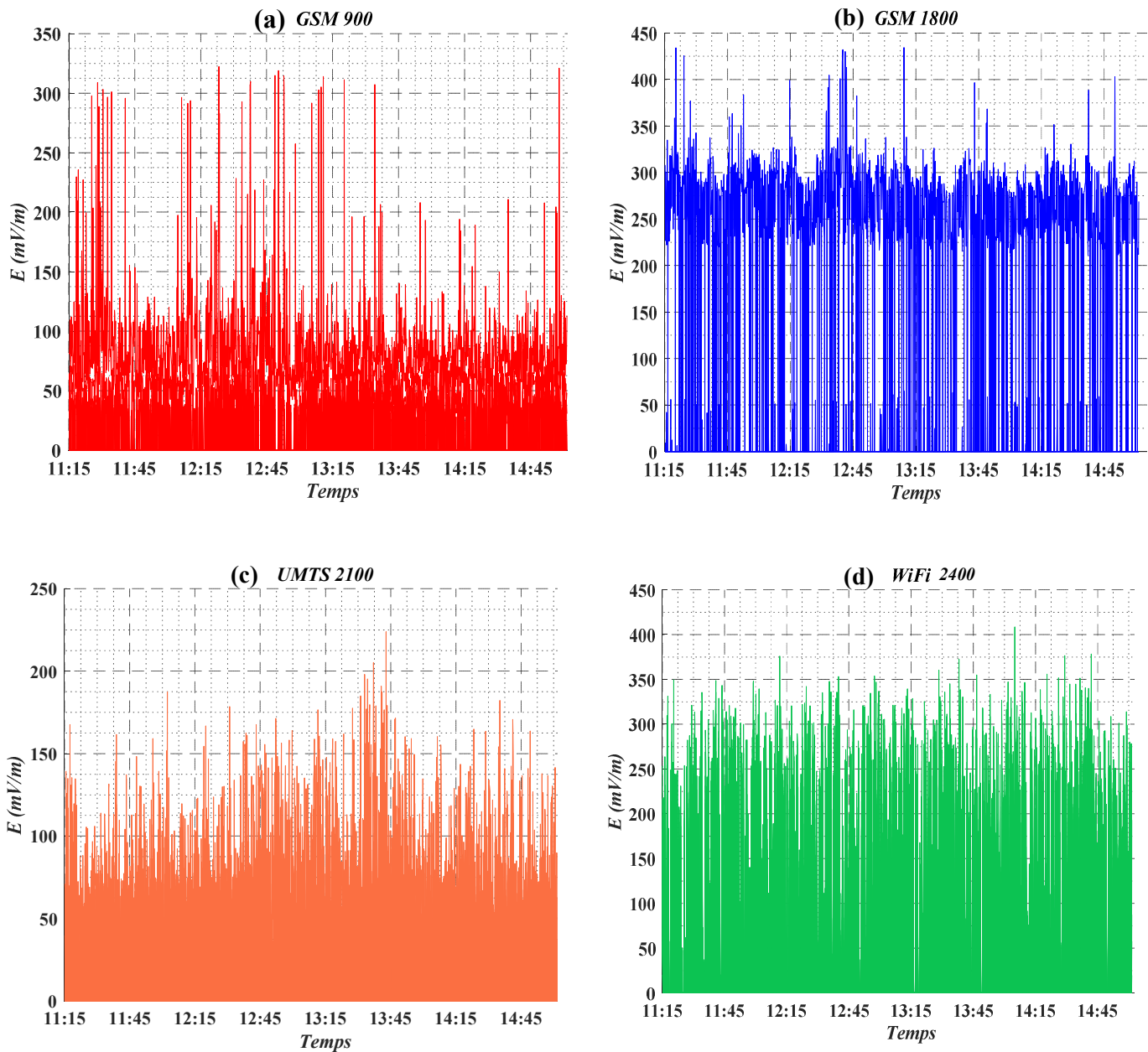


Figure 2-6 Evolution temporelle du champ électrique pour : (a, b) GSM 900, 1800 (c) UMTS (d) Wifi.

La figure (2-6 (a-b-c)) montre des mesures sur l'ensemble de la bande de la téléphonie mobile GSM de 935-960 MHz, 1805-1880 MHz et 2110-2170 MHz. On peut observer qu'entre 11 heures et 15 heures, on a prélevé une intensité de champ électrique maximale de 322 mV/m pour le GSM 900 et 434 mV/m pour le GSM 1800 et 224 mV/m pour l'UMTS.

Si on se réfère à la bande de 2.4 GHz. Un routeur WLAN se trouvait à une distance de 2 m de l'analyseur de spectre. La figure (2-6 (d)) montre que l'intensité de champ électrique maximale

atteint dans ce cas 408 mV/m. On constate que les niveaux de champ électrique pour le WLAN sont du même ordre de grandeur que les mesures obtenues à partir des stations de base GSM.

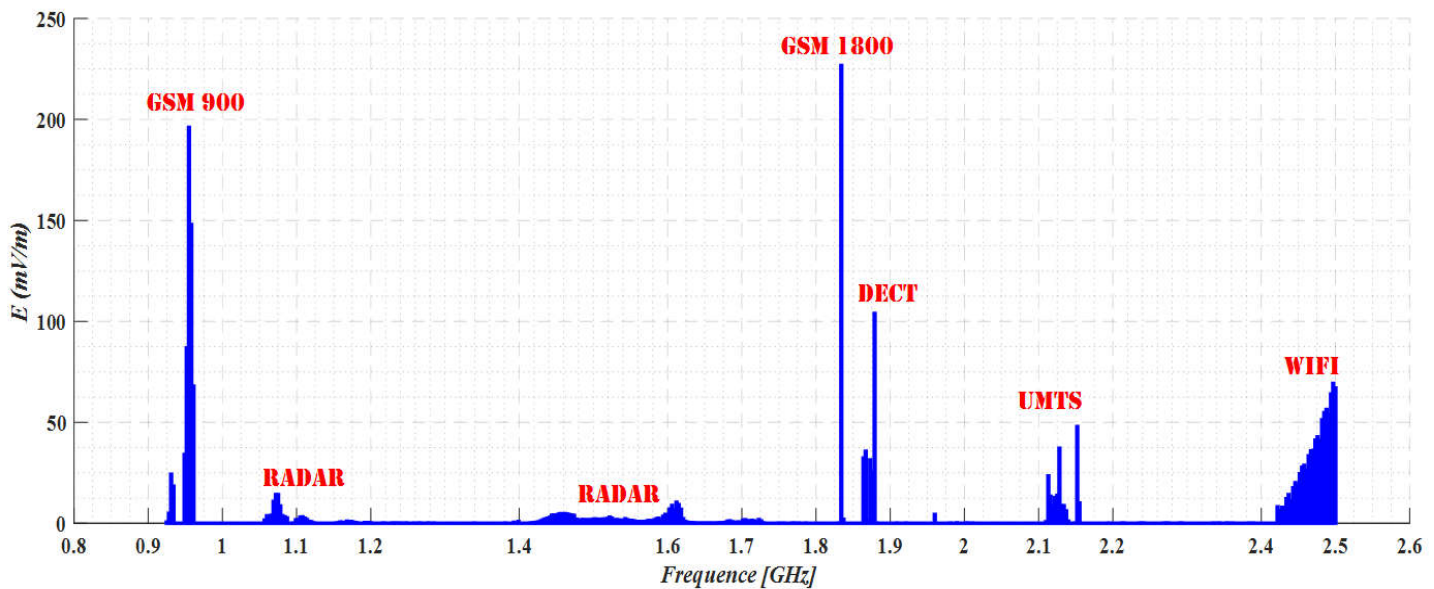


Figure 2-7 Evolution de l'intensité moyenne du champ électrique en fonction de la fréquence

Il existe une grande variabilité du champ électromagnétique selon le trafic instantané. La figure (2-7) montre la moyenne calculée par l'instrumentation sur la durée considérée. Des valeurs mesurées maximales sont observées principalement dans les bandes de la téléphonie mobile. Elles présentent un champ électrique moyen maximal de 226 mV/m (GSM 1800), 196 mV/m (GSM 900), 104 mV/m (DECT), 48 mV/m (UMTS) et 69.4 mV/m (Wifi).

Les niveaux de champs électromagnétiques moyens mesurés restent comparables. C'est la raison pour laquelle nous élaborerons dans ce travail des prototypes de rectennes sur substrats transparents optimisées sur les différents standards de communication.

2.5 Substrats transparents

Nous allons présenter dans ce qui suit les deux substrats transparents (verre, plexiglas) que nous avons utilisé dans le cadre de ce travail. La connaissance des principales propriétés de ces substrats permettra d'optimiser au mieux les rectennes sur ces matériaux isolants.

2.5.1 Substrat verre

Ayant une propriété optique excellente, et disposant d'un maximum de transmission de lumière naturelle ainsi que d'autres avantages tels que l'isolation et un bon niveau de confort thermique,

le verre est utilisé dans la construction (habitation, bureau, centres commerciaux, façades, passerelles, abribus et jardin d'hiver...etc.).

L'utilisation d'un substrat de verre de qualité électronique permet de limiter les pertes globales du dispositif hyperfréquence transparent. Le verre Corning 1737 présente de nombreux avantages en micro électronique et est habituellement utilisé pour fabriquer des transistors à couches minces. Les mesures effectuées confirment que le verre Corning 1737, par rapport à un verre standard sodocalcique plus conventionnel, réduit les pertes d'un facteur 2 à 2 GHz [4].

La transmittance optique a été enregistrée dans la gamme spectrale 0-5000 nm avec un spectrophotomètre UV-visible [5] figure (2-8).

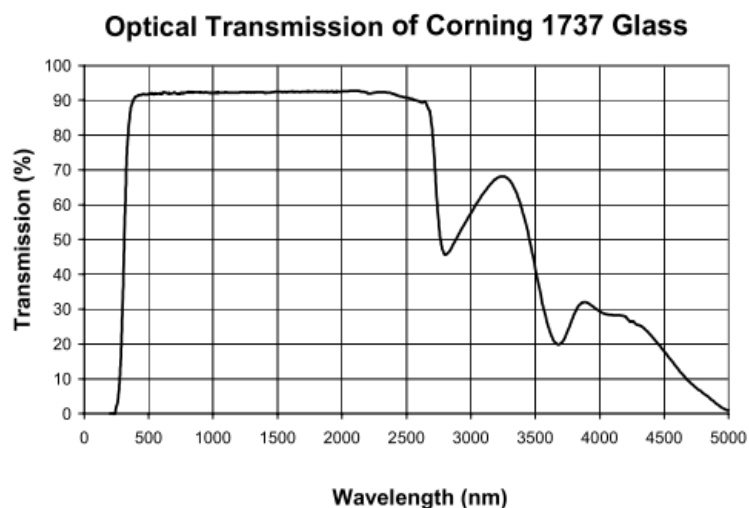


Figure 2-8 Tracé de la transparence optique du verre Corning 1737 nu [5].

Le niveau mesuré de transparence optique des échantillons du verre Corning 1737 est constant sur l'ensemble du domaine du visible (de 400 à 800 nm).

La constante diélectrique du verre Corning 1737 est supposée de valeur constante égale à 5.7 dans la bande 1 à 5 GHz et $\tan(\delta)=0.006$ à 1.5 GHz. Cette hypothèse a été utilisée pour simuler le substrat de verre utilisé dans les travaux de recherche de cette thèse.

2.5.2 Substrat plexiglas

Le plexiglas [6] ou PMMA (Poly Méthacrylate de méthyle), est une matière plastique appartenant à la famille des thermoplastiques, ayant une propriété transparente, résistant à la corrosion tout en étant beaucoup plus léger que le verre, il se décline dans de nombreux coloris (figure 2-9). Ses qualités de transparence et de résistance sont exploitées pour fabriquer des hublots d'avion, des vitrages dans le secteur du bâtiment et l'industrie, etc.



Figure 2-9 Exemple de substrat en plexiglas [6].

Le choix d'utiliser le plexiglas comme substrat pour les rectennes semi transparentes ou sur substrat transparent est justifié par le fait qu'il soit largement disponible aujourd'hui dans le commerce et à bas coût avec une grande facilité de manipulation, il a aussi pour avantage d'être recyclable car il peut être fondu puis remoulé.

Le tableau (2-3) présente les propriétés électriques [7] de quelques substrats transparents à 20°C.

	Perméabilité relative μ_r	Permittivité relative ϵ_r	Conductivité σ [S/m]	Tangente de perte $\tan(\delta)$	Indice de réfraction
Air	1	1	0		1.00
Verre		4-7	10^{-12}	0.006	1.5
Plexiglas		3.4	5.1×10^{-3}	0.04	1.49
Eau	0.999991	81	10^{-2}	0.04	1.33

Tableau 2-3 Propriétés électriques et optiques de quelques substrats transparents.

2.5.3 Extraction de la permittivité d'un matériau par la méthode des deux lignes microruban

Le plexiglas acheté dans le commerce présente une incertitude sur la permittivité relative d'où la nécessité de caractériser ce substrat par la mesure du ϵ_r .

La mesure de la constante diélectrique des substrats micro-ondes peut être effectuée en utilisant diverses méthodes. La méthode décrite dans [8] et sa version modifiée en utilisant une technique d'une ligne à fente au lieu de la ligne microruban a été utilisée pour mesurer la constante diélectrique des substrats RT-Duroid ($\epsilon_r = 2.2$).

Dans [9], le substrat, avec le cuivre sur les deux faces, est traité comme une cavité et la constante diélectrique moyenne est déterminée en mesurant les différentes fréquences de résonance à partir des dimensions du substrat.

Ces deux techniques génèrent des erreurs introduites par les transitions coaxial-Microruban.

Dans [10], une méthode de mesure (Méthode des deux lignes microruban) est proposée en utilisant un analyseur de réseau. La technique peut être utilisée pour mesurer la variation de la constante diélectrique à travers une gamme de fréquences sur n'importe quel substrat d'épaisseur donnée.

2.5.3.1 Description de la méthode

La constante diélectrique ϵ_r est déduite, à l'aide d'équations analytiques. Les erreurs dues au connecteur (réactance / décalage) sont annulées par la mesure de la différence de phase entre deux lignes de longueurs différentes.

Ce procédé est capable de mesurer la constante diélectrique en fonction de la fréquence d'un substrat avec une précision de l'ordre de 0.5 à 1 %.

Deux lignes microbandes d'impédance caractéristique 50Ω sont gravées sur un substrat, dont l'une est beaucoup plus longue que l'autre figure (2-10). La différence entre leurs longueurs doit être aussi grande que possible pour obtenir des résultats précis.

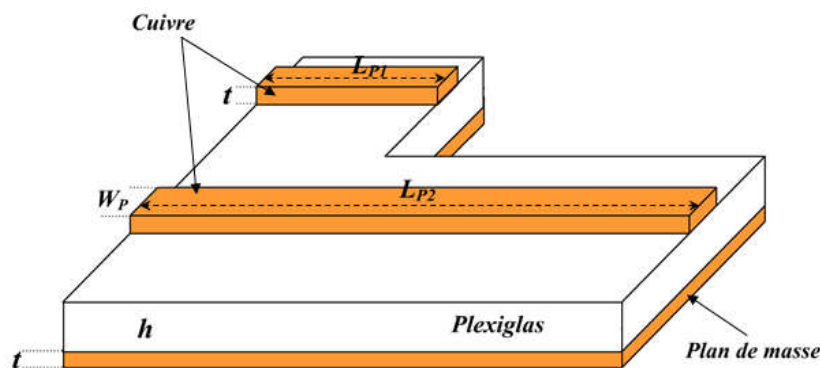


Figure 2-10 Représentation de la structure à deux lignes microruban.

En supposant que les quatre connecteurs soient identiques, la différence de longueur électrique ΔL_e , entre les deux lignes peut être exprimée à partir de :

$$\Delta L_e = \sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot \Delta L_p \quad \text{Équation 2-4}$$

où ϵ_{eff} est la constante diélectrique effective des lignes microbandes, et ΔL_p est la différence de longueur physique.

La mesure de ϵ_{eff} et, par conséquent ϵ_r , est obtenue par mesure de la différence de phase $\Delta\phi$ à travers les deux lignes dans une bande de fréquences.

$$\Delta\phi = \frac{2\pi \cdot f \cdot \Delta L_p \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \quad \text{Équation 2-5}$$

ϵ_{eff} est déduite de la mesure de ΔL_p et $\Delta\phi$.

La différence de phase est déterminée à partir des paramètres S mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel.

Les dimensions des deux lignes microruban sont déterminées en utilisant l'outil LineCalc de Keysight ADS de façon à obtenir les dimensions et la largeur de la ligne pour une impédance caractéristique de 50Ω .

2.5.3.2 Résultats et comparaisons

Le procédé de fabrication utilisé consiste à coller soigneusement le ruban de cuivre sur les deux faces du substrat plexiglas (les deux lignes et le plan de masse). Ensuite vient l'étape de la gravure mécanique du prototype à l'aide d'un masque des deux lignes. La dernière étape est d'enlever manuellement le cuivre (figure 2-11).

Les dimensions des lignes gravées sont réunies dans le tableau (2-4).

t (μm)	h (mm)	W_p (mm)	L_{p1} (mm)	L_{p2} (mm)	ΔL_p (mm)
35	1.7	3.87	5	14.9	9.9

Tableau 2-4 Paramètres des deux lignes microruban.

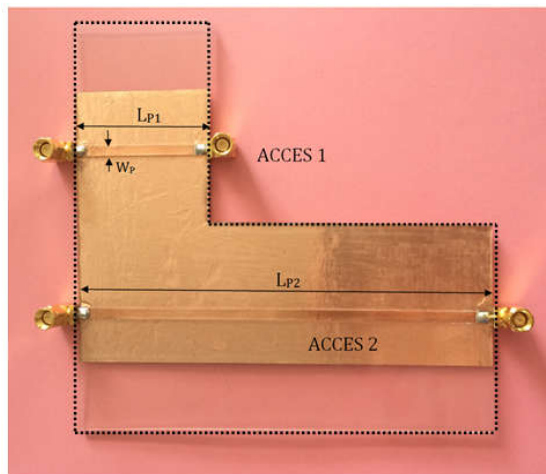


Figure 2-11 Photographie du prototype réalisé sur substrat plexiglas.

La figure (2-12) présente la différence de phase mesurée entre les 2 accès des deux lignes de transmissions:

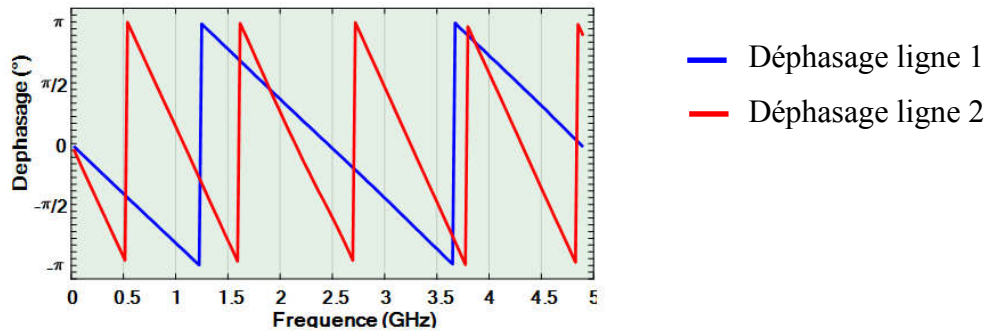


Figure 2-12 Variation de la phase du coefficient de transmission S21 des deux lignes mesurées.

Les coefficients de réflexion et de transmission du dispositif expérimental dépendent directement des propriétés électromagnétiques du matériau. A partir de la mesure de ces coefficients, et notamment de la différence de phase entre les accès des deux lignes imprimées, on remonte à la permittivité du substrat plexiglas d'après l'équation (2-6) :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{c \cdot \Delta\phi}{360 \cdot f \cdot \Delta l_p} \right)^2 \quad \text{Équation 2-6}$$

Afin de déterminer la valeur de la constante diélectrique ϵ_r , nous avons utilisé les équations analytiques existantes dans la littérature [11]. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (2-13).

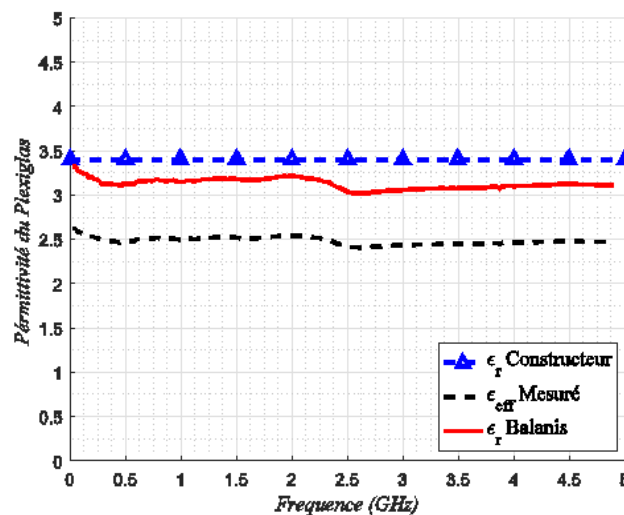


Figure 2-13 Variation fréquentielle des permittivités effective et relative pour le substrat plexiglas.

On obtient une valeur moyenne de la permittivité relative d'environ 3.1 sur la bande de fréquence allant de 0.8 à 2.45 GHz. Cette valeur est à comparer à la valeur 3.4 donnée par le constructeur.

2.6 Conducteurs transparents

En plus des caractéristiques du substrat utilisé, la conception de rectennes optiquement transparente est également conditionnée par la nature transparente du conducteur.

Un des premiers matériaux transparent et conducteur utilisé pour les applications radio fréquence par la NASA est le AgHT-8 [12], qui est un film conducteur transparent composé essentiellement d'argent intercalé entre deux couches d'oxyde d'étain.

On trouve plus généralement les oxydes transparents et conducteurs (OTC) parmi lesquels l'oxyde d'indium dopé à l'étain ou l'ITO (Indium Tin Oxide) [13] qui est un mélange d'oxyde d'indium (In_2O_3) à 90% et d'oxyde d'étain (SnO_2) à 10%. La caractéristique principale de l'ITO est sa combinaison de conductivité électrique et transparence optique qui en font un conducteur largement utilisé là où la transparence est recherchée.

Les conducteurs transparents peuvent avoir un très bon rapport de la conductivité électrique au coefficient d'absorption optique du film [14]. Plus la résistivité est faible, plus la conductivité du film est grande, mais avec un compromis sur la transparence.

La conductivité électrique dans la bande des microondes et la transparence optique dans le spectre visible d'un film transparent et conducteur dépendent fortement des propriétés du matériau, qui sont principalement déterminées lors du processus de dopage et de dépôt.

En plus de la transparence optique, exprimée en %, qui caractérise ces matériaux, on définit également la résistance par carré, exprimée en Ω/\square .

La résistance par carré R_S (Ω/\square) est définie comme étant le rapport entre la résistivité électrique ρ et épaisseur e :

$$R_S = \frac{\rho}{e}$$

Équation 2-7

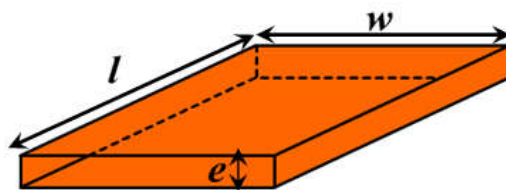


Figure 2-14 Représentation d'une ligne résistive

La conductivité électrique d'une ligne est liée à la résistance par carré R_S et le nombre de carrés de la ligne de longueur l et de largeur w par la relation :

$$R = \rho \frac{l}{w e} = R_S \frac{l}{w} \quad \text{Équation 2-8}$$

2.6.1 Utilisation d'un conducteur maillé

Une alternative aux matériaux conducteurs et transparents consiste en l'utilisation d'un conducteur maillé. Cette technique a été développée au laboratoire IETR sur le site de Saint-Brieuc. Cette alternative a permis d'obtenir, à la fois, les critères d'une transparence optique élevée, une faible résistance par carré et une épaisseur du matériau ajustable.

L'étude de la transparence visuelle d'un maillage de géométrie carrée est décrite dans [4], en fonction de ces paramètres géométriques à savoir son pas a et ses ouvertures de longueur de côté ($t \cdot a$) comme le montre la figure (2-15).

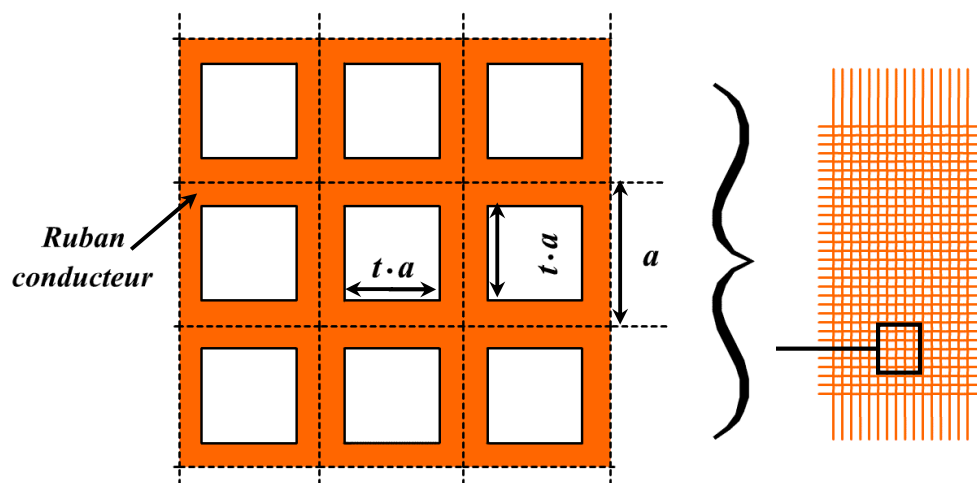


Figure 2-15 Représentation schématique d'un maillage métallique carré

Si le matériau conducteur constituant le maillage est opaque, la transparence visuelle T_m de la maille élémentaire est égale au rapport de l'aire des ouvertures sur l'aire totale :

$$T_m = \frac{(t \cdot a)^2}{a^2} = t^2 \quad \text{Équation 2-9}$$

La transparence optique globale T d'un échantillon de substrat sur lequel est imprimé le maillage est égale à :

$$T = (1 - R)^2 \cdot t^2 \quad \text{Équation 2-10}$$

Où le coefficient de réflexion R est défini par :
$$R = \frac{(n_{air} - n_{verre})^2}{(n_{air} + n_{verre})^2}$$
 Équation 2-11

Avec n_{air} qui est l'indice de réfraction de l'air ($n_{air} = 1$) et n_{verre} , l'indice moyen de réfraction d'un substrat de verre.

La figure (2-16) représente les valeurs de T_m et T en considérant l'indice de réfraction du Pyrex égal à 1.47 soit $R = 3.6\%$.

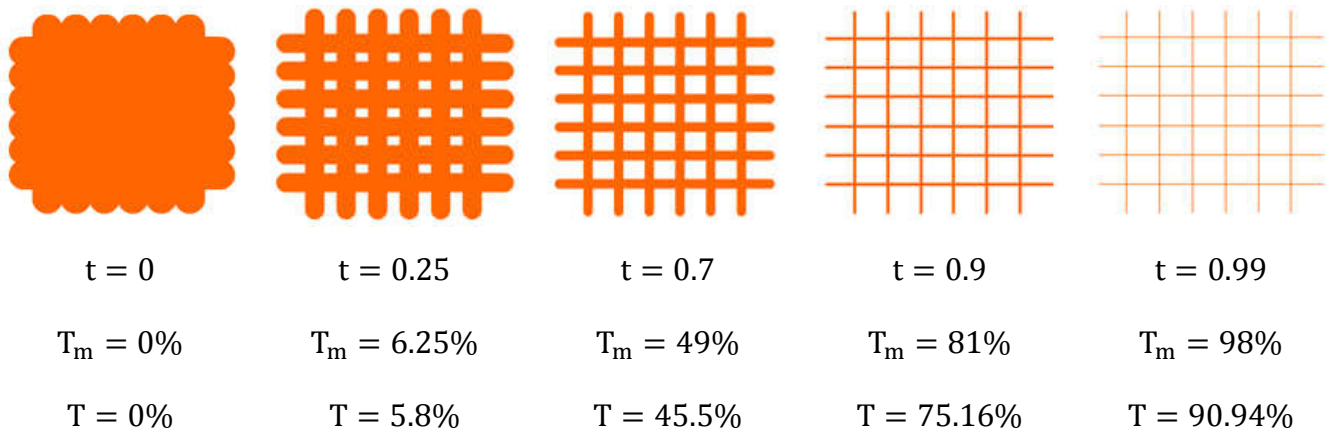


Figure 2-16 Exemples de transparence visuelle T_m et optique T pour un maillage métallique carré.

L'utilisation d'un conducteur métallique opaque associé à une technique de maillage très mince peut réduire considérablement l'opacité du conducteur comme le montre l'antenne fente en H développée à l'IETR et représentée figure (2-17).

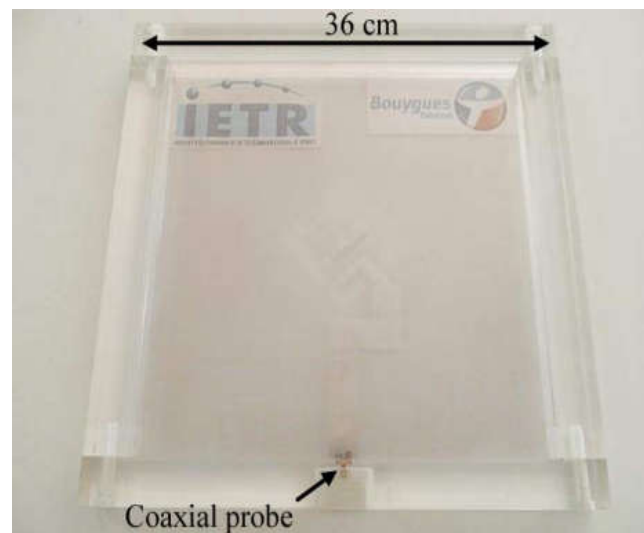


Figure 2-17 Antenne à fente large bande à faible impact visuel [15].

2.7 Quelques exemples d'antennes transparentes

Les antennes transparentes ont récemment suscité un grand intérêt de recherches dans la conception d'antennes en utilisant des matériaux transparents [16-17] (figure 2-18).

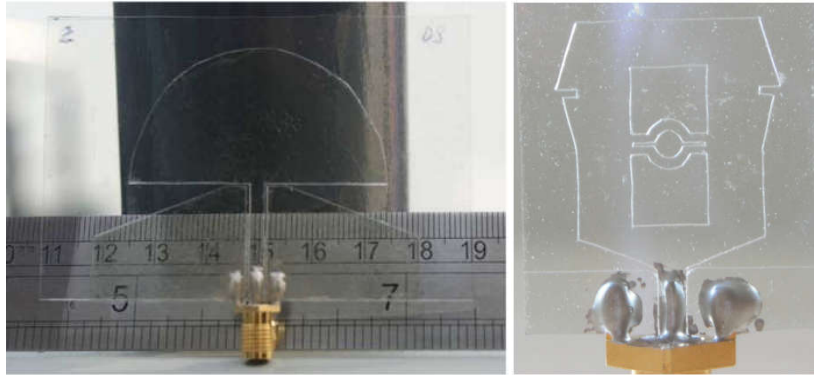


Figure 2-18 Exemples d'antennes transparentes utilisant le matériau transparent AgHT-8 sur substrat verre.

La première étude d'une antenne transparente a été présentée par l'Agence nationale de l'aéronautique et de l'espace (NASA) en 1997, lorsque Simmons et Lee ont démontré l'utilisation d'AgHT-8 pour produire des antennes patch simples à 2.3 et 19.5 GHz [12]. La figure (2-19) montre les deux antennes proposées.

Les deux structures avaient un plexiglas comme support pour l'antenne microruban et une plaque en aluminium pour l'alimentation de la sonde. Le plan de masse des deux antennes a été fourni par une couche supplémentaire d'AgHT-8.

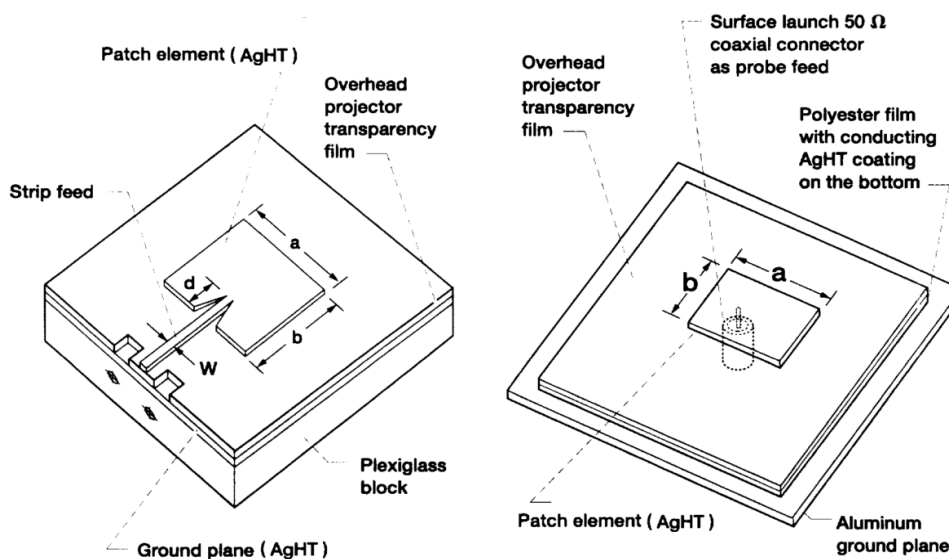


Figure 2-19 Schémas des deux premières antennes transparentes [12].

Depuis lors, d'autres structures ont été développées en utilisant le film AgHT-8 ou sa variante AgHT-4, ainsi que d'autres matériaux comme l'oxyde d'indium dopé à l'étain (ITO) ou l'oxyde de zinc dopé à l'aluminium, pour concevoir des antennes transparentes.

L'antenne monopole losange présentée dans la figure (2-20) a été développée à Saint-Brieuc [5, 18] au laboratoire IETR. L'antenne est imprimée sur un substrat verre Corning 1737 ($\epsilon_r = 5.7$ et $\tan(\delta) \approx 0.006$ à 1.5 GHz) de dimensions 50 x 50 x 0.7 mm³.

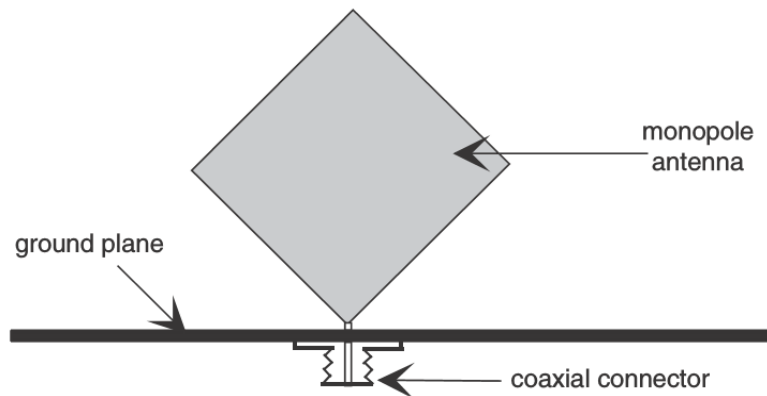


Figure 2-20 Antenne monopole losange positionnée sur son plan de masse [18].

On notera que le pas du maillage est de 300 μm avec une largeur de ruban métallique de 20 μm . L'antenne de référence est constituée d'un conducteur argent opaque non maillé d'épaisseur 6 μm .

L'antenne losange avec conducteur maillé présente un gain mesuré de 2.2 dBi contre 2.3 dBi pour la version de référence avec conducteur argent non maillé. Ces résultats montrent des performances quasi identiques entre les deux réalisations. Seule l'impédance d'entrée est diminuée pour l'antenne avec maillage.

En 2000, C. Mias et *al.* [19] ont publié un article sur les antennes optiquement transparentes en technologie microruban. Il s'agissait d'une étude de faisabilité sur la performance des antennes réalisées à partir de différents conducteurs transparents. Les performances d'une antenne dipolaire, comme le montre la figure (2-21) a été comparée en utilisant différents matériaux comme l'aluminium (Al), le cuivre (Cu), l'argent (Ag), l'or (Au) et l'ITO. Les antennes transparentes conçues ont été comparées aux antennes conventionnelles à base de cuivre et d'aluminium opaques.

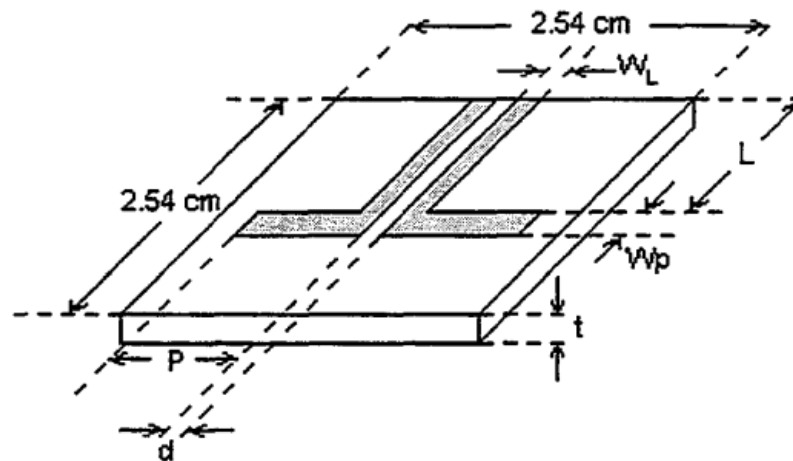


Figure 2-21 Géométrie de l'antenne dipôle en technologie microruban [19].

En 2007, N. Guan et *al.* [20] ont développé une antenne PIFA à bande étroite conçue pour fonctionner à 2.4 GHz et utilisant le verre comme substrat. Les performances de l'antenne ont été comparées pour plusieurs films transparents (ITO) ayant une résistivité différente. Cependant, l'antenne a un plan de masse en cuivre laissant seulement le patch transparent comme le montre la figure (2-22).

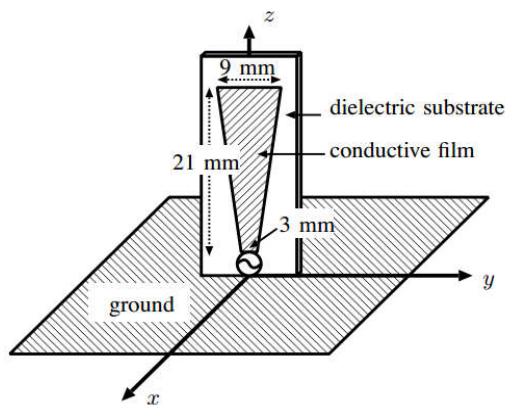


Figure 2-22 Configuration de l'antenne et le prototype réalisé [20].

En 2009, Katsouraros et *al.* [21] ont publié un article sur une nouvelle antenne ultra large bande optiquement transparente utilisant l'AgHT-4. L'antenne a été alimentée par un guide d'ondes coplanaire (CPW) et avait une bande passante opérationnelle allant de 1 à 8.5 GHz. L'antenne transparente a été imprimée entre un substrat en verre et un superstrat Perspex ce qui a contribué à améliorer le gain de l'antenne (Figure 2-23).



Figure 2-23 Antenne ultra large bande optiquement transparente [21].

D'autres types d'antennes transparentes ont été également intégrés avec des cellules solaires pour des applications spatiales [22-23], car un système satellite traditionnel contient des cellules solaires et des antennes de communications séparées. Le verre de recouvrement de la cellule solaire est utilisé comme substrat transparent pour l'antenne figure (2-24). Les antennes intégrées sont conçues pour avoir une transparence optique suffisante pour assurer le bon fonctionnement des cellules solaires.

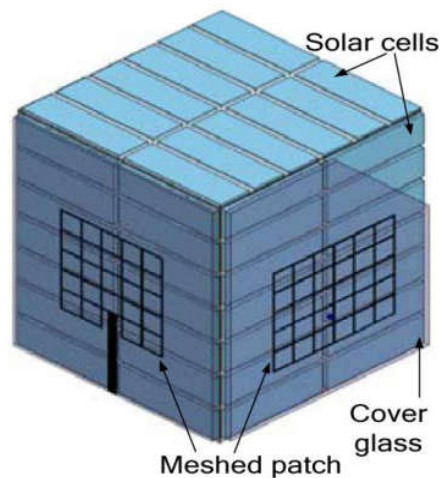


Figure 2-24 Intégration d'une antenne maillée avec des cellules solaires [23].

Un exemple de rectenna à faible impact visuel est décrit par T. Peter et *al.* dans l'article [24]. Elle comporte une antenne transparente ultra large bande mais avec un circuit de redressement réalisé sur un substrat opaque dédié à la récupération d'énergie RF.

Dans cet article, une antenne conique transparente couvrant la gamme de fréquences de 2.2 à 12.1 GHz a été conçue et réalisée. Elle est intégrée sur des panneaux solaires.

Pour les applications de récupération d'énergie solaire, l'antenne transparente est intercalée entre un superstrat en verre de 2 mm représentant une vitre et un panneau solaire a-Si (modèle : QF 8368) de 38 x 86 mm², comme indiqué dans la figure (2-25).

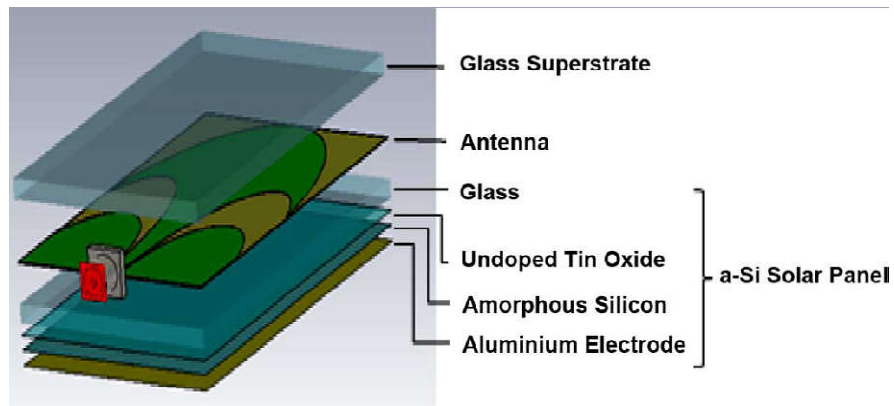


Figure 2-25 Structure du prototype intégrant les cellules solaires et rectenna [24].

L'antenne est conçue sous la forme d'une fente conique et alimentée en technologie guide d'ondes coplanaires (CPW). Elle est imprimée sur un film de polymère TCO mince, AgHT-4, avec une taille globale de $W \times L = 17 \times 33.5 \text{ mm}^2$.

L'AgHT-4 est revêtue d'une base de polyéthylène téréphtalate (PET). Elle a une résistivité de surface de $4 \Omega/\square$, une conductivité de 250 000 S/m et une épaisseur de 175 μm , ce qui permet de l'utiliser sur un vitrage de maisons et de bâtiments. Il a une transmittance de lumière visible de 75%.

L'antenne a un gain assez faible (maximum -2 dB) en raison de la forte résistance des matériaux AgHT-4.

L'antenne est connectée à un redresseur développé à 2.55 GHz qui permet de produire une tension continue de 18 mV. Bien que l'antenne présentée dans cet article soit une antenne UWB et transparente, seule une plage de fonctionnement de 2.49 à 2.58 GHz est possible en raison de la limitation du redresseur à bande étroite (figure 2-26).



Figure 2-26 Photographie de la rectenna [24].

Une efficacité de conversion maximale de 49% est observée sur une charge de 100 Ω pour une puissance d'entrée de 0 dBm à 2.51 GHz. Les puissances de sortie mesurées et l'efficacité de la rectenna aux fréquences de 2.51 et 2.53 GHz pour deux charges différentes (50 et 100 Ω) en fonction de la puissance d'entrée sont représentées sur les figures (2-27).

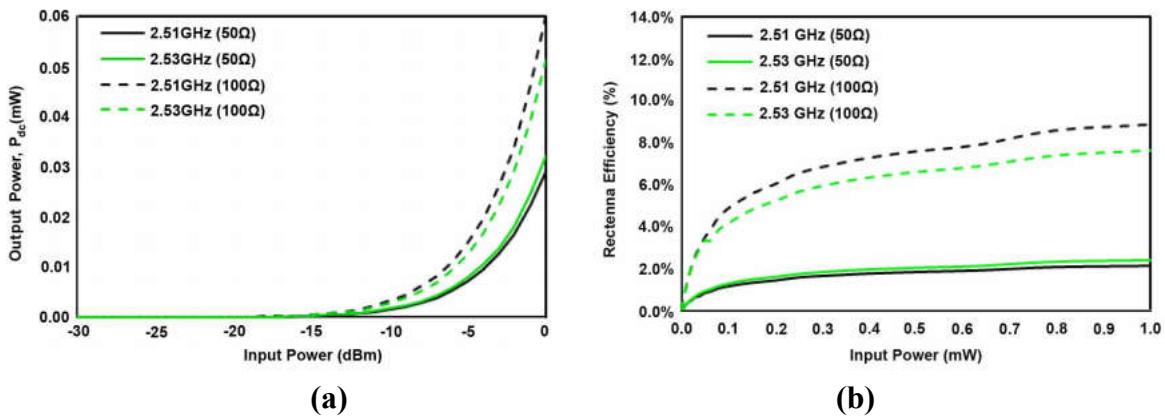


Figure 2-27 Mesure de la rectenna (a) Puissance DC en fonction de la puissance RF (b) Efficacité de la rectenna en fonction de la puissance d'entrée [24].

On voit sur la figure (2.27 (a)) que la puissance de sortie est quasi nulle si la puissance d'entrée est inférieure à environ -15 dBm, car la tension faible ne permet pas de rendre conductrice les diodes de rectification. L'efficacité du système mesurée et représentée en figure (2.27 (b)). Les résultats montrent que la sortie DC (tension et rendement) augmente avec la valeur de la charge.

2.8 Conclusion

Nous avons tout d'abord présenté dans ce chapitre les niveaux de puissances susceptibles d'être récupérés dans l'ambiant. Pour conforter ce propos, nous avons effectué la mesure du champ électromagnétique sur le site de l'Université Gustave Eiffel. L'énergie est disponible, en faible quantité, mais avec des variations très sensibles au cours de la journée.

Dans ce chapitre, nous avons également présenté les deux substrats transparents utilisés dans ce travail et déterminé par la mesure la permittivité effective du substrat plexiglas sur la bande de fréquence allant de 0.5 à 3 GHz pour contrebalancer les disparités dans les valeurs de la permittivité donnée par le fabricant.

Les antennes transparentes sont aussi liées à la nature du conducteur utilisé. C'est la raison pour laquelle nous avons rappelé les principales caractéristiques des matériaux conducteurs utilisés. Nous avons présenté une technique, développée à l'IETR, qui permet de s'affranchir des conducteurs purement transparents en utilisant un maillage qui maintient la transparence optique.

Nous avons par ailleurs exposé à la fin du chapitre quelques exemples d'antennes transparentes et un exemple de rectenna sur un substrat transparent.

Nous présenterons, dans le chapitre 3 l'étude de rectennas sur substrat plexiglas. Nous nous attacherons à choisir au mieux les éléments rayonnants qui, pour cette application, devront présenter une empreinte métallique la plus réduite possible

2.9 Références du chapitre 2

- [1] ANFR, “Protocole de mesure in situ,” ANFR, 2004. [Online]. Available: <http://www.anfr.fr>.
- [2] O. Picon et coll, " Les Antennes Théorie, conception et applications ", Edition Dunod. 2009.
- [3] AARONIA , Manuel d'utilisation, “HF4040 Spectrum Analyzer.”
- [4] X. Castel, “Contribution au developpement de materiaux innovants pour applications hyperfréquences et systemes antennaires associés,” Ecole doctorale MATISSE, IETR Rennes, HDR soutenue le 03 décembre 2015.
- [5] Corning, “Corning 1737,” AMLCD Glass. Substrates Mater. Inf., 2004.
- [6] GRALON, “Le Plexiglas, Un Matériau Pratique et Design,” [https://www.gralon.net/articles/materiel-et-consommables/materiels-industriels/article-le-plexiglas. .](https://www.gralon.net/articles/materiel-et-consommables/materiels-industriels/article-le-plexiglas.)
- [7] R. Fournié ,R. Coelho “Dielectriques, Bases theoriques,” Technique de l’ingenieur “ Trait. Genie Electrique,” 2000.
- [8] R. M. Pannel. and B. W. Jervis, “Two simple methods for the measurement of the dielectric permittivity of low-loss microstripsubstrates,” IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT, no. 29, pp. 383–386, 1981.
- [9] L. S. Napoli. and J. J. Hughes, “A Simple Technique for the Accurate Determination of the Microwave Dielectric Constant for Microwave Integrated Circuit Substrates,” IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, no. 1, pp. 664–665.
- [10] K D Nirod, S Voda, and D Pozar, “Two Methods for the Measurement of Substrate Dielectric Constant,” IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-35, no. 7, pp. 636–642, 1987.
- [11] C. A. Balanis, "*Antenna Theory: Analysis and Design*", Edition Wiley. 2005.
- [12] R.N. Simons and R. Q. Lee, “Feasibility Study of Optically Transparent Microstrip Patch Antenna,” International Symposium and Radio Science Meeting cosponsored by IEEE, Montreal, Canada, 1997.
- [13] T. Yasin, R. Baktur, and C. Furse, “A Comparative Study on Two Types of Transparent Patch Antennas,” 30th URSI General Assembly and Scientific Symposium, pp. 9–12, 2011.
- [14] R. G. Gordon, “Criteria for Choosing Transparent Conductors,” Mrs Bulletin, vol. 25, pp. 52–57, 2000.

- [15] J. Hautcoeur, F. Colombel, M. Himdi, X. Castel, and E. M. Cruz, "Large and Optically Transparent Multilayer for Broadband H-Shaped Slot Antenna," *IEEE antennas and wireless propagation letters*, vol. 12, pp. 933-936, 2013.
- [16] T. Peter, R. Nilavalan, S. Member, H. F. Abutarboush, S. W. Cheung, and S. Member, "A Novel Technique and Soldering Method to Improve Performance of Transparent Polymer Antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 9, pp. 918-921, 2010.
- [17] T. Peter, T. I. Yuk, R. Nilavalan, and S. W. Cheung, "A Novel Technique to Improve Gain In Transparent UWB Antennas," *Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, pp. 1-4, Nov. 2011.
- [18] J. Hautcoeur, F. Colombel, X. Castel, M. Himdi, and E. M. Cruz, "Optically transparent monopole antenna with high radiation efficiency manufactured with silver grid layer (AgGL),", *Electronics Letters*, vol. 45, no. 20, pp. 1014-1016, Sep. 2009.
- [19] C. Mias, C. Tsakonas, N. Prountzos, D. C. Koutsogeorgis, S. C. Liew, C. Oswald, R. Ranson, W. M. Cranton, and C. B. Thomas, "Optically transparent microstrip antennas," *IEE Colloquium on Antennas for Automotives*, pp. 1-6, 2000.
- [20] N. Guan, H. Furuya, K. Himeno, K. Goto, and K. Ito, "Basic study on an antenna made of transparent conductive film," *International Symposium on Antennas and Propagation*, pp. 2219-2224, 2007.
- [21] A. Katsounaros, Y. Hao, N. Collings, and W. A. Crossland, "Optically transparent ultra-wideband antenna," *Electronics Letters*, vol. 45, no. 14, pp. 5-6, 2009.
- [22] N. Neveu, M. Garcia, J. Casana, R. Dettloff, D. R. Jackson, and J. Chen, "Transparent Microstrip Antennas for CubeSat Applications," *Wireless for Space and Extreme Environments (WiSEE)*, pp. 4-7, Baltimore USA 2013.
- [23] T. W. Turpin and R. Baktur, "Meshed Patch Antennas Integrated on Solar Cells," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 693-696, 2009.
- [24] T. Peter, T. A. Rahman, S. W. Cheung, R. Nilavalan, H. F. Abutarboush, and A. Vilches, "A Novel Transparent UWB Antenna for Photovoltaic Solar Panel Integration and RF Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 4, pp. 1844-1853, 2014.

Chapitre 3

Conceptions et réalisations de rectennas sur substrat plexiglas

Chapitre 3

Conceptions et réalisations de rectennas sur substrat plexiglas

3.1 Introduction

Nous allons présenter dans ce chapitre la conception et la réalisation de rectennas sur substrat plexiglas.

Afin de montrer la faisabilité de notre étude et profiter de la disponibilité des outils de réalisation disponibles au laboratoire, nous concevrons les structures par gravures mécaniques en utilisant un ruban autocollant de cuivre directement reporté sur le substrat. La gravure permettra d'affiner les dimensions et de réduire au maximum les erreurs lors de l'étape de réalisation.

Présentées au chapitre 1, nous retiendrons les antennes imprimées filaires de types dipôles ou boucles rayonnantes pour ne pas trop dégrader la transparence visuelle et ceci grâce à l'absence de plan de masse en regard de l'antenne.

La première partie de ce travail consiste à concevoir des dispositifs sur des substrats transparents capables de récupérer l'énergie RF dans la bande ISM (Industrial Scientific Medical) à 2.45 GHz. Pour cela, trois dispositifs ont été réalisés :

- ❖ Un réseau de deux rectennas dipôle associés en parallèle ;
- ❖ Un réseau de deux rectennas dipôle associés en série ;
- ❖ Un réseau de six rectennas associés en série.

Nous clôturerons ce chapitre en présentant des réalisations de rectennas optimisées sur d'autres standards de communication : GSM, UMTS et LTE.

3.2 Optimisation d'une rectenna sur substrat transparent : antennes dipôles et circuit de rectification à 2.45 GHz

Cette partie résumera la méthode de conception, de simulation et la validation expérimentale d'une rectenna sur plexiglas composée de deux dipôles parallèles. Cette structure servira d'élément de référence pour les réalisations des antennes réseaux à la fréquence 2.45 GHz.

3.2.1 Description de l'antenne

L'antenne dipôle imprimée nécessite une alimentation imprimée de type Coplanar Strip (CPS) qui lui aussi permet de conserver une transparence visuelle compte tenu de l'absence de plan de masse en regard de la ligne. De plus, l'insertion des composants série et parallèles s'effectue sans avoir recours à un pont métallisé ou via qui introduit des éléments parasites.

Pour rappel, la figure (3-1) présente la topologie CPS et les paramètres associés :

- ❖ W_i la largeur du ruban ($W_1 \neq W_2$ pour une configuration asymétrique) [1];
- ❖ S la largeur de la fente entre les deux rubans;
- ❖ h la hauteur du substrat (h);
- ❖ ϵ_r la permittivité du substrat.

Une telle structure peut être vue comme la structure duale du guide d'onde coplanaire [2]. Les lignes de champ électrique se développent à travers la fente et les lignes du champ magnétique entourent les conducteurs. On trouvera également sur la figure (3-1) l'évolution de l'impédance caractéristique en fonction de la largeur et de l'écartement entre les lignes.

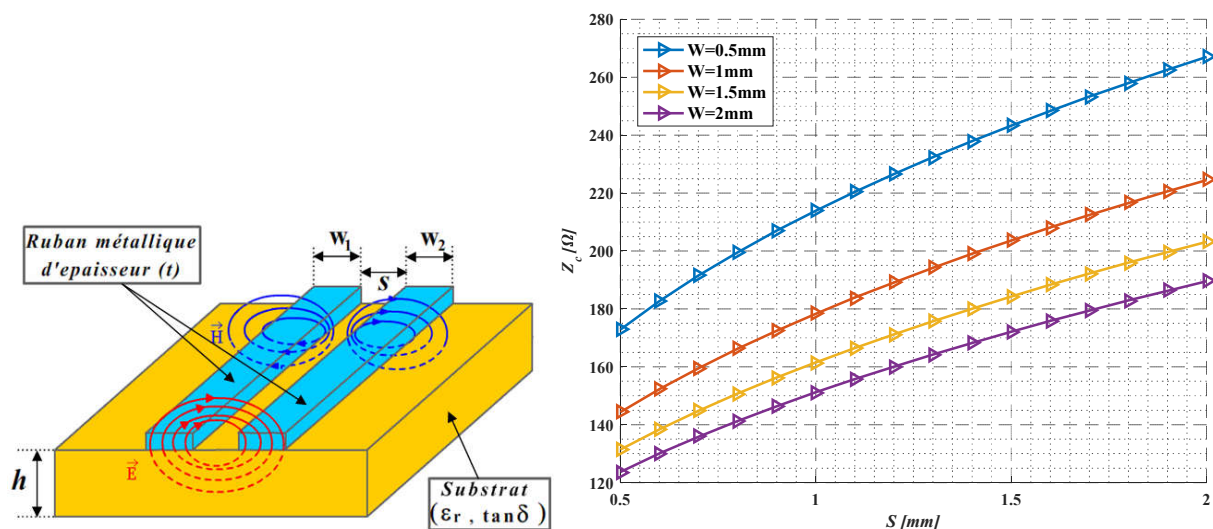


Figure 3-1 Structure CPS et évolution de l'impédance caractéristique [1].

L'antenne de captation élémentaire est une antenne dipôle planaire alimentée par ligne CPS. Le ruban métallique cuivré autocollant est d'épaisseur $t = 57 \mu m$.

L'élément rayonnant représenté par la longueur $L_{Dip\grave{o}le}$ et la largeur $W_{Dip\grave{o}le}$ est collé sur un substrat type plexiglas de dimensions $120 \times 120 \text{ mm}^2$ et de permittivité relative $\epsilon_r = 3.1$ à 2.45 GHz.

Pour optimiser la quantité d'énergie récupérée, nous avons développé à l'aide du logiciel HFSS d'Ansys deux antennes de captation dipôles en parallèle. La rectenna proposée figure (3-2) comporte un réseau qui contient les deux antennes séparées d'une distance L_{AB} et optimisée avec l'objectif d'augmenter le gain du réseau et donc la puissance RF captée.

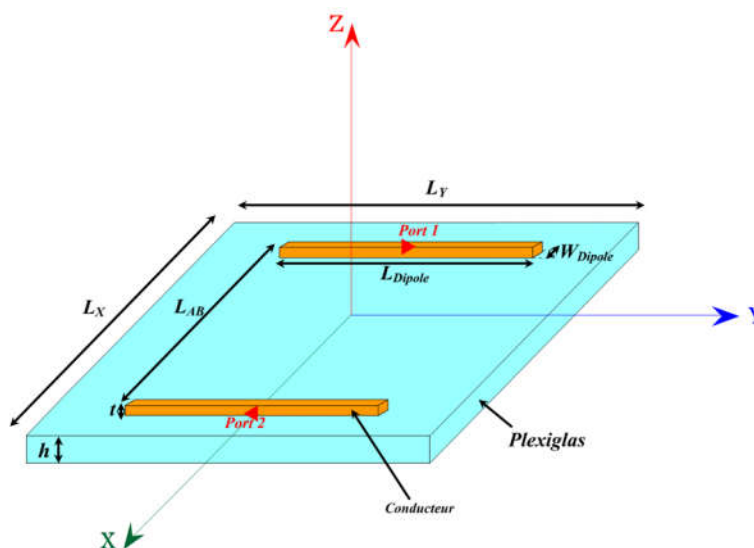


Figure 3-2 Géométrie du réseau d'antennes dipôles optimisée à 2.45 GHz.

Le tableau (3-1) donne les principaux paramètres caractéristiques de l'antenne à prendre en considération pour l'optimisation de ce travail.

Fréquence [GHz]	2.45
Substrat	Plexiglas
Conducteur	Cuivre
ϵ_r	3.1
$\epsilon_{r\ eff}$	2.4
$\tan(\delta)$	0.001

$h_{Substrat}$ [mm]	1.7
t_{Cuivre} [μm]	57
λ_0 [mm]	122
λ_{eff} [mm]	80
$\frac{\lambda_{eff}}{2}$ [mm]	40

Tableau 3-1 Paramètres caractéristiques de l'antenne.

Nous avons procédé à l'optimisation des différents paramètres géométriques de l'antenne ($L_{\text{Dipôle}}$, $W_{\text{Dipôle}}$ et L_{AB}) afin de maximiser le gain de l'antenne. Les résultats de simulation sont donnés dans le tableau (3-2).

$L_{\text{Dipôle}}$ [mm]	$W_{\text{Dipôle}}$ [mm]	L_{AB} [mm]
32.5	1	50.35

Tableau 3-2 Paramètres géométriques de l'antenne.

On remarque que la longueur des dipôles est inférieure à $\lambda_{\text{eff}}/2$. D'autre part, la distance entre les deux dipôles a été optimisée à $L_{AB} > \frac{\lambda_{\text{eff}}}{2}$ afin de minimiser le coefficient de réflexion mais aussi celui de transmission.

3.2.2 Couplage entre éléments

Le couplage mutuel (S_{21}) entre les deux éléments antennaires a été caractérisé par simulation HFSS. Les résultats sont présentés dans la figure (3-3) entre 2 et 3 GHz. Le S_{21} est égal à environ -30 dB à 2.45 GHz.

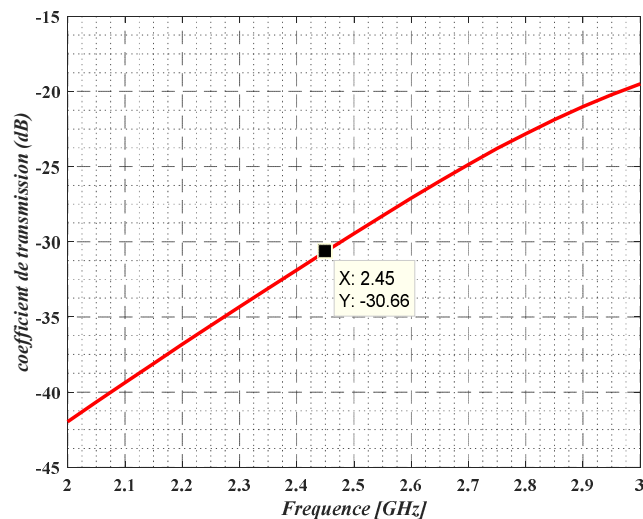


Figure 3-3 Variation de coefficient de transmission (S_{21}) entre les deux dipôles en fonction de la fréquence.

3.2.3 Impédance de l'antenne

La figure (3-4) présente la variation des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée sur un des dipôles, en présence de l'autre (chargé à 50Ω), en fonction de la fréquence. L'impédance d'entrée est égale à $(18 - 141j)$ Ohms à 2.45 GHz.

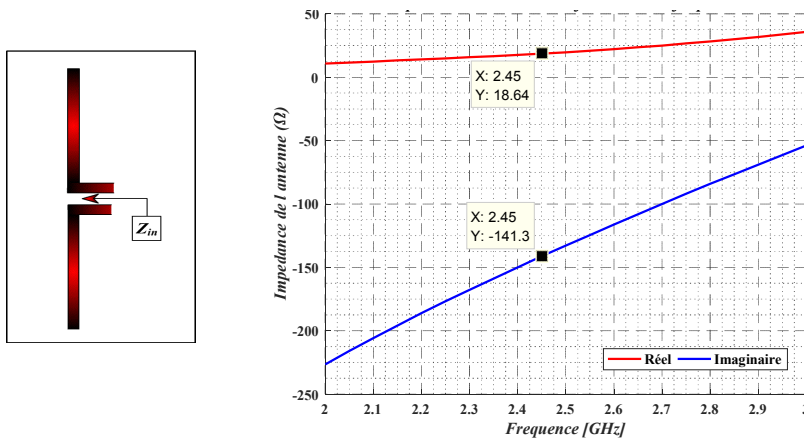


Figure 3-4 Variation de l'impédance d'entrée de l'antenne dipôle simulée.

Les valeurs d'impédance d'entrée (tableau (3-3)) de l'antenne pour les fréquences (f_0 , $2f_0$ et $3f_0$), sera pris en compte ultérieurement pour optimiser le circuit de redressement sur la bande ISM à 2.45 GHz, lorsqu'on le connecte à cette antenne.

Fréquence	$f_0 = 2.45 \text{ GHz}$	$2 \times f_0 = 4.9 \text{ GHz}$	$3 \times f_0 = 7.35 \text{ GHz}$
$Z_{\text{Antenne}} (\Omega)$	$18 - 141j$	$542 - 6j$	$60 - 181j$

Tableau 3-3 Impédance d'entrée de l'antenne dipôle à la fréquence fondamentale et aux premières fréquences harmoniques.

3.2.4 Diagramme de rayonnement et gain

Le diagramme de rayonnement est illustré figure (3-5) dans les plans ($\varphi = 0^\circ$) et ($\varphi = 90^\circ$).

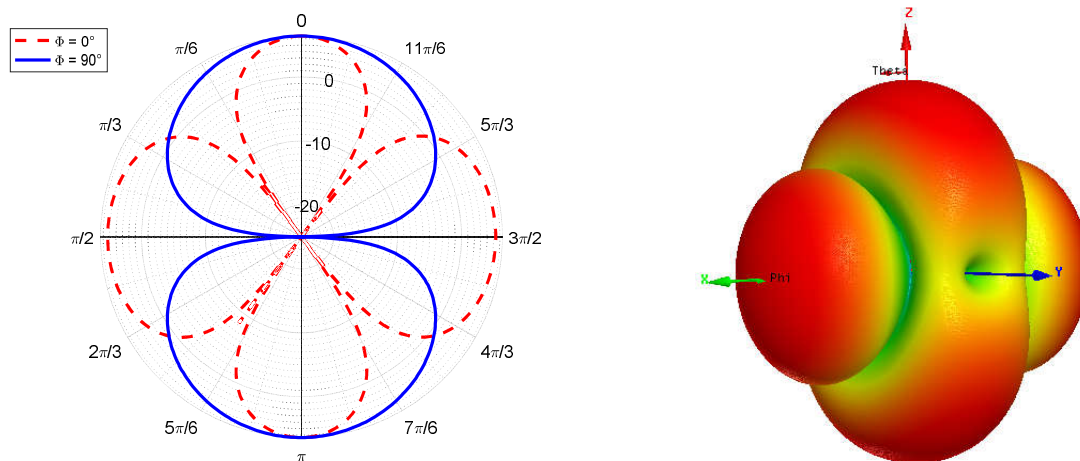


Figure 3-5 Diagramme de rayonnement de l'antenne de réception.

Le rayonnement maximal est dans la direction broadside à ($\theta = 0^\circ$) et ($\theta = -180^\circ$). Le gain est égal à 6.4 dBi.

3.3 Circuit de conversion

Pour tenir compte des effets de couplage et interactions électromagnétiques entre les lignes, les éléments distribués du circuit en technologie CPS sont simulés sous ADS Momentum. Ensuite les éléments localisés sont connectés à la partie distribuée exportée sur ADS Schematic. L'ensemble est co-simulé sous Harmonic Balance (HB) compte tenu de la présence d'éléments non linéaires comme la diode Schottky.

Le modèle de la diode Schottky SMS 7630-079LF à boîtier SC-79 a été implémenté sur ADS, en se basant sur les différents paramètres de cette diode (figure 3-6) énoncés au chapitre 1.

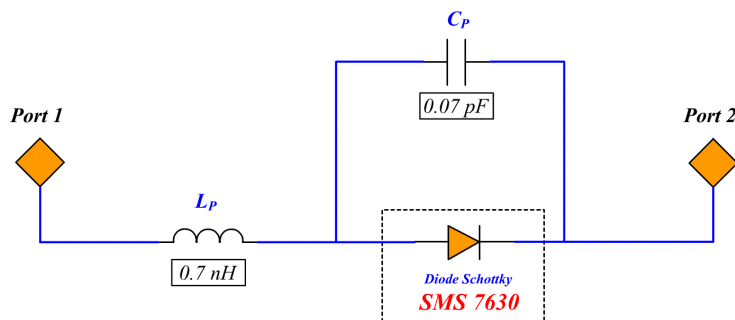


Figure 3-6 Modèle électrique de la diode Schottky SMS7630 avec son boîtier SC-79.

3.3.1 Optimisation du circuit de redressement en technologie CPS

Il nous faut concevoir un circuit de conversion en technologie CPS sur substrat plexiglas ($\epsilon_r = 3.1$, $h = 1.7$ mm) qui sera connecté à nos antennes dipôles elles-mêmes alimentées par lignes CPS. Nous retiendrons la topologie parallèle qui consiste à placer la diode de conversion entre les deux rubans métalliques qui constituent la ligne CPS. Des capacités seront également utilisées pour les fonctions de filtrage.

Malheureusement, la bibliothèque ADS Schematic de Keysight ne possédait pas de modèle de ligne CPS qui pouvait être optimisées.

Pour résoudre ce problème, nous avons proposé une alternative en développant une structure de conversion similaire sur le même substrat plexiglas mais en utilisant des lignes microruban.

L'idée consiste à optimiser les longueurs et largeurs de lignes microruban existantes dans la bibliothèque ADS schematic de Keysight afin de maximiser le rendement de conversion RF/DC. Par la suite, nous utiliserons une relation de passage pour convertir ces longueurs microruban en longueurs CPS équivalentes tout en conservant la même impédance caractéristique de la ligne.

Le circuit de redressement microruban équivalent représenté figure (3-7) est ainsi composé de :

- ❖ L_1 entre la capacité C_1 (1 μ F) qui stoppe la composante DC et la diode D et qui a pour rôle d'adaptation d'impédance entre l'antenne de captation et le rectifier ;
- ❖ L_2 entre la diode et la capacité C_2 (100 pF) qui a pour rôle de réduire la réactance de la diode;
- ❖ L_3 espacement entre les deux capacités de filtrage;
- ❖ L_4 ligne de sortie DC.

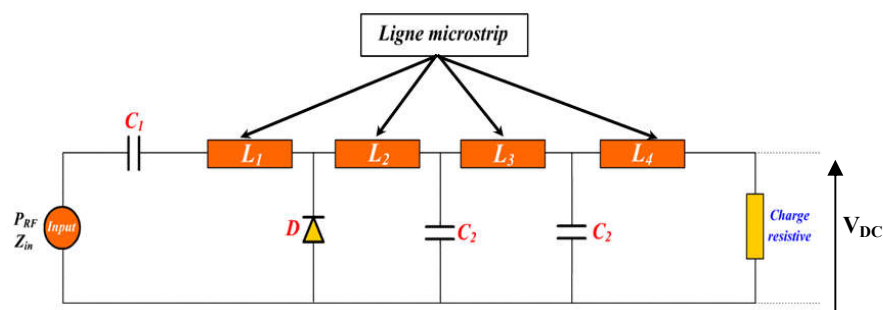


Figure 3-7 Schéma du circuit de redressement en technologie microruban.

Pour réduire l'empreinte métallique et conserver une transparence visuelle correcte, nous nous sommes imposés une largeur du ruban $W_{CPS} = 1$ mm et la largeur de la fente entre les deux rubans $S = 1$ mm, ce qui correspond à une impédance caractéristique de la ligne $Z_{0(cps)} = 173 \Omega$.

Une fois Z_0 (CPS) connue, on trouve son équivalence en technologie microruban en utilisant « LineCalc » de Keysight ADS afin d'extraire la largeur $W_{\mu\text{ruban}}=0.1318 \text{ mm}$ qui donne une impédance caractéristique $Z_{0(\mu\text{ruban})} = 173 \Omega$.

On optimise ensuite le circuit de redressement figure (3-7) en faisant varier les longueurs pour maximiser le rendement de conversion pour une puissance de -20 dBm .

On notera que pour affiner les résultats, les valeurs de l'impédance d'entrée de l'antenne (au point d'interconnexion avec le rectifier) pour les trois premiers harmoniques sont introduites dans le générateur P_{RF} du simulateur ADS. Ces valeurs obtenues par simulation HFSS ont été données dans le tableau (3-3).

Les longueurs optimisées sont notées dans le tableau (3-4):

L_1 [mm]	L_2 [mm]	L_3 [mm]	L_4 [mm]	W [mm]	$Z_{\text{charge}}[\Omega]$
23.66	18.41	1.92	9.62	0.15	3500

Tableau 3-4 Résultats récapitulatifs des longueurs optimisées en technologie microruban.

Après avoir trouvé les valeurs optimisées du circuit de conversion en technologie microruban, on procède au calcul du rapport entre les valeurs de la ligne quart d'onde (calculées sous LineCalc) des deux technologies. Ce coefficient x donne l'équivalence entre les dimensions de la ligne microruban et la ligne CPS comme le montre l'équation (3-1) :

$$x = \frac{\left(\frac{\lambda}{4}\right)_{\text{Microstrip Line}}}{\left(\frac{\lambda}{4}\right)_{\text{Coplanar Strips}}} = 0.9625 \quad \text{Équation 3-1}$$

Les dimensions géométriques du circuit de redressement en technologie CPS représenté figure (3-8) sont données dans le tableau (3-5).

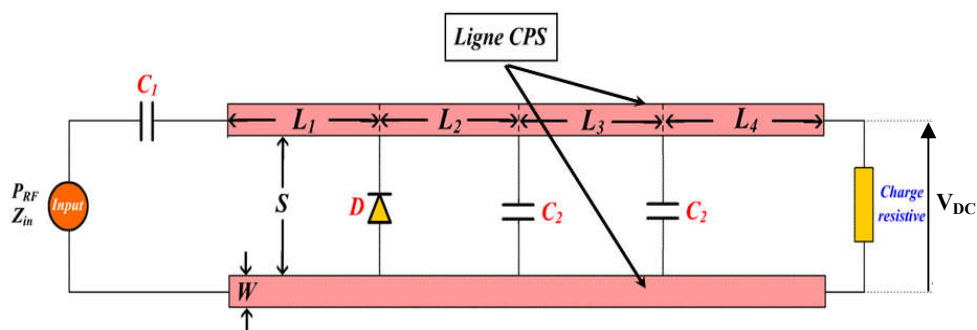


Figure 3-8 Schéma du circuit de redressement en technologie CPS.

L_1 [mm]	L_2 [mm]	L_3 [mm]	L_4 [mm]	W [mm]	S [mm]	Z_{charge} [Ω]
24.66	19.19	2.04	10.42	1	1	3200

Tableau 3-5 Dimensions du circuit de conversion en technologie CPS et valeur de charge optimale.

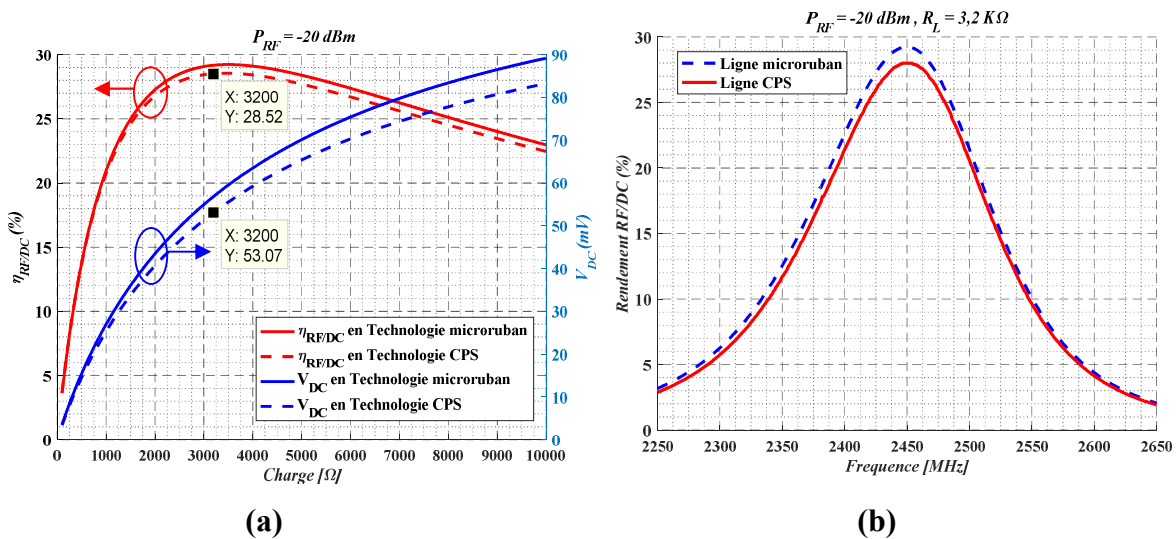
A 2.45 GHz, l'impédance série de la diode Schottky étant de $(18-j318.6) \Omega$, la ligne L_2 de longueur 19.19 mm ($\approx \lambda_{eff}/4 = 20mm$) située entre la diode et le filtre DC à capacités C_2 , permet de réduire la réactance de la diode.

Afin d'adapter l'impédance d'entrée de la diode Schottky à celle de l'antenne, la ligne de longueur L_1 a été ajustée à 24.66 mm ($> \lambda_{eff}/4$).

Il ne reste plus qu'à simuler la structure figure (3-8) en technologie CPS avec Momentum compte tenu des valeurs géométriques calculées (tableau (3-5)). On en extrait les paramètres S qui seront exportés vers Harmonic Balance et on effectue une co-simulation Harmonic Balance-Momentum du circuit de redressement en y insérant les capacités, la diode et la résistance de charge.

3.3.2 Validation de la simulation du circuit de conversion en technologie CPS

Pour valider notre démarche, nous avons comparé les résultats de simulation obtenus avec les deux technologies : microruban et CPS. Les résultats sont représentés figure (3-9).



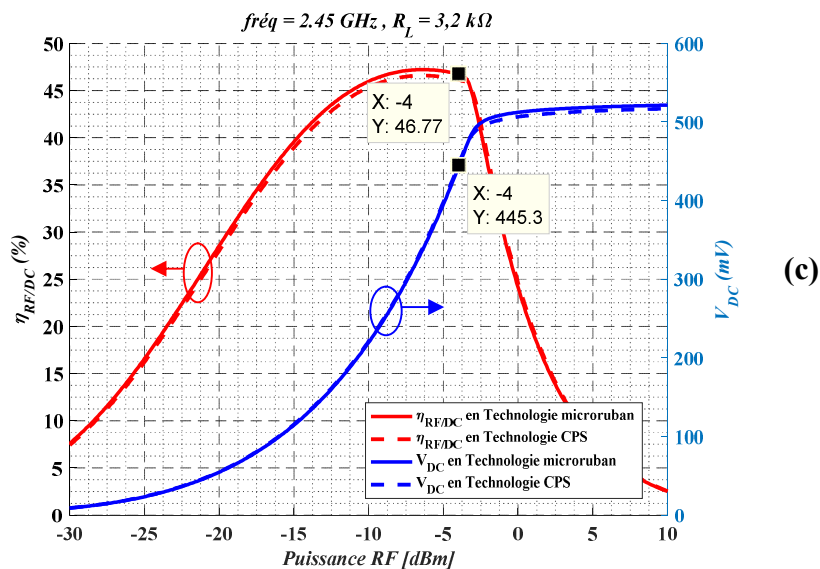


Figure 3-9 Comparaison entre les résultats obtenus en termes de rendement de conversion RF/DC et de la tension DC avec les technologies microruban et CPS en fonction de : (a) la charge résistive, (b) la fréquence, (c) la puissance RF.

Comme le montrent les graphes des figures (3-9 (a), (b) et (c)), nous avons une bonne concordance entre les résultats de simulation pour les deux technologies.

On retrouve la décroissance du rendement en fonction de la charge résistive par rapport au point optimal ($R_L=3200 \Omega$). Ceci est due à la désadaptation d'impédance qui résulte de la non linéarité de la diode Schottky. En effet, une variation de la valeur de charge entraîne une variation de la tension appliquée à la diode et donc une modification de ces paramètres électriques. Cette modification se répercute sur l'impédance ramenée aux bornes de l'antenne.

En fixant la valeur de la charge optimale, d'après la figure (3-9 (a)) à $3.2 \text{ k}\Omega$ à la fréquence 2.45 GHz , on retrouve le rendement maximal (figure 3-9 (b)). Nous avons également tracé la variation du rendement de conversion en fonction de la puissance RF (figure 3-9 (c)). Le rendement de conversion, à faible puissance RF d'entrée $[-30 \text{ dBm} \dots -20 \text{ dBm}]$, varie entre 7% et 28% . Ce faible rendement résulte de la désadaptation entre la source et le circuit de redressement, ainsi que de la faible valeur du niveau de puissance RF à l'entrée. La tension récupérée aux bornes de la charge varie entre 9 mV et 55 mV pour ce faible niveau de puissance RF d'entrée.

Le maximum du rendement simulé est obtenu à 46.77% pour une puissance d'entrée de -4 dBm à 2.45 GHz .

Les résultats obtenus pour les deux technologies sont très proches sur les 3 figures.

3.3.3 Influence de la longueur L_2 sur le rendement RF/DC

Cette simulation a été effectuée pour une charge résistive de 3200Ω pour différentes valeurs de la puissance RF en entrée.

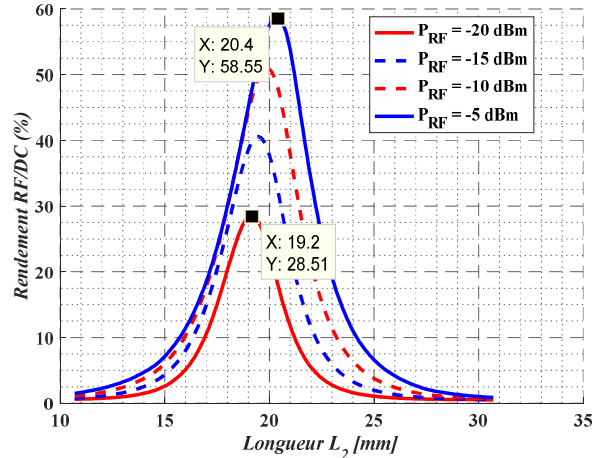


Figure 3-10 Influence de la longueur L_2 sur le rendement RF/DC pour différents niveaux de puissance.

La figure (3-10) montre la variation du rendement du circuit en fonction de la distance L_2 , entre la diode Schottky et le filtre passe bas en sortie, pour les quatre puissances RF : -5, -10, -15 et -20 dBm. Les résultats montrent que l'optimum de L_2 est de 19.19 mm à -20 dBm ce qui correspond à $\lambda_{eff}/4$. Les variations de longueur sont très faibles pour les autres niveaux de puissance.

La figure (3-11) synthétise l'ensemble des dimensions de la rectenna dipôle élémentaire. En fonction du type de recombinaison (parallèle ou série), il sera nécessaire d'ajuster la résistance de charge optimale.

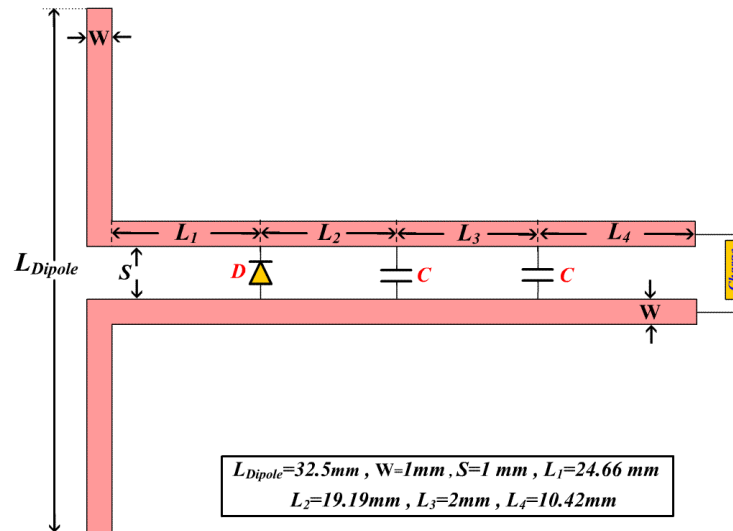


Figure 3-11 Paramètres géométriques de la rectenna dipôle élémentaire.

3.4 Associations de rectennas à 2.45 GHz

Nous avons évoqué dans cette première partie l'optimisation par approche numérique d'une cellule de rectenna sur substrat plexiglas composées d'une antenne de captation et son circuit de redressement. Le rendement de conversion atteint 28.5 % pour une puissance de -20 dBm et une charge de 3.2 k Ω . Ce premier modèle de rectenna seule nous a permis d'avoir les ordres de grandeurs des différents paramètres du circuit.

Pour augmenter le niveau de puissance convertie, diverses associations élémentaires de rectennas ont été présentées dans la littérature [3]. On y trouve principalement les associations série et parallèle.

On augmentera d'un facteur 2 le courant dans la charge dans la configuration parallèle tandis que la tension sera théoriquement doublée pour l'association série. Les connexions se faisant au niveau de la charge terminale. La charge optimale sera également divisée par deux lorsque les deux rectennas seront connectées en parallèle et multipliée par deux en association série.

3.4.1 Association parallèle de 2 rectennas

Les circuits de conversion RF-DC ont été optimisés avec une puissance RF de -20 dBm par accès à la fréquence 2.45 GHz.

L'association parallèle comprend deux rectennas identiques (figure (3-12)) avec des diodes Schottky de même orientation. Le courant DC qui traverse chaque circuit redresseur n'est pas le même sauf si l'alimentation RF sur les deux entrées est équilibrée. Les courants DC qui proviennent de chaque circuit de redressement se recombinent au niveau de la charge résistive.

Les dimensions des éléments étant donnés figure (3-12) et l'écartement entre dipôles étant de 50.35 mm (tableau 3-2).

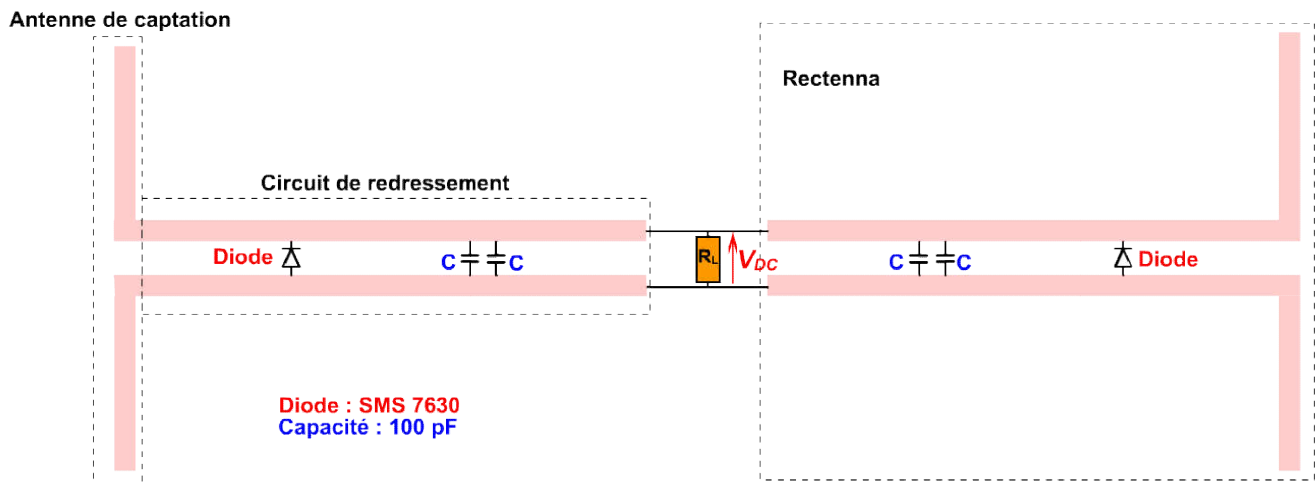


Figure 3-12 Association de deux rectennes dipôle en parallèle.

3.4.2 Association série de 2 rectennes

L'association série fait intervenir deux rectennes identiques avec des diodes Schottky orientées dans des directions inverses comme le montre la figure (3-13). Cela permet la circulation du courant DC qui sera identique dans les deux circuits de rectification. Une rectenna fournit une tension continue positive alors que la seconde fournit une tension continue négative, de part et d'autre de la charge. La tension DC récupérée au niveau de la charge est donc une tension différentielle.

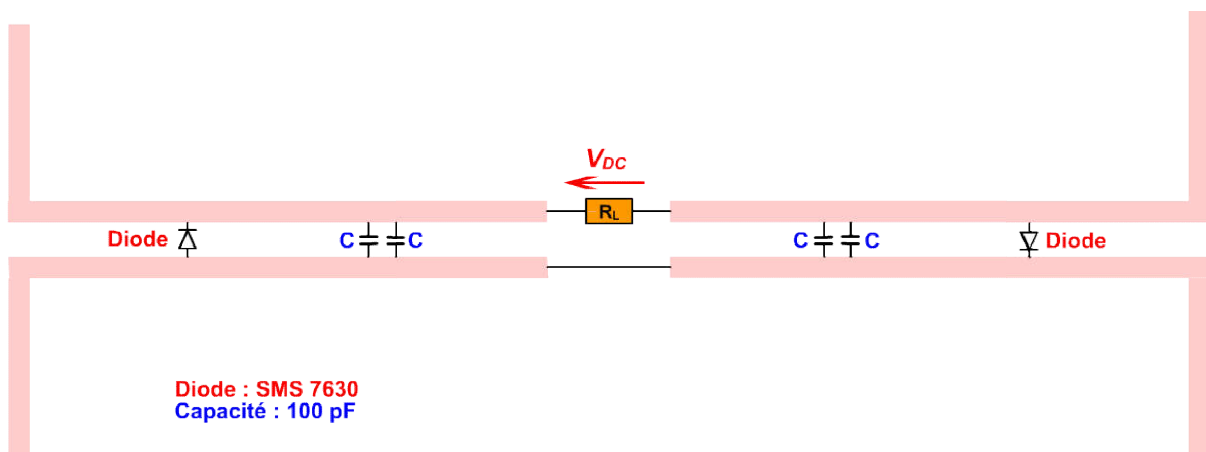


Figure 3-13 Association de deux rectennes dipôle en série.

3.4.3 Technique de réalisation des rectennas sur substrats Plexiglas

Le procédé de fabrication consiste à coller soigneusement le ruban de cuivre adhésif ($t = 57 \mu\text{m}$) sur une des faces du substrat plexiglas ($\epsilon_r = 3.1$, $h = 1.7 \text{ mm}$). Ensuite vient l'étape de la découpe mécanique réalisée à l'aide d'une station de gravure mécanique de circuits imprimés (LPKF). Cette découpe est effectuée à partir du masque de la structure à réaliser. Ce procédé rapide permet de réaliser la rectenna de façon précise avec la condition d'un collage robuste du ruban sur le substrat.

La figure (3-14) présente un exemple d'une de nos réalisations. L'étape ultime consiste à retirer la partie métallique autour de la structure découpée. On obtient une reproduction suffisamment précise du masque. Il ne reste plus qu'à souder ici aussi soigneusement les composants (diode, condensateur et résistance de charge). En ajustant la vitesse et la profondeur de découpe de façon à éviter l'arrachement, nous obtenons par ce procédé des réalisations satisfaisantes directement au laboratoire.

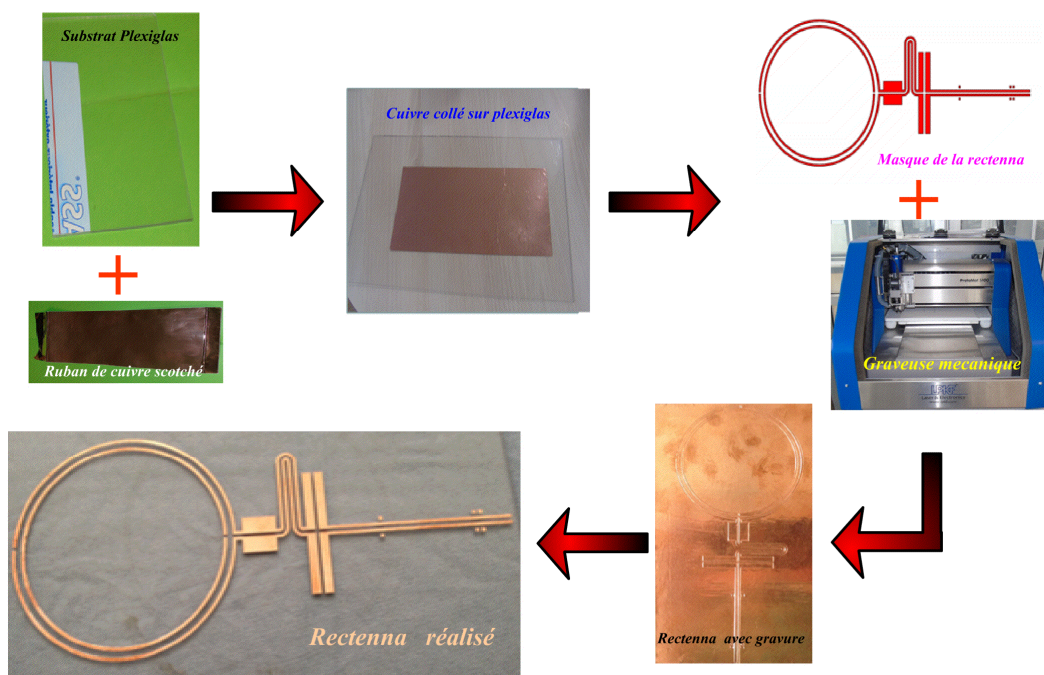


Figure 3-14 Exemple de réalisation par gravure mécanique d'une rectenna sur plexiglas.

3.4.4 Banc de mesure

Les mesures en rayonné de nos structures ont été réalisées en utilisant un d'un banc de caractérisation dédié (figure 3-15).

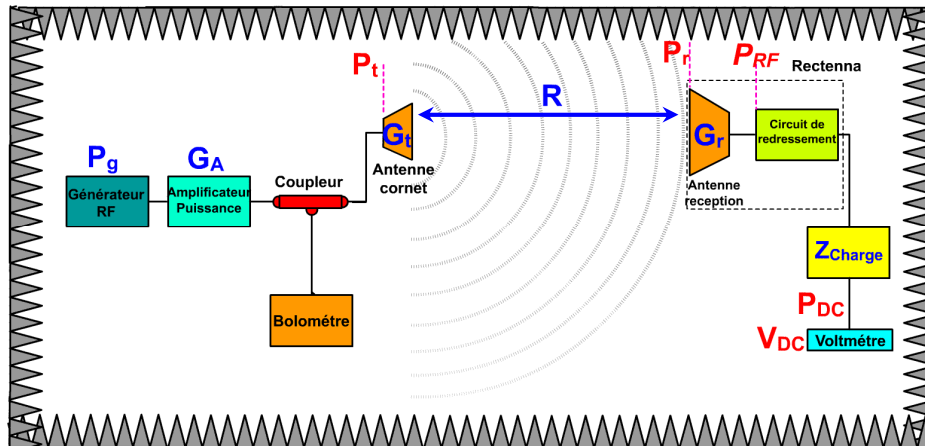


Figure 3-15 Banc de caractérisation en rayonné des rectennas à l'intérieur de la chambre anéchoïque.

L'émetteur comprend un générateur RF (E8251A d'Agilent), qui délivre une puissance variable allant jusqu'à 16 dBm et une antenne d'émission de type cornet pyramidal ($G_t = 12$ dBi à la fréquence 2.4 GHz). Pour augmenter la densité de puissance au niveau de la rectenna, un amplificateur de puissance G_A de 35 dB de gain a été inséré entre le générateur et l'antenne cornet.

La partie réception du banc de mesure est constituée de la rectenna à mesurer ainsi que d'un voltmètre afin d'extraire la tension continue aux bornes de la résistance de charge variable R_L . La puissance RF transmise au circuit de conversion étant difficile à déterminer, elle sera estimée par l'équation de Friis. Le circuit rectenna est placé dans la zone du champ lointain à une distance $R=1$ m de l'antenne cornet ($(2D^2/\lambda) = 46$ cm, où D désigne la plus grande dimension de l'antenne émettrice cornet et λ la longueur d'onde à 2.45 GHz).

Pour déterminer avec précision la puissance transmise P_t au cornet et lue sur le bolomètre, les pertes dans les câbles coaxiaux RF ont été mesurées à 1.66 dB.

Afin d'obtenir le rendement de conversion RF/DC global (η) de la rectenna, le générateur de puissance transmet une puissance P_g à l'amplificateur de puissance de gain G_A puis à l'antenne cornet d'émission qui rayonne une puissance sur une distance R où se trouve la rectenna à caractériser. On mesure la tension V_{DC} aux bornes de la charge variable Z_{Charge} .

L'efficacité de la rectenna telle qu'elle a été exposée dans le chapitre 1 est le rapport entre la puissance DC mesurée à la sortie de la charge et la puissance RF susceptible d'être récupérée par l'antenne de réception de la rectenna qui est calculée avec la formule de transmission de Friis.

Le tableau (3-6) montre l'estimation de la puissance fournie par le générateur P_g ($P_g = P_t - G_A +$ Pertes câbles) de sorte à avoir $P_{RF} = -17$ dBm et par conséquent -20 dBm par antenne, valeur de puissance retenue pour l'optimisation et la simulation du rectifier seul.

	P_g dBm	P_t dBm	G_t dBi	$\alpha_{Espace\ libre}$ dB	G_r dBi	P_{RF} dBm	Σ cm ²	DSP $\mu W/cm^2$
Puissance minimale	-28.54	4.8	12	-40.2	6.4	-17	52.08	0.38

Tableau 3-6 Estimation de la puissance du générateur minimale du banc de mesure.

3.5 Résultats de mesure

Nous allons présenter dans cette partie les résultats expérimentaux obtenus avec les deux associations de rectennas.

Nous allons mesurer la tension de sortie V_{DC} et calculer le rendement de conversion RF/DC ($\eta_{RF/DC}$) en fonction de la charge résistive et de la puissance RF.

3.5.1 Association parallèle de deux rectennas.

La figure (3-16) présente la tension DC et le rendement RF/DC de la rectenna en fonction de la charge résistive à la fréquence 2.45 GHz.

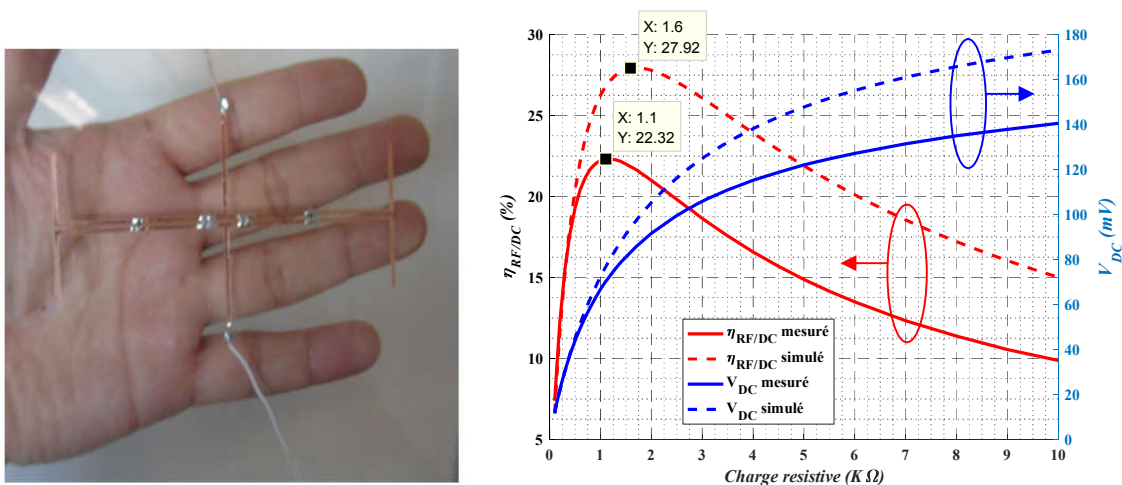


Figure 3-16 Evolutions du rendement et de la tension DC en fonction de la charge pour l'association parallèle.

La figure (3-16) montre également le rendement RF/DC simulé et celui mesuré obtenus pour la recombinaison parallèle pour une puissance injectée totale de -17 dBm soit -20 dBm par antenne. Si l'on se réfère aux résultats simulés du rectifier seul (figure 3-9) où la charge optimale était proche de 3.2 k Ω , on constate que dans le cas de la mise en série de 2 rectennas, la charge optimale a bien été diminuée. Elle est proche de 1.6 k Ω en simulation et 1.1 k Ω en mesure où le rendement est de 22.3%.

Les courbes de simulation et de mesure sont d'allures semblables avec un décalage pour la charge optimale et une diminution contenue du rendement RF/DC.

On note que les résultats de simulation sont réalisés en conduit donc sans l'élément antennaire. Celle-ci, une fois intégrée pour la mesure introduira des pertes qui vont affecter le rendement de l'ensemble.

Enfin, les résultats restent cohérents avec ceux de la figure (3-9) obtenus pour un seul élément. Pour le même niveau de puissance injectée aux circuits de rectification (-20 dBm), la tension V_{DC} reste proche ainsi que le rendement.

3.5.2 Association série de deux rectennas.

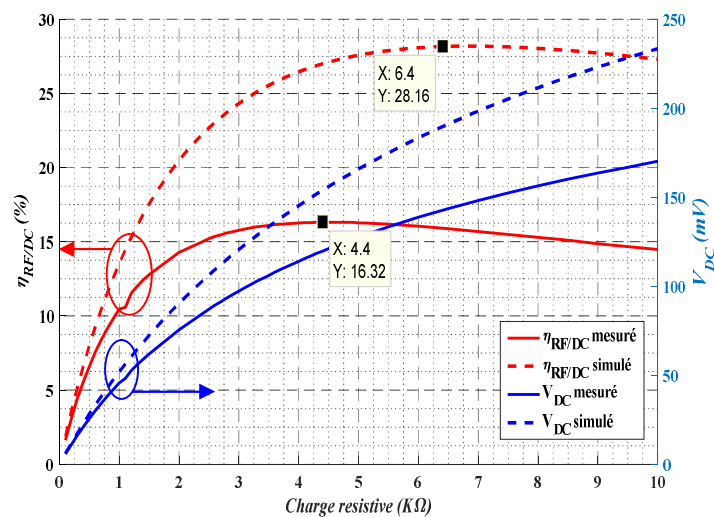
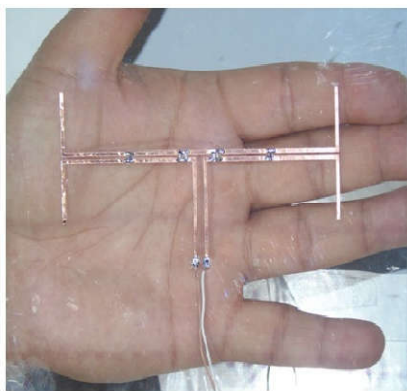


Figure 3-17 Evolutions du rendement et de la tension DC en fonction de la charge pour l'association série.

La figure (3-17) montre les effets de la variation de la charge résistive sur le rendement du réseau de rectenna série à 2.45 GHz. La gamme de charges utilisées indique de faibles variations dans l'efficacité globale de conversion RF/DC entre 2 et 8 k Ω le rendement reste à peu près stable de 15%.

Pour une charge optimale augmentée autour de $6 \text{ k}\Omega$ attendue et une puissance RF totale de -17 dBm (-20 dBm par antenne), le rendement de conversion RF/DC mesuré est de l'ordre de 16% et semble plus affecté par cette recombinaison en comparaison avec la simulation. On mesure une tension augmentée et pratiquement doublée de 150 mV .

3.5.3 Comparaison entre série et parallèle

L'analyse se termine en comparant les résultats de mesure des deux rectennas en association parallèle et série. Les rendements de la rectenna obtenus pour des densités surfaciques de puissance allant de 0.38 à $9.32 \text{ }\mu\text{W}/\text{cm}^2$ (-20 à -6 dBm par antenne) à 2.45 GHz sont tracés sur la figure (3-18).

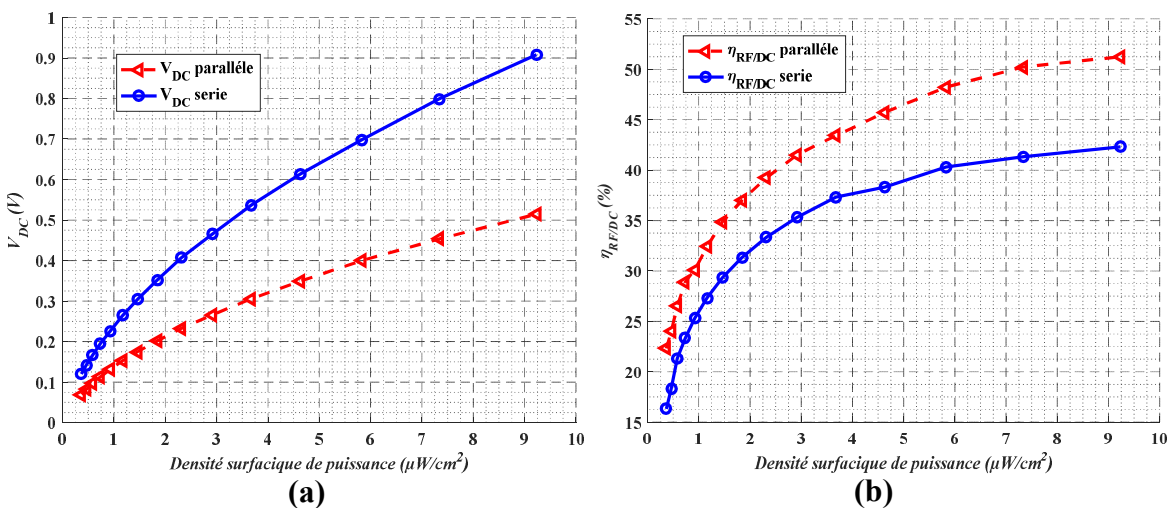


Figure 3-18 Comparaison du rendement de conversion RF/DC et de la tension DC en fonction de la densité surfacique de puissance pour les associations parallèle et série.

La figure (3-18 (a)) montre l'évolution de la tension DC en fonction de la densité de puissance RF d'entrée pour des valeurs de résistances de charge optimales mesurées de $1.1 \text{ k}\Omega$ pour la configuration parallèle et $4.4 \text{ k}\Omega$ pour la série. Pour les faibles puissances, la valeur de la tension continue reste relativement faible, mais elle augmente jusqu'à sa valeur maximale qui est de 514 mV pour une puissance de $9.32 \text{ }\mu\text{W}/\text{cm}^2$ pour la topologie parallèle et de 907.91 mV pour la topologie série pour la même puissance. On constate bien un doublement de la tension pour la recombinaison série.

L'efficacité de conversion figure (3-18 (b)) obtenue pour la faible densité surfacique de puissance de $0.38 \text{ }\mu\text{W}/\text{cm}^2$ est de 22% pour l'association série et 16% pour l'association parallèle. Le rendement de conversion augmente également en fonction de la densité de puissance et des maximums de rendement de 51.25% et 42.32% sont atteints avec une densité surfacique de puissance de $9.32 \text{ }\mu\text{W}/\text{cm}^2$ pour les associations parallèle et série, respectivement.

On remarque qu'il y'a une différence entre les deux recombinaisons. Les différences peuvent être interprétées par le déséquilibre engendré par le report des composants dans les rectennas. Dans [4], les auteurs ont montré l'influence du déséquilibre de puissance sur les recombinaisons série et parallèle.

3.5.4 Réseaux de rectenna à 6 éléments en série

Afin d'augmenter la quantité de puissance et de la tension de sortie, un réseau de rectennas constitué de six éléments connectés en série a été réalisé [5]. La distance entre deux éléments adjacents $L_{AC}=54$ mm ce qui donne un couplage mutuel inférieur à -15 dB. La matrice est imprimée sur le substrat en plexiglas avec un plan de masse de 200×350 mm². En raison de l'interconnexion en série, la charge optimale de sortie est théoriquement de 6 fois supérieure à la charge optimale de sortie obtenue pour un seul élément.

La figure (3-19) montre le prototype de la rectenna réalisée. Elle présente une transparence visuelle supérieure à 95% sur la surface considérée.

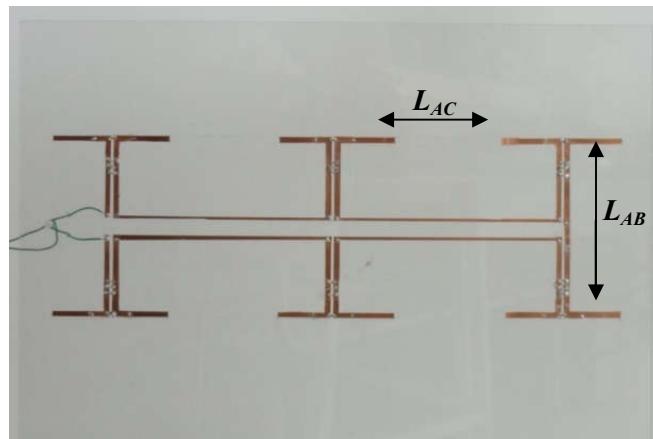


Figure 3-19 Réseau rectenna à 6 éléments sur plexiglas.

Le réseau de rectennas a été mesuré à l'intérieur d'une chambre anéchoïque et en utilisant le banc de mesures présenté précédemment. Celui-ci comprend une antenne cornet d'émission de 12 dBi de gain et un amplificateur de puissance de gain 35 dB. La rectenna est placée à 2 mètres de l'émetteur pour garantir les conditions de champ lointain.

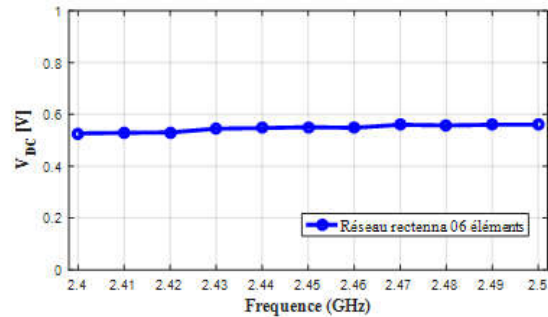


Figure 3-20 Evolution de la tension continue en fonction de la fréquence ($R_L=12\text{ k}\Omega$, $DSP=1.33\text{ }\mu\text{W}/\text{cm}^2$).

La figure (3-20) décrit la tension continue de sortie du réseau rectenna à 6 éléments en fonction de la fréquence comprise entre 2.4 et 2.5 GHz pour une charge résistive de 12 k Ω et densité de puissance de 1.33 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$.

Les résultats montrent que la tension de sortie continue est presque stable dans la bande de fréquence considérée ($V_{DC} = 550\text{ mV}$). Cette tension est supérieure à celle obtenue pour le réseau série de deux rectennas illustrée sur la figure (3-18(a)). Elle n'atteint pas cependant le triple de la tension mesurée pour la même densité de puissance ce qui peut être attribuée aux imprécisions lors de la phase de réalisation et de mesures mais également au déséquilibre de puissance déjà évoqué pour le réseau série de deux rectennas.

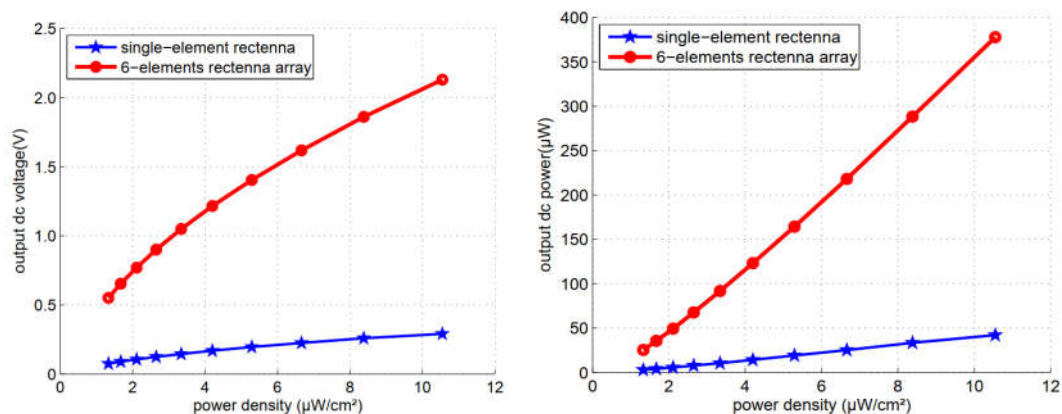


Figure 3-21 Evolutions de la tension et de la puissance continue en fonction de la densité surfacique de puissance.

La figure (3-21) montre la tension continue de sortie lorsque la densité de puissance varie de 1 à $\sim 10\text{ }\mu\text{W}/\text{cm}^2$ (2.74 à 8.68 V/m). Plus précisément, la rectenna seule (charge résistive de 2 k Ω) affiche une tension continue de 75 à 290 mV et la rectenna à 6 éléments montre des tensions de sortie mesurées allant de 0.55 à 2.13 V pour des densités de puissance min et max de 1.33 et 10.55 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$, respectivement. Les puissances continues correspondantes à la sortie du réseau sont de 25 et 378 μW aux mêmes densités de puissance pour une charge totale de 12 k Ω .

La prochaine étape de cette étude consistera à réaliser des nouveaux prototypes de rectenna sur substrat transparent mono-bande allouée à d'autres fréquences telles que TNT, GSM et UMTS en développant des antennes boucles circulaires.

3.6 Rectenna sur plexiglas à 945 MHz

Après avoir validé la rectenna dipôle sur plexiglas travaillant dans la bande de fréquence ISM à 2.45 GHz, on propose de réaliser des rectennas sur plexiglas optimisées dans la gamme de fréquence où la puissance récupérée peut être potentiellement plus élevée (tableau 2-2, chapitre 2) soit le GSM 900.

L'antenne doit être optimisée à la fréquence 945 MHz associée à son circuit de redressement. La modélisation d'une antenne boucle circulaire compacte travaillant dans cette gamme de fréquence est un choix judicieux puisqu'elle permet de minimiser l'empreinte métallique. La longueur d'onde correspondante à 945 MHz étant ici égale à 317 mm en espace libre.

3.6.1 Antenne de captation type boucle circulaire

Les antennes boucles se présentent sous forme d'une boucle circulaire ou rectangulaire. Elles ont été très utilisées dans les premiers âges de la radio. Un paramètre important est le diamètre ou la circonférence de la boucle, exprimée en fonction de la longueur d'onde. La figure (3-22) montre une antenne boucle circulaire de rayon moyen R_{moy} et de circonférence (C), tel que :

$$C = 2\pi R_{\text{moy}} \quad \text{Équation 3-2}$$

Le rayon moyen est défini, en fonction des rayons : intérieur R_i , extérieur R_o et de la largeur du ruban métallique W .

La structure étudiée est une antenne boucle circulaire, imprimée sur substrat plexiglas à 945 MHz et présentée dans le chapitre I. Les principales caractéristiques sont représentées dans le tableau (3-7). L'épaisseur de métallisation cuivrée (conductivité $5.96 \cdot 10^7 S/m$) est égale à 57 μm . L'antenne est ici aussi alimentée en technologie CPS en l'absence de plan de masse.

Fréquence [GHz]	0.945
Substrat	Plexiglas
ϵ_r	3.1
$\epsilon_{r \text{ eff}}$	2.5
$\tan(\delta)$	0.001

h_{substrat} [mm]	1.7
t [μm]	57
λ_0 [mm]	317.5
λ_{eff} [mm]	200.8
$\frac{\lambda_{\text{eff}}}{2}$ [mm]	100.4

Tableau 3-7 Paramètres caractéristiques de l'antenne.

L'élément rayonnant est représenté sur la figure (3-22).

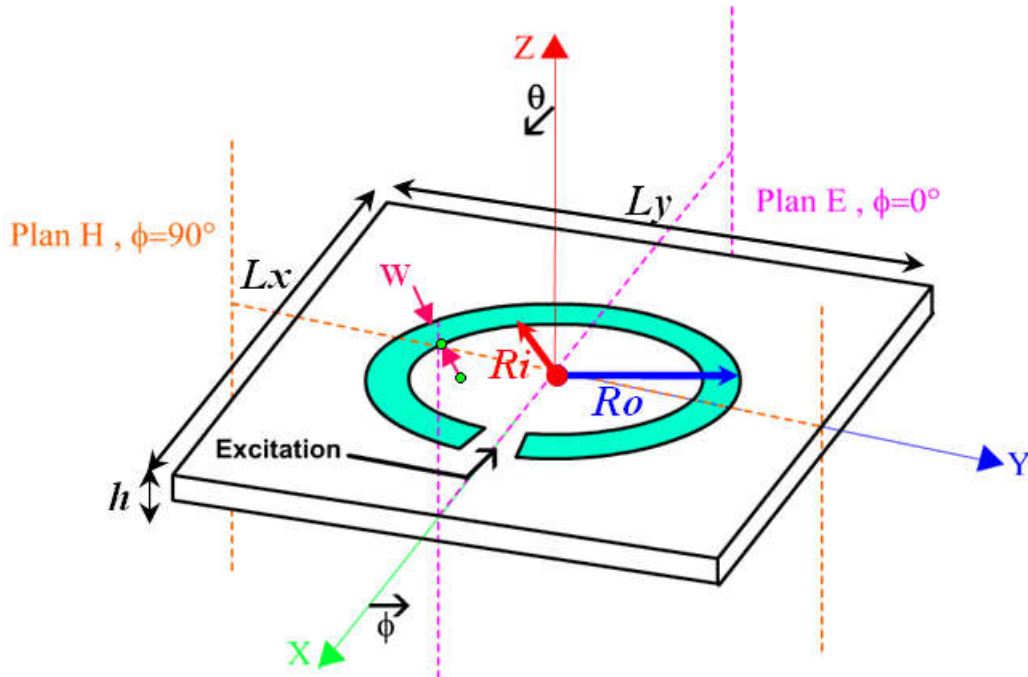


Figure 3-22 Géométrie de l'antenne boucle circulaire.

Pour pouvoir simuler cette antenne sous HFSS, la structure est placée à l'intérieur d'une boîte d'air, entourée de conditions absorbantes, et alimentée par un port d'excitation situé entre les deux électrodes de l'anneau circulaire.

Le substrat est de dimensions $150 \times 150 \text{ mm}^2$. Toutes les dimensions de l'antenne ainsi que ses caractéristiques sont synthétisées sur le tableau (3-8) ci-dessous.

W (mm)	Ro (mm)	Ri (mm)	R _{moyen} (mm)	C (mm)	Lx * Ly (mm x mm)	Z _{in} HFSS [Ω]
1	41	40	40.5	254.5	150* 150	72-j 200

Tableau 3-8 Paramètres de l'antenne optimisée.

3.6.2 Impédance de l'antenne

La figure (3-23) présente la variation des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée simulée en fonction de la fréquence. On remarque que l'impédance d'entrée dans ce cas est égale à $72 - j 200$ Ohms.

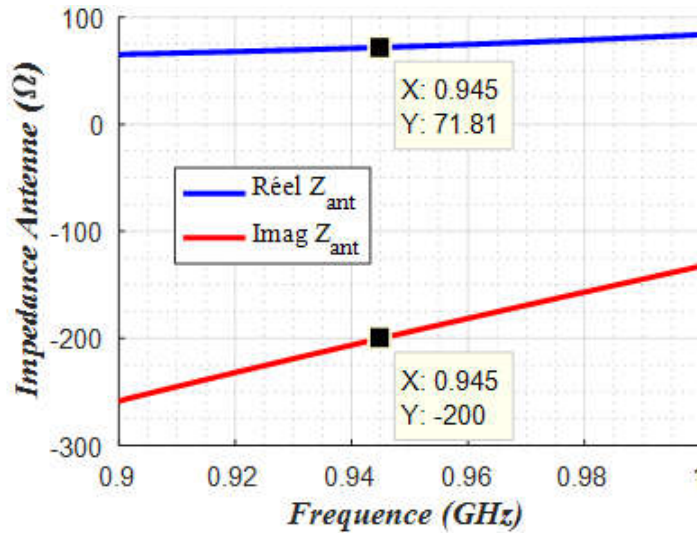


Figure 3-23 Variation de l'impédance de l'antenne boucle en fonction de la fréquence (simulation HFSS).

3.6.3 Caractéristiques de rayonnement

La figure (3-24) présente les diagrammes de rayonnement dans les plans $\phi = 0^\circ$ et 90° ainsi que le diagramme en 3D.

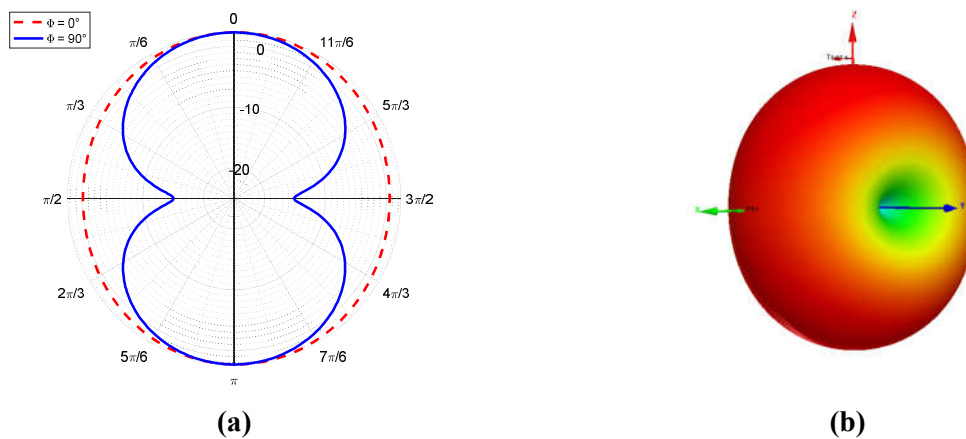


Figure 3-24 Diagramme de rayonnement de l'antenne (a) en coupe et (b) en 3D.

Le gain de l'antenne est de l'ordre de 2.3 dBi soit une surface effective qui est de 136.2 cm^2 à 945 MHz. Cela nous permettra d'estimer la puissance P_{RF} susceptible d'être récupéré par cette antenne de captation. La directivité simulée de 3.14 dB ce qui nous donne une efficacité de rayonnement d'environ 82 %.

3.7 Circuit de redressement RF-DC à 945 MHz

Le circuit de redressement est constitué d'une diode Schottky SMS7630 de Skyworks montée en parallèle sur la ligne CPS. Le filtre DC de sortie est à base de deux condensateurs (C_1 et C_2) d'une valeur de 150 pF chacun (figure 3-25).

Pour minimiser l'encombrement, le circuit de rectification suit la courbe de l'antenne boucle. La réactance de l'antenne sera compensée par la réactance du circuit de rectification ce qui nous a permis de nous affranchir du circuit d'adaptation en entrée.

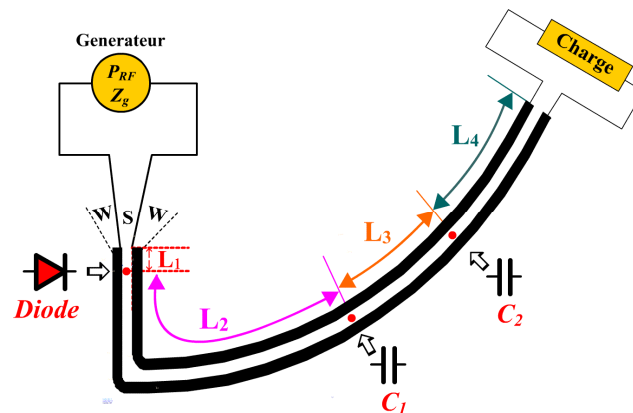


Figure 3-25 Configuration du circuit de redressement.

Les longueurs et les largeurs des sections de ligne du redresseur et la valeur de la charge résistive de sortie R_L sont obtenues par simulation numérique avec la même approche décrite dans le paragraphe 3.3 de ce chapitre. Les objectifs sont l'efficacité de conversion et l'adaptation d'impédance en complexe conjuguée par rapport à l'antenne de captation. En effet, l'impédance d'entrée de l'antenne de réception est capacitive et celle du circuit de redressement est inductive.

Après l'optimisation du circuit de redressement pour une puissance RF de -20 dBm, les valeurs optimales obtenues par simulation sont indiquées dans le tableau (3-9).

L_1	L_2	L_3	L_4	$R_L \text{ Simulé [k}\Omega\text{]}$
1	34	2	10	1.5

Tableau 3-9 Résultats des paramètres du rectifier optimisé (Dimensions en mm).

3.7.1 Influence de la longueur de ligne L_2

La figure (3-26) montre la sensibilité du circuit de conversion lorsque la longueur L_2 varie ($P_{RF} = -20$ dBm). Le maximum de rendement est décalé vers les fréquences basses lorsque L_2 augmente. Cette variation peut s'expliquer par la variation d'impédance entre l'antenne de captation et le circuit de redressement qui décale le point de fonctionnement optimal de la rectenna.

La ligne L_4 qui relie la rectenna à la charge résistive n'a pas d'influence sur le rendement RF/DC parce qu'elle ne transporte que la puissance continue.

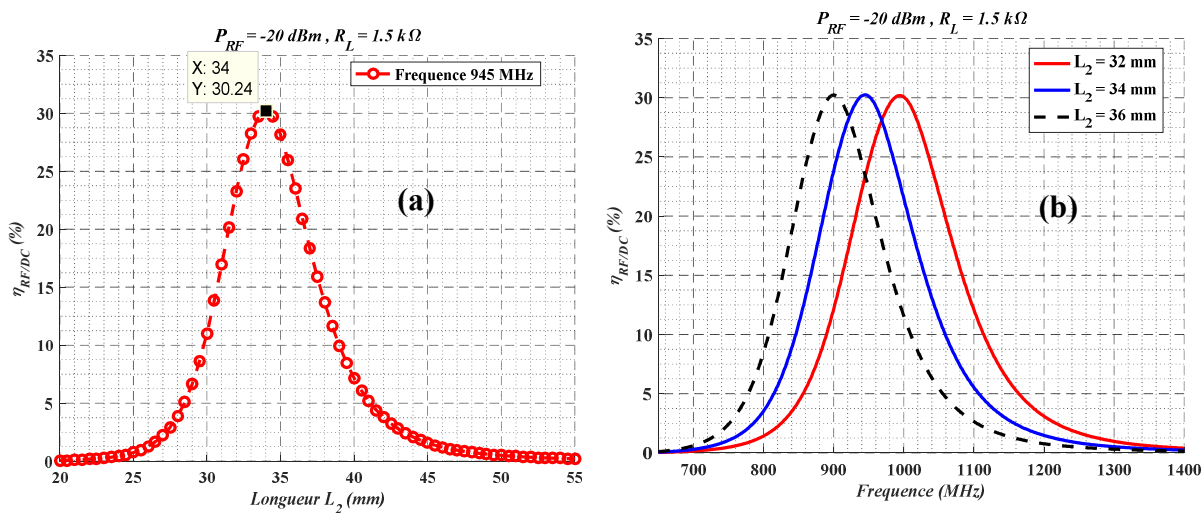


Figure 3-26 Influence de la longueur L_2 sur le rendement de conversion RF/DC.

Cette sensibilité est marquée. Il faudra s'assurer du choix de L_2 dans la configuration globale de la rectenna et du report le plus précis possible des composants passifs.

3.7.2 Adaptation d'impédance

Afin de minimiser les pertes qui résultent d'une désadaptation en puissance, il faut pouvoir assurer une adaptation complexe conjuguée entre l'antenne et l'entrée du circuit de rectification. Cette adaptation dépend de l'impédance d'entrée de l'antenne (Z_e) et de celle du rectifier.

La réactance d'entrée simulée sous HFSS de l'antenne boucle fonctionnant autour de 945 MHz et celle du circuit de redressement associé, pour une puissance d'entrée P_{RF} de -20 dBm et pour les fréquences allant de 900 à 1000 MHz sont représentées dans la figure (3-27). La charge de sortie optimale et obtenue par simulation numérique est de 1500 Ohms.

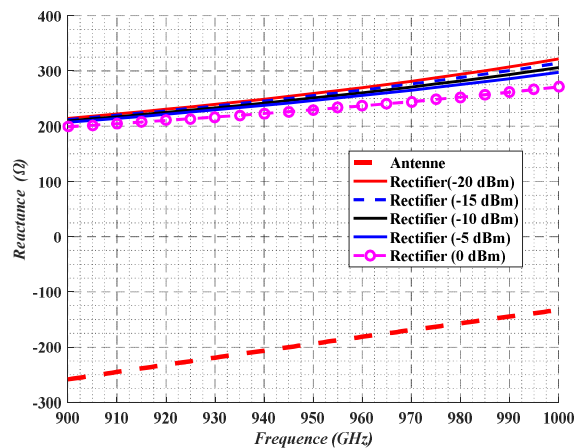


Figure 3-27 Réactance simulée de l'antenne (HFSS) et du circuit de redressement (ADS) en fonction de la fréquence.

On constate que la réactance de l'antenne est capacitive ($\approx -200\Omega$) tandis que la réactance du circuit de redressement est inductive ($\approx +200\Omega$). La partie réelle du rectifier est de 48Ω à 945 MHz et proche de celle de l'antenne (figure (3-23)). Le circuit de redressement RF/DC optimisé compense la réactance de l'antenne de captation afin d'obtenir une adaptation d'impédance proche du complexe conjuguée dans la bande GSM900 (925-960 MHz).

Les impédances d'entrée du circuit de conversion aux deux premiers harmoniques sont égaux à $Z_{1890\text{MHz}}$ ($92 - j 194\Omega$) et $Z_{2835\text{MHz}}$ ($90 - j 196.7\Omega$). Le coefficient de réflexion simulé à l'entrée de l'antenne respectivement référencée par rapport à ces deux impédances est égal à -1.38 dB et -1.01 dB . On en conclut que les harmoniques générés par le circuit de redressement sont bien isolés et ne peuvent être rayonnés par l'antenne qui est désadaptée à ces fréquences. Cela évite l'utilisation du filtre d'adaptation en entrée.

3.8 Synthèse de la rectenna

La rectenna complète est illustrée dans la figure (3-28). Elle contient l'antenne de captation boucle et le circuit de redressement en technologie CPS. La structure est collée et découpée par gravure mécanique sur un substrat transparent plexiglas de 1.7 mm de hauteur. Le processus de fabrication est également le même pour toutes les rectennas de ce chapitre. Les dimensions du plan de masse sont de $150 \times 150\text{ mm}^2$.

Concernant le rectifier, le filtre DC de sortie est situé à une distance L_2 de 34 mm de la diode Schottky. Il comporte deux condensateurs de filtrage DC montés en surface de valeur 150 pF et espacés d'environ 2 mm l'un de l'autre. La charge résistive de sortie (R_L) optimale est égale à 1500Ω .

La transparence visuelle est définie comme étant le rapport entre la surface en cuivre et la surface totale de la rectenna. La transparence est ici supérieure à 95 %.

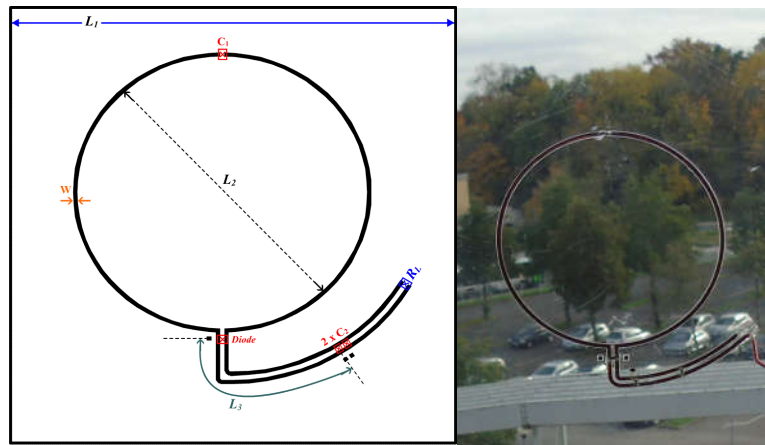


Figure 3-28 Layout et prototype de la rectenna.

3.8.1 Validation expérimentale

Le tableau (3-10) montre l'estimation de la puissance P_g minimale, selon la limite du banc de mesure, susceptible d'être captée par l'antenne de réception de la rectenna ainsi que la densité surfacique de puissance. Le gain de l'amplificateur est de 31.1 dB, les pertes dans les câbles coaxiaux RF ont été mesurées à 2 dB

	P_g dBm	P_t dBm	G_t dBi	R cm	$\alpha_{Espace\ libre}$ dBm	G_r dBi	P_{RF} dBm	Σ cm ²	DSP $\mu W/cm^2$	E_{max} V/m
Puissance minimale	-16	13.1	4.5	180	-37	2.3	-17	138.5	0.14	1

Tableau 3-10 Estimation de la puissance du générateur du banc de mesure.

Nous allons mesurer la tension de sortie continue V_{DC} et le rendement de conversion RF/DC de la rectenna ($\eta_{RF/DC}$) en fonction de la charge résistive, de la fréquence, et de la densité de puissance RF.

3.8.1.1 Rendement de conversion et tension DC en fonction de la charge

Les résultats de mesure de la tension continue et du rendement de conversion en fonction de la charge résistive R_L sont montrés dans la figure (3-29):

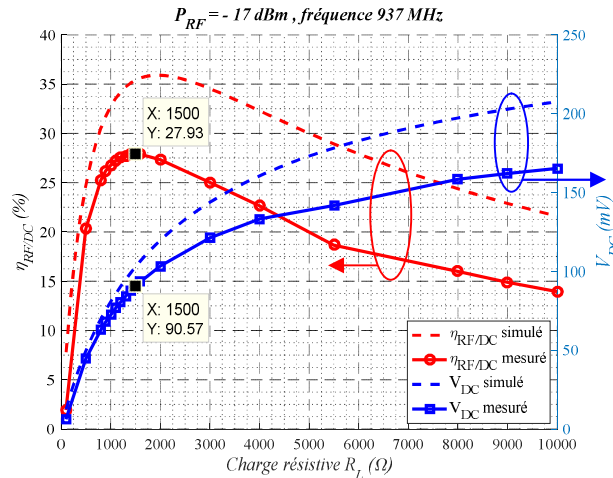


Figure 3-29 Tension DC et rendement de conversion en fonction de R_L (simulation ADS et mesure).

On constate que plus la résistance augmente, plus la tension augmente également et dégrade le rendement de conversion. On retrouve l'efficacité optimale de 28 % et une tension DC de 90.5 mV. Ces valeurs sont obtenues pour une résistance optimale de 1.5 k Ω où le rendement de conversion est maximal.

Ici également, on note que la simulation ne prend pas en compte l'antenne. Les rendements et tensions simulés sont obtenus en alimentant le rectifier par un générateur RF tel représenté figure (3-25). Cela peut justifier les écarts entre les résultats simulés et mesurés. Les courbes restent cependant proches.

3.8.1.2 Rendement de conversion en fonction de la fréquence

La figure (3-30) représente l'évolution du rendement de conversion RF/DC simulé et mesuré dans la bande 925 à 960 MHz pour une puissance RF de -17 dBm et une charge de 1500 Ω .

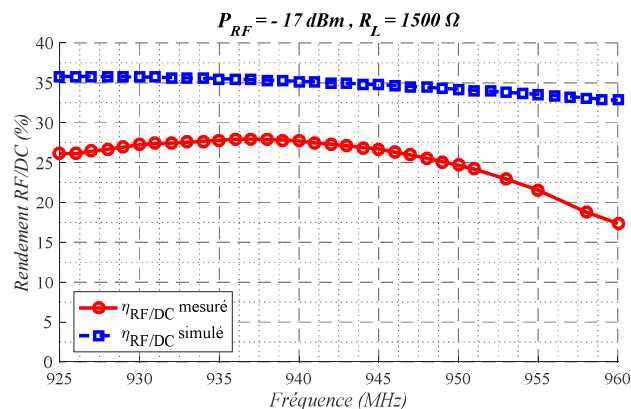


Figure 3-30 Rendement de conversion en fonction de la fréquence.

On remarque un maximum de rendement à 28 % pour une fréquence de 937 MHz ce qui est très proche des 945 MHz visés.

3.8.1.3 Rendement de conversion et tension DC en fonction de la puissance RF

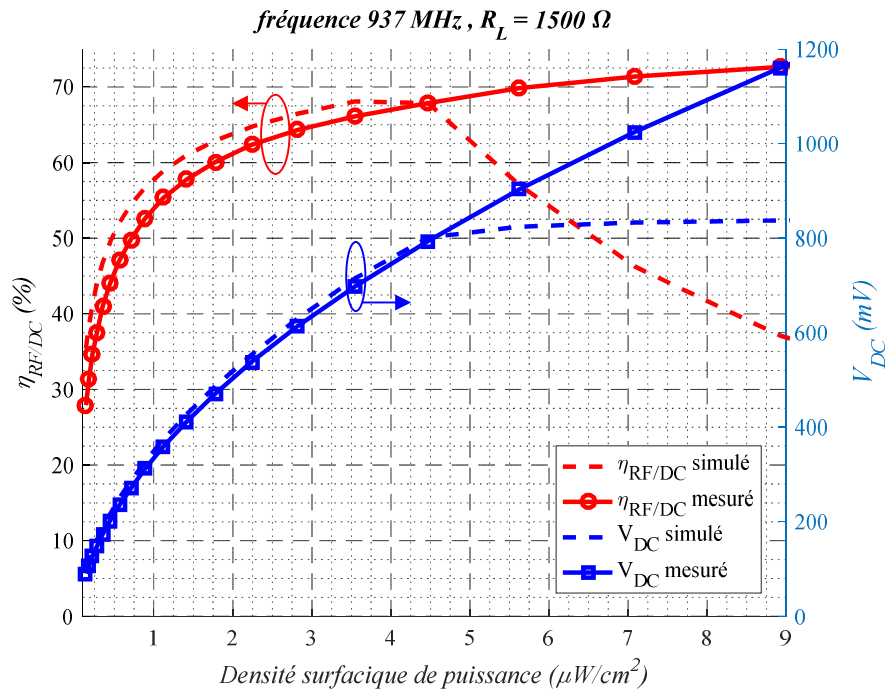


Figure 3-31 Rendement et tension DC simulés et mesurés en fonction de la densité de puissance RF.

Le rendement mesuré et la tension de sortie de la rectenna, en fonction de la densité surfacique de puissance pour une résistance optimale de 1500Ω à la fréquence $0,937 \text{ GHz}$ sont représentés dans la figure (3-31). Lorsque la densité surfacique de puissance est de $8,91 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ ce qui correspond à une puissance de $0,9 \text{ dBm}$, le rendement de conversion ($\eta_{RF/DC}$) atteint une valeur de $72,65 \%$ et la tension DC est dans ce cas égale à $1,16 \text{ V}$.

Les performances de l'antenne boucle fonctionnant autour de 900 MHz sont comparées aux deux réseaux dipôles en association série et parallèle à $2,45 \text{ GHz}$ (figure 3-32).

Nous avons déjà démontré dans le tableau (2-2) chapitre 2 que la puissance susceptible d'être récupérée est plus importante dans les basses fréquences ceci à cause de l'ouverture effective qui est inversement proportionnelle à la fréquence. Cependant, en basses fréquence, les tailles des antennes seront plus importantes vu les longueurs d'ondes associées. Cela peut avoir des conséquences sur la transparence visuelle.

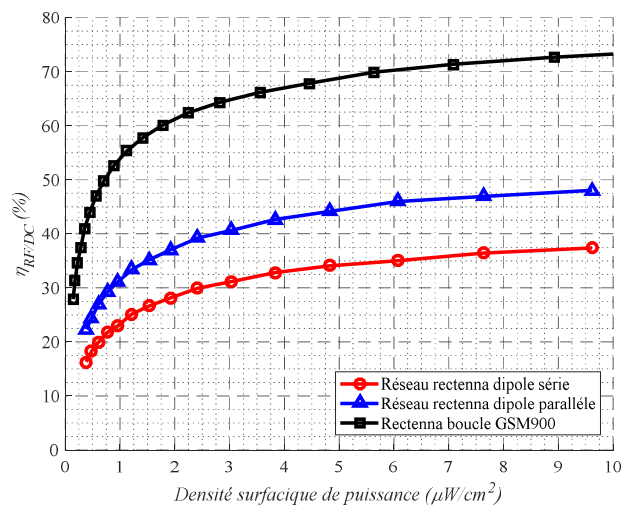


Figure 3-32 Comparaison entre les rendements RF/DC obtenues pour la rectenna boucle et les deux réseaux dipôle série et parallèle en fonction de la densité surfacique de puissance.

On note une différence maximale de rendement RF/DC de 35.27 % et de 24.61% entre la rectenna boucle et le réseau de rectenna dipôle série et parallèle, pour une densité surfacique de puissance de $9 \mu\text{W}/\text{cm}^2$.

Ces différences sont dues essentiellement à l'ouverture effective de l'antenne boucle fonctionnant à la fréquence 900 MHz égale à 136 cm^2 comparé au réseau de deux antennes qui est égale à 52 cm^2 à la fréquence de 2.45 GHz.

3.9 Rectennas pour les standards GSM-UMTS-WiFi-LTE

Un travail similaire a été réalisé pour transposer cette structure aux bandes de fréquences GSM 1800, UMTS2140, Wifi 2.45 et LTE2655. Nous reprendrons la conception de rectennas à base d'antennes boucles dont la description a été donnée dans le paragraphe 3.6 à 945 MHz.

Le tableau (3-11) montre les résultats de simulation HFSS sur l'antenne de captation pour les différentes fréquences.

	GSM 1800	UMTS	Wifi	LTE
Fréquence	1860	2040	2490	2750
Ro (mm)	35	17	16	14
Ri (mm)	34	16	15	13
Gain (dBi)	3.33	2.27	2.69	2.05
Σ (cm^2)	44.5	29.02	21.46	15.18

Tableau 3-11 Résultats récapitulatifs de simulation HFSS des antennes boucles à différentes fréquences.

Le tableau (3-12) montre les résultats de l'optimisation du circuit de redressement sous ADS pour la longueur L_2 (entre la diode et le filtre DC) et la charge résistive ainsi que l'estimation de la puissance fournie par le générateur P_g de sorte à avoir $P_{RF} \approx -20$ dBm.

	GSM 1800	UMTS	Wifi	LTE
Fréquence	1860	2040	2490	2750
P_{RF} ADS (dBm)	-20			
L_2 (mm)	15	8	7	7
$R_L(\Omega)$	2600	2000	2000	2300
P_g (dBm)	-22.59	-20.91	-22.54	-21.81
P_t (dBm)	8.91	10.59	8.96	9.69
DSP ($\mu\text{W}/\text{cm}^2$)	0.23	0.35	0.46	0.66

Tableau 3-12 Résultats récapitulatifs de simulation ADS des circuits de redressements et l'estimation de la puissance du générateur du banc de mesure.

La tension de sortie est représentée sur la figure (3-32) en fonction de la densité surfacique de puissance pour tous les prototypes GSM900, GSM1800, UMTS, Wifi selon les fréquences, charges résistives et densités surfaciques de puissance relevées dans le tableau (3-12).

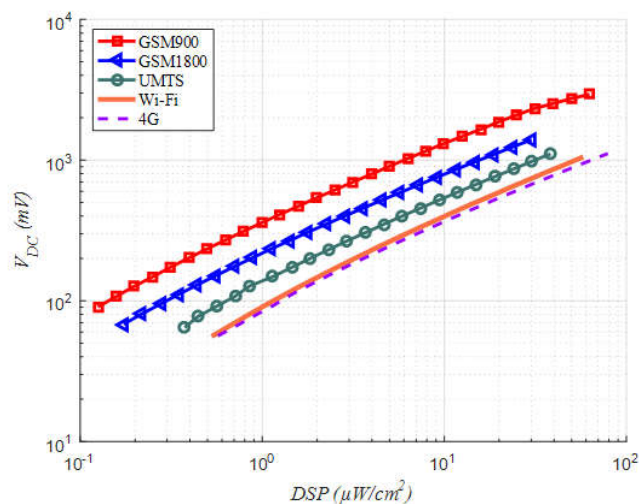


Figure 3-33 Tension continue mesurée en fonction de la densité surfacique de puissance pour les différentes rectennas.

La tension DC augmente avec l'augmentation de la densité de puissance. Les résultats dans la bande de GSM900 sont plus élevés par rapport aux autres fréquences. En effet, la densité de puissance RF récupérée et injectée dans le circuit de rectification est supérieure à des fréquences plus faibles en raison de la surface effective des antennes de captation plus importante (tableau 3-11). Pour une densité surfacique de puissance de $1 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, les tensions de sortie DC sont de 350, 230, 150, 95 et 93 mV respectivement aux fréquences 937 MHz (1.5 k Ω), 1860 MHz (2.6 k Ω), 2140 MHz (2 k Ω), 2490 MHz (2 k Ω) et 2750 MHz (2.3 k Ω).

La figure (3-34) montre la puissance continue fournie à la charge de sortie R_L en fonction de la DSP pour tous les prototypes mesurés.

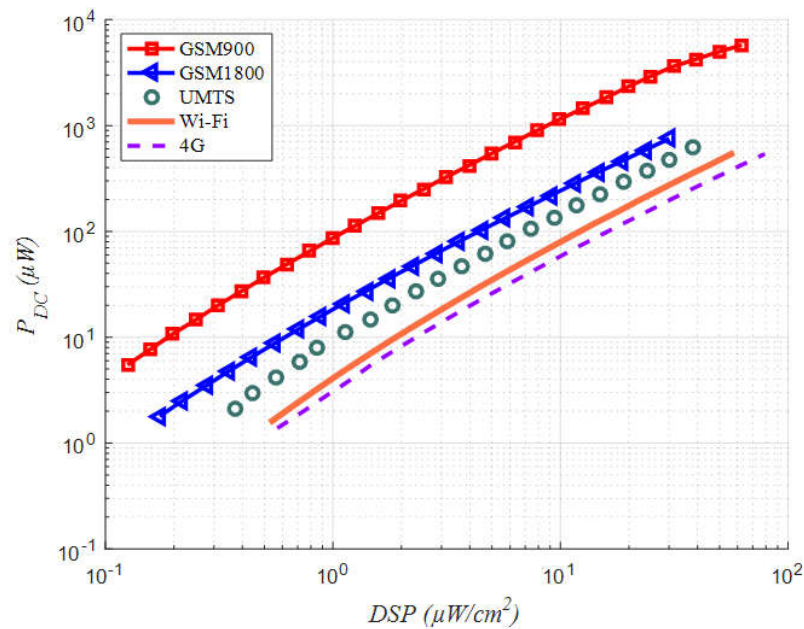


Figure 3-34 Puissance continue mesurée en fonction de la densité surfacique de puissance.

Les puissances DC ont été mesurées pour une faible densité surfacique de puissance de $1 \mu\text{W}/\text{cm}^2$. On a mesuré des puissances de 100, 20, 10, 5 et $3.8 \mu\text{W}$ pour respectivement les fréquences GSM900, GSM1800, UMTS, WiFi et LTE.

A la même densité surfacique de puissance, la puissance DC récupérée à la fréquence 960 MHz est supérieure aux autres fréquences en raison d'une tension DC plus élevée, les valeurs des charges optimales ne variant pas beaucoup pour l'ensemble des standards (tableau 3-12), seule la résistance optimale pour la rectenna à 945 MHz est de 1200Ω .

Pour atteindre une puissance DC de sortie de $100 \mu\text{W}$, la rectenna optimisée à 1860 MHz nécessite une densité de puissance d'environ 5 fois supérieure à celle du GSM900, 8 fois en ce qui concerne l'UMTS et 15 fois environ pour le WiFi et la LTE (4G).

L'efficacité globale de conversion RF/DC des prototypes en fonction de la densité surfacique de puissance est représentée sur la figure (3-35).

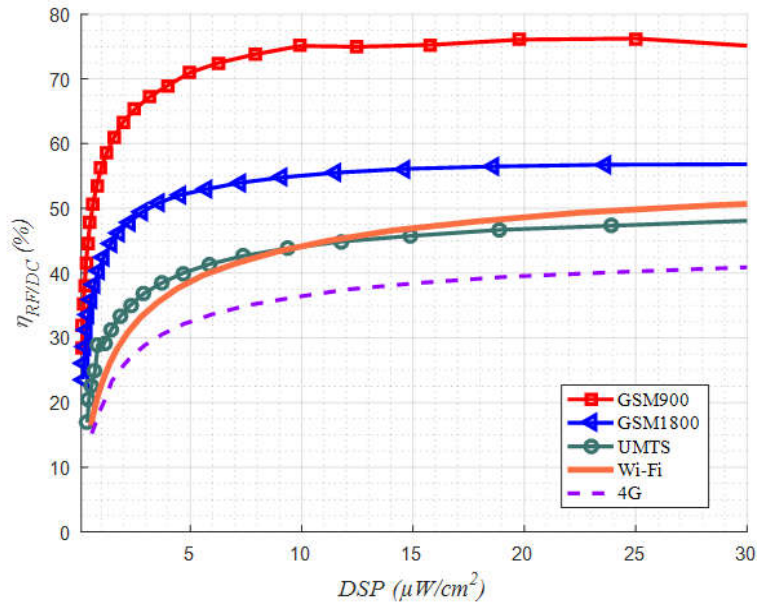


Figure 3-35 Rendement de conversion RF/DC mesuré des rectennas en fonction de la densité surfacique de puissance.

À partir d'une densité de puissance d'environ $10 \mu W/cm^2$, l'efficacité tend à se stabiliser. Le rendement maximal de 76% est atteint pour une fréquence de 937 MHz et 57 % pour le GSM 1800, le rendement pour les autres fréquences varie entre 35 et 48 % pour l'UMTS, WiFi et LTE 4G. Lorsque la densité de puissance est de $1 \mu W/cm^2$, on observe des écarts plus marqués. Des rendements de conversion d'environ 56, 40, 30, 23 et 20 % ont été atteints en mesure respectivement à 940, 1860, 2140, 2490 et 2750 MHz pour ce faible niveau de puissance incidente.

3.10 Conclusion

Nous avons présenté dans la première partie de ce chapitre la conception et la caractérisation d'une rectenna sur substrat transparent plexiglas dans la bande ISM 2.45 GHz. Basée sur des antennes dipôles, ces structures utilisent un accès par ligne CPS pour s'affranchir du plan de masse et minimiser l'impact visuel.

La structure proposée est basée sur un circuit de conversion à diode parallèle à un seul niveau de métallisation. Nous avons développé la structure en technologie microruban dans un premier temps puis convertit les dimensions optimisées en technologie CPS.

La structure initiale présente un rendement simulé de 28.5 % sur une charge de 3.2 k Ω pour une puissance RF de -20 dBm.

A partir de cet élément, nous avons réalisés deux réseaux de deux rectennas connectés en série ou en parallèle mais également un réseau de six éléments dipôles connectés en série. Ces réseaux de rectenna parallèle et série présente des tensions de sortie mesurées de 0.5 et 0.9 V pour une densité de puissance de $9.32 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, respectivement.

Un réseau de rectenna avec 6 éléments a été également réalisé et mesuré. Le réseau affiche des tensions continues allant de 0.55 à 2.13 V pour des densités de puissance allant de 1.33 jusqu'à $10.55 \mu\text{W}/\text{cm}^2$.

Nous avons développé dans la seconde partie de ce chapitre une rectenna boucle imprimée résonnante sur substrat plexiglas dans la bande GSM900.

Dépourvue de circuit d'adaptation en entrée mais adaptée en puissance, celle-ci montre un rendement de 28 % et une tension DC de 90.57 mV pour une DSP plus faible de $0.14 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ sur une charge optimale de 1500Ω .

Sur ce principe, nous avons clôturé ce chapitre en développant des antennes boucles circulaires sur plexiglas aux différents standards GSM1800, UMTS, WiFi et LTE (4G).

Le rendement maximal atteint 72% pour une fréquence de 937 MHz et 57 % pour le GSM 1800 à partir d'une densité surfacique de puissance égale à $10 \mu\text{W}/\text{cm}^2$. Le rendement pour les autres fréquences évolue entre 35 et 48% pour l'UMTS, WiFi et LTE 4G. Outre la faisabilité concernant la conception d'antenne à faible empreinte métallique, cette partie montre également l'intérêt de capter l'énergie sur des fréquences disponibles plus basses.

Toutes les rectennas ont été réalisées de manière simple et peu coûteuse au laboratoire et caractérisées expérimentalement. Elles présentent des propriétés dont la transparence visuelle très proche de 95% et peuvent convenir aux applications de récupération d'énergie sur des diélectriques transparents bas coûts comme le plexiglas.

Nous présenterons dans le dernier chapitre les résultats obtenus pour les réalisations de rectennas sur verre. Nous utiliserons une approche originale, développée à l'IETR pour conserver la transparence visuelle en s'affranchissant de l'utilisation des conducteurs transparents.

3.11 Références du chapitre 3

- [1] K. C. Gupta, R. Garg, and I. B. and P. Bhartia, "Microstrip Lines and Slotlines", Edition Artech House. 1996.
- [2] R. N. Simons, "Coplanar Waveguide Circuits , Components , and Systems", Edition John Wiley, vol. 7. 2001.
- [3] Y. Ren and K. Chang, "5.8-GHz Circularly Polarized Dual-Diode Rectenna and Rectenna Array for Microwave Power Transmission," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques , vol. 54, no. 4, pp. 1495–1502, 2006.
- [4] W. Haboubi, H. Takhedmit, J.-D. Lan Sun Luk, S.-E. Adami, B. Allard, F. Costa, C. Vollaire, O. Picon, L. Cirio, "An Efficient Dual-Circularly Polarized Rectenna for RF Energy Harvesting in the 2.45 GHz ISM Band ", JPIER Progress in Electromagnetics Research, Vol. 148, pages 31-39, 2014.
- [5] Takhedmit, H. ; Bellal, S. ; Cirio, L. ; Picon, O. : 'RF energy harvesting in urban environments using transparent rectenna arrays', Proc. Sensors, Energy Harvesting, Wireless Network And Smart Objects , SENSO 2014. 22-24 October 2014, Gardanne, France.

Chapitre 4

Rectenna bi-bande optiquement transparente fonctionnant dans les bandes GSM 1800 MHz et ISM 2.45 GHz

Chapitre 4

Rectenna bi-bande optiquement transparente fonctionnant dans les bandes GSM 1800 MHz et ISM 2.45 GHz

4.1 Introduction

Des oxydes métalliques transparents conducteurs tels que l'ITO ou l'oxyde d'étain dopé au fluor (FTO) sont utilisés pour réaliser des antennes mais les pertes ne sont pas négligeables. La technologie basée sur le maillage métallique à pas micrométrique d'un film d'argent spécifiquement développé à l'IETR a été ici choisie pour la réalisation des rectennas sur verre.

Ce document est divisé en trois sections. Dans la première partie, la conception de l'antenne bi-bande en technologie CPW sera présentée et suivie par l'analyse des résultats de simulation. La seconde partie détaillera l'optimisation du circuit de redressement bi-bande à 1.85 et 2.45 GHz. Les résultats expérimentaux de la rectenna sur verre sont présentés dans la dernière partie de ce chapitre.

4.2 Rectenna optiquement transparente

Dans cette partie, l'idée est donc d'utiliser une technologie qui comporte un seul niveau de métallisation incluant le plan de masse et l'antenne, ceci afin de faciliter la connexion des composants du conducteur principal à la masse.

La ligne CPW [1] ou Coplanar Waveguide, qui répond à cette contrainte, est constituée de deux plans de masse et d'un ruban central conducteur situés sur la même face et qui transporte le signal hyperfréquence (figure 4-1). Deux modes peuvent être excités du fait de la présence de trois conducteurs. Un mode quasi TEM (dit coplanaire ou mode impair), et un autre mode quasi TE (dit de fente ou mode pair). Ce dernier mode est supprimé en imposant les deux plans de masse au même potentiel.

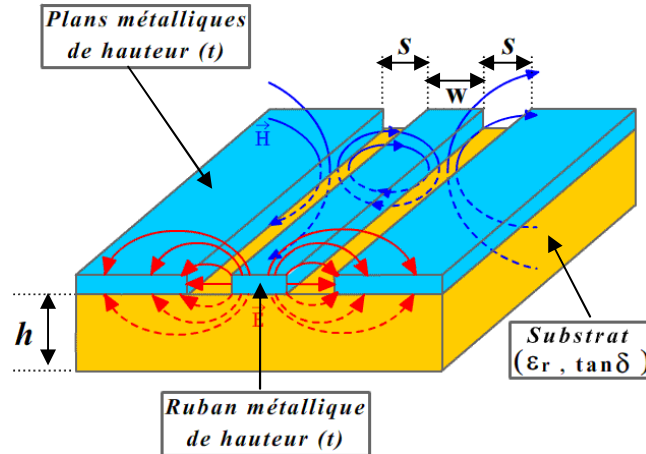


Figure 4-1 Structure de la ligne coplanaire [2].

La ligne se caractérise par la hauteur h du substrat, la largeur de fente S et la largeur de ruban central W . Un des avantages de cette structure est de pouvoir connecter un composant en série ou en parallèle sans avoir à usiner des trous métallisés à travers le substrat, limitant ainsi les effets parasites et les contraintes technologiques.

La gamme des impédances caractéristiques réalisables est plus faible que pour une ligne micro-ruban, la difficulté étant liée à la largeur des gaps.

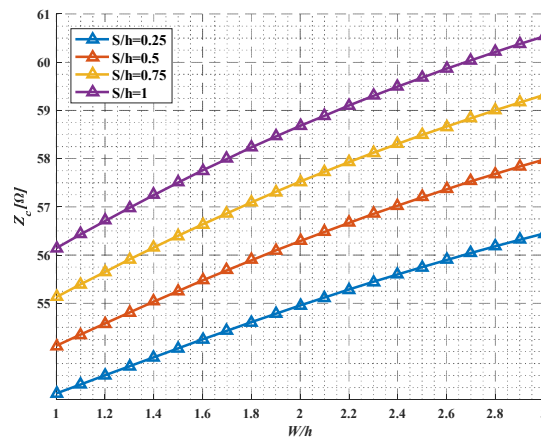


Figure 4-2 Impédance caractéristique d'une ligne CPW en fonction de W/h ($\epsilon_r = 5.4$).

L'abaque de la figure (4-2) donne l'évolution de l'impédance caractéristique en fonction du rapport entre la largeur de la ligne et la hauteur du substrat.

Dans ce qui suit, nous allons détailler la conception d'une rectenna sur verre bi-bande optiquement transparente et alimentée par une ligne CPW.

4.3 Antenne de captation bi-bande GSM (1.85 – 2.45 GHz)

Les antennes résonnantes bi-bande sont complexes dans leur conception, leur structure et leur fonctionnement. Elles permettent cependant de collecter une quantité de puissance plus importante puisque optimisées sur deux bandes de fréquence distinctes.

Les antennes dites filaires types dipôle, monopôle au même titre que les boucles précédemment étudiées, présentent l'avantage de minimiser l'empreinte métallique.

On trouve dans la littérature différentes configurations d'antennes monopôles à double résonance, par l'utilisation d'un monopôle alimenté au centre entouré de multiples éléments monopôles parasites [3] ou d'un monopôle plié [4]. Dans cette partie, nous avons étudié l'antenne à monopôle de forme L et L inversé à double bande en technologie CPW [5].

Comme nous l'avons montré dans le deuxième chapitre, les bandes fréquentielles qui nous intéressent pour la récupération d'énergie électromagnétique se situent dans la bande 900 MHz à 3GHz. Nous avons choisi les deux fréquences GSM 1800 MHz et WiFi 2.45GHz.

L'antenne de captation bi-bande en technologie CPW est composée d'un monopôle principal et deux parasites qui résonne aux fréquences 1850 MHz (f_1) et 2.45 GHz (f_2), respectivement. L'antenne est analysée numériquement avec le logiciel HFSS d'Ansys qui est utilisé pour optimiser les paramètres de conception pour un fonctionnement à double bande aux fréquences souhaitées.

4.3.1 Description de l'antenne

La configuration de l'antenne proposée est illustrée sur la figure (4-3). Elle se compose :

- ❖ d'une antenne monopôle principale alimentée par une ligne CPW pour un fonctionnement à la fréquence autour de la bande GSM1800 soit (1805-1880 MHz),
- ❖ de deux brins parasites adossés de part et d'autre du monopôle principal et conçus afin de raisonner à la seconde bande de fréquence WiFi 2.45 GHz (2.412-2.484GHz).

L'antenne est imprimée sur un substrat du type verre Corning 1737 de dimensions $L_{\text{Substrat}} \times W_{\text{Substrat}}$ de 76.2 x 76.2 mm², de permittivité 5.7 et de tangente de pertes ($\tan(\delta)$) 0.006. La hauteur du substrat étant de 1.1mm.

L'antenne est alimentée par une ligne de transmission CPW. La ligne d'alimentation est conçue de façon à obtenir une impédance caractéristique de 50 Ohms avec une largeur correspondante $W_{\text{antenne}} = 3.75$ mm et un espace S de 0.62 mm. Le métal sélectionné pour la métallisation est l'argent (Ag), élément du tableau périodique doté de la conductivité électrique la plus élevée $\sigma = 6.1 \cdot 10^7$ S/m. L'épaisseur de métallisation est ici de 3 μ m.

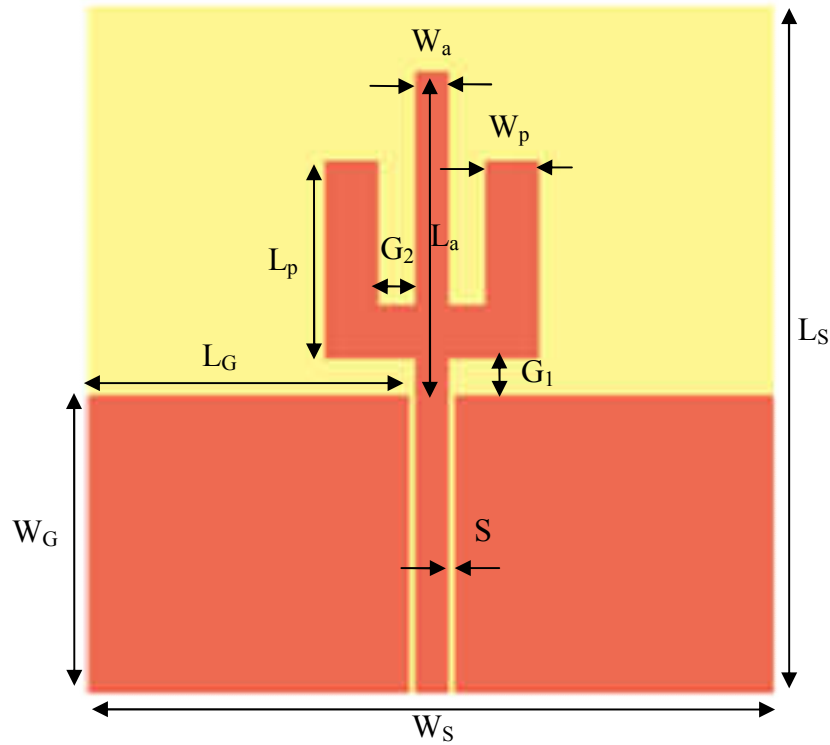


Figure 4-3 Schéma de l'antenne bi-bande alimentée par ligne CPW.

L'antenne proposée est composée d'un brin principal et de deux brins parasites situés de façon symétrique par rapport au brin principal. Ainsi, deux modes de résonance séparés peuvent être excités en conservant l'adaptation d'impédance aux deux fréquences.

L'étude paramétrique est effectuée avec le logiciel HFSS. Les performances de l'antenne sont principalement affectées par les paramètres géométriques tels que les dimensions liées aux éléments rayonnants, le plan de masse, les écartements G_1 et G_2 entre éléments etc.

Après avoir optimisé l'antenne bi-bande, on a choisi les longueurs dans le but d'obtenir des résonances dans les deux bandes de fréquences visées, ceci en optimisant les performances en termes d'adaptation et de gain. Les dimensions sont résumées dans le tableau (4-1) ci-dessous.

Tableau 4-1 Paramètres géométriques (en mm) de l'antenne bi-bande simulée.

L_S	W_S	L_G	W_G	L_a	W_a	L_p	W_p	G_1	G_2	S
76.2	76.2	30	33	36	3.75	22	6	4.1	4	0.62

4.3.2 Etude des courants de surface

Pour illustrer le fonctionnement de l'antenne, nous présentons sur la figure (4-4) la cartographie montrant la répartition de l'enveloppe du courant surfacique sur la structure pour les deux fréquences 1.85 GHz et 2.45 GHz.

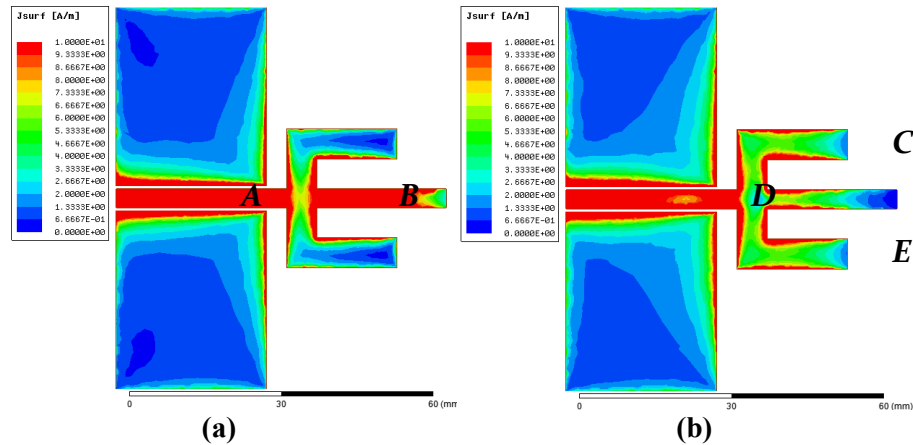


Figure 4-4 Distribution du courant de surface : (a) 1.85 GHz et (b) 2.45 GHz.

Le courant de surface est formé le long du chemin A et B à 1.85 GHz avec un nul à l'extrémité du monopôle principal (figure 4-4 (a)). L'enveloppe constante dans la ligne CPW montre une onde progressive vers l'antenne. On constate le même phénomène à 2.45 GHz où le courant de surface est formé le long du trajet C-D-E. Nous remarquons que ce courant est aussi symétrique et reste majoritairement concentré au niveau des deux bras rayonnants et la partie du dipôle adossé à ces deux brins. Le courant s'annule au-delà de cette zone jusqu'à l'extrémité du monopôle (figure 4-4 (b)).

4.3.3 Influence des gaps G_1 et G_2

Les deux gaps G_1 (de 2.1 à 6.1 mm) et G_2 (de 2 à 6 mm) correspondent respectivement aux distances séparant le plan de masse et le talon de forme L et l'écart entre l'antenne monopole principale et les bras parasites rayonnants.

L'évolution du coefficient de réflexion de l'antenne est illustrée figure (4-5). Pour cette étude, la largeur et la longueur de la ligne CPW et les éléments rayonnants sont fixés selon les valeurs du tableau (4-1).

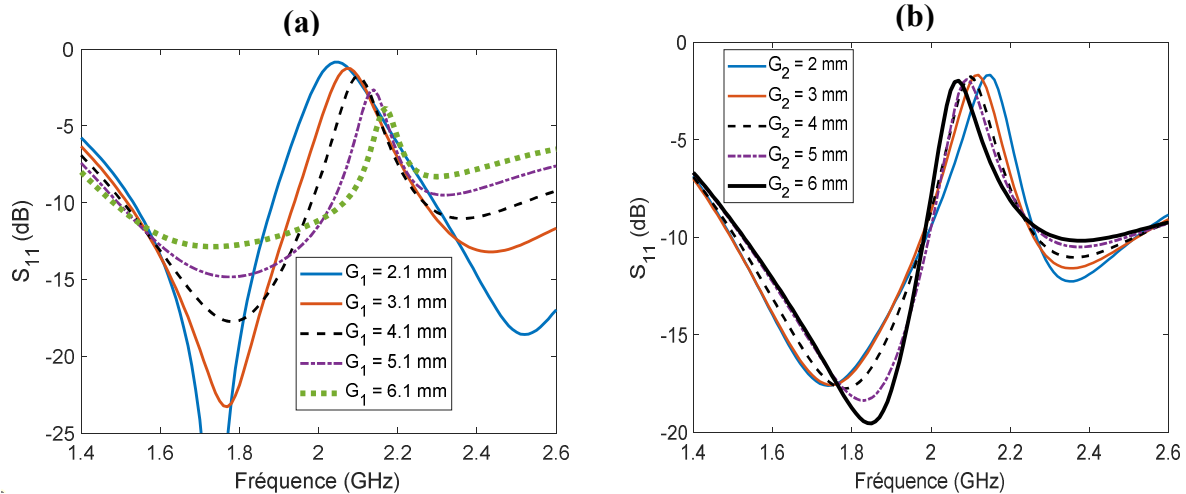


Figure 4-5 Evolution du coefficient de réflexion en fonction de : (a) gap G_1 et (b) gap G_2 .

Au fur et à mesure que le gap G_1 augmente la fréquence de résonance f_2 montre un décalage vers les basses fréquences. La fréquence la plus basse f_1 semble moins affectée par ce paramètre en termes de décalage en fréquence mais l'amplitude du coefficient S_{11} varie très sensiblement.

Le courant surfacique à 1.85 GHz étant majoritairement concentré sur le dipôle principal, la modification de l'écartement des deux bras rayonnants par rapport au plan de masse n'a que peu d'influence sur le coefficient de réflexion à cette fréquence. Contrairement à 2.45 GHz où le courant surfacique est principalement concentré sur les deux bras et couplé au brin principal ce qui, en modifiant leur position par rapport au plan de masse, affecte la position du minimum du coefficient de réflexion.

Lorsque G_2 augmente, la résonance à 2.45 GHz se décale vers les fréquences basses dans la mesure où la longueur des brins parasites augmente, la longueur L_p étant inchangée. La résonance la plus basse à 1.85 GHz augmente ce qui laisse penser qu'en éloignant les brins latéraux du brin principal, le couplage même faible entre les 3 brins tend à s'atténuer de plus en plus.

4.3.4 Influence des longueurs L_a et L_p

Les variations des longueurs de l'élément principal (L_a) et des parasites (L_p) sont étudiées en conservant les paramètres indiqués dans le tableau (4-1). L'étude des variations de L_a est représentée dans la figure (4-6(a)) pour 5 valeurs allant de 34 à 38 mm par pas de 1 mm.

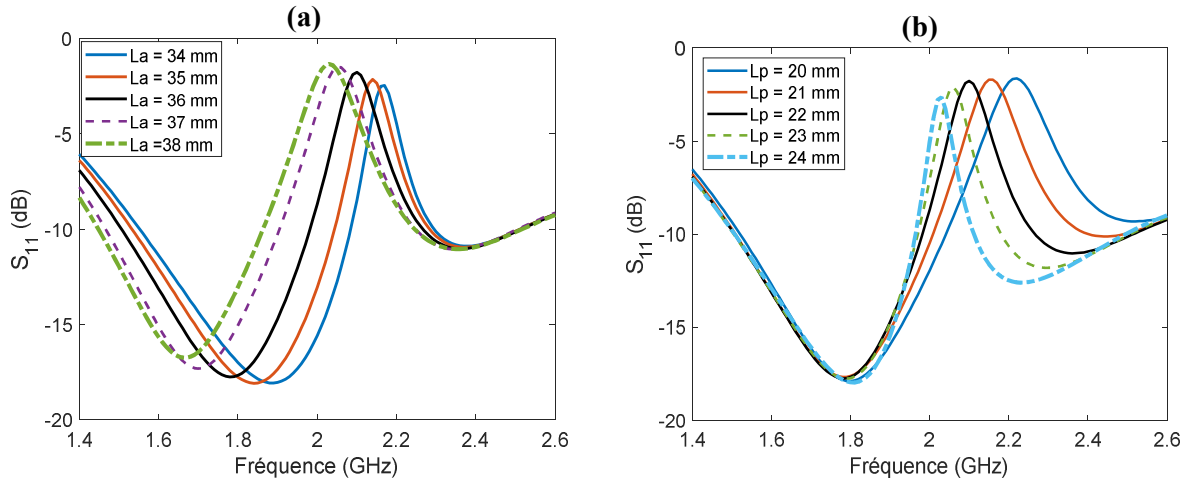


Figure 4-6 Evolution du coefficient de réflexion en fonction de (a) L_a et (b) L_p .

Nous remarquons que lorsque la longueur de l'élément principal (L_a) augmente, la résonance basse se décale vers les basses fréquences alors que le niveau du coefficient de réflexion n'est que peu modifié. La résonance à la fréquence haute n'est pratiquement pas impactée par cette variation ce qui tend à montrer que le brin principal contribue presque exclusivement au rayonnement à la fréquence 1.85 GHz.

On constate le phénomène inverse lorsque cette fois-ci seule la longueur des brins parasites varie (figure 4-6 (b)). De 2.45 GHz, le coefficient S_{11} se décale vers les basses fréquences lorsque L_p augmente alors qu'il n'est pratiquement pas modifié à 1.85 GHz. A 2.45 GHz et au-delà de la zone de couplage entre les 3 éléments rayonnants que l'on constate sur la figure (4-4), la longueur du brin principal n'influe pas sur le fonctionnement à la fréquence haute de l'antenne.

4.3.5 Impédance d'entrée et coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion simulé pour l'antenne bi-bande sur une bande de fréquences allant de 1.4 à 2.6 GHz est représenté sur la figure (4-7). Le calcul du coefficient de réflexion S_{11} a été fait en considérant une impédance de référence réelle égale à 50 Ω . On note l'apparition de deux fréquences de résonances. Le niveau du coefficient de réflexion S_{11} est de -17 dB à 1.85 GHz et -11 dB à 2.45 GHz. On note que l'antenne a un bon coefficient de réflexion avec une bande passante d'environ 25% à 1.85 GHz. A 2.45 GHz, la bande passante est supérieure à 9% ce qui couvre largement les bandes de fréquences GSM 1800 et 2450 MHz visées.

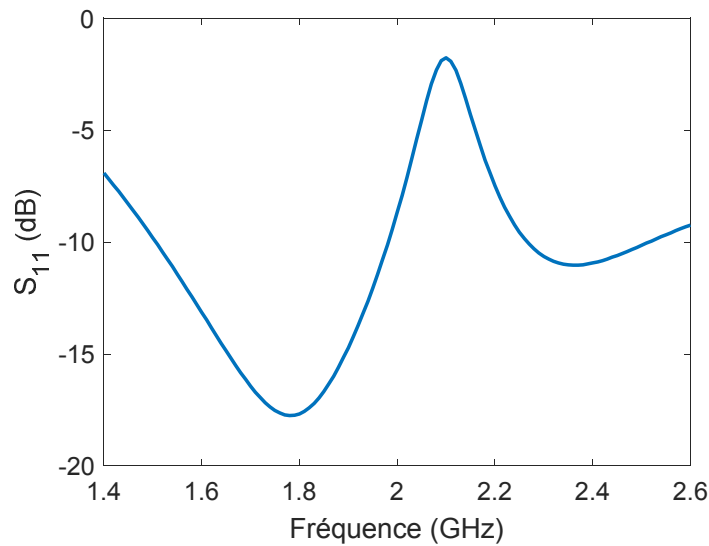


Figure 4-7 Coefficient de réflexion de l'antenne bi-bande en fonction de la fréquence.

La figure (4-8) montre la variation de l'impédance en fonction de la fréquence déterminée au point A par un de-embedding de 30 mm. Le point de mesure est par conséquent à l'entrée du dipôle. Indépendamment des résonnances de l'antenne, on remarque qu'à la fréquence particulière de 2.08 GHz, les parties réelles et imaginaires sont toutes les deux trop proches de 0 Ω . On est en présence d'un court-circuit avec un phénomène d'ondes stationnaires (figure 4-9) le long de l'antenne. Celle-ci ne rayonne pas ce qui se traduira par un gain minimum comme nous le verrons sur les caractéristiques de rayonnement.

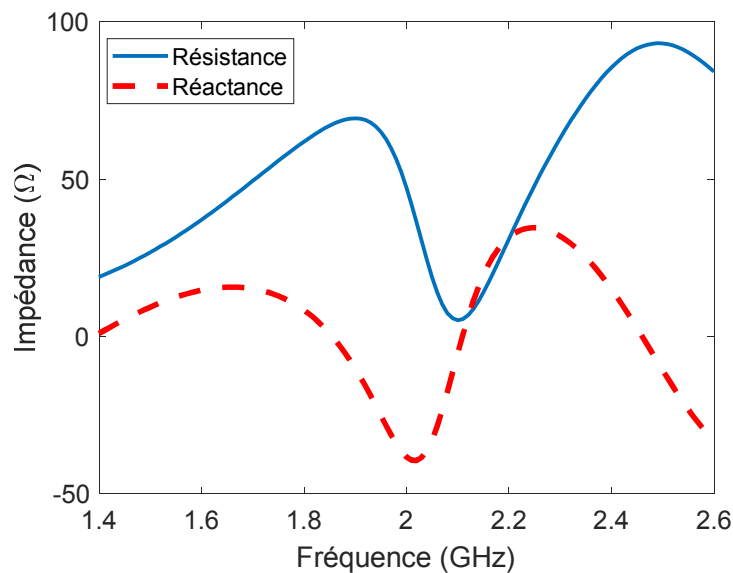


Figure 4-8 Impédance d'entrée de l'antenne bi-bande.

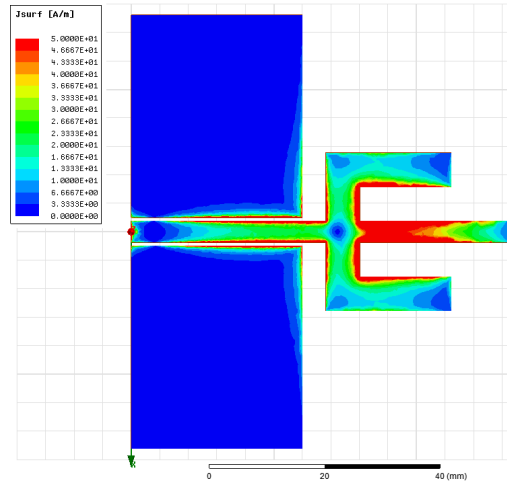


Figure 4-9 Courant surfacique à 2.08 GHz.

Les valeurs d'impédance de l'antenne aux différents harmoniques et qui sont données dans le tableau (4-2) nous permettront d'optimiser le rendement du circuit de conversion RF-DC à 1.85 et 2.45 GHz en tenant compte dans le simulateur et au niveau du générateur des impédances des harmoniques d'ordre supérieurs générés par la diode.

Tableau 4-2 Impédances d'entrée de l'antenne pour les 3 premiers harmoniques

Fréquence [GHz]	Réelle [Ω]	Imaginaire [Ω]
1.85	67	0.9
2.45	91	2.5
3.7	48	-26
4.9	88	-41
5.55	43	-34
7.35	18	-19

4.3.6 Caractéristiques de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement sont représentés à 1850 MHz (figure 4-10 (a)) et à 2450 MHz (figure 4-10 (b)). L'antenne est alimentée par un mode coplanaire.

A 1.85 GHz, on retrouve le rayonnement caractéristique d'un monopôle avec un nul de champ dans les directions $\theta = \pm 90^\circ$. Ce résultat est cohérent avec la répartition des courants de surface à cette fréquence. Le champ est uniforme dans le plan perpendiculaire à l'axe du dipôle ($\Phi = 0^\circ$) et présente une totale symétrie. A 2.45 GHz, le diagramme est un peu plus chahuté mais reste proche de celui d'un monopôle. On retrouve les deux zéros de rayonnement observés suivant

l'axe du brin principal et un maximum de champ dans le plan orthogonal à l'axe du brin principal ($\theta = 0^\circ$).

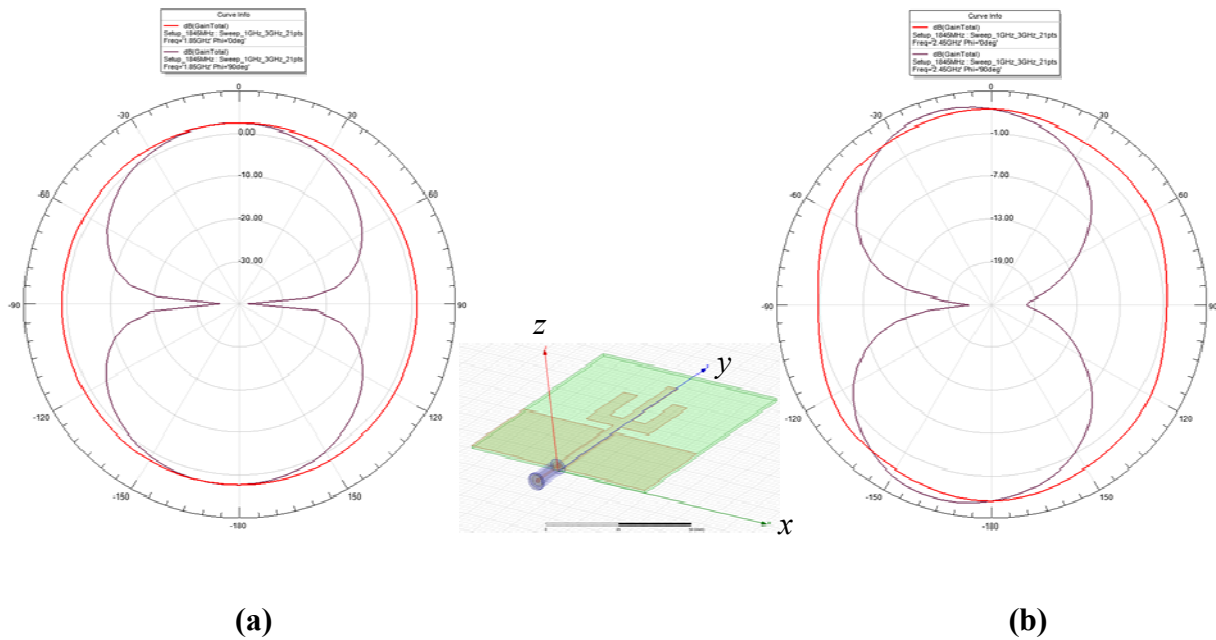


Figure 4-10 Diagrammes de rayonnement à 1.85 GHz (a) et (b) 2.45 GHz.

Les simulations du gain de l'antenne en fonction de la fréquence sous HFSS dans la direction normale au plan de l'antenne ont présentées sur la figure (4-11). Ce tracé montre un gain réalisé de l'antenne pour les fréquences 1.85 et 2.45 GHz de 2.33 et 2.47 dBi respectivement avec comme évoqué précédemment, une valeur minimale du gain à la fréquence 2.08 GHz. Ce minimum de gain étant dû à l'impédance d'entrée de l'antenne qui est nulle à cette fréquence.

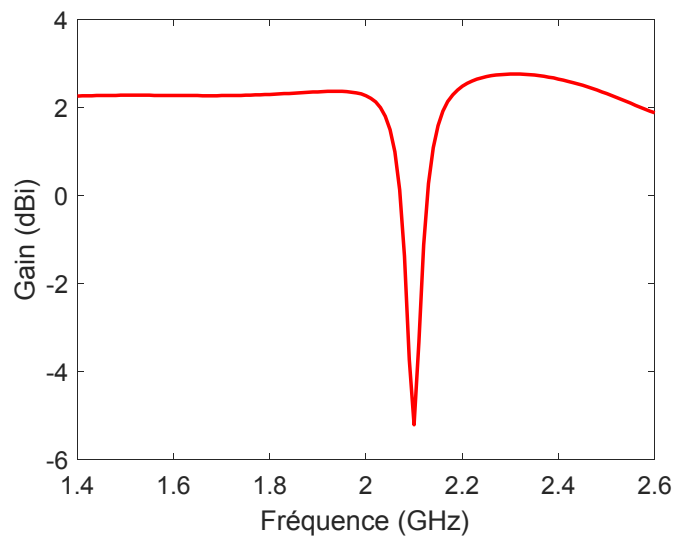


Figure 4-11 Variation du gain réalisé en fonction de la fréquence.

4.4 Description du circuit de redressement bi-bande 1.85-2.45GHz

Un circuit de conversion RF-DC est basé sur une ou plusieurs diodes Schottky. Il contient également un filtre d'entrée HF et un filtre de sortie DC. Ces deux filtres permettent d'adapter, d'isoler et de confiner les harmoniques indésirables, créés par les non-linéarités des diodes, entre l'antenne de réception et la charge de sortie R_L .

Généralement, les filtres d'entrée et de sortie sont d'abord dimensionnés en éléments localisés. Nous allons dans cette partie concevoir le circuit de redressement, notamment les filtres HF et DC, en remplaçant certains des composants localisés par leur équivalent en distribués. Nous justifions cette démarche pour plusieurs raisons :

- ❖ limiter au maximum les soudures qui altéreront la très fine et fragile couche d'argent tout en maximisant la transparence qui peut être dégradée par la présence des composants localisés,
- ❖ limiter l'influence de la sensibilité des éléments localisés et leur incertitude,

Par ailleurs, l'utilisation d'une diode en série au lieu de deux en parallèle à la ligne CPW permet aussi de limiter le nombre de composants localisés et de soudures comme nous le verrons dans ce qui suit.

Les fréquences de travail (notamment la plus basse à 1.85 GHz) autorisent l'emploi de composants passifs distribués par les longueurs d'onde associées suffisamment petite comparativement aux dimensions du plan de masse dans lequel sera intégré le circuit de rectification.

4.4.1 Conception du circuit de redressement bi-bande

Le circuit de redressement associé à l'antenne de captation bi-bande va être conçu dans la partie inférieure qui contient le plan de masse et la ligne d'alimentation CPW.

La hauteur (h) du substrat verre Corning est de 1.1 mm avec une permittivité de 5.7 et une tangente de pertes ($\tan(\delta)$) de 0.006. L'épaisseur du conducteur d'argent (Ag) est de 3 μm (t).

Comme illustré sur le design obtenu à l'aide du simulateur ADS (figure 4-12), l'antenne est représentée par un générateur de puissance RF d'impédance interne Z_g qui correspond à l'impédance interne de l'antenne de captation ainsi qu'aux harmoniques d'ordre 2 et 3 de l'antenne (tableau 4-2) extraits des simulations électromagnétiques HFSS. Ce générateur injecte une puissance P_{RF1} à une fréquence $f_{GSM1850}$ et une puissance P_{RF2} à une fréquence $f_{ISM2450}$. Le circuit de rectification est constitué d'une diode Schottky SMS 7630-079LF (boîtier SC-79) montée en série sur la ligne CPW principale. Un filtre d'entrée HF et un filtre de sortie DC

complètent la structure. La puissance DC sera mesurée sur une charge résistive R_L de valeur optimisée égale à 1500Ω .

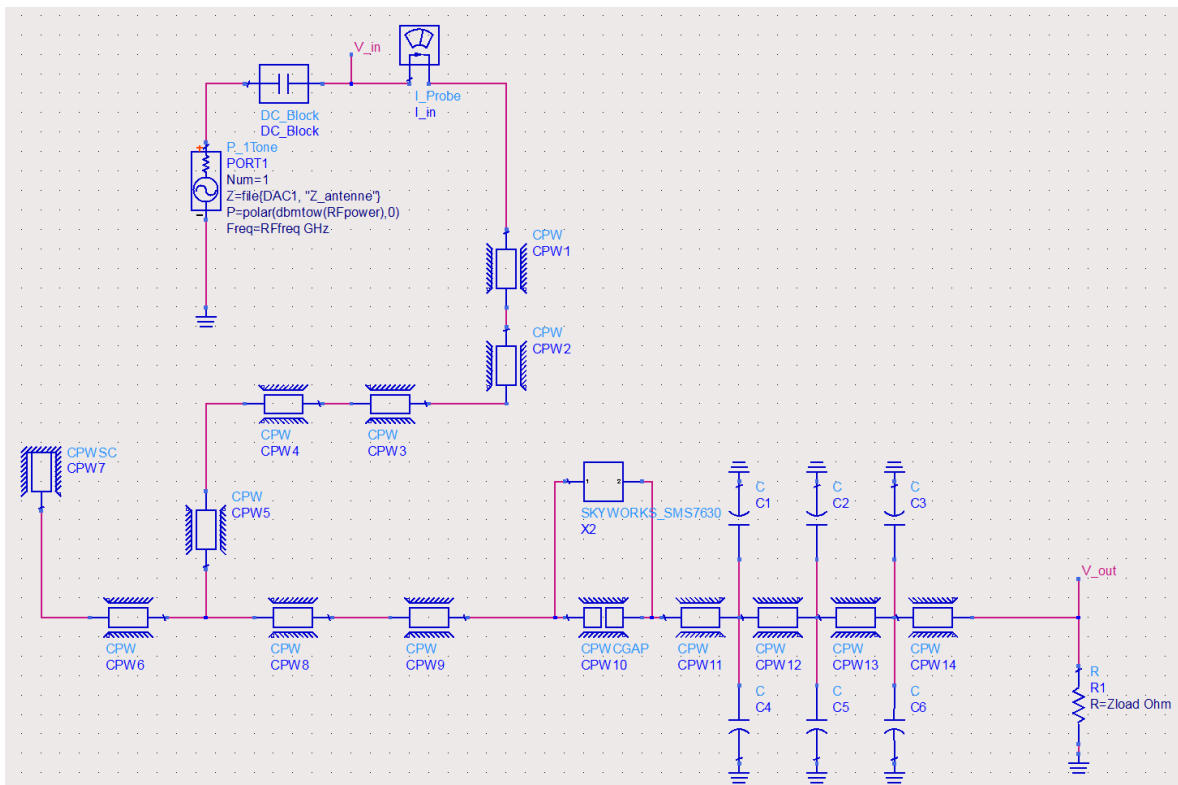


Figure 4-12 Architecture du circuit de conversion RF-DC bi-bande avec sections distribuées.

Plus précisément, le circuit d'adaptation RF à l'entrée du circuit de redressement se compose de tronçons de lignes de transmission CPW dont les longueurs, les largeurs et les écartements sont calculés de façon à maximiser le rendement de conversion. On note également la présence d'une ligne CPW en court-circuit qui, en plus d'ajuster la réactance ramenée sur la ligne principale, permet également la circulation du courant DC généré par la diode de rectification et qui traverse la charge. Ce choix permet de n'utiliser qu'une seule diode de rectification en série avec la ligne principale.

Le transfert de puissance de l'antenne vers le circuit de rectification est optimal lorsque l'impédance d'entrée de l'antenne est celle du circuit de rectification sont complexes conjuguées.

La ligne de transmission CPW évite l'utilisation de vias connectés au plan de masse. Il est facile de reporter les quelques éléments localisés (diode et condensateurs) soient en configuration shunt entre la ligne principale et le plan de masse et/ou en série sur la ligne principale.

C'est le cas notamment pour le filtre DC entre la diode et la charge. Il est ici constitué de 6 capacités (C_1 à C_6) localisées de valeur 120 pF réparties équitablement de chaque côté de la ligne principale.

4.4.2 Optimisation et dimensions des éléments

Comme cela a déjà été précisé, le circuit de rectification présenté en figure (4-13) est constitué d'un filtre RF en entrée lui-même réalisé par un ensemble de portions de lignes CPW couplées à un stub CPW central en court-circuit. Sur cette figure, les parties métalliques sont de couleur orange, les parties non métallisées (substrat verre) sont en jaune et les composants localisés sont en bleu.

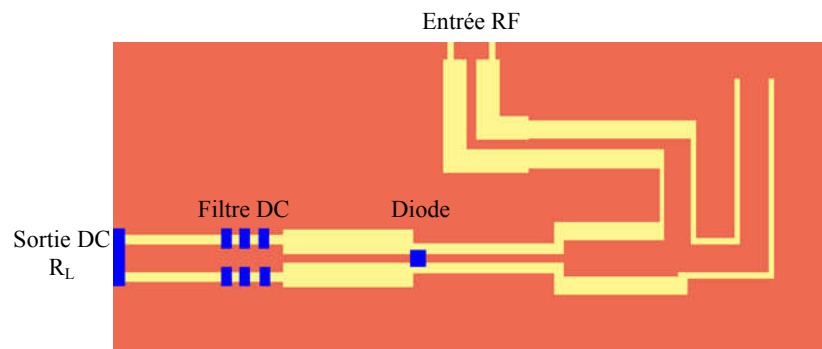


Figure 4-13 Topologie du circuit de conversion.

La structure du circuit global est représentée sur la figure (4-13).

On optimise le circuit de redressement avec ADS en faisant varier les dimensions de lignes CPW de façon à obtenir le maximum de rendement RF-DC possible. Pour chacun des tronçons notés CPW_i est indiqué dans le tableau 4-3 la longueur L du tronçon, la largeur W du ruban central et l'espacement G entre le ruban central et le plan de masse. La puissance est ici fixée à $P_{RF1} = P_{RF2} = -15dBm$ pour une charge optimale de 1500Ω .

Tableau 4-3 Dimensions des différents tronçons de lignes du circuit de conversion.

	CPW1	CPW2	CPW3	CPW4	CPW5	CPW6	CPW7
L (mm)	2	9,5	6,5	17,2	11	9,6	20,4
W (mm)	3,75	1	1	1,15	2,8	3	3
G (mm)	0,62	2,5	2,5	2	0,5	0,6	0,6
	CPW8	CPW9	CPW10	CPW11	CPW12	CPW13	CPW14
L (mm)	12	14,75	1,2	13,7	2	2	14,2
W (mm)	3,75	1	1	1	3	3	3
G (mm)	2	1,1	1,1	2,5	1	1	1

4.4.3 Résultats de simulation

Les figures (4-14) représentent l'évolution du coefficient de réflexion S_{11} lorsque la fréquence varie. On précise que ces courbes ont été normalisées en tenant compte de l'évolution de l'impédance d'entrée de l'antenne bi-bande (figure 4-8). En évitant la normalisation habituelle à 50Ω et en tenant compte de l'impédance interne du générateur adossé à l'antenne de captation, on optimise de façon très précise le circuit de rectification qui sera connecté à l'antenne.

Sur les figures ci-dessous, on constate une très bonne adaptation du circuit aux deux fréquences d'intérêt. Le niveau du coefficient de réflexion S_{11} évolue avec le niveau de puissance RF mais en ne modifiant que très faiblement la position en fréquence du minimum. Le niveau du S_{11} n'est jamais supérieur à -7.5 dB, valeur obtenue pour une puissance RF de -30 dBm à 2.45 GHz. Les largeurs de bande mesurées à -10 dB, pour une charge de 1500Ω et une puissance RF d'entrée de -15 dBm, sont d'environ 8% et 3% autour des fréquences 1.85 et 2.45 GHz, respectivement.

Lorsqu'on élargit la bande de fréquence, on s'assure que le circuit est suffisamment désadapté aux harmoniques d'ordre 2 et 3 (3.7 GHz, 4.9 GHz, 5.6 GHz et 7.35 GHz).

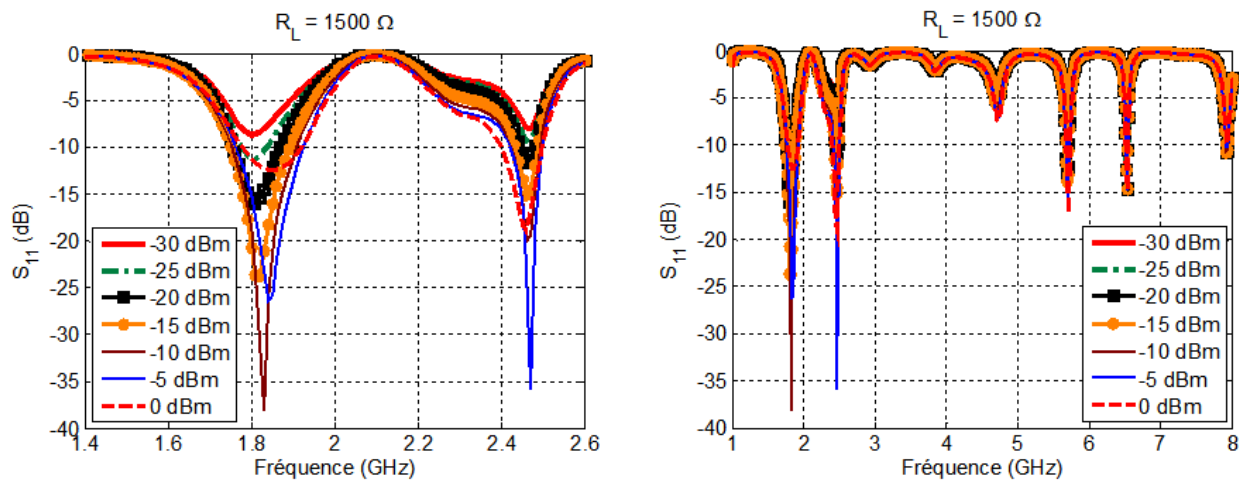


Figure 4-14 Evolutions du S_{11} pour le circuit de rectification.

Sur la structure optimisée, les rendements de conversion et tensions DC simulés en fonction de la fréquence pour des puissances RF allant de -30 à 0 dBm ($R_L=1500 \Omega$) sont représentés sur la figure (4-15).

On constate que les tracés montrent des valeurs optimales du rendement aux fréquences 1.85 et 2.45 GHz. Le rendement augmente avec le niveau de puissance. Pour une puissance RF de -15 dBm, les performances de conversion sont de 43 et 32% à 1.85 et 2.45 GHz, respectivement. Les tensions DC respectives sont de 145 mV et 125 mV pour ces mêmes fréquences.

On remarque une dégradation du rendement de conversion lorsque la puissance RF est de 0 dBm. Ce phénomène est dû à la valeur de la tension inverse de claquage de la diode (Bv) que l'on atteint plus rapidement lorsque la puissance RF en entrée augmente. On retrouvera ce phénomène dans les courbes paramétriques présentées dans le paragraphe suivant.

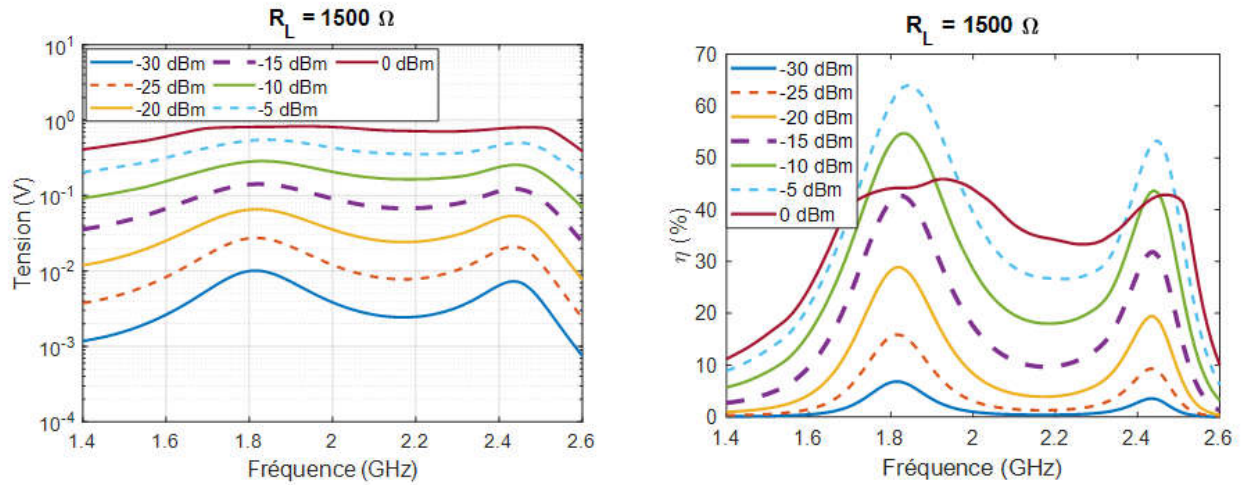


Figure 4-15 Tension DC et rendements de conversion RF-DC en fonction de la fréquence.

On constate un bon ajustement des valeurs déterminées par la simulation pour les deux fréquences d'intérêt. L'optimisation a permis de faire coïncider les valeurs optimales de rendements aux deux fréquences.

Il reste à vérifier l'influence des paramètres tels que la charge et le niveau de puissance d'entrée sur ce rendement.

4.4.4 Influence de la charge R_L sur le rendement RF/DC

On fait varier la charge R_L et on visualise son influence sur le rendement de conversion pour les deux fréquences 1.85 et 2.45 GHz pour plusieurs valeurs de puissance RF (figure 4-16).

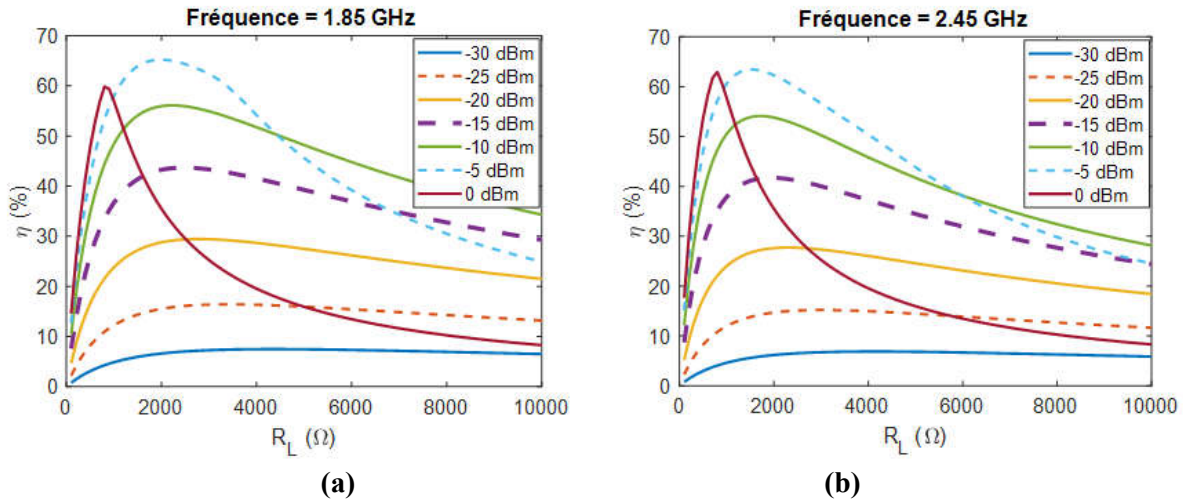


Figure 4-16 Rendement en fonction de la charge R_L à 1.85 GHz (a) et 2.45 GHz (b).

Hormis pour la puissance à 0 dBm, le rendement de conversion montre un optimum pour une valeur de résistance de charge proche de 1.5 k Ω et ceci pour l'ensemble des puissances en deçà de 0 dBm. A 0 dBm, on atteint la tension inverse maximale de la diode ce qui provoque la chute brutale du rendement de conversion pour une valeur de R_L inférieure à la charge optimale. Le rendement de conversion RF/DC augmente avec la puissance RF et il montre une sensibilité réduite pour des puissances en deçà de -20 dBm. Enfin, on remarque que les valeurs de la charge optimale sont très proches pour les deux fréquences d'intérêt ce qui représente un réel avantage pour notre dispositif bi-bande.

4.4.5 Influence de la puissance RF sur la tension DC et le rendement

Les performances de conversion RF/DC et la tension continue en fonction de la puissance d'entrée RF sont illustrées dans la figure (4-17) et (4-18).

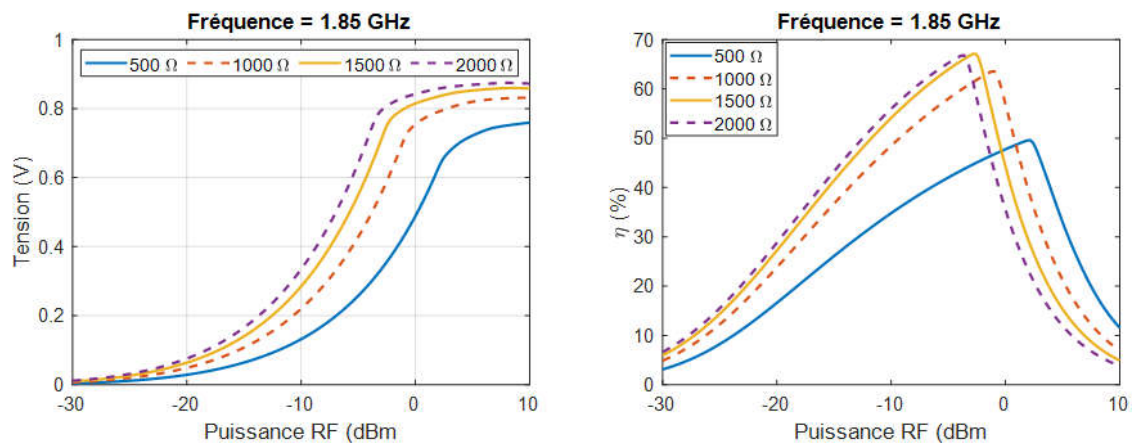


Figure 4-17 Tension DC et rendement en fonction de la puissance RF à 1.85 GHz.

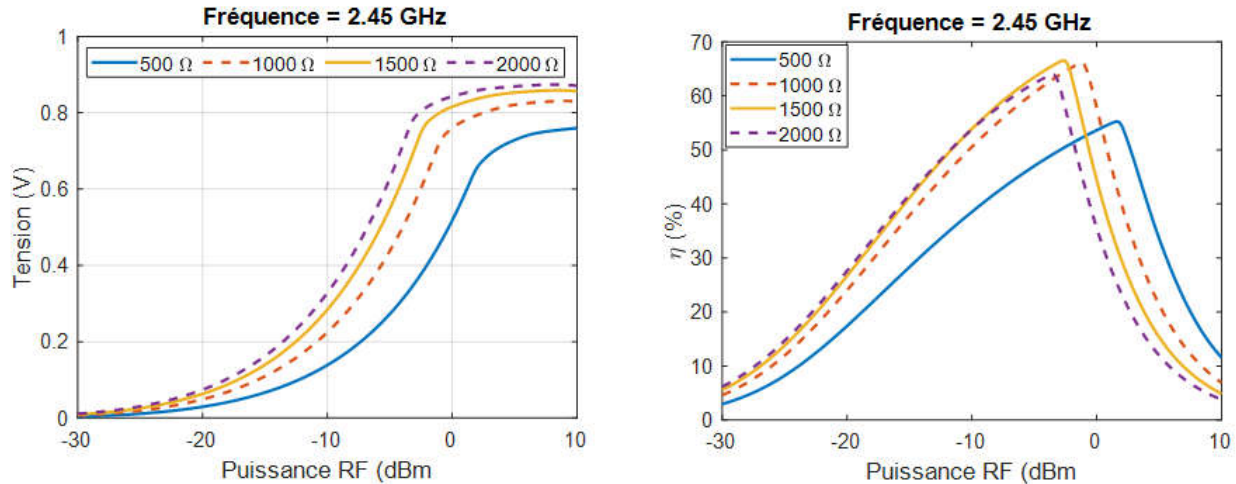


Figure 4-18 Tension DC et rendement en fonction de la puissance RF à 2.45 GHz.

L'efficacité de conversion chute brutalement au-delà d'une puissance maximale admissible. Cette puissance est conditionnée par la tension inverse de claquage de la diode. Une fois atteinte la valeur de cette tension limite, le comportement du circuit de rectification se dégrade. On retrouve ce comportement également pour la tension DC récupérée aux bornes de la charge. La tension se stabilise et n'augmente plus. Sur ces tracés et pour les deux fréquences, on constate que la charge optimale se situe autour de 1500 Ω , valeur pour laquelle on obtient un rendement autour de 65 % et une tension légèrement inférieure à 800 mV. Ces valeurs maximales étant obtenues pour des niveaux de puissances RF autour de -3 dBm. Les fréquences sont certes proches mais ici aussi, on observe des courbes très similaires pour les deux fréquences de fonctionnement.

4.5 Synthèse de la rectenna bi-bande

La rectenna bi-bande est imprimée sur un substrat verre Corning 1737 de dimension 76.2 x 76.2 mm², de permittivité 5.7 et une tangente de pertes ($\tan(\delta)$) de 0.006. L'épaisseur du substrat verre est de 1.1 mm.

La figure (4-19) représente le design de la rectenna conçue. Le circuit de redressement précédemment étudié est intégré dans le plan de masse. La fréquence de fonctionnement la plus basse dépend principalement de la longueur du monopole principal.

Sur cette figure, les parties métalliques sont de couleur orange, les parties non métallisées (substrat verre) sont en jaune et les composants localisés sont en bleu.

Le circuit de redressement bi-bande est composé à la fois d'éléments localisés (capacités, diode) et distribués de façon à conserver la transparence optique. L'unique diode SMS 7630 en boîtier SOT-23 est montée en série avec la ligne de transmission CPW.

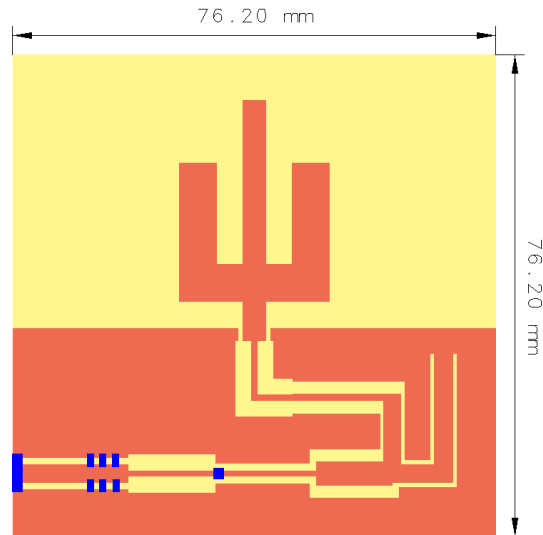


Figure 4-19 Layout de la rectenna bi-bande.

Le travail présenté dans cette partie consiste à valider les résultats de la rectenna optimisée par la simulation par des tests et mesures expérimentaux. Les prototypes de rectennas ont été réalisés au laboratoire IETR à l'université de Rennes (site de Saint-Brieuc). Les mesures ont été réalisées au laboratoire ESYCOM à l'université Gustave Eiffel.

4.5.1 Réalisations

Dans [6], la technique de fabrication des mailles métalliques à pas micrométrique est détaillée. Elle consiste à déposer par pulvérisation cathodique RF à température ambiante un film d'argent (Ag) d'épaisseur $3 \mu\text{m}$ sur un substrat transparent de type verre Corning 1737 et de hauteur 1.1 mm. L'épaisseur d'argent est ici égale à 2 fois l'épaisseur de peau de valeur $1.47 \mu\text{m}$ à la plus faible fréquence de travail. On n'a pas pour autant cherché à augmenter exagérément cette épaisseur au risque d'augmenter la porosité et dégrader l'état de surface de l'échantillon. Afin d'assurer la bonne adhérence de l'argent sur le verre, une couche ultra-mince de 5 nm de titane (Ti) est déposée entre la surface du verre et l'argent. Les deux couches métalliques sont ensuite recouvertes d'une mince couche de résine organique photosensible ($2.5 \mu\text{m}$) pour la réalisation du maillage. Celui-ci sera réalisé par gravure photolithographie standard par voie humide uniforme au travers d'un masque comprenant le modèle de maille approprié, puis insolation à la lumière UV et développement de la résine.

Au final, le développement de la résine laisse apparaître un ensemble périodique d'ouvertures carrées dans les couches métalliques avec ici un pas de $300 \mu\text{m}$ et une largeur de ruban d'argent de près de $13 \mu\text{m}$ (figure 4-20).

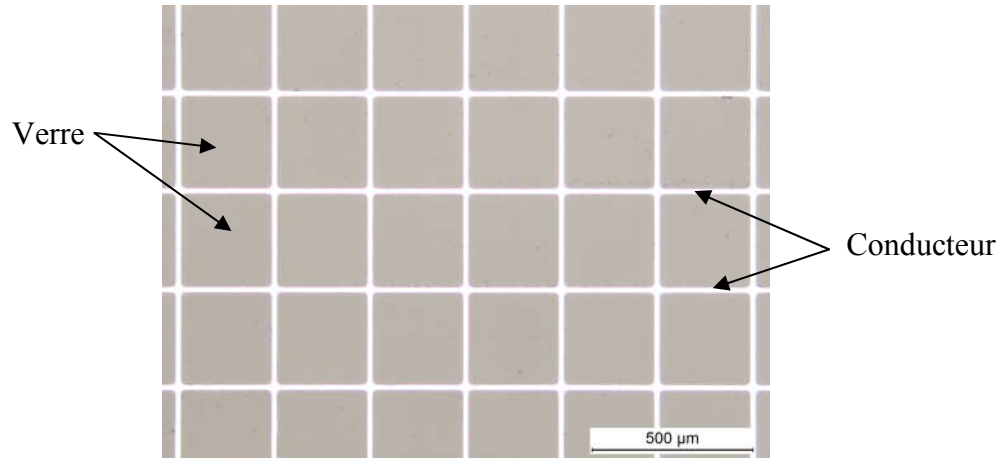


Figure 4-20 Vue du maillage métallique sur le verre.

Avec ces données géométriques, la transparence optique visuelle théorique T_m , définie à partir de l'équation (2-9) est de 91.51% ($t = 0.9566$).

Le substrat de verre Corning nu présente lui une transparence optique expérimentale T de 91.9% à ces fréquences.

En supposant l'absorbance du substrat négligeable : $T = (1-R)^2$ où R représente le coefficient de réflexion à chacune des interfaces air/verre. On en déduit la valeur de $R = 0.0413$.

A partir de l'équation (2-10), on détermine la transparence optique de l'antenne maillée $T = 84.1$ % contre 82.7% mesuré expérimentalement.

La résistance par carré théorique maximale dans le cas d'un maillage droit est définie par :

$$R'_S = \frac{1}{1-t} \cdot R_S \quad \text{Équation 4-1}$$

Où R_S est définie par l'équation (2-7).

Pour la couche d'argent de 3 μm d'épaisseur, on trouve $R_S = 5.3 \text{ m}\Omega/\square$

On en déduit $R'_S = 122 \text{ m}\Omega/\square$ pour le maillage carré utilisé ce qui est une valeur faible si l'on compare avec une structure ITO d'épaisseur 1 μm déposée sur un substrat verre où la résistance par carrée convergeait à 9 Ω/\square [8].

Deux prototypes ont été réalisés. Une première rectenna de référence a été réalisée. Les parties métallisées en argent sont pleines et par conséquent, l'élément rayonnant est opaque. Ses résultats seront comparés avec ceux obtenus pour la rectenna transparente et réalisée par maillage comme indiqué ci-dessus dans ce paragraphe (figure 4-21).

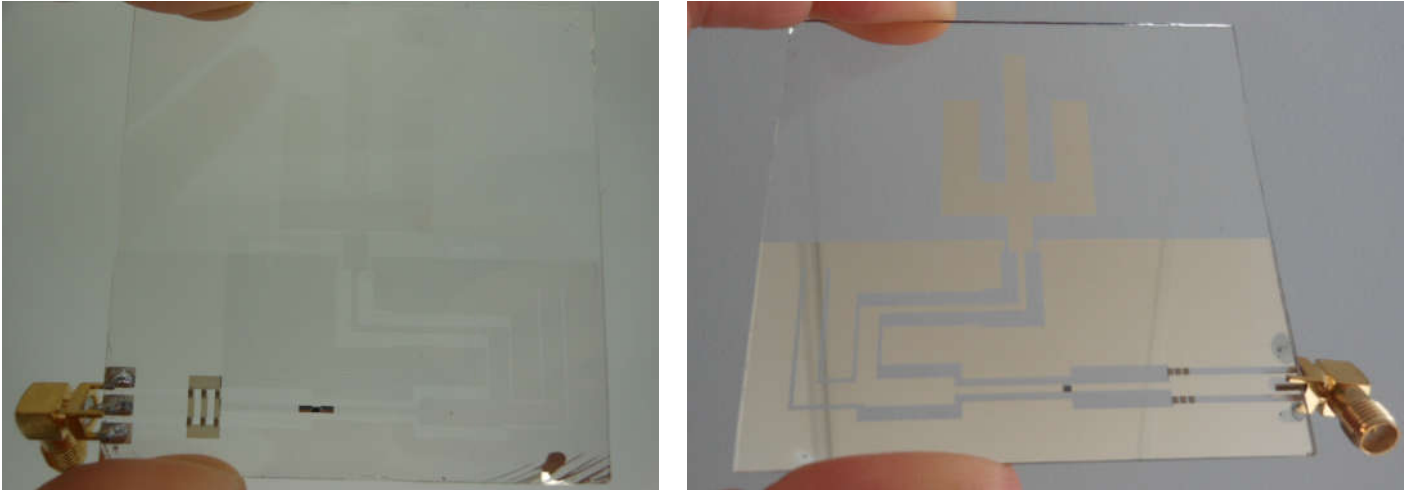


Figure 4-21 Prototypes réalisés : rectenna transparente et rectenna de référence opaque.

4.5.2 Banc de mesure

Le banc de mesure utilisé est celui décrit dans le paragraphe 3.4.4 du chapitre 3 (figure 3.15). On retrouve en émission l'antenne cornet pyramidal Schwarzbeck (1-10 GHz) utilisée pour couvrir la bande 1.4-2.6 GHz. Dans cette bande, le gain varie de 3.8 à 12.61 dBi.

Le générateur RF alimente le cornet au travers d'un amplificateur de gain $G_a = 35$ dB.

La distance entre le cornet d'émission et la rectenna est fixée à 2 m.

A la réception, le banc de mesure contient la rectenna à caractériser, un voltmètre pour mesurer la tension V_{DC} aux bornes de la charge variable R_L .

Pour comparer les résultats de simulation avec la mesure notamment sur les représentations fréquentielles, il est nécessaire de prendre en compte l'évolution du gain de l'antenne cornet (figure 4-22) et du monopôle bi-bande (figure 4-3) ainsi que la variation de l'atténuation en espace libre. Cela permettra d'ajuster pour chaque fréquence le niveau de puissance délivré par le générateur RF et s'assurer un niveau de puissance constant qui sera injecté à l'entrée du circuit de rectification dans toute la bande d'étude. Cette prise en compte facilitera la comparaison avec les résultats de simulation.

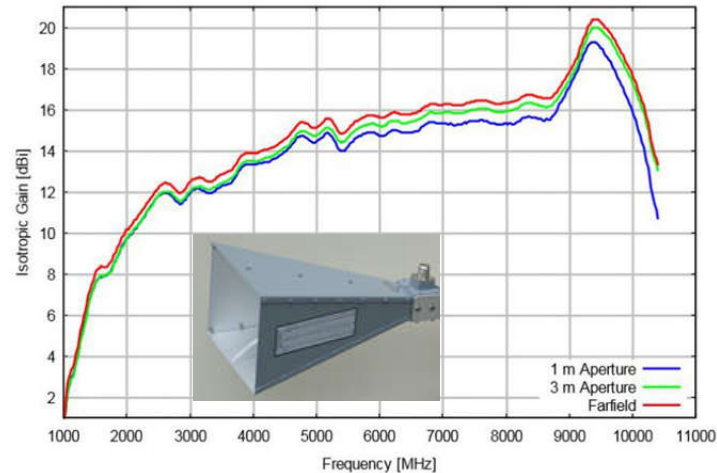


Figure 4-22 Evolution du gain de l'antenne Schwarzbeck 9120B [7].

Pour affiner la mesure, il sera tenu compte également des pertes dans les câbles d'alimentation RF qui ont été mesurés au laboratoire (figure 4-23)

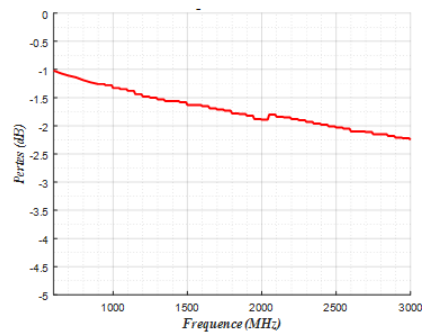


Figure 4-23 Mesure des pertes dans les câbles RF.

Une fois ces atténuations prises en compte, pour chacune des fréquences, la puissance délivrée par le générateur au cornet d'émission est automatiquement réajustée.

4.6 Résultats de mesures

Les mesures ont été effectuées sur la bande de fréquence d'intérêt. Deux types de mesures ont été effectués :

- ❖ une série pour plusieurs niveaux de densité de puissance à la surface de la rectenna. Chacun des niveaux étant considérés constant sur toute la plage de fréquence,
- ❖ une série à puissance fournie par l'antenne constante c'est à dire lorsque l'on tient compte du gain réalisé simulé de l'antenne de réception ce qui permet de comparer les résultats avec ceux tirés de la simulation.

4.6.1 Tension continue V_{DC} en fonction de la fréquence à densité de puissance constante

Les figures (4-24), (4-25) et (4-26) montrent les évolutions de la tension de sortie aux bornes de la charge lorsque la fréquence varie. Trois valeurs de charge ont été choisies de façon à mettre en évidence l'amélioration des performances à la charge optimale évaluée à 1500Ω .

De même, pour conforter les résultats sur l'antenne maillée, les courbes seront comparées avec celles de l'antenne de référence pleine sans maillage.

La bande de fréquence s'étend de 1.4 à 2.6 GHz pour 3 charges résistives : 1, 1.5 et 2 k Ω . Les tracés sont donnés pour 5 niveaux de densité de puissance allant de 1 à 5 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ par pas de 1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$. On ne tient donc pas compte ici de la variation du gain des antennes pleine et maillée.

On constate que les niveaux de tensions augmentent avec la densité de puissance à la surface de la rectenna. Les courbes gardent la même forme et se retrouvent décalées.

Les résultats montrent également que les valeurs de tensions sont optimales autour de la fréquence 1.85 GHz et 2.45 GHz, fréquences pour lesquelles la rectenna a été optimisée. Cependant, on note un décalage entre la rectenna maillée et celle pleine.

La bande de fréquence autour de 1.85 GHz semble plus réduite sur la rectenna pleine alors que la fréquence haute a été décalée autour de 2.3 GHz pour la rectenna maillée.

Pour une charge de 1.5 k Ω et une densité de puissance de 5 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$, on relève à 1.8 GHz une tension DC de 314 mV pour la rectenna transparente contre 453 mV pour la rectenna de référence. A 2.3 GHz, la tension DC est de 273 mV pour la rectenna maillée. Elle est de 31 mV à 2.45 GHz contre 173 mV pour la rectenna pleine.

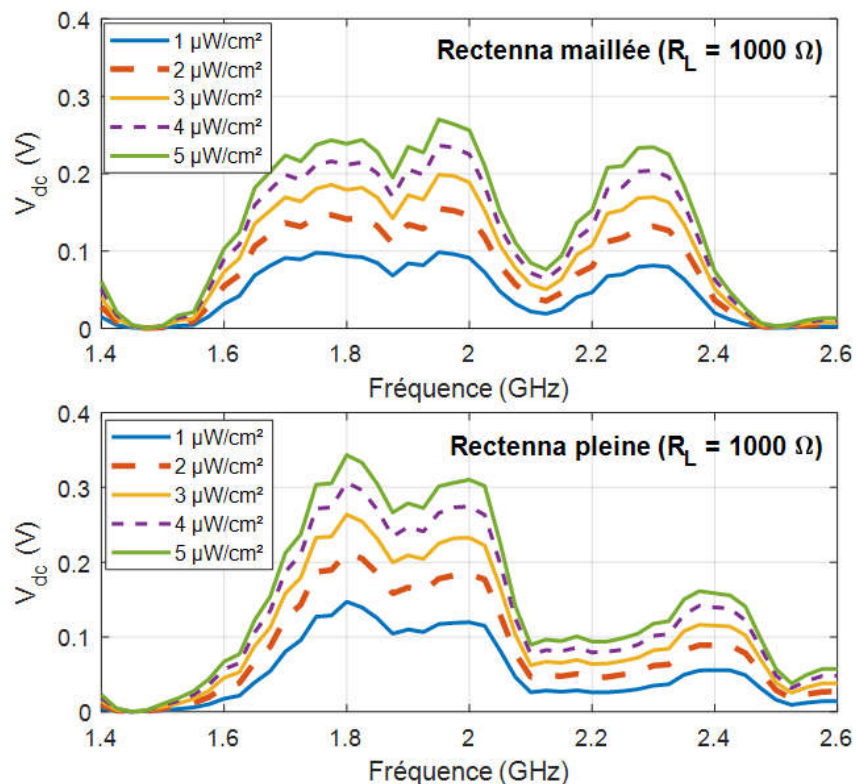


Figure 4-24 Evolutions de la tension de sortie DC en fonction de la fréquence ($R_L=1 \text{ k}\Omega$).

Même si les résultats entre les structures de référence pleine et maillée restent proches, nous n'avons pu simuler l'antenne maillée et nous nous sommes basés sur les résultats simulés de l'antenne pleine pour concevoir la rectenna transparente. Ceci peut expliquer les écarts observés car on peut imaginer la dégradation des performances de l'antenne maillée (gain, rendement) en comparaison de celle pleine. Les tensions mesurées sur l'antenne transparente sont très semblables avec celle pleine mais elles présentent cependant une diminution dans la bande autour de 1.85 GHz ce qui conforte cet argument. A la fréquence haute de 2.3 GHz, les tensions sont plus élevées sur l'antenne transparente mais la fréquence a été diminuée d'environ 100 MHz par rapport à la fréquence attendue.

On note enfin que les performances sont meilleures pour une charge de $2 \text{ k}\Omega$ contre $1.5 \text{ k}\Omega$ attendue. Pour une densité de puissance de $5 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, la tension DC atteint 390 mV à 1.75 GHz et 300 mV à 2.3 GHz pour la rectenna maillée contre 321 et 273 mV pour une charge de $1.5 \text{ k}\Omega$. Il existe en effet une incertitude sur la valeur de la résistance optimale simulée (figure 4-16) qui, lorsque la puissance d'entrée diminue, a tendance à se décaler vers $2 \text{ k}\Omega$.

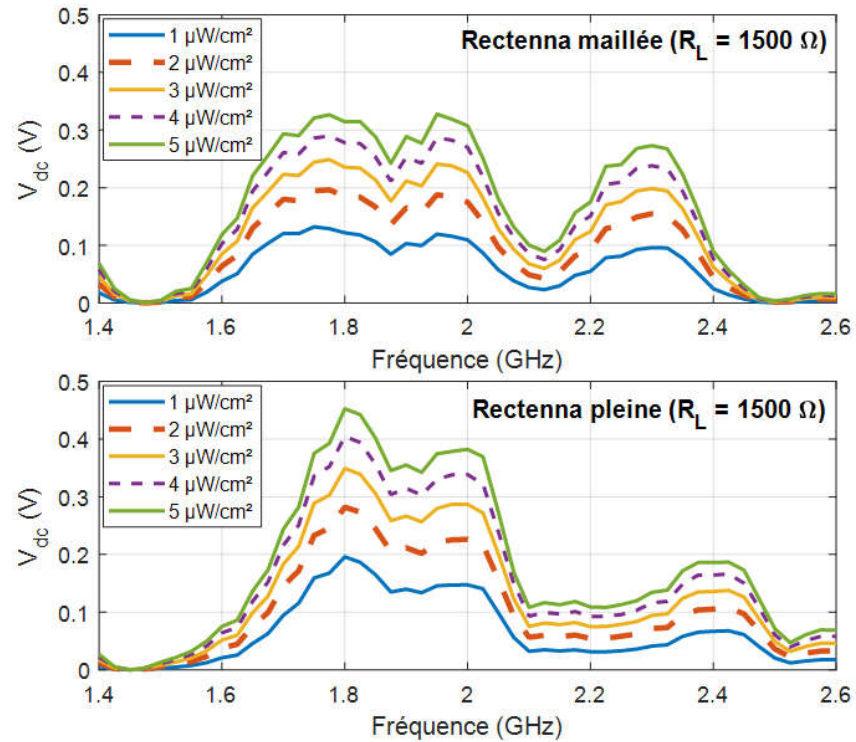


Figure 4-25 Evolutions de la tension de sortie DC en fonction de la fréquence ($R_L=1.5 \text{ k}\Omega$).

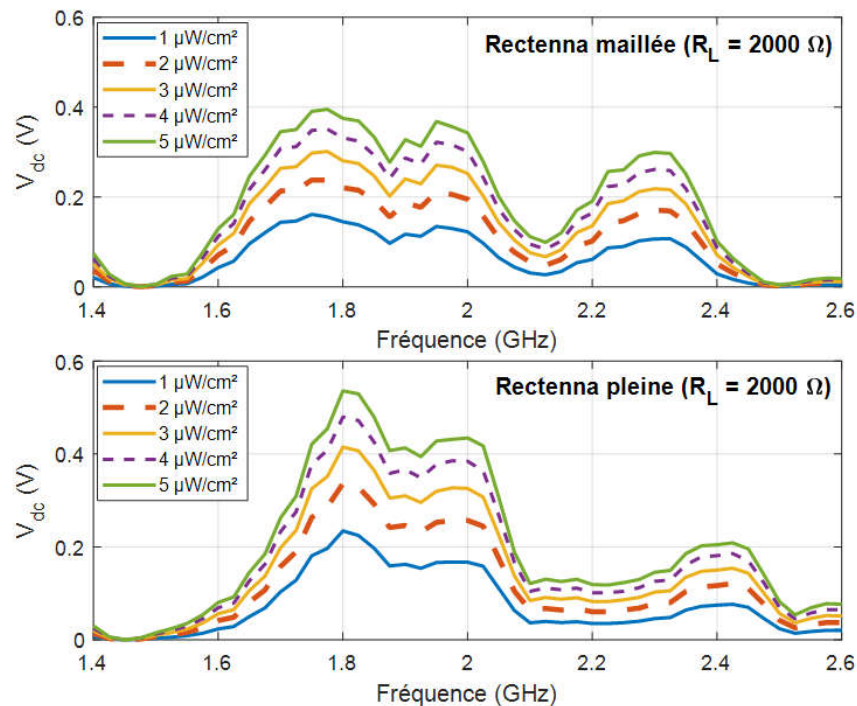


Figure 4-26 Evolutions de la tension de sortie DC en fonction de la fréquence ($R_L=2 \text{ k}\Omega$).

4.6.2 Tension continue V_{DC} en fonction de la fréquence à puissance fournie par l'antenne constante

Dans cette partie, on tient compte du gain simulé de l'antenne pleine pour mesurer la tension DC lorsque la puissance injectée à l'antenne est constante.

Pour cela, on a déduit du gain simulé par HFSS, la surface équivalente de l'antenne (figure 4-27) à partir de laquelle il faudra ajuster la densité de puissance sur l'antenne à chaque fréquence de façon à obtenir une puissance constante injectée sur le circuit de rectification.

On a considéré 5 niveaux de puissance: -30 dBm à -10 dBm par pas de 5 dB.

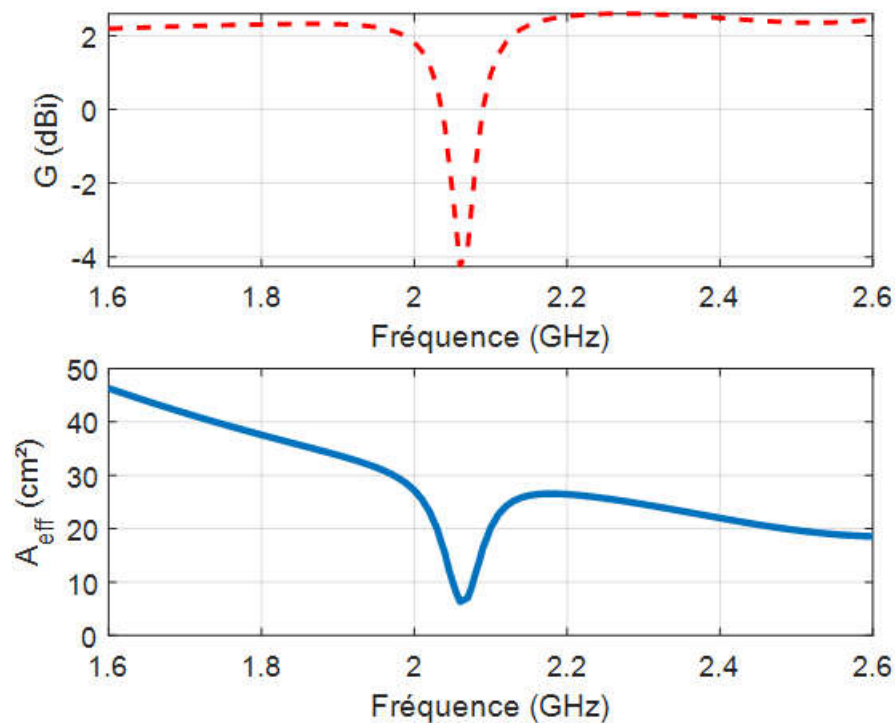


Figure 4-27 Evolution du gain total de l'antenne et sa surface équivalente.

La figure (4-28) représente, pour chaque niveau de puissance, la densité de puissance qu'il faut appliquer à la rectenna de façon à obtenir une puissance injectée constante au niveau du circuit de rectification.

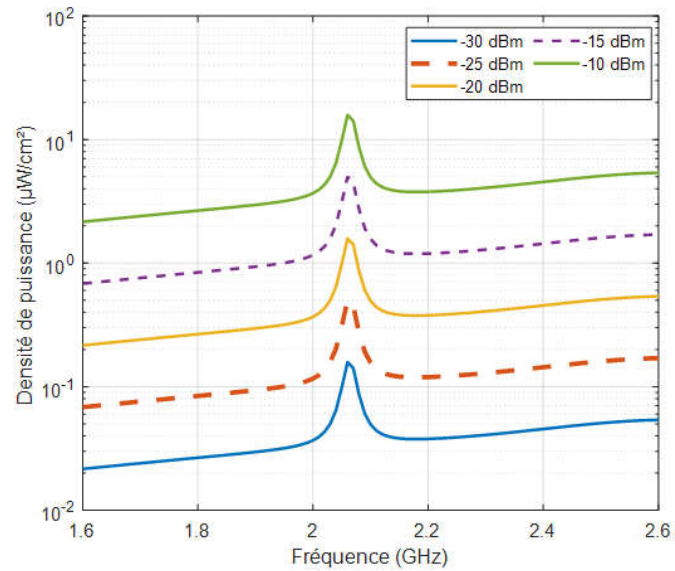


Figure 4-28 Evolution de la densité surfacique de puissance à appliquer à la rectenna pour une puissance de sortie constante.

Les résultats pour les trois charges (1, 1.5 et 2 k Ω) sont représentés sur les figures (4-29), (4-30) et (4-31).

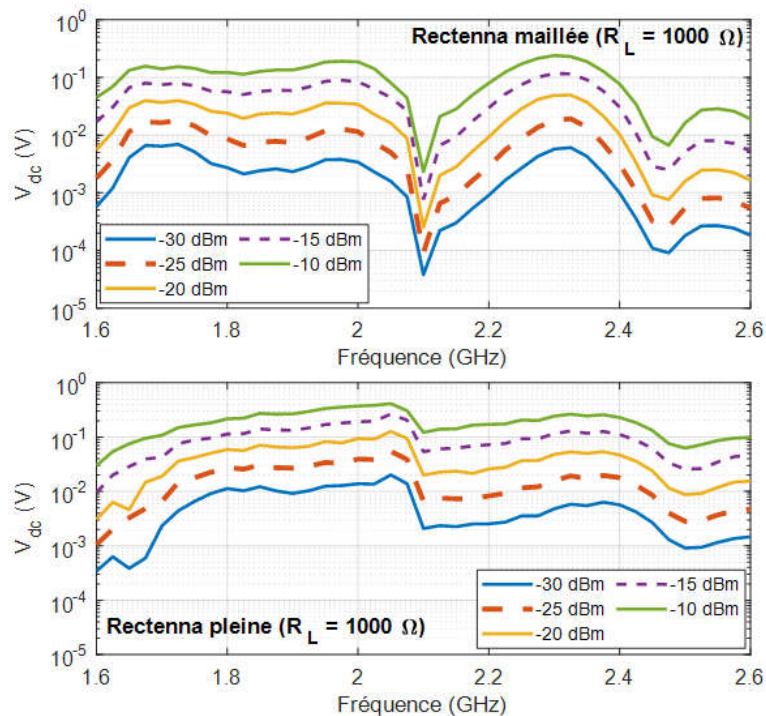


Figure 4-29 Evolutions de la tension de sortie DC en fonction de la fréquence ($R_L=1\text{ k}\Omega$).

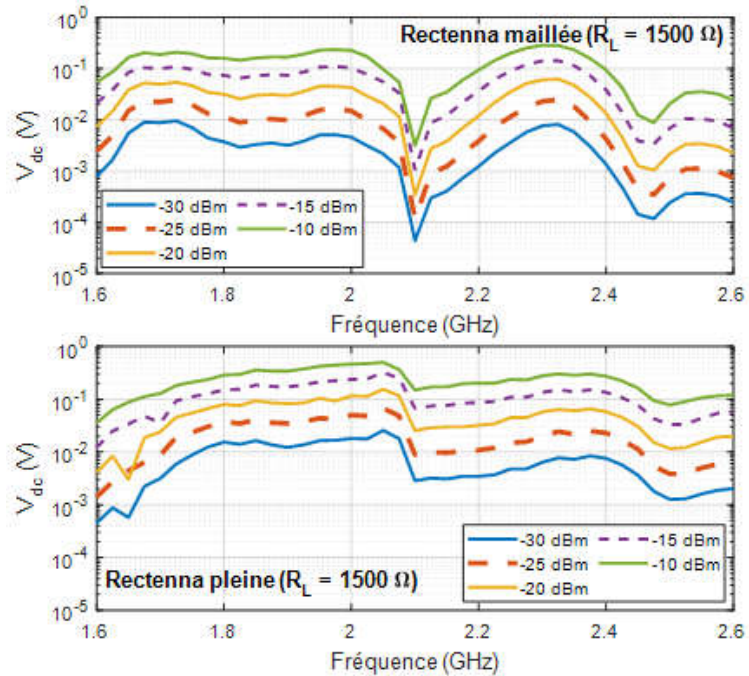


Figure 4-30 Evolutions de la tension de sortie DC en fonction de la fréquence ($R_L=1.5 \text{ k}\Omega$).

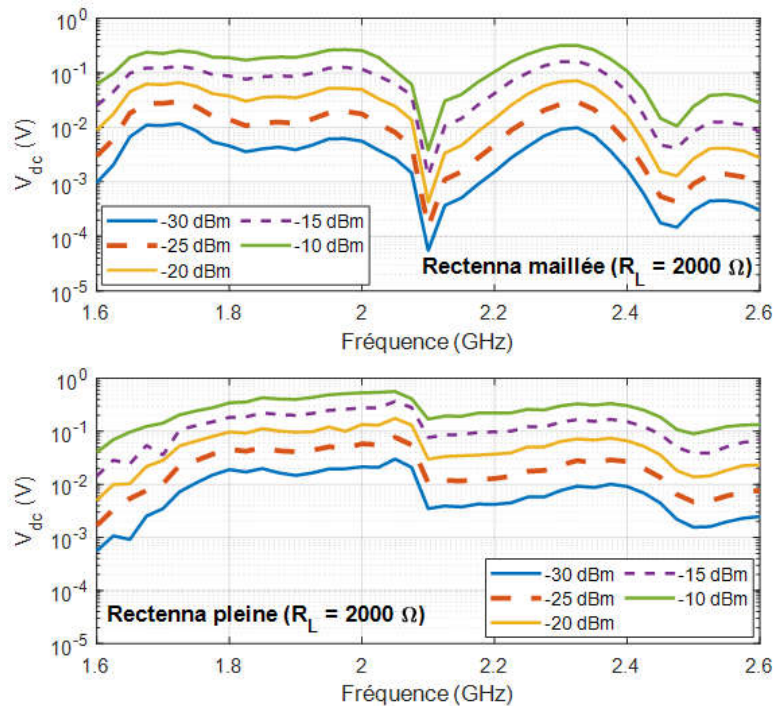


Figure 4-31 Evolutions de la tension de sortie DC en fonction de la fréquence ($R_L=2 \text{ k}\Omega$).

Ici aussi, les courbes donnant la tension augmentent au rythme de la puissance injectée sur le circuit de rectification.

Les tensions mesurées augmentent avec la valeur de la charge mais de façon beaucoup plus contenue ce qui semble conforter l'idée que la charge se situe plutôt vers 2 k Ω .

En comparant les résultats avec ceux de la figure (4-15), on constate que les niveaux de tension sont comparables à ceux mesurés malgré des différences parfois sensibles.

Pour une charge de 1.5 k Ω à 1.85 GHz, la tension mesurée à -20 dBm est de 30 mV pour la rectenna transparente contre 64 mV en simulation pour le rectifier seul.

A 2.45 GHz, pour une charge de 1.5 k Ω et un niveau de puissance de -20 dBm, la tension DC mesurée est de 2 mV pour la rectenna maillée contre 63 mV pour le rectifier simulé en notant ici aussi un décalage de la fréquence haute de 2.45 GHz prédit par simulation contre 2.3 GHz mesuré. A cette fréquence, la tension mesurée sur la structure maillée transparente atteint 60 mV et reste comparable avec celle simulée à 2.45 GHz.

Il n'est pas étonnant de constater des différences dans la mesure où les pertes dans l'antenne maillée, a priori supérieure à celle de référence altéreront les mesures de tension. Les résultats de la figure (4-15) n'intègrent d'ailleurs pas l'antenne de captation.

Les mesures sur la rectenna pleine montrent également ces différences avec celle maillée mais on note que les allures et la position des maxima restent cohérentes et conformes entre les 2 configurations. Le gain pris en compte est celui qui correspond à l'antenne pleine simulée et, comme déjà précisé plus haut, on imagine l'altération du gain, pas nécessairement de façon uniforme d'ailleurs, sur l'antenne maillée ce qui peut augmenter les différences entre les deux structures.

4.7 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous avons conçu et réalisé une rectenna optiquement transparente sur verre de dimension 76.2 par 76.2 mm². La structure a été optimisée à 1.85 et 2.45 GHz.

Pour éviter l'utilisation de vias qui auraient été compliqués à réaliser sur verre, nous avons employé la technologie CPW ce qui permet de n'avoir qu'un seul niveau de métallisation.

L'antenne monopôle à double résonance sur verre a été conçue par simulation HFSS. Elle montre de bonnes performances aux deux fréquences d'intérêt avec un gain de 2.33 et 2.47 dBi à 1.85 et 2.45 GHz, respectivement.

Le circuit de rectification a été optimisé en tenant compte de l'antenne et notamment de ses impédances déterminées aux harmoniques supérieurs et qui sont créés par la diode. Cela permet de dimensionner le filtre d'entrée RF pour limiter les éventuels rayonnements parasites.

La rectenna a été réalisée à l'IETR sur le site de Saint-Brieuc. Ses performances ont été mesurées à l'ESYCOM à l'aide d'un banc mesure dédié.

Dans la mesure où il est compliqué de simuler le comportement de l'antenne maillée, deux prototypes ont été réalisés sur verre. Une structure avec métallisation non maillée donc opaque et utilisée en référence et une structure maillée ce qui a permis de comparer les mesures.

Pour la structure non maillée de référence, les résultats de mesures en terme de tensions DC restent comparables à la simulation avec des valeurs de 360 mV mesurés contre 285 mV simulés à 1.85 GHz pour -10 dBm de puissance injectée à l'entrée du rectifier et pour une charge de 2 k Ω . A 2.45 GHz, le rectifier simulé montre une tension de 284 mV contre 307 mV pour la mesure de la rectenna référence.

4.8 Références du chapitre 4

- [1] K. C. Gupta, R. Garg, and I. B. and P. Bhartia, "*Microstrip Lines and Slotlines*", Edition Artech House. 1996.
- [2] R. N. Simons, "Coplanar Waveguide Circuits , Components , and Systems", Edition John Wiley, vol. 7. 2001.
- [3] Joon Kim, Yong Jee, "Design of ultrawideband coplanar waveguide-fed LI-shape planar monopole antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 383-387, 2007.
- [4] S. R. Best, "On the performance properties of the Koch fractal and other bent wire monopoles", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 51, pp. 1292-1300, June 2003.
- [5] K. Dwibedi, P. Patel, R. Poonkuzhali, D. Thiripurasundari, Z. C. Alex, "Dual band CPW fed wearable monopole antenna", *IEEE Conference on Information Communication Technologies (ICT)*, pp. 1134-1137, Apr. 2013.
- [6] J. Hautcoeur, F. Colombel, X. Castel, M. Himdi, and E. M. Cruz, "Optically transparent monopole antenna with high radiation efficiency manufactured with silver grid layer (AgGL),", *Electronics Letters*, vol. 45, no. 20, pp. 1014-1016, Sep. 2009.
- [7] <http://www.schwarzbeck.de/en/antennas/broadband-horn-antennas/double-ridged-horn-antenna/402-bbha-9120b-double-ridged-broadband-horn-antenna.html>
- [8] X. Castel, "Contribution au developpement de materiaux innovants pour applications hyperfréquences et systemes antennaires associés," Ecole doctorale MATISSE, IETR Rennes, HDR soutenue le 03 décembre 2015.

Conclusion générale

Conclusion générale

Nous allons ici rappeler succinctement les principaux résultats les plus marquants obtenus et que nous avons exposés en détail tout au long des quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous avons tout d'abord rappelé de manière synthétique les principales ressources énergétiques récupérables dans l'environnement. Nous nous sommes ensuite focalisés sur la récupération d'énergie électromagnétique en rappelant les grands principes de la Transmission d'Energie Sans Fils (TESF) et en détaillant les différents éléments qui constituent la rectenna (antennes, circuit de conversion, filtres...). Ce travail étant consacré à la conception de rectenna sur substrats transparents, nous avons clôturé ce chapitre en présentant des structures rectennas performantes imprimées sur des substrats organiques issues de la littérature, mais dont l'empreinte métallique est minimisée. Basées toutes sur des antennes de captation filaires imprimées, ces topologies permettront en effet de réduire l'impact visuel une fois imprimées sur des substrats transparents de type plexiglas ou verre.

Dans le chapitre II, nous avons d'abord souhaité présenter les niveaux de puissances susceptibles d'être récupérés dans l'environnement ambiant à partir des relevés effectués par l'Agence Nationale des Fréquences (ANFR). Pour conforter ces résultats, nous avons effectué des mesures du champ électromagnétique sur le site de l'université Gustave Eiffel dans une bande de fréquence s'étendant de 900 MHz à 2.45 GHz. Nous avons montré que l'énergie électromagnétique était disponible, certes en faible quantité, mais avec des variations très sensibles au cours de la journée. Nous avons ensuite poursuivi ce chapitre en présentant les deux substrats transparents utilisés dans ce travail. Si nous connaissons bien les caractéristiques du verre, les incertitudes sur le substrat plexiglas nous ont poussées à caractériser expérimentalement sa permittivité. Nous avons enfin détaillé la technologie retenue pour la réalisation d'antennes optiquement transparente sur verre par utilisation d'un matériau bon conducteur et maillé. A la fin de ce chapitre et pour illustrer, nous avons cité quelques exemples d'antennes optiquement transparentes et un exemple de rectenna sur un substrat transparent développé autour de la fréquence 2.5 GHz.

Le troisième chapitre est dédié à l'étude, à la réalisation et la caractérisation de plusieurs rectennas sur substrat plexiglas. Souhaitant concevoir ces antennes en utilisant une technique à faible coût et disponible au laboratoire, nous avons réalisé les prototypes par gravure mécanique en découpant le motif souhaité sur un ruban cuivré directement reporté sur le substrat. Les antennes seront également de type filaire de façon à minimiser l'empreinte métallique et conserver une bonne transparence optique.

Nous avons tout d'abord présenté et conçu une rectenna sur plexiglas dans la bande ISM à 2.45 GHz. Basées sur des antennes dipôles, ces structures utilisent un accès par ligne CPS pour

s'affranchir du plan de masse et optimiser la transparence. La structure élémentaire est basée sur deux antennes dipôles et un circuit de conversion à diode parallèle à un seul niveau de métallisation.

Nous avons étudié différentes techniques de recombinaison (série, parallèle) à partir de cette structure élémentaire puis évalué les performances d'une rectenna composée de 6 éléments dipôles associés en série.

La structure initiale à deux dipôles en série présente un rendement mesuré de 16 % sur une charge résistive de 4.4 k Ω et une puissance RF faible de -17 dBm (-20 dBm par antenne) soit une DSP de 0.38 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$. La tension dans ce cas est de 120 mV.

En comparaison pour la structure parallèle, le rendement pour la même DSP est de 22 % sur une charge optimale réduite à 1.1 k Ω et une tension DC de 70 mV.

Même si la tension est bien augmentée pour la configuration série, celle-ci semble plus fragile et est plus fortement impactée par un potentiel déséquilibre de fonctionnement entre les deux rectennas.

Le réseau de 6 dipôles rectennas placés en série et fonctionnant à 2.45 GHz affiche des tensions continues allant de 0.55 à 2.13 V pour des densités de puissance de 1.33 jusqu'à 10.55 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ et une charge de 12 k Ω . On constate l'augmentation de la tension DC avec le nombre de rectennas mais la configuration série reste plus sensible au déséquilibre en puissance entre éléments et qui affecte ses performances.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous avons développé une rectenna boucle imprimée résonnante sur substrat plexiglas dans la bande GSM900.

Dépourvue de circuit d'adaptation en entrée et adaptée en puissance, cette rectenna montre un rendement de 28 % et une tension DC de 90.57 mV pour une DSP plus faible de 0.14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ sur une charge optimale de 1500 Ω .

Sur ce principe, nous avons clôturé ce chapitre en développant des antennes boucles circulaires sur plexiglas aux différents standards GSM1800, UMTS, WiFi et LTE (4G).

Le rendement maximal a atteint 72.6 % pour une fréquence de 937 MHz (GSM900) et 57 % pour la fréquence 1860 MHz (GSM1800) à partir d'une densité surfacique de puissance égale à 10 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$. Le rendement pour les autres fréquences évolue entre 35 et 48 % pour l'UMTS (2.04 GHz), WiFi (2.49 GHz) et LTE 4G (2.75 GHz). Outre la faisabilité concernant la conception d'antennes à faible empreinte métallique, cette partie montre également l'intérêt de capter l'énergie sur des fréquences disponibles plus basses.

Toutes les rectennas ont été réalisées de manière simple et peu coûteuse au laboratoire et caractérisées expérimentalement. Elles présentent des propriétés dont la transparence visuelle est très proche de 95% et peuvent convenir aux applications de récupération d'énergie sur des diélectriques transparents à bas coûts comme le plexiglas.

Dans le quatrième chapitre, nous avons développé une rectenna transparente bi-bande (1.85 et 2.45 GHz) sur verre en utilisant la technologie employée à l'IETR. Il s'agissait de déposer une fine couche d'argent et de réaliser un maillage micrométrique pour s'assurer de la transparence optique de la structure.

L'antenne et le rectifier ont été dans un premier temps simulés et optimisés sur HFSS de façon à tenir compte des impédances de l'antenne dans la conception du circuit de rectification.

L'antenne est constituée d'un monopôle en L et L inversé et présente de bonnes performances aux 2 fréquences d'intérêt avec un gain réalisé simulé de 2.33 et 2.47 dBi à 1.85 et 2.45 GHz, respectivement.

Le circuit de rectification a été également développé pour coïncider aux deux fréquences de l'antenne. Pour sa conception, les éléments distribués ont été privilégiés pour limiter les effets dus aux incertitudes sur les valeurs et le placement des éléments localisés et, c'est une conséquence, permettra au final de n'utiliser qu'une seule diode de rectification en série avec la ligne d'alimentation.

Les mesures ont été réalisées sur deux rectennas sur verre:

- ❖ une sans maillage donc opaque qui a servi de référence,
- ❖ une maillée donc optiquement transparente.

Les résultats en tension ont pu être également obtenus en ajustant la densité de puissance à la surface à l'antenne de façon à tenir compte de son gain et ainsi pouvoir comparer les résultats mesurés à puissance fournie par l'antenne constante avec ceux de la simulation du circuit de rectification.

Un décalage en fréquence a été observé dans la bande haute (2.3 GHz au lieu de 2.45 GHz) mais dans la bande basse, les résultats mesurés ont montré une tension de 30 mV à 1.85 GHz contre 60 mV pour le rectifier simulé pour une puissance P_{RF} de -20 dBm. En tenant compte du décalage en fréquence, à 2.3 GHz, nous avons obtenu 65 mV contre 52 mV pour la simulation à 2.45 GHz.

Ces résultats sont très encourageants. Ils ont cependant montré des différences entre la simulation ce qui nous amène à dégager quelques pistes pour un futur travail.

Même si nous avons évité la simulation lourde d'une structure complète maillée, il semble important de pouvoir caractériser l'antenne maillée seule de façon à avoir une idée plus précise de ses caractéristiques (gain, impédance d'entrée) qui seront utilisées par la suite pour le circuit de rectification et ainsi limiter les écarts entre simulations et mesures.

Cela permettra également d'avoir une idée plus précise du rendement de la rectenna sur verre, non mesuré ici.

Les contraintes en réalisation étant fortes, la simulation devra nous conforter en amont des mesures. Des études paramétriques sur l'influence des dimensions du substrat et donc du plan de masse mais également sur les paramètres, comme les longueurs et les largeurs, des lignes les plus influentes dans le circuit de rectification qui souvent altèrent sensiblement les performances de la rectenna seront utiles pour anticiper les résultats.

Les rectennas sur substrat plexiglas représentent une alternative à coût beaucoup plus réduit même si la transparence vient ici des surfaces métallisées que l'on diminue au maximum. Les résultats sont encourageants mais le report et la découpe du ruban cuivré rendent très délicat le report des composants localisés. Hormis la diode et lorsque cela est possible, il faudra définir des structures qui utiliseront le plus souvent possible des éléments distribués pour la réalisation des filtres.

Communications et publications

- [1] Takhedmit, H.; L. Cirio, **S. Bellal**, D. Delcroix, O. Picon, "Compact and efficient 2.45 GHz circularly polarised shorted ring-slot rectenna", Electronics Letters, 1st March 2012 Vol. 48, N° 5.
- [2] Takhedmit, H. ; **Bellal, S.** ; Cirio, L. ; Picon, O. : 'RF energy harvesting in urban environments using transparent rectenna arrays', Proc. Sensors, Energy Harvesting, Wireless Network And Smart Objects , SENSO 2014. 22-24 October 2014, Gardanne, France.
- [3] **Bellal, S.** ; Takhedmit, H. ; L. Cirio ; Picon, O. : 'Récupération d'énergie électromagnétique sur supports transparents: conception et optimisation d'une rectenna à 2,45 GHz ', Journées Nationales Micro-ondes, JNM 2015, 3-5 Juin 2015, Bordeaux.
- [4] **Bellal, S.** ; Takhedmit, H. ; L. Cirio : 'Design and Experiments of Transparent Rectennas for Wireless Power Harvesting', IEEE Wireless Power Transfer Conference, WPTC 2016. 06-07 May 2016, Aveiro Portugal.

Titre : Conception d'antennes planaires sur substrats transparents pour la récupération et la conversion d'énergie électromagnétique

Résumé :

On assiste depuis quelques années à la prolifération dans le paysage urbain des émetteurs de champ électromagnétique (émissions TNT, téléphonie mobile aux standards GSM, UMTS, LTE et hot spots WiFi...). Cela rend particulièrement attractif et opportuniste la récupération d'énergie électromagnétique pour accroître l'autonomie énergétique des systèmes électroniques à très faible consommation.

Plus particulièrement, on a souhaité ici exploiter la proportion grandissante des surfaces vitrées dans l'environnement urbain pour concevoir des rectennas (pour rectifying antennas) sur des matériaux transparents. Ces rectennas ont des caractéristiques intéressantes puisque pratiquement invisibles, discrètes et facilement intégrables dans l'environnement. Le verre et le plexiglas constituent deux supports disponibles et présents en quantité pour y intégrer des rectennas dédiées à la récupération et la conversion d'énergie électromagnétique.

Nous proposerons plusieurs prototypes de rectenna dans un premier temps sur substrat plexiglas. Réalisées ici à partir d'une empreinte métallique, les structures utilisent des antennes planaires développées en technologie CPS pour réduire l'impact visuel et simplifier le processus de réalisation. Différents prototypes et mise en réseaux de prototypes seront réalisés aux actuels standards de communication.

Les rectennas optiquement transparentes sur substrat verre utiliseront une technique développée au laboratoire IETR. L'alimentation par ligne CPW permettra de n'utiliser qu'un seul niveau de métallisation et facilitera le report des composants. La structure bi-bande développée (1.85 et 2.45 GHz) sera mesurée au laboratoire ESYCOM sur un banc de mesure dédié permettant une caractérisation en rayonné à l'intérieur de la chambre anéchoïque.

Les résultats et performances obtenus (simulation et mesures) en termes de tension de sortie convertie et rendement de conversion montreront le réel apport de ces structures gravées sur des supports transparents ce qui pourra dégager de réelles perspectives d'applications.

Mots-Clés : Rectennas transparentes, association de rectennas, diode Schottky, technologie CPS, technologie CPW, verre, plexiglas, transparences optique et visuelle.

Title: Design of printed on glass rectennas for RF energy harvesting application

Abstract :

Currently, we can observe the increasing proliferation of RF and microwave transmitters in the urban environment (TNT, GSM, UMTS, LTE et hot spots WiFi). This makes the electromagnetic energy harvesting particularly attractive and opportunistic to increase the energy autonomy of wireless electronics devices with very low consumption.

Particularly, we propose here to exploit the growing proportion of glass surface in the urban environment to design rectennas (for rectifying antenna) with low visual impact. Indeed, these rectennas have attractive characteristics since they are practically invisible and easily integrated into the environment. Glass and Plexiglas are two supports available in sufficient quantity to integrate rectennas which are dedicated to the electromagnetic energy harvesting.

We will initially propose several rectenna prototypes on a plexiglass substrate. Developed here from a coppered strip, the printed structures are developed in CPS technology to reduce the visual impact and simplify the fabrication steps. Several prototypes of rectennas and rectenna arrays will be proposed on different standards and frequency bands.

The optically transparent rectennas on a glass substrate will use a technique developed at the IETR laboratory. The CPW technology will allow only one level of metallization and will improve the realization process. The dual-band structure (1.85 and 2.45 GHz) will be measured and characterized at ESYCOM laboratory in radiated mode and by using a dedicated measurement setup.

The simulated and measured results in terms of converted output voltage and conversion efficiency will show the real contribution of these structures reported on transparent substrates, allowing the emergence of many potentially interesting applications.

Keywords: RF energy harvesting, rectenna, rectenna array, optical and visual transparencies, CPS and CPW technologies, glass and plexiglass substrates.

Keywords : *RF energy harvesting, rectenna, rectenna array, optical and visual transparency, CPS and CPW technologies, glass and Plexiglas substrates.*