



**HAL**  
open science

# Développements de circuits Rectennae bi-polarisation, bi-bande pour la récupération et conversion d'énergie électromagnétique à faible niveau

Walid Haboubi

► **To cite this version:**

Walid Haboubi. Développements de circuits Rectennae bi-polarisation, bi-bande pour la récupération et conversion d'énergie électromagnétique à faible niveau. Electronique. Université Paris-Est, 2014. Français. NNT : 2014PEST1089 . tel-01126935

**HAL Id: tel-01126935**

**<https://theses.hal.science/tel-01126935>**

Submitted on 6 Mar 2015

**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**

Pour obtenir le grade de  
**Docteur de l'Université Paris-Est**  
Spécialité : **Électronique, optronique et systèmes**

**Développements de Circuits Rectennae Bi-  
polarisation, Bi-bande pour la Récupération  
et Conversion d'Énergie Électromagnétique  
à Faible Niveau**

Thèse soutenue publiquement le 18/12/2014 par :  
**Walid HABOUBI**

Directeur de thèse : **Laurent CIRIO**  
Co-directrice de thèse : **Odile PICON**  
Co-encadrant : **Hakim TAKHEDMIT**

**Rapporteurs :**

Tan-Phu VUONG                      Professeur à l'université de Grenoble (IMEP-LAHC)  
Mohamed HIMDI                    Professeur à l'université de Rennes (IETR)

**Examineurs :**

Christophe GAQUIERE            Professeur à l'université de Lille (IEMN)  
Odile PICON                        Professeur à l'université Paris-Est Marne la Vallée (ESYCOM)  
Hakim TAKHEDMIT                Maître de Conférences à l'université Paris-Est Marne la Vallée  
Laurent CIRIO                      Professeur à l'université Paris-Est Marne la Vallée

**Invités :**

François COSTA                    Professeur à l'université de Créteil (SATIE)  
Christian VOLLAIRE                Professeur à l'Ecole Centrale de Lyon (Ampère)



## Résumé :

L'amélioration de l'autonomie énergétique des systèmes communicants constitue aujourd'hui une des préoccupations majeures pour leur déploiement massif dans notre environnement. On souhaite rendre complètement autonome ces dispositifs électroniques (on pense entre autres aux capteurs et réseaux de capteurs) en s'affranchissant des sources d'énergie embarquées qui nécessitent des opérations de remplacement ou de recharge périodiques. Parmi les sources d'énergie disponibles qui peuvent être exploitées, on trouve les ondes électromagnétiques. Le dispositif qui permet de capter cette énergie et la convertir en puissance continue utile est dénommé Rectenna (Rectifying antenna) qui associe une antenne de captation à un circuit de rectification à base de diodes.

Les rectennae ont fait l'objet d'un nombre important de communications dans la littérature ces dernières années avec pour fil conducteur, la recherche de performances optimales compte tenu de l'atténuation des ondes électromagnétiques et des faibles niveaux de champ récupérés. C'est dans ce contexte que s'est déroulé ce travail de thèse dont le financement a été assuré par un contrat ANR (REC-EM).

Dans ce travail, on s'est attaché à développer, à concevoir et à caractériser expérimentalement des structures planaires qui présentent des propriétés intéressantes :

- En terme de polarisations orthogonales, ceci de façon à s'affranchir de l'orientation arbitraire de l'onde incidente à la rectenna. Une rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz et à double accès sera réalisée pour, de plus, s'affranchir de la perte de 3 dB lorsque l'onde récupérée est à polarisation linéaire à orientation arbitraire.
- En terme de résonances multiples, ceci pour augmenter le niveau de puissance récupérée par l'antenne et optimiser la puissance continue convertie. Une rectenna à double fréquence (1.8 et 2.45 GHz) et à accès unique sera conçue ainsi qu'une rectenna constituée d'un réseau de deux antennes double fréquence.
- En terme de réduction de taille en s'affranchissant de l'utilisation du filtre HF entre l'antenne et le circuit de conversion ceci pour l'ensemble des structures rectennae développées dans ce travail.

Dans tous les cas, il sera nécessaire de développer le circuit de rectification le plus adapté à la topologie de l'antenne de captation et évaluer la technique de recombinaison optimale coté DC pour s'affranchir au mieux des déséquilibres qui peuvent apparaître entre les voies d'accès de l'antenne. Pour contenir les dimensions de la structure globale, des circuits mono diode seront dimensionnés et réalisés pour chacune des structures.

Enfin, on exploitera l'antenne à double polarisation circulaire double accès, dont on cherchera à diminuer les dimensions, pour alimenter un capteur de température à affichage LCD. Pour augmenter le niveau de tension nécessaire au fonctionnement du capteur, nous associerons entre la rectenna et le capteur un convertisseur DC-DC. Il s'agit, dans ce cas, d'un dispositif de gestion d'énergie adapté pour les faibles puissances. Deux convertisseurs seront employés dont celui développé par les laboratoires Ampère de l'Ecole Centrale de Lyon et SATIE à l'ENS Cachan. Ce convertisseur a fait l'objet d'une thèse également financée par l'ANR dans le cadre de ce contrat REC-EM.

**Mots-Clés :** Récupération de l'énergie électromagnétique, antenne imprimée, polarisation circulaire, diode Schottky, techniques de recombinaison en DC, antenne co-localisée, antenne bi-bande, circuit de conversion RF-DC bi-bande, bande GSM-1800, bande ISM-2.45 GHz, convertisseur DC-DC, capteur de température.

## **Abstract :**

Improving energy autonomy of communication systems constitutes one of the major concerns for their massive deployment in our environment. We want to make these electronic devices (sensors and sensor networks) completely autonomous, avoiding the embedded energy sources that require replacement operations or periodic charging. Among the available energy sources that can be harvested, there are electromagnetic waves. The device that can capture this energy and convert it into useful DC power is called Rectenna (Rectifying antenna), combining antenna with diode-based rectifier.

In recent few years, rectennas have reached a significant number of papers in the literature. The main challenge consists in improving performances in term of efficiency, in an attempt to overcome the electromagnetic wave attenuation and the low available field level.

According to this context, this PhD work supported by the ANR project REC-EM has taken place. In this study, we have developed, designed and characterized planar structures that have interesting properties:

- In term of orthogonal polarizations, so energy harvesting becomes feasible regardless the arbitrary orientation of the incident wave on the rectenna. A dual-circularly polarized rectenna at 2.45 GHz with dual-access will be set up to overcome the 3 dB power loss in the case of linearly-polarized incident wave with unknown orientation.

- In term of multiple resonances, so the amount of total RF power collected by the antenna can be increased and consequently the converted DC power level can also be improved. A dual-frequency rectenna (1.8 and 2.45 GHz) with single access will be designed, as well as a rectenna based upon a dual-frequency antenna array.

- In term of size compactness by avoiding the use of the HF filter between the antenna and the rectifier for all developed rectenna structures during this work.

In all cases, it will be necessary to define the most suitable rectifier topology to each antenna and select, if it is appropriated, the optimum DC recombination technique to overcome the effects of RF power imbalance that may occur between the different antenna accesses. Besides, single-diode circuits will be designed and fulfilled for each structure.

Finally, we will miniaturize the dual-circularly polarized dual-access antenna, and exploit it to power a LCD display temperature sensor. To enhance the DC voltage level required to activate the sensor, a DC-DC converter is inserted between the rectenna and the sensor. Such energy management device should be able to operate under low delivered DC power. Two converters will be used. The first one is developed by Ampere Lab at Ecole Centrale de Lyon and SATIE Lab at ENS Cachan. This converter was the subject of another dissertation also supported by the ANR under the REC-EM project.

**Keywords :** RF energy harvesting, printed antennas, circular polarization, Schottky diode, DC recombination techniques, co-localized antenna, dual-band antenna, dual-band rectifier, GSM-1800 band, 2.45-GHz ISM band, DC-DC converter, temperature sensor.



# Table des matières

<b>Liste des abréviations</b> .....	9
<b>Liste des figures</b> .....	10
<b>Liste des tableaux</b> .....	15
<b>Introduction générale</b> .....	18
<b>I. Chapitre I : Introduction à la récupération de l'énergie électromagnétique et état de l'art des rectennas</b> .....	24
<b>1. Introduction</b> : .....	24
<b>2. Historique</b> : .....	25
<b>3. Structure globale d'une rectenna faible puissance</b> : .....	29
3.1 Antenne de réception : .....	30
3.2 Circuit d'adaptation : .....	30
3.2.1 Adaptation par des éléments localisés : .....	31
3.2.2 Adaptation par des éléments distribués : .....	31
3.3 Circuit de conversion RF-DC (Rectifier) : .....	32
3.3.1 Topologie série : .....	34
3.3.2 Topologie parallèle : .....	34
3.3.3 Topologie doubleur de tension : .....	35
3.4 Filtre de sortie DC : .....	35
3.4.1 En éléments localisés : .....	35
3.4.2 En éléments distribués : .....	35
<b>4. Limitation d'exposition aux champs électromagnétiques</b> : .....	36
<b>5. Sources d'énergie électromagnétique ambiantes</b> : .....	36
<b>6. Propagation des ondes EM en espace libre</b> : .....	37
6.1 Les signaux RF en propagation outdoor : .....	38
6.2 Les signaux RF en propagation indoor : .....	39
6.2.1 Principales causes de dépolarisation : .....	39
6.2.2 Comportement de la polarisation d'onde dans un milieu indoor : .....	40
<b>7. Etat de l'art des rectennas</b> : .....	42
7.1 Rectennas mono bande à diversité de polarisation linéaire : .....	42
7.1.1 Rectenna à 2.45 GHz avec alimentation par couplage par fente.....	42
7.1.2 Rectenna à 2.45 GHz avec alimentation par sonde coaxiale.....	43
7.2 Rectennas mono bande à polarisation circulaire : .....	44
7.2.1 Rectenna en forme de fente en boucle à 5.8 GHz .....	44
7.2.2 Rectenna miniaturisée avec une réduction d'harmoniques fonctionnant à 5.5 GHz .....	44
7.2.3 Rectenna compacte à patch circulaire et 2 fentes circulaires déséquilibrées à 2.45 GHz .....	45
7.2.4 Rectenna à 5.8 GHz avec DGS (Defect Ground Structure) .....	46
7.2.5 Rectenna à 35 GHz avec deux patch tronqués .....	47
7.2.6 Rectenna à 2.45 GHz avec réjection d'harmoniques .....	48
7.3 Rectennas avec réseaux d'antennes mono bande à polarisation circulaire : .....	49
7.3.1 Rectenna avec réseau d'antennes 2 x 2 à 5.8 GHz : .....	49
7.3.2 Rectenna avec réseau d'antennes à rotation séquentielle à 2.45 GHz : .....	50

7.4 Rectennas fonctionnant sur deux bandes de fréquence : .....	51
7.4.1 Rectenna avec deux fentes en boucle à 2.45 GHz et à 5.8 GHz .....	51
7.4.2 Rectenna compacte en dipôle replié à 915 MHz et 2.45 GHz .....	52
7.4.3 Rectenna bi-bande à 915 MHz et 2.45 GHz sur substrat flexible .....	53
7.5 Rectennas bi-bande utilisant des réseaux d'antennes : .....	53
7.5.1 Rectenna opérant sur deux bandes GSM-1800 et UMTS -2100 : .....	53
<b>8. Conclusion :</b> .....	54
<b>9. Références</b> .....	56

## **II. Chapitre II : Rectenna à double polarisation circulaire en bande**

<b>ISM à 2.45 GHz</b> .....	62
<b>1. Introduction :</b> .....	62
<b>2. Introduction aux antennes alimentées par couplage par fente :</b> .....	62
2.1 Modèle électrique de l'antenne alimentée par couplage par fente : .....	63
2.2 Influences des différents paramètres : .....	66
<b>3. Optimisation d'une antenne à double polarisation circulaire à deux accès à 2.45 GHz :</b> .....	67
3.1 Description de la structure : .....	67
<b>4. Caractérisation expérimentale de l'antenne optimisée :</b> .....	70
4.1 Réalisation : .....	70
4.2 Paramètres S : .....	71
4.3 Rapport axial : .....	73
4.4 Exploitation de l'antenne pour la récupération de l'énergie EM dans un environnement indoor WLAN : .....	74
4.5 Gain total mesuré en fonction de la fréquence : .....	77
4.6 Diagrammes de rayonnement : .....	77
4.7 Impédance d'entrée: .....	79
<b>5. Systèmes de conversion RF-DC :</b> .....	81
5.1 Introduction à la recombinaison des rectennas : .....	81
5.2 Comparaison des recombinaisons série et parallèle : .....	81
5.3 Simulation globale du circuit rectifier à recombinaison parallèle : .....	85
5.4 Mesures du circuit rectifier à recombinaison en parallèle : .....	86
5.4.1 Etude fréquentielle à une puissance RF de -15 dBm par accès : .....	87
5.4.2 Etude en fonction de la puissance RF dans le cas équilibré : .....	88
5.4.3 Etude de l'influence du déséquilibre en puissance RF d'entrée : .....	89
<b>6. Rectenna à deux accès à 2.45 GHz :</b> .....	90
6.1 Banc et protocole de mesures : .....	91
6.2 Charge optimale pour -15 dBm par accès ( $\Phi = 0^\circ$ ) à 2.45 GHz : .....	92
6.3 Tension et rendement de la rectenna dans le cas de -15 dBm par accès à $\Phi = 0^\circ$ en fonction de la fréquence : .....	93
6.4 Tension et rendement de la rectenna à 2.45 GHz dans le cas d'une densité de puissance RF incidente de $1.5 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ .....	95
6.5 Tension et rendement en fonction de la densité de puissance à 2.45 GHz : .....	96
<b>7. Conclusion :</b> .....	99
<b>8. Références :</b> .....	100

## **III. Chapitre III : Rectennas à polarisation circulaire fonctionnant dans les bandes GSM 1800 et ISM-2.45 GHz**

<b>1. Introduction :</b> .....	104
--------------------------------	-----



<b>2. Antenne bi-bande à polarisation circulaire fonctionnant à 1.85 GHz et à 2.45 GHz :</b>	105
2.1 Description de l'antenne :	105
2.2 Paramètres S :	107
2.3 Rapport axial :	109
2.4 Gain :	110
<b>3. Rectenna bi-bande à 1.85 GHz et à 2.45 GHz :</b>	111
3.1 Description du circuit de conversion RF-DC bi-bande :	113
3.2 Rendement simulé à une puissance RF constante de -15 dBm :	115
3.3 Simulation en fonction de la puissance RF d'entrée du rectifier :	116
3.4 Mesures en fonction de la puissance RF d'entrée du rectifier :	117
3.5 Mesures en fonction de l'angle $\Phi$ :	119
<b>4. Antenne bi-bande à polarisation circulaire réduite en dimensions :</b>	122
4.1 Description de l'antenne :	122
4.2 Performances simulées :	123
<b>5. Réseau d'antennes 2 éléments bi-bande à polarisation circulaire :</b>	126
5.1 Description du réseau d'antennes :	126
<b>6. Rectifier bi-bande associé au réseau d'antennes à 2 éléments :</b>	133
6.1 Description du rectifier :	133
6.2 Résultats de simulation :	136
6.3 Résultats de mesures :	137
<b>7. Conclusion :</b>	140
<b>8. Références :</b>	142

<b>IV. Chapitre IV : Applications pour la récupération de l'énergie électromagnétique</b>	146
<b>1. Introduction :</b>	146
<b>2. Première Application : utilisation d'une rectenna miniaturisée à 2.45 GHz avec un convertisseur DC-DC élévateur pour alimentation d'un capteur de température à faible consommation :</b>	146
2.1 Capteur à affichage digital à faible consommation :	147
2.2 Convertisseur DC-DC :	148
2.3 Antenne à double polarisation circulaire à 2.45 GHz miniaturisée par superstrate :	153
2.4 Rectenna à double polarisation circulaire miniaturisée :	156
2.5 Démonstrateur de la première application :	159
<b>3. Deuxième Application : utilisation de la rectenna à 2.45 GHz à double polarisation circulaire non miniaturisée avec un convertisseur DC-DC développé au cours du projet ANR :</b>	161
<b>4. Conclusion :</b>	168
<b>5. Références :</b>	170
<b>Conclusion générale</b>	174
<b>Perspectives</b>	176

# Liste des abréviations

ADS - *Advanced Design System*  
ANFR - *Agence Nationale des Fréquences*  
CPS - *Coplanar Stripline*  
DC - *Direct Current (régime continu)*  
FM - *Frequency Modulation*  
GSM - *Global System for Mobile Communications*  
HB - *Harmonic Balance*  
HF - *Hyperfréquence (Haute Fréquence)*  
HFSS - *High Frequency Structural Simulator*  
IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers*  
ISM - *Industrial Scientific Medical*  
LCD - *Liquid Crystal Display*  
LTE - *Long Term Evolution*  
PIRE - *Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente*  
RF - *Radio Frequency*  
SPS - *Solar Power System*  
SSP - *Space Solar Power*  
TNT - *Télévision Numérique Terrestre*  
UMTS - *Universal Mobile Telecommunications System*  
WLAN - *Wireless Local Area Network*  
WPT - *Wireless Power Transmission*

# Liste des figures

Figure I.1 La Tour Wardencllyffe .....	25
Figure I.2 Pilotage d'avion modèle par énergie RF sans fil ( $f = 2.411$ GHz).....	26
Figure I.3 Projet SPRITZ (année 2000) .....	26
Figure I.4 Exemple d'un satellite SSP .....	27
Figure I.5 Principe de fonctionnement d'un système SSP (Space Solar Power).....	27
Figure I.6 Démonstrateur : Réseau de rectennas à 5.8 GHz alimentant 72 diodes GaN .....	28
Figure I.7 Réseau de rectennas à 2.45 GHz.....	28
Figure I.8 Alimentation de capteur de température par réseau de rectennas à partir du WiFi ambiant..	28
Figure I.9 Différentes parties d'une rectenna faible puissance .....	29
Figure I.10 Modèle équivalent de l'antenne de réception .....	30
Figure I.11 Adaptation du circuit redresseur à l'antenne .....	31
Figure I.12 Modèle électrique d'une diode Schottky en régime petit signal .....	32
Figure I.13 Topologie de la configuration série .....	34
Figure I.14 Topologie de la configuration parallèle.....	35
Figure I.15 Topologie de la configuration en doubleur de tension .....	35
Figure I.16 Exemple de mesures en ambiant (Source ANFR ).....	37
Figure I.17 Réflexions multiples dans un volume de mur composite.....	39
Figure I.18 Dépolarisation par double réflexions suite à une incidence oblique .....	40
Figure I.19 La fonction de densité de probabilité pdf ( $n$ ) en fonction de l'exposant de distance $n$ dans les conditions LOS.....	41
Figure I.20 La fonction de densité de probabilité pdf ( $n$ ) en fonction de l'exposant de distance $n$ dans les conditions NLOS.....	41
Figure I.21 Patch avec fente en croix (a)      Circuit rectifier et fentes de couplages (b).....	42
Figure I.22 Circuit de rectification de la rectenna à recombinaison DC.....	43
Figure I.23 Structure de la rectenna alimentée par sonde coaxiale .....	43
Figure I.24 Antenne polarisée circulairement avec fente en forme de boucle .....	44
Figure I.25 Structure de l'antenne miniaturisée avec filtre coupe bande .....	45
Figure I.26 Architecture de l'antenne et du circuit redresseur .....	46
Figure I.27 Rectifier en doubleur de tension avec réjection du 3ème harmonique par stub radial.....	46
Figure I.28 Antenne patch avec coins tronqués et DGS (Defect Ground Structure) sur le plan de masse	47
Figure I.29 Structure du circuit redresseur (Rectifier) à 5.8 GHz.....	47
Figure I.30 Antenne double patch avec troncatures rectangulaires et alimentation au niveau des coins ..	48
Figure I.31 Circuit de conversion RF-DC fonctionnant à 35 GHz.....	48
Figure I.32 Architecture de l'antenne patch circulaire à 2.45 GHz.....	48
Figure I.33 Architecture du circuit de conversion RF-DC .....	49
Figure I.34 Architecture du réseau d'antennes .....	49
Figure I.35 Circuit de rectification basé sur LTC5535 .....	50
Figure I.36 Réseau d'antennes patch circulaire à rotation séquentielle.....	50

Figure I.37 Architecture du circuit de conversion RF-DC multiplicateur de tension à 4 étages.....	51
Figure I.38 Rectenna polarisée circulairement avec deux fréquences duales .....	51
Figure I.39 Vue de dessus et vue de dessous de la rectenna bi-bande.....	52
Figure I.40 Architecture du rectifier bi-bande à 915 MHz et 2.45 GHz.....	52
Figure I.41 Antenne Yagi-Uda avec rectifier bi-bande.....	53
Figure I.42 Architecture du réseau d'antennes 1x2 : (a)Vue de dessus (b)Vue de profil.....	54
Figure I.43 Rectifier bi-bande à simple accès .....	54
Figure II.1 Antenne patch couplée par une fente (d'après Garg, Bhartia et Bahl ).....	64
Figure II.2 Modèle électrique équivalent d'une antenne patch couplée par fente.....	65
Figure II.3 Circuit équivalent en ligne de transmission du patch rectangulaire alimenté par une fente ....	65
Figure II.4 Géométrie de l'antenne optimisée à double polarisation circulaire à 2.45 GHz .....	68
Figure II.5 Élément rayonnant (Patch) .....	71
Figure II.6 Fente de couplage en croix sur plan de masse .....	71
Figure II.7 Circuit d'alimentation à double accès .....	71
Figure II.8 Coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	72
Figure II.9 Coefficient d'isolation $S_{21}$ .....	72
Figure II.10 Rapport axial de l'antenne (direction broadside) correspondant à une polarisation circulaire droite (RHCP) .....	73
Figure II.11 Simulation du gain par accès et gain total de l'antenne illuminée par une onde.....	75
Figure II.12 Gain par accès et gain total de l'antenne mesurés à 2.45 GHz.....	76
Figure II.13 Evolution du gain total en polarisation linéaire mesuré en fonction de la fréquence .....	77
Figure II.14 Diagramme de rayonnement normalisé $E_{\theta}$ à 2.45 GHz.....	78
Figure II.15 Diagramme de rayonnement normalisé $E_{\phi}$ à 2.45 GHz .....	78
Figure II.16 Impédance d'entrée de l'antenne simulée par HFSS entre 2 GHz et 3 GHz.....	80
Figure II.17 Impédance d'entrée de l'antenne simulée par HFSS dans la bande ISM 2.45 GHz.....	80
Figure II.18 Recombinaisons : Série (a) et Parallèle (b) .....	82
Figure II.19 Recombinaison série : Evolution du rendement du circuit rectifier.....	84
Figure II.20 Recombinaison parallèle: Evolution du rendement du circuit rectifier.....	84
Figure II.21 Layout du circuit de conversion RF-DC à recombinaison parallèle .....	86
Figure II.22 Circuit de conversion RF-DC double accès à recombinaison DC en parallèle.....	87
Figure II.23 Evolution de la tension DC de sortie et du rendement de conversion du circuit.....	87
Figure II.24 Evolution du rendement du circuit rectifier dans le cas d'une alimentation équilibrée sur les deux accès ( $f = 2.43$ GHz, $R_L = 1700 \Omega$ ).....	88
Figure II.25 Evolution du rendement du circuit rectifier dans le cas déséquilibré avec $P_{RF1} = -20$ dBm fixe .....	89
Figure II.26 Evolution du rendement du circuit rectifier dans le cas déséquilibré avec $P_{RF1} = -15$ dBm fixe .....	89
Figure II.27 Evolution du rendement du circuit rectifier dans le cas déséquilibré avec $P_{RF1} = -10$ dBm fixe .....	90

Figure II.28 Rectenna à deux accès (a) Vue de dessus (patch) (b) Plan de masse avec fentes de couplage et 3 Vias (c) Vue de dessous (circuit d'alimentation et rectifier).....	90
Figure II.29 Description de la rectenna à 2.45 GHz avec circuit de conversion RF-DC à double accès.....	91
Figure II.30 Banc de mesures de la rectenna.....	91
Figure II.31 Rectenna sous test à l'intérieur de la chambre anéchoïque.....	92
Figure II.32 Rendement et tension de la rectenna en fonction de la charge .....	93
Figure II.33 Rendement et tension de la rectenna en fonction de la fréquence ( $R_L=1500 \Omega$ ).....	94
Figure II.34 Rendement et tension de la rectenna en fonction de l'angle $\Phi$ ( $DSP = 1.5 \mu W/cm^2$ , $R_L=1500 \Omega$ ) .....	95
Figure II.35 Variation de la tension de sortie de la rectenna en fonction de la dsp.....	97
Figure II.36 Variation du rendement RF-DC de la rectenna en fonction de la dsp .....	98
Figure III.1 Architecture de l'antenne bi-bande à polarisation circulaire.....	106
Figure III.2 Les deux fentes circulaires.....	107
Figure III.3 Ligne d'alimentation .....	107
Figure III.4 Coefficient de réflexion de l'antenne.....	108
Figure III.5 Coefficient de réflexion de l'antenne autour des deux bandes d'intérêt .....	108
Figure III.6 Rapport axial de l'antenne dans la bande GSM 1800 .....	109
Figure III.7 Rapport axial de l'antenne dans la bande ISM-2.45 GHz .....	110
Figure III.8 Gain en polarisation circulaire de l'antenne dans la bande GSM 1800.....	110
Figure III.9 Gain en polarisation circulaire de l'antenne dans la bande ISM-2.45 GHz .....	111
Figure III.10 Architecture globale de la rectenna bi-bande .....	111
Figure III.11 Rectenna bi-bande (Vue de dessus).....	112
Figure III.12 Rectenna bi-bande (Vue de dessous).....	112
Figure III.13 Architecture du circuit de conversion RF-DC bi-bande à 1.85 GHz et 2.45 GHz .....	113
Figure III.14 Influence de $L_7$ sur le rendement à 1.85 GHz et à 2.45 GHz ( $L_9$ fixée à 12.2 mm) .....	114
Figure III.15 Simulation ADS-Momentum du rendement du rectifier dans la bande GSM 1800 et dans la bande ISM-2.45 GHz .....	116
Figure III.16 Tension DC de sortie simulée en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 k\Omega$ ).....	117
Figure III.17 Rendement de conversion RF-DC simulé en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 k\Omega$ ) .....	117
Figure III.18 Tension DC de sortie mesurée en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 k\Omega$ , $\Phi = 0^\circ$ ) .....	118
Figure III.19 Rendement RF-DC mesuré en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 k\Omega$ , $\Phi = 0^\circ$ ) .....	119
Figure III.20 Tension DC de sortie mesurée en fonction de la densité de puissance RF pour différentes valeurs de l'angle azimutal $\Phi$ du champ E incident ( $R_L = 3 k\Omega$ , $f = 1.85 GHz + 2.35 GHz$ ) .....	120
Figure III.21 Rendement RF-DC mesuré en fonction de la densité de puissance RF pour différentes ....	121
Figure III.22 Architecture de l'antenne bi-bande à polarisation circulaire réduite en dimensions.....	122
Figure III.23 Coefficient de réflexion simulé de l'antenne réduite en dimensions .....	123
Figure III.24 Rapport axial de l'antenne réduite en dimensions simulé dans les 2 bandes d'intérêt.....	124
Figure III.25 Gain en polarisation circulaire de l'antenne réduite en dimensions simulé dans les 2 bandes d'intérêt.....	125

Figure III.26 Diagramme de rayonnement $E_0$ .....	125
Figure III.27 Diagramme de rayonnement $E_\Phi$ .....	125
Figure III.28 Diagramme de rayonnement $E_0$ .....	126
Figure III.29 Diagramme de rayonnement $E_\Phi$ .....	126
Figure III.30 Architecture du réseau d'antennes 1x2 à polarisation circulaire.....	127
Figure III.31 Réseau d'antennes bi-bande 1x2 (Vue de dessus) : Les fentes circulaires .....	128
Figure III.32 Réseau d'antennes bi-bande 1x2 (Vue de dessous) : Le réseau d'alimentation.....	129
Figure III.33 Coefficient de réflexion du réseau d'antennes 1x2.....	129
Figure III.34 Rapport axial du réseau d'antennes autour de la bande GSM 1800.....	130
Figure III.35 Rapport axial du réseau d'antennes autour de la bande ISM-2.45 GHz.....	131
Figure III.36 Gain en polarisation circulaire du réseau d'antennes dans la bande GSM 1800.....	132
Figure III.37 Gain en polarisation circulaire du réseau d'antennes dans la bande ISM-2.45 GHz.....	132
Figure III.38 Diagramme de rayonnement $E_0$ .....	133
Figure III.39 Diagramme de rayonnement $E_\Phi$ .....	133
Figure III.40 Diagramme de rayonnement $E_0$ .....	133
Figure III.41 Diagramme de rayonnement $E_\Phi$ .....	133
Figure III.42 Architecture du rectifier bi-bande à 1.81 GHz et à 2.4 GHz .....	135
Figure III.43 Circuit de conversion RF-DC bi-bande à 1.81 GHz et à 2.4 GHz.....	135
Figure III.44 Tension DC de sortie simulée du rectifier en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ ).....	136
Figure III.45 Rendement RF-DC simulé du rectifier en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ ) .....	136
Figure III.46 Tension DC de sortie mesurée en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ , $\Phi = 0^\circ$ ).....	137
Figure III.47 Rendement RF-DC mesuré en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ , $\Phi = 0^\circ$ ) .....	138
Figure III.48 Tension DC de sortie mesurée en fonction de la densité de puissance RF pour différentes valeurs de l'angle azimutal $\Phi$ du champ E incident ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ , $f = 1.81 \text{ GHz} + 2.4 \text{ GHz}$ ).....	139
Figure III.49 Rendement RF-DC mesuré en fonction de la densité de puissance RF pour différentes valeurs de l'angle azimutal $\Phi$ du champ E incident ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ , $f = 1.81 \text{ GHz} + 2.4 \text{ GHz}$ ) .....	140
Figure IV.1 Capteur de température à affichage digital .....	147
Figure IV.2 Profil de consommation en courant du capteur (tension d'alimentation de 1.2 V).....	147
Figure IV.3 Convertisseur DC-DC élévateur (booster) .....	148
Figure IV.4 Source de courant (convention générateur) .....	149
Figure IV.5 Source de tension (convention récepteur).....	149
Figure IV.6 Structure d'un hacheur élévateur .....	149
Figure IV.7 Convertisseur DC-DC bq25504 de Texas Instruments à 16 broches (3mm x 3mm) .....	152
Figure IV.8 Carte d'évaluation du convertisseur DC-DC élévateur bq25504 de Texas Instruments.....	152
Figure IV.9 Géométrie de l'antenne miniaturisée à double polarisation circulaire à 2.45 GHz .....	154
Figure IV.10 Antenne miniature en vue de dessus.....	154
Figure IV.11 Antenne miniature en vue de dessous .....	154
Figure IV.12 Paramètres S mesurés de l'antenne à double accès miniaturisée .....	155
Figure IV.13 Rapport axial simulé et mesuré en fonction de la fréquence .....	156

Figure IV.14 Circuit de conversion RF-DC (en gris) superposé au patch (en noir).....	157
Figure IV.15 Rectenna en vue de dessus (Superstrate).....	157
Figure IV.16 Rectenna en vue de dessous (Rectifier).....	157
Figure IV.17 Evolution de la tension de sortie mesurée de la rectenna en fonction de la DSP .....	158
Figure IV.18 Evolution du rendement RF-DC mesuré de la rectenna en fonction de la DSP.....	158
Figure IV.19 Schéma en blocs descriptif des différents éléments de la première application.....	159
Figure IV.20 : Démonstrateur de la première application : Rectenna miniaturisée + Carte d'évaluation DC-DC bq25504 + Capteur de température.....	160
Figure IV.21 Tension sur oscilloscope de sortie de la rectenna miniaturisée (stable de valeur 350 mV) ainsi que celle de sortie du convertisseur DC-DC (fluctue légèrement autour de 1.2 V) .....	160
Figure IV.22 Convertisseur DC-DC Flyback.....	161
Figure IV.23 Circuit de contrôle du Flyback.....	161
Figure IV.24 Topologie du convertisseur DC-DC Flyback.....	161
Figure IV.25 Convertisseur Flyback en DCM : Phase 1.....	162
Figure IV.26 Convertisseur Flyback en DCM : Phase 2 .....	163
Figure IV.27 Convertisseur Flyback en DCM : Phase 3.....	163
Figure IV.28 Formes d'onde du convertisseur Flyback en mode DCM .....	164
Figure IV.29 Oscillateur Touchstone TS3001 (Circuit de contrôle du Flyback).....	165
Figure IV.30 Tension de sortie du Flyback en fonction de la tension d'entrée pour 3 valeurs de charge résistive terminale en sortie du Flyback.....	165
Figure IV.31 Schéma en blocs descriptif de la deuxième application.....	167
Figure IV.32 Alimentation sans fils d'un capteur de température : extérieur de la chambre anéchoïque.	168

# Liste des tableaux

Tableau I.1 Quelques propriétés de diodes Schottky utilisées dans la récupération d'énergie électromagnétique.....	33
Tableau I.2 Limites d'exposition du grand public aux champs électromagnétiques (France).....	36
Tableau II.1 Comparaison des dimensions d'antenne .....	70
Tableau II.2 Comparaison des fréquences des minima de rapport axial simulé sur la bande [2GHz, 3GHz] .....	73
Tableau II.3 Déphasage entre les deux signaux de sortie de l'antenne.....	74
Tableau II.4 Résultats récapitulatifs de simulation HFSS à 2.45 GHz de l'antenne .....	79
Tableau II.5 Quelques valeurs comparatives de rendement RF-DC .....	83
Tableau II.6 Principaux paramètres de la diode SMS 7630-079LF de Skyworks.....	85
Tableau II.7 Les impédances d'entrée de l'antenne pour les 3 premiers harmoniques vues au point d'interconnexion avec le rectifier calculées par De-embedding de 37.2 mm.....	85
Tableau II.8 Quelques valeurs des tensions DC de sortie du rectifier .....	88
Tableau II.9 Fluctuation du rendement RF-DC pour DSP = 1.5 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ .....	96
Tableau II.10 Valeurs de gains mesurés de l'antenne pour quelques valeurs de l'angle d'incidence $\Phi$ .....	98
Tableau III.1 Coefficient de réflexion de l'antenne aux différents harmoniques .....	107
Tableau III.2 Impédances d'entrée de l'antenne .....	112
Tableau III.3 Puissances des harmoniques en entrée et en sortie du circuit de conversion RF-DC .....	115
Tableau III.4 Mesures en mono-fréquence de la tension DC de sortie de rectenna .....	118
Tableau III.5 Fluctuation de la tension de sortie ou du rendement RF-DC de la rectenna (mesures) .....	121
Tableau III.6 Coefficient de réflexion du réseau d'antennes aux différents harmoniques .....	130
Tableau III.7 Impédances d'entrée mesurées du réseau d'antennes .....	134
Tableau III.8 Puissances des harmoniques en entrée et en sortie du rectifier .....	134
Tableau III.9 Rendement RF-DC simulé pour quelques valeurs de puissance RF d'entrée .....	137
Tableau III.10 Mesures en mono fréquence de la tension DC de sortie de rectenna à une puissance RF moyenne de -20 dBm, pour différentes valeurs de l'angle azimutal $\Phi$ du champ E incident.....	138
Tableau III.11 Fluctuation de la tension de sortie ou du rendement RF-DC de la rectenna (mesures) ...	140
Tableau IV.1 Caractéristiques physiques du capteur de température avec affichage.....	147
Tableau IV.2 Caractérisation du profil de consommation du capteur de température.....	148
Tableau IV.3 Principales caractéristiques du module d'évaluation du bq25504 de Texas Instruments ..	153
Tableau IV.4 Minimum et maximum du gain total mesuré lorsque l'angle azimutal $\Phi$ varie.....	156
Tableau IV.5 Bilan des performances du démonstrateur de la première application .....	160
Tableau IV.6 Différents paramètres du convertisseur DC-DC Flyback .....	166
Tableau IV.7 Bilan des performances du démonstrateur de la deuxième application.....	168





---

# **Introduction générale**

---

## Introduction générale :

On constate aujourd'hui la prolifération sans cesse croissante des dispositifs sans fil nomades et autonomes. Les applications vont de la domotique avec le déploiement annoncé de capteurs et réseaux de capteurs, celles liées à la surveillance de l'environnement, au suivi d'animaux, mais également aux applications médicales et à la surveillance à distance de l'état de santé d'un patient... Ces systèmes sont des dispositifs électronique de tailles réduites constitués souvent d'un microcontrôleur ultra basse consommation et à faible capacité de calcul, de capteurs, d'une antenne et capables de communiquer avec leur environnement. Le développement de la microélectronique a permis la réduction considérable de la consommation énergétique des composants électroniques. Cependant, on trouve également dans ces dispositifs une source d'énergie embarquée sous la forme de piles ou batteries qui nécessitent des opérations de remplacement ou de rechargement périodique ce qui peut freiner la mobilité et le déploiement de ces systèmes communicants pour le plus grand nombre. C'est la raison pour laquelle on constate également aujourd'hui le très fort intérêt porté sur l'amélioration de l'autonomie énergétique voir la complète indépendance de ces systèmes vis à vis des sources embarquées.

Dans ce dernier cas, l'idée directrice consiste à s'affranchir de l'utilisation des piles et batteries en captant une fraction de l'énergie environnante pour la convertir en puissance utile continue pouvant être utilisée pour alimenter l'électronique embarquée ou, autre alternative, pour prolonger la durée de vie des sources embarquées dans le cas d'un apport ponctuel et plus faible de l'énergie récupérée.

Le recours aux systèmes de récupération et conversion d'énergie devrait répondre à ces besoins énergétiques et permettre ainsi de libérer l'utilisateur des contraintes de recharges périodiques, permettant ainsi une durée d'utilisation plus grande en rendant ces systèmes totalement autonomes.

Plusieurs sources d'énergie environnantes et récupérables sont disponibles. On trouve :

- L'énergie solaire qui utilise des cellules photovoltaïques pour produire de l'électricité par effet photoélectrique à partir de la lumière. La densité de puissance pouvant être récupérée s'élève à  $100 \text{ mW/cm}^2$  en outdoor mais s'atténue considérablement en indoor ( $10 \text{ } \mu\text{W/cm}^2$ ).
- L'énergie thermoélectrique exploite le gradient de température pour produire de l'électricité. En effet en choisissant un couple de matériaux semi-conducteurs (de type n et de type p), la quantité d'électricité produite est proportionnelle à l'écart de température entre la jonction chaude et la jonction froide ainsi qu'à la surface des électrodes utilisées. La densité de puissance pouvant être récupérée est estimée à  $1$  à  $10 \text{ mW/cm}^2$  (industriel), et à  $25 \text{ } \mu\text{W/cm}^2$  (humain).
- L'énergie vibratoire qui utilise des structures MEMS (Micro Electro Mechanical System) afin de récupérer l'énergie mécanique et la transformer en électricité. La densité de puissance pouvant être récupérée est estimée à  $100 \text{ } \mu\text{W/cm}^2$  (industriel) et à  $4 \text{ } \mu\text{W/cm}^2$  (humain).
- L'énergie radiofréquence quant à elle récupère l'énergie émise depuis des sources sans fils (FM, TV, GSM, UMTS, WIFI) via une antenne de captation, pour transformer ce signal en puissance continue par l'intermédiaire d'un convertisseur RF-DC basé généralement sur des diodes Schottky. La densité de puissance pouvant être récupérée, depuis l'ambient, est estimée autour de  $1 \text{ } \mu\text{W/cm}^2$ .

Parmi ces micro-sources d'énergies disponibles, on trouve les sources de rayonnement électromagnétique avec des fréquences d'émission allant du kHz au GHz. Du fait des normes de limitation à l'exposition aux champs électromagnétiques, le niveau de puissance RF accessible reste cependant faible.

Cependant, l'énergie RF offre des performances supérieures en termes de mobilité et de flexibilité. En effet, et malgré la faible densité de puissance disponible, la récupération d'énergie RF a certains avantages, parmi lesquels le fait que les ondes radio peuvent se propager à travers les matériaux tels que le plastique, le bois, les plaques de plâtre, le béton. Cela confère aux ondes électromagnétiques une forme de disponibilité car finalement, elles sont omni-présentes dans notre environnement.

De plus, la multitude des sources RF et des standards de communications peut permettre d'optimiser la quantité d'énergie récupérée en concevant des dispositifs, communément appelés Rectenna (Rectifying antenna), plus évolués car multi-bande et capables de capter l'énergie sur plusieurs standards avec des niveaux de puissance souvent déséquilibrés.

C'est dans ce contexte que s'est déroulé ce travail de thèse au sein du laboratoire ESYCOM de l'université Paris-Est Marne-la-Vallée. Ce travail rentre dans le cadre d'un projet intitulé REC-EM (*Récupération de l'énergie électromagnétique*) financé par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR). Ce projet a regroupé trois laboratoires partenaires: ESYCOM (Université de Paris-Est Marne-la-Vallée), SATIE (Ecole Normale Supérieure de Cachan) et Ampère (Ecole Centrale Lyon/ INSA Lyon/ Université Lyon 1).

Il s'agit dans cette thèse de développer, d'optimiser, et de caractériser expérimentalement de nouvelles structures de rectennae innovantes, d'une part, en terme de polarisation circulaire de façon à s'affranchir de la perte en puissance lors du désalignement entre émetteur et récepteur, et d'autre part, en terme de multi-résonances, ce qui permet d'optimiser le niveau de puissance captée et convertie mais nécessite un circuit de conversion dédié et optimisé pour les deux fréquences. On cherchera enfin à réduire la taille de ces dispositifs compte tenu des contraintes dimensionnelles souvent affichées aujourd'hui dans les systèmes communicants.

Au sein de ce projet ANR REC-EM, deux thèses ont été financées. Salah-Eddine ADAMI s'est consacré au cours de sa thèse à concevoir des circuits de conversion DC-DC à faibles seuils de déclenchement qui pourront être associé aux rectennae. Ce sont des systèmes dédiés à la gestion de l'énergie récupérée et convertie par la rectenna. En effet, la tension DC convertie nécessite souvent d'être augmentée pour alimenter l'électronique en aval. Pour ce faire les seuils de déclenchement des convertisseurs DC-DC doivent être les plus faibles possibles.

Le présent manuscrit se divise en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous commencerons par rappeler l'intérêt porté à la récupération d'énergie sans fil, historiquement depuis les fortes puissances vers les plus faibles puissances aujourd'hui. On rappellera également l'architecture générale d'une rectenna et ses topologies. Par la suite, on s'attachera à présenter les sources électromagnétiques les plus intéressantes pour la récupération de l'énergie. On rappellera que les problèmes de dépolarisation d'ondes rendent importants la conception de structures à polarisation circulaire. Enfin nous terminerons ce premier chapitre par un état de l'art des rectennae publiées dans la littérature, à diversité de polarisation, mono-bande, ainsi que celles fonctionnant sur deux bandes de fréquence.

Le second chapitre sera dédié à la conception et la caractérisation d'une antenne à double polarisation circulaire à double accès et à éléments co-localisés. La double polarisation

circulaire a été ici recherchée pour compenser les 3 dB de puissance lorsque l'antenne est alimentée par une onde à polarisation linéaire. Nous avons étudié les différents types de circuit de conversion RF-DC, à deux accès, pouvant être associés à cette antenne mais également la recombinaison optimale côté DC la moins sensible au déséquilibre de puissance entre les accès. La rectenna complète, basée sur la structure de conversion RF-DC, et optimisée à faible niveau de puissance RF, est dédiée à la récupération d'énergie électromagnétique dans la bande ISM-2.45 GHz (2.4 GHz - 2.5 GHz), et principalement dans un environnement indoor (WLAN).

Des caractérisations expérimentales seront présentées afin de confirmer le bon fonctionnement de cette rectenna, indépendamment de l'angle azimutal du champ électrique incident.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à concevoir des structures de rectennae fonctionnant sur deux bandes de fréquence, dans le but d'optimiser le niveau de puissance DC en sortie.

Nous nous sommes focalisés sur des antennes fonctionnant dans la bande GSM-1800 (1805 MHz - 1880 MHz) ainsi que dans la bande ISM-2.45 GHz (2.4 GHz - 2.5 GHz), et qui soient à polarisation circulaire pour surmonter les problèmes de dépolarisation de l'onde électromagnétique incidente. De plus, ces antennes ont un seul accès de sortie afin de pouvoir injecter dans le circuit de conversion RF-DC le signal récupéré dans la bande GSM-1800 MHz associé à celui récupéré dans la bande ISM-2.45 GHz, et ceci simultanément. Le circuit de conversion RF-DC associé à cette antenne, devra être capable de convertir les puissances RF à faibles niveaux, récupérées dans les deux bandes de fréquences.

Des résultats de mesures expérimentales seront présentés pour valider le bon fonctionnement en termes de qualité de polarisation circulaire des rectennae, ainsi que de rendements de conversion RF-DC en récupération bi-bande ou aussi mono-bande lorsqu'une seule source est présente dans l'environnement.

Dans le quatrième chapitre, on présentera une application de la récupération de l'énergie électromagnétique basée sur une rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz, à double accès, miniaturisée par l'utilisation d'une couche superstrate de permittivité diélectrique adaptée, afin de réduire ses dimensions.

Cette rectenna qui sera caractérisée au cours de ce chapitre, sera associée à un module de gestion de l'énergie disponible dans le commerce basé sur un convertisseur DC-DC élévateur de tension. Le système global permettra d'alimenter un capteur de température à faible consommation avec affichage LCD.

Dans un second temps, on exploitera la rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz décrite dans le second chapitre, afin d'alimenter le capteur de température en s'appuyant cette fois-ci sur le module de gestion d'énergie développé au cours du projet ANR REC-EM.

Ce convertisseur DC-DC présente l'avantage d'être parfaitement adapté en impédance à la rectenna, ce qui permet un transfert maximal de la puissance DC. De plus, il est capable de démarrer à de très faibles tensions d'entrée.

Nous concluons ce manuscrit en dressant les points forts développés dans la préparation de ce doctorat et en donnant quelques pistes de perspectives à ce travail.





---

# **Chapitre I**

## **Introduction à la récupération de l'énergie électromagnétique et état de l'art des rectennas**

---



# I. Chapitre I

## Introduction à la récupération de l'énergie électromagnétique et état de l'art des rectennas

### 1. Introduction

Le transfert d'énergie électromagnétique sans fil consiste à transférer de l'énergie RF d'un point à un autre à travers l'espace libre.

Ce transfert consiste d'abord, à convertir l'énergie électrique continue en énergie RF moyennant une source RF (klystron, gyrotron, magnétron ...). Ensuite cette énergie RF est transmise par une antenne d'émission à travers l'espace libre. Enfin, un système de rectenna (rectifying antenna), composé par une antenne de réception suivie d'un circuit de conversion RF-DC permet de capter et convertir cette énergie RF en énergie électrique.

On distingue deux types de transfert de puissance :

- Transfert de puissance en champ proche
- Transfert de puissance en champ lointain

Pour les émetteurs et récepteurs dont le diamètre est inférieur à  $\lambda/2$ , la zone de champ proche est celle de  $r < \lambda$ , tandis que la zone de champ lointain est définie par  $r > 2\lambda$ .

Pour les émetteurs et récepteurs dont le diamètre est supérieur à  $\lambda/2$ , la zone de champ proche et lointain sont définies par rapport à la distance de Fraunhofer  $r = 2.D^2/\lambda$ , où D est la dimension de l'antenne la plus large entre émetteur et récepteur.

En champ proche, les systèmes RFID à basse fréquence (135 kHz et 13.56 MHz) utilisent un couplage capacitif ou inductif afin d'obtenir la puissance dont la puce RFID (chip) a besoin pour pouvoir communiquer.

A ces fréquences, la longueur d'onde  $\lambda$  est très grande par rapport à la distance d'alimentation ( $< 1$  cm pour couplage capacitif et  $< 1$  m pour couplage inductif).

Cependant, pour des distances de transmission dépassant quelques mètres, le transfert de puissance sans fil utilise généralement le mécanisme de propagation de l'énergie par rayonnement électromagnétique (zone de champ lointain). Dans la suite, on s'intéressera à ce dernier mode.

Dans ce chapitre, on présentera quelques éléments de l'histoire du transfert d'énergie sans fil, ensuite on s'intéressera à l'architecture de rectennas fonctionnant à faibles niveaux de puissance, après on évoquera la problématique de limitation d'exposition aux champs électromagnétiques pour basculer à la mise en relief des sources électromagnétiques ambiantes les plus intéressantes pour la récupération de l'énergie. D'autre part, on étudiera la propagation du signal RF à récupérer en milieu outdoor ainsi qu'en indoor afin de dégager les problèmes de dépolarisation ou d'atténuation du niveau de signal qu'il peut rencontrer, dans le but de déterminer la nature de l'antenne récupératrice correspondante. Enfin, on fera l'état de l'art des rectennas à diversité de polarisation fonctionnant sur une seule bande de fréquence ainsi que les rectennas opérant sur plusieurs bandes de fréquence.

## 2. Historique

Entre 1894 et 1899, Marconi a démontré la transmission radio sur une distance de 2.75 km [1]. Tesla a démontré la transmission sans fil sur une distance d'environ 48 km en 1896 [2].

En 1901, la Tour Wardenclyffe de Tesla a été construite et c'était une démonstration commerciale et scientifique de la téléphonie sans fil, la radiodiffusion et la transmission d'énergie sans fil transatlantique (Figure I.1).

Cependant, cette tour n'a pas été complètement opérationnelle et a été démolie au cours la Première Guerre mondiale parce que le gouvernement américain craignait que les espions allemands puissent l'utiliser [3].



**Figure I.1 La Tour Wardenclyffe**

En 1926, Hidetsugu Yagi a publié son premier document sur l'antenne Yagi [4]. En 1961, William Brown a publié un article explorant la possibilité de transfert de puissance micro-ondes [5].

En 1968, un système [6] utilisé pour transmettre sans fil l'énergie solaire captée dans l'espace et ensuite convertie a été proposé : c'est le premier satellite à puissance solaire (SPS solar power satellite).

En 1977, Brown a amélioré la conception des réseaux de rectenna en introduisant des rectennas gravées en film mince [7].

En 1992, un avion modèle a été piloté à l'aide de puissance micro-ondes (projet MILAX). Menée au Japon, cette expérience a été la première à utiliser un réseau d'antennes à commande de phase et à balayage électronique afin d'orienter le faisceau micro-ondes à la fréquence 2.411 GHz sur l'avion mobile (Figure I.2) [8].

Deux caméras reconnaissaient les contours de l'avion, transmettaient l'information sur l'emplacement à un ordinateur qui orientait le réseau vers la direction où se trouve l'avion.

Le réseau d'antennes est situé sur un véhicule utilitaire qui se déplaçait aussi pendant le test.



**Figure I.2 Pilotage d'avion modèle par énergie RF sans fil ( $f = 2.411$  GHz)**

Entre 2000 et 2002, le programme SPRITZ (Université de Kyoto, Japon) a aboutit à la réalisation du système qui apparaît à la figure I.3, présenté au "World Space Congress", Houston , USA pendant l'année 2002 .

Le système utilise 133 lampes halogène 75-W, pour fournir des photons afin d'alimenter les cellules solaires qui affichent en sortie une puissance DC de 166 W et un rendement de conversion de 5%.

Ensuite, une fois que cette puissance DC a été transformée en puissance RF à la fréquence 5.77 GHz, un émetteur micro-ondes exploitait cette puissance transformée pour émettre 25 W.

Recevant de la puissance RF de la part de cet émetteur, un réseau de 1848 rectennas pouvait alimenter alors des diodes LED de démonstration [9].



**Figure I.3 Projet SPRITZ (année 2000)**

Par ailleurs, Texas A & M University ont présenté un réseau de rectennas gravé, à polarisation circulaire, à 5.8 GHz avec une efficacité RF-DC de 82 % [10], destiné à récupérer le signal micro-ondes émis par les satellites à puissance solaire (SPS) (Figure I.4). Ces satellites accumulent l'énergie solaire, la convertissent en puissance DC. Ensuite, cette dernière est transformée en puissance micro-ondes qui sera envoyée par un réseau d'antennes vers la Terre (principe décrit par la figure I.5). Cette étude a été financée par le SERT (Scientific Exploratory Research and Technology).



Figure I.4 Exemple d'un satellite SSP

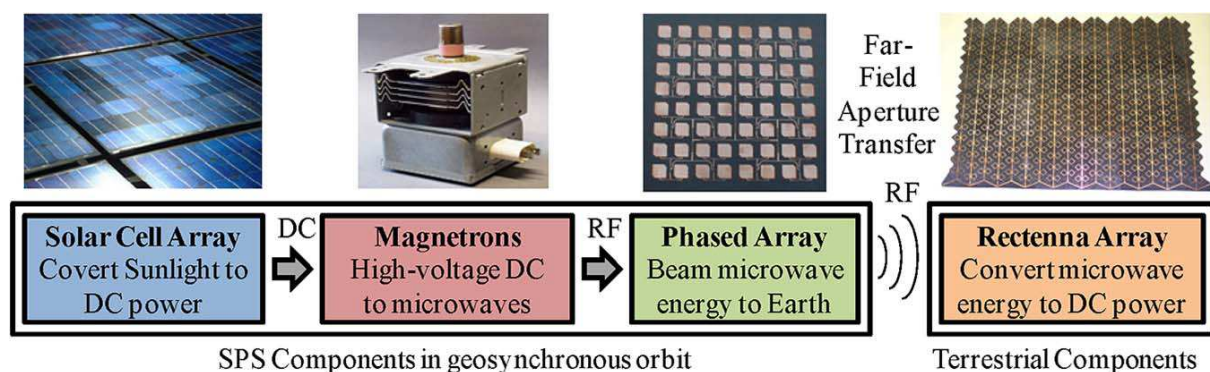


Figure I.5 Principe de fonctionnement d'un système SSP (Space Solar Power)

Ce pourcentage d'efficacité élevé a été rendu possible par les progrès effectués dans la réduction des pertes parasites dans les diodes Schottky.

La fréquence de 5.8 GHz a été choisie pour sa capacité à se propager à travers l'atmosphère avec des pertes relativement faibles. De plus, à cette fréquence, les antennes d'émission et de réception deviennent relativement petites et par la suite compatibles de point de vue faisabilité de la construction du système SPS.

La polarisation circulaire a été choisie pour surmonter les effets de dépolarisation atmosphérique.

L'illumination du réseau de rectennas à polarisation circulaire par le réseau d'antennes à commande de phase (Phased Array), a pour résultat la mise en fonctionnement de 72 diodes GaN (Figure I.6) Cette expérience a été montrée aux médias et aux membres du Congrès Américain en 2002 pendant le "World Space Congress" à Houston, USA.



Figure I.6 Démonstrateur : Réseau de rectennas à 5.8 GHz alimentant 72 diodes GaN

De nos jours, la partie du système SPS qui justifie le plus grand intérêt concerne les cellules solaires photovoltaïques. Pendant les deux dernières décennies, le rendement de conversion vers le DC est resté autour d'environ 30 %. Les pertes sont principalement des pertes par chaleur, réduisant ainsi la puissance rayonnée vers la Terre.

Notant qu'au cours de la dernière décennie, le financement du SPS a été limité [11] en attendant que les cellules photovoltaïques justifient des rendements de conversion plus élevés.

En même temps, avec le déploiement des réseaux de téléphonie mobile (GSM, UMTS), ainsi que des réseaux locaux sans fil (WiFi), il y a de plus en plus d'intérêt porté pour les rectennas à faible puissance, vu la tendance à s'affranchir des piles et des batteries alimentant les capteurs ou les réseaux de capteurs, afin de garantir une autonomie énergétique concrète de ces dispositifs qui connaissent récemment une diminution de leur niveau de consommation [12]. Or, si on se base seulement sur l'énergie RF ambiante, la tension de sortie de la rectenna reste très faible et donc insuffisante pour le démarrage d'un capteur. Des pompes de charge [13] qui démarrent à faible seuil de tension (exemple : S882Z de Seiko Instruments) permettent de charger au cours du temps une capacité de stockage, ce qui constitue un étage start-up pour des convertisseurs DC-DC éleveurs de tension [14]. Cet ensemble permet de fournir en sortie une tension stabilisée, plus élevée et capable de déclencher le capteur [15] (Figures I.7 et I.8).

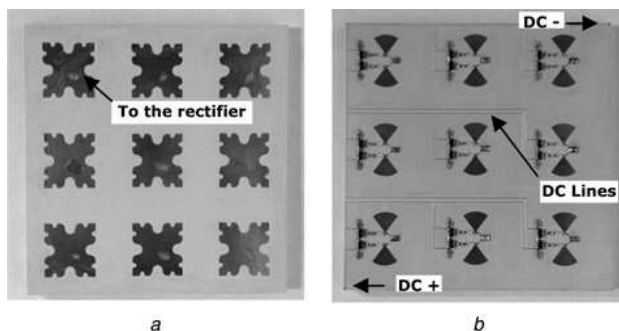


Figure I.7 Réseau de rectennas à 2.45 GHz

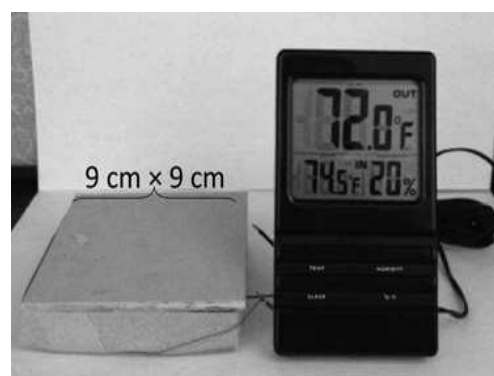


Figure I.8 Alimentation de capteur de température par réseau de rectennas à partir du WiFi ambiant

D'autre part, les microcontrôleurs ont connu aussi une baisse dans leur profil de consommation énergétique, et ils ont besoin de moins de tension pour démarrer (exemples : MSP 430 de Texas Instruments pouvant démarrer à 1.8 V, ou Microchip PIC 12F683 pouvant démarrer à 2V), ce qui a rendu intéressant le fait de les alimenter par le biais de rectenna faible puissance pouvant être associée à un dispositif de stockage d'énergie ainsi qu'un module de gestion de cette énergie stockée au cours du temps [16].

Dans la suite, on s'intéressera à l'étude des rectennas fonctionnant à faible puissance.

### 3. Structure globale d'une rectenna faible puissance

Une rectenna (rectifying antenna) faible puissance est formée par une association :

- d'une antenne de réception
- d'un circuit d'adaptation ( avec ou sans Filtre HF)
- d'un circuit de conversion RF-DC
- d'un filtre DC
- d'une charge résistive

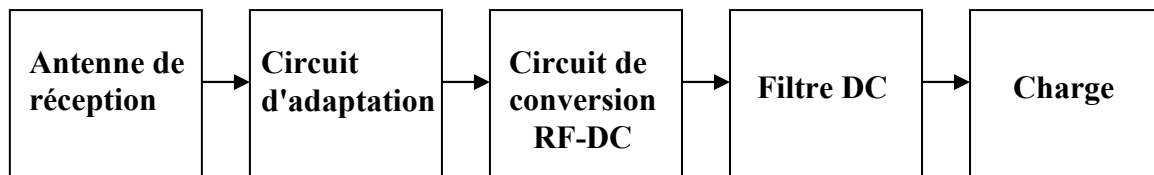


Figure I.9 Différentes parties d'une rectenna faible puissance

L'antenne de réception collecte l'énergie RF et la transmet au circuit de rectification. Le circuit de conversion RF-DC mono ou multi diode, transforme cette énergie RF en énergie électrique. Mais la diode, élément non linéaire, génère aussi en plus, des harmoniques d'ordre supérieur qui peuvent être réfléchis vers la charge résistive ainsi que vers l'antenne de réception.

Le filtre DC est un filtre passe bas situé entre le circuit de conversion RF-DC et la charge résistive qui intervient pour empêcher ces harmoniques y compris le fondamental de circuler dans la résistance de charge.

D'autre part, un circuit d'adaptation d'impédance entre l'antenne de réception et le circuit de conversion RF-DC permet un transfert maximum de puissance entre les deux.

Dans le cas où l'antenne n'est pas à réjection d'harmonique ou que le niveau de puissance des harmoniques réfléchis vers l'antenne n'est pas négligeable, on utilise un filtre HF situé entre l'antenne et le circuit de conversion RF-DC, qui est aussi un filtre passe-bas ayant pour but d'empêcher les harmoniques générés par la diode d'être rayonnés par l'antenne de réception.

La charge résistive terminale représente généralement l'impédance d'entrée du dispositif à alimenter.

### 3.1 Antenne de réception

En terme de fréquence d'opération, l'antenne peut être mono-bande ou multi-bande. Une antenne est caractérisée par son ouverture effective  $A_e$  :

$$A_e = \frac{G \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi} \quad (I.1)$$

où  $\lambda$  est la longueur d'onde du signal reçu et  $G$  est le gain de l'antenne en réception.

Cette ouverture effective peut être améliorée si on utilise un réseau d'antennes.

Si  $S$  est la densité surfacique de puissance au niveau de l'antenne (à une longueur d'onde  $\lambda$  donnée), la puissance RF captée par l'antenne et qui est dissipée dans une charge adaptée à l'antenne est donnée par :

$$P_{AV} = S \cdot A_e \quad (I.2)$$

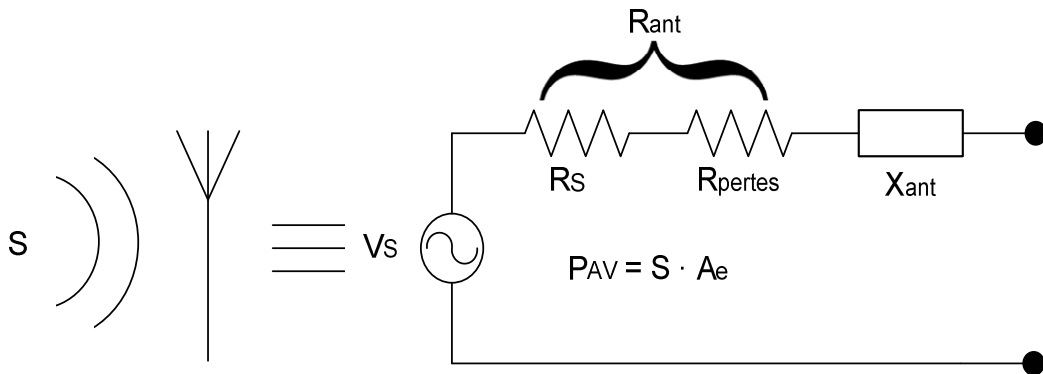


Figure I.10 Modèle équivalent de l'antenne de réception

L'antenne peut être modélisée par une source de tension alternative avec une impédance série comprenant la résistance de rayonnement  $R_s$ , la résistance de pertes  $R_{perles}$  et une partie réactive  $X_{ant}$  capacitive (ex: antenne patch) ou inductive (ex: antenne boucle).

Lorsque les pertes sont négligeables, la tension  $V_s$  générée par l'antenne, si elle est adaptée, est d'amplitude :

$$V_s = 2\sqrt{2 \cdot R_s \cdot P_{AV}} \quad (I.3)$$

### 3.2 Circuit d'adaptation

Le circuit redresseur possède généralement une impédance différente de celle de l'antenne  $Z_{antenne}$  à la fréquence fondamentale et pour une puissance donnée. Ainsi pour que le transfert de la puissance collectée soit maximal vers la diode, il faut une adaptation d'impédance.

Cependant, pour pouvoir déterminer expérimentalement les performances de l'antenne de réception, on essaie le plus souvent de l'adapter à  $50 \Omega$ , de cette manière la partie réactive de l'impédance de l'antenne est faible. Le problème se ramène alors à l'adaptation d'impédance du circuit de conversion (Rectifier) à  $50 \Omega$ .

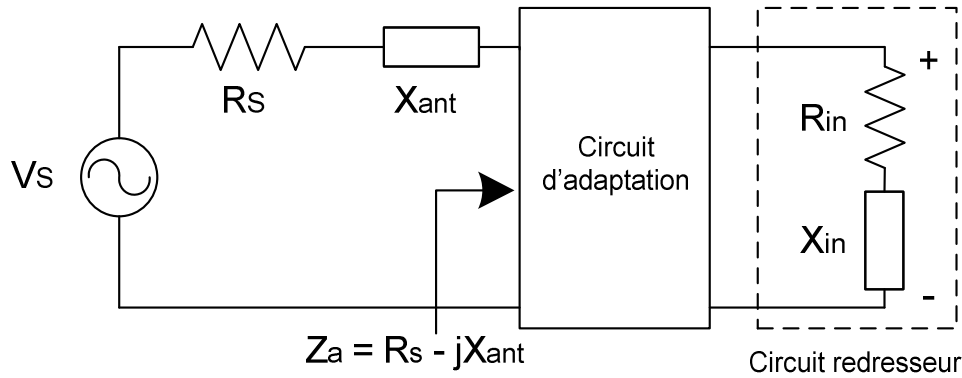


Figure I.11 Adaptation du circuit redresseur à l'antenne

### 3.2.1 Adaptation par des éléments localisés

Il s'agit généralement de circuit LC (bobine L et capacité C) en forme de L [17].

### 3.2.2 Adaptation par des éléments distribués

#### Adaptation par une simple ligne de transmission

Une simple ligne micro-ruban, dont l'impédance caractéristique  $Z_c$  et la longueur  $L_1$  restent à déterminer, est insérée entre l'antenne et le redresseur lui-même caractérisé par une puissance et une charge résistive.

Dans notre cas, afin que la ligne ait une largeur réalisable par la graveuse disponible dans le laboratoire, il faut que sa largeur  $W$  soit supérieure à une valeur limite donnée à  $250 \mu\text{m}$ .

#### Adaptation par deux lignes successives

La première ligne, avec une longueur  $L_1$  à déterminer, et avec une impédance caractéristique  $Z_{c1}$  choisie sert à ramener l'impédance  $Z_{\text{redresseur}}$  à une valeur réelle  $Z_{\text{réelle}}$  à l'entrée de cette ligne. La deuxième ligne a une longueur  $L_2$  égale à  $\lambda/4$ . Il s'agit d'un transformateur d'impédance quart d'onde, et par conséquent, son impédance caractéristique  $Z_{c2}$  est déterminée par :

$$Z_{c2} = \sqrt{Z_{\text{antenne}} * Z_{\text{réelle}}} \quad (\text{I.4})$$

Ici, les contraintes de réalisation sont imposées sur la deuxième ligne.

#### Adaptation par ligne et stub

On utilise une ligne micro ruban de longueur  $L_1$  et un stub de longueur  $L_{\text{stub}}$ .

A l'entrée de la ligne de longueur  $L_1$ , on a une admittance  $Y_{\text{in}}$  dont la partie réelle est égale à  $1/Z_{\text{antenne}}$  (on suppose que l'impédance de l'antenne est réelle). D'autre part, le stub en circuit ouvert doit ramener une admittance imaginaire qui annule la partie imaginaire de  $Y_{\text{in}}$ .

Ici, la valeur de l'impédance caractéristique  $Z_{c1}$  de la ligne ainsi que celle du stub ne sont pas imposées.



### 3.3 Circuit de conversion RF-DC (Rectifier)

L'élément de base de ce bloc est la diode Schottky, qui est caractérisée par sa faible tension de seuil (de l'ordre de 0.15 V) ainsi qu'un temps de transit assez court.

Le modèle électrique d'une diode Schottky (Figure I.12) en régime petit signal, est constitué d'une résistance série  $R_s$ , d'une capacité de jonction variable  $C_j$  et d'une résistance de jonction  $R_j$  montées en parallèle. A cela viennent également s'ajouter deux éléments parasites de boîtier caractérisés par  $L_p$  et  $C_p$ .

Il importe de choisir une diode possédant la résistance  $R_s$  la plus faible possible pour avoir une puissance dissipée dans la diode minimale.

La résistance de jonction  $R_j$  est une résistance variable dans la mesure où sa valeur dépend des conditions de fonctionnement de la diode, elle est définie par :

$$R_j = \frac{8.33 \cdot 10^{-5} \cdot n \cdot T}{I_T} \quad (I.5)$$

$$I_T = I_s + I_b + I_o \quad (I.6)$$

(d'après Avago Technologies: Diode Schottky HSMS-2850)

$I_s$  : courant de saturation de la diode (exprimé en A)

$I_b$  : courant généré suite à la rectification de la puissance RF (exprimé en A)

$I_o$  : courant externe de polarisation de la diode (exprimé en A)

T : température en Kelvin (exprimée en °K)

n : coefficient d'idéalité

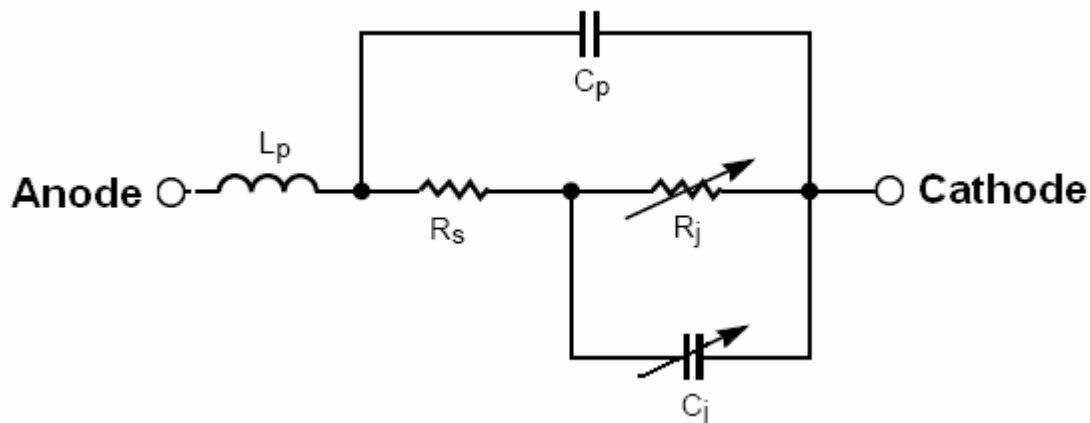


Figure I.12 Modèle électrique équivalent d'une diode Schottky en régime petit signal

La capacité de la jonction  $C_j$  dépend de la tension appliquée à la diode.

En polarisation inverse elle est égale à :

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_j}{\phi}\right)^\gamma} \quad (I.7)$$

où  $C_{j0}$  est la capacité de jonction à polarisation nulle ( exprimée en F)

$V_j$  représente la tension appliquée à la jonction (partie non linéaire de la diode) (en V)

$\phi$  est la barrière de potentiel de la diode (en V)  
 $\gamma$  noté aussi M est le coefficient de variation de jonction.

En polarisation directe, la capacité  $C_j$  est remplacée par une capacité de diffusion qui est fonction du temps de transit  $tt$  étant supposé nul:

$$C_j = tt \cdot \frac{I_s \cdot q}{N \cdot k \cdot T} e^{\frac{qV_j}{N \cdot k \cdot T}} \quad (I.8)$$

N = coefficient d'émission

q = charge de l'électron (1,6.10e-19 C)

k = constante de Boltzmann (1.3806504.10e-23 J/K)

On définit la fréquence de coupure  $f_c$  de la diode par la relation :

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_s \cdot C_j} \quad (I.9)$$

La condition  $f < f_c$  est donc nécessaire à respecter pour un fonctionnement correct.

Une diode de bonne qualité doit présenter une fréquence de coupure élevée : ceci ne peut s'obtenir qu'en diminuant  $R_s$  et  $C_j$ .

La performance de rectification de la diode Schottky dépend donc de la valeur de son courant de saturation, sa capacité de jonction ainsi que sa résistance de conduction.

La tension de claquage de la diode Schottky  $V_{br}$  conditionne le niveau de puissance RF sur lequel peut opérer cette diode.

En effet, le rendement de conversion du circuit redresseur à diode Schottky dépend aussi à la fois du niveau de puissance à convertir et de la fréquence de travail, puisque l'impédance de la diode varie avec ces deux paramètres.

Le choix de la résistance de charge optimale  $R_L$  conditionne aussi la valeur du rendement du circuit redresseur.

Enfin, la puissance RF d'entrée critique où les effets de  $V_{br}$  deviennent importants et le rendement de conversion commence à se dégrader, est exprimée par :

$$P_{in\_critique} = \frac{V_{br}^2}{4 \cdot R_L} \quad (I.10)$$

Le tableau I ci-dessous donne des valeurs de paramètres de quelques diodes Schottky fréquemment utilisées dans la récupération d'énergie électromagnétique.

	<b>Tension de claquage</b>	<b>Courant de saturation</b>	<b>Capacité de jonction <math>C_{j0}</math></b>	<b>Résistance de conduction</b>
<b>Skyworks SMS 7630</b>	2 V	5 $\mu$ A	0.14 pF	20 $\Omega$
<b>Avago HSMS 2850</b>	3.8 V	3 $\mu$ A	0.18 pF	25 $\Omega$
<b>Avago HSMS 2860</b>	7 V	50 nA	0.18 pF	6 $\Omega$

**Tableau I.1 Quelques propriétés de diodes Schottky utilisées dans la récupération d'énergie électromagnétique**

La conversion RF-DC peut aussi être effectuée en utilisant la technologie CMOS en terme de diode ou aussi transistors qui peuvent être polarisés par la tension DC de sortie du rectifier. Dans l'article [18], des diodes PMOS sont utilisées, mais comme leur tension de seuil est assez grande, le rendement à -9 dBm n'est que 3.18 %, et le rendement à +10 dBm monte jusqu'à 68 %, ceci à une fréquence de quelques MHz.

Dans l'article [19], deux transistors NMOS sont utilisés avec une batterie qui sert à les pré-polariser, afin d'augmenter la sensibilité de la structure. A la fréquence 950 MHz, ce circuit de rectification affiche 11 % de rendement de conversion RF-DC pour une puissance d'entrée de -6 dBm, et seulement 1.2 % de rendement à -14 dBm mais avec une tension de sortie de 1.5 V.

Cependant, avec les améliorations qui concernent la technologie CMOS, de plus en plus de circuits de rectification montrent des rendements de conversion RF-DC intéressants à des faibles puissances d'entrée RF [20].

Dans le cadre de cette thèse, on a préféré utiliser la diode Schottky pour des raisons de rendement de conversion aux puissances RF assez faibles (pour les fréquences > 1GHz), et de facilité de réalisation.

Un circuit de conversion RF-DC à diode Schottky a généralement trois topologies les plus souvent utilisées : série, parallèle ou doubleur de tension.

Chacune de ces topologies a ses avantages et ses inconvénients selon la technologie d'alimentation, le type d'antenne, la puissance d'entrée disponible, et le paramètre DC de sortie à optimiser (puissance DC récupérée ou bien tension au niveau de la charge résistive) [21].

### 3.3.1 Topologie série

La diode est placée en série entre le circuit d'adaptation et le filtre DC et sans lien direct avec le plan de masse [22, 23].

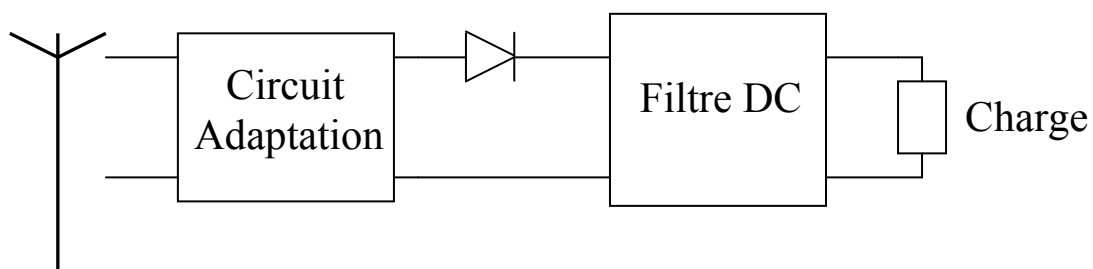


Figure I.13 Topologie de la configuration série

### 3.3.2 Topologie parallèle

La diode est branchée en parallèle entre le filtre DC et le circuit d'adaptation, avec l'anode ou la cathode connectée à la masse [24-26].

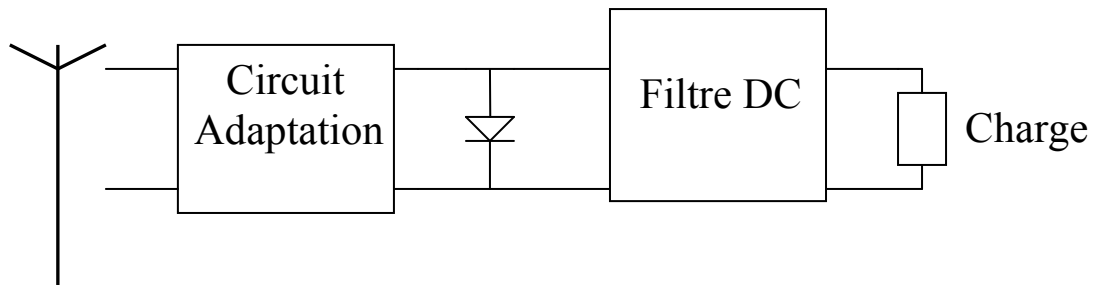


Figure I.14 Topologie de la configuration parallèle

### 3.3.3 Topologie doubleur de tension

Le circuit en doubleur de tension comprend deux diodes montées l'une en série et l'autre en parallèle [27, 28].

Dans cette architecture, et de point de vue DC, les deux diodes se trouvent en série avec la charge, et la tension de sortie continue peut par conséquent être doublée.

Une mise en cascade de doubleurs de tension sur plusieurs étages permet de réaliser un multiplicateur de tension qui augmente le niveau de tension DC en sortie du circuit de conversion [29].

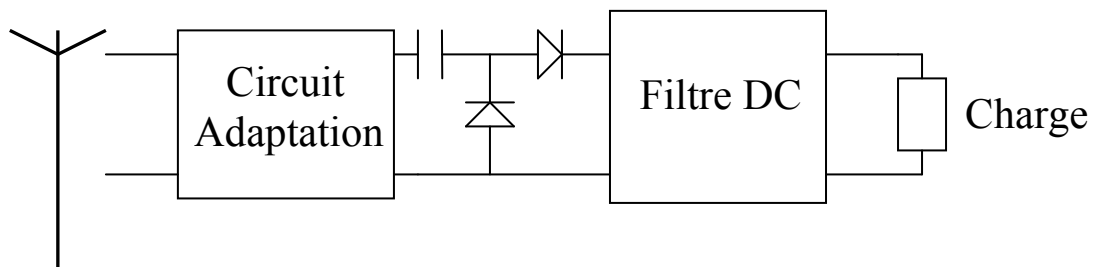


Figure I.15 Topologie de la configuration en doubleur de tension

### 3.4 Filtre de sortie DC

Le rôle de ce filtre est d'isoler la charge DC du côté RF. Il laisse passer la composante continue et filtre tous les harmoniques d'ordre supérieur, y compris la composante fondamentale.

**3.4.1 En éléments localisés :** Il s'agit dans ce cas d'une capacité parallèle reliée à la masse et placée après la diode de rectification.

**3.4.2 En éléments distribués :** On a la possibilité d'utiliser un ou plusieurs stub radiaux [30] ou aussi des stubs rectangulaires [31].

## 4. Limitation d'exposition aux champs électromagnétiques

Généralement soumis à des contraintes de licence, les signaux radiofréquences (RF) sont continûment rayonnés par des antennes des stations de radiodiffusion (FM : de 87.5 MHz à 108 MHz) de télévision numérique (en France TNT : 474 MHz à 786 MHz) et aussi par des antennes de téléphonie cellulaire (Principalement : GSM 900 MHz, GSM 1800 MHz, UMTS 2100 MHz et LTE 800 MHz ou 2600 MHz).

D'autre part, les signaux RF peuvent aussi être délibérément rayonnés sans autorisation de licence, dans les bandes de fréquences ISM (industriel, scientifique et médicale (En Europe les bandes ISM les plus utilisées sont centrées autour de : 433 MHz, 868 MHz ou 2.4 GHz).

En Europe, le maximum du niveau autorisé de la PIRE pour les bandes ISM est fixé par la ECO (European Communications Office) [32]. Par exemple pour la bande WiFi (2400 MHz - 2483.5 MHz), ce maximum est de 100 mW.

En France, le décret n° 2002-775 publié dans le journal officiel de la république française le 3 mai 2002 [33], avait fixé les limites d'exposition du public aux champs électromagnétiques émis pour différentes plages de fréquences. (Tableau I.2 ci-dessous)

Lorsque le rayonnement électromagnétique est composé de plusieurs fréquences, alors la somme de tous les rapports de la valeur mesurée à chaque fréquence par la limite recommandée doit être inférieure à l'unité.

Plage de fréquences	$E_{eff}$ (V/m)	$H_{eff}$ (A/m)
10 - 400 MHz	28	0.073
400 - 2000 MHz	$1.375 * f^{1/2}$	$0.0037 * f^{1/2}$
2 - 300 GHz	61	0.16
900 MHz	41	0.11
1800 MHz	58	0.15
2450 MHz	61	0.16

Tableau I.2 Limites d'exposition du grand public aux champs électromagnétiques (France)

## 5. Sources d'énergie électromagnétique ambiantes

Les mesures en ambiant effectuées par l'ANFR (Agence Nationale des Fréquences) peuvent varier d'un point de mesure à un autre. On présentera ici un exemple de mesures effectuées dans le département de Seine-et-Marne (77). (Figure I.16)

Pour cet exemple, les mesures ont été effectuées par l'ANFR [34] à une distance d'environ 190 m de l'émetteur GSM ou UMTS.

Les niveaux de champs E les plus intéressants correspondent dans ce cas au GSM 1800 ensuite au GSM 900 et ensuite à l'UMTS (3G).

Le champ électrique efficace moyen a une intensité de 0.73 V/m à la fréquence 934.2 MHz soit une densité surfacique de puissance de 140 nW/cm<sup>2</sup>.

Le champ électrique efficace moyen a une intensité de 1.76 V/m à la fréquence 1834.6 MHz. soit une densité surfacique de puissance de 820 nW/cm<sup>2</sup>

Le champ électrique efficace moyen a une intensité de 0.5 V/m à la fréquence 2117.8 MHz. soit une densité surfacique de puissance de 60 nW/cm<sup>2</sup>

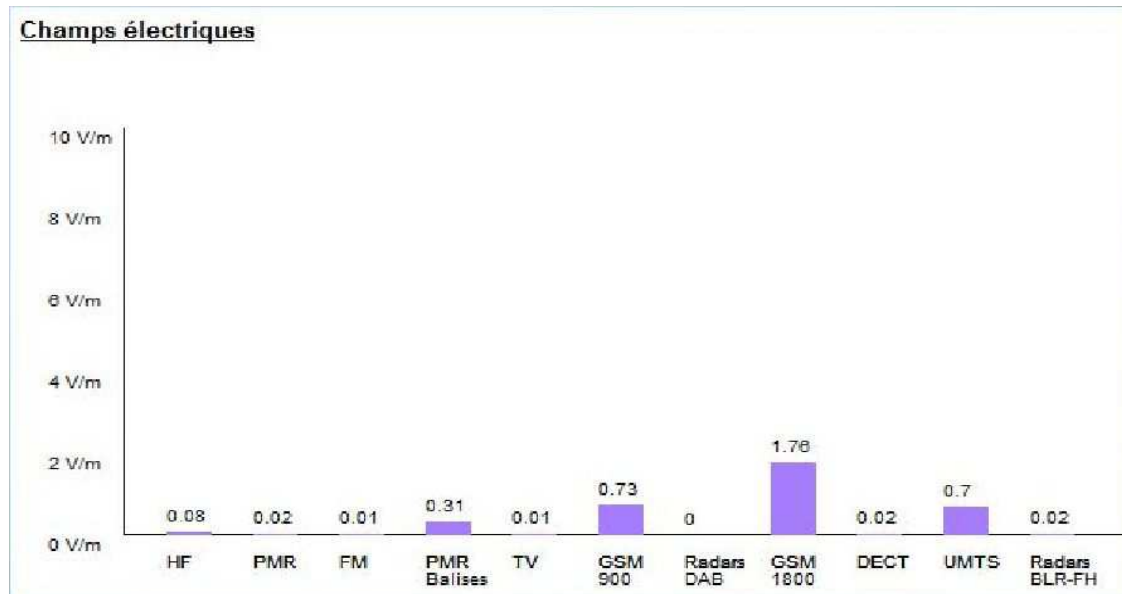


Figure I.16 Exemple de mesures en ambiant : Avenue André Malraux, LAGNY-SUR-MARNE (77400) (Environnement Outdoor) (Source ANFR 08/03/2012)

D'autre part, la présence des immeubles, ou tout autre objet proche ou loin de l'émetteur, peut provoquer la réflexion multiple des ondes électromagnétiques et est alors à l'origine du phénomène de Fading (évanouissement) ce qui diminue le niveau de puissance RF qui peut être captée.

Ces valeurs mesurées seront encore plus faibles si on passe à un environnement indoor (à l'intérieur des logements) . [paragraphe 6.2 de ce chapitre].

Afin de comprendre comment s'atténue le signal RF depuis son point d'émission, on consacrera le prochain paragraphe à l'aspect propagation des ondes électromagnétiques dans différents milieux.

## 6. Propagation des ondes EM en espace libre

Si on considère que les signaux se propagent en espace libre sans obstacles, la puissance RF reçue par une antenne de récupération d'énergie est calculée de la manière suivante :

$$P_r = \frac{PIRE}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \cdot \frac{G_r \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi} = P_t \cdot \frac{A_t \cdot A_r}{(\lambda \cdot d)^2} \quad (I.11)$$

PIRE : Puissance isotrope rayonnée équivalente de l'émetteur

P<sub>r</sub> : Puissance reçue

P<sub>t</sub> : Puissance transmise

A<sub>r</sub> : Ouverture de l'antenne en réception

$A_t$ : Ouverture de l'antenne en émission  
 $d$ : distance entre l'antenne émettrice et l'antenne de réception  
 $G_r$ : Gain de l'antenne de réception  
 $\lambda$ : longueur d'onde du signal RF transmis

D'après cette formule, plus la fréquence du signal RF est élevée et plus l'atténuation dans l'espace libre est grande.  
 Pour que cette formule soit applicable, il faut se mettre en zone de champs lointain là où l'onde, qui se propage, est une onde localement plane.

D'autre part, si on est en champ proche, la formule n'est plus applicable. Pour calculer la puissance reçue en champ proche, on utilise le paramètre  $\tau$  :

$$\tau = \frac{\sqrt{A_t * A_r}}{\lambda * d} \quad (I.12)$$

$$\frac{P_r}{P_t} = 1 - e^{-\tau^2} \quad (I.13)$$

Les antennes généralement préférées pour récupérer ces signaux RF sont à polarisation circulaire, car dans la plupart des cas, on est confronté à des problèmes de dépolarisation d'onde, sauf pour les endroits à proximité d'un émetteur en vue directe (Line of Sight LOS).

On étudiera dans la suite, l'aspect de l'atténuation de la puissance reçue du signal RF se propageant en milieu outdoor ainsi qu'en milieu indoor.

## 6.1 Les signaux RF en propagation outdoor

Suite à l'évanouissement du signal RF (Fading) dû au phénomène de diffraction ou obstruction du signal par des obstacles comme les bâtiments, ou aussi au phénomène de multi trajets, l'équation de FRIIS n'est plus adaptée pour décrire l'atténuation du signal reçu, se propageant dans un environnement outdoor.

Le modèle HATA basé sur les mesures effectuées par Okumura [35] donne une valeur approchée de l'atténuation du signal RF, provenant d'une antenne relais pour mobile, et ceci pour différents environnements (urbain et rural).

Cette méthode a les limitations suivantes :

- La fréquence doit être comprise entre 150 MHz et 1500 MHz
- La distance entre émetteur et récepteur est comprise entre 1 et 20 km
- La hauteur de l'antenne d'émission entre 30 et 200 m
- La hauteur de l'antenne de réception entre 1 et 10m

L'atténuation du signal en dB opérant sur une fréquence RF jusqu'à 2 GHz est gérée par le modèle *COST 231-Hata* [35] :

$$\text{Atténuation}(dB) = 46.3 + 33.9 * \log(f) - 13.82 * \log(h_b) + (44.9 - 6.55 * \log(h_b)) * \log(d) - E_3 + C_m \quad (I.14)$$

$$E_3 = (1.1 * \log(f) - 0.7) * h_m - (1.56 * \log(f) - 0.8) \quad (I.15)$$

f : fréquence en MHz

$h_b$  : hauteur de l'antenne émettrice en m

$h_m$  : hauteur du récepteur en m

d : distance entre émetteur et récepteur en km

$C_m$  : 3 dB (si environnement Urbain) et 0 dB sinon

Suite à cette formule, on peut remarquer que les hauteurs par rapport au sol de l'antenne d'émission ainsi que celle de réception, ont une influence sur la valeur d'atténuation du signal reçu.

Ces formules ne sont également valables que pour une distance entre émetteur et récepteur supérieure à 1 km. Or à partir de 1 km de distance par rapport à une antenne relais, le niveau de puissance du signal à récupérer devient très faible, ce qui rend l'utilité de ces formules assez limitée pour être exploitée pour la récupération d'énergie électromagnétique en outdoor.

## 6.2 Les signaux RF en propagation indoor

Au même titre qu'en environnement outdoor, on est confronté à des phénomènes de diffraction ou d'obstruction par des obstacles, mais auxquels s'ajoutent des facteurs de dépolarisation d'onde propres au milieu indoor.

### 6.2.1 Principales causes de dépolarisation

La dépolarisation peut être définie comme étant un couplage avec la polarisation croisée orthogonale à la polarisation d'origine, dû à l'interaction avec l'environnement.

#### Dépolarisation par réflexions multiples dans un volume de mur composite

Pour un mur composite, il y a apparition d'un phénomène de réflexions multiples à l'intérieur du volume ce qui peut engendrer une dépolarisation de l'onde [36]. (Figure I.17)

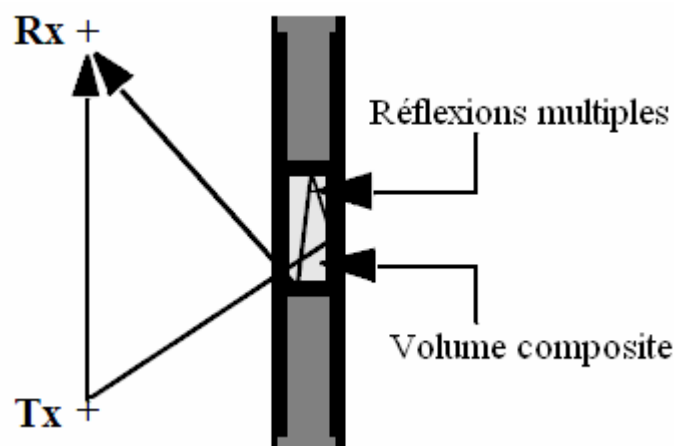


Figure I.17 Réflexions multiples dans un volume de mur composite



### Dépolarisation par multiple réflexions

Ce phénomène se produit lorsque le signal incident frappe les surfaces de la pièce avec un angle d'incidence autre que la normale, ce qui peut produire une double réflexion [36]. Les multiples réflexions sur les parois peuvent dépolariser le signal reçu à la réception (Figure I.18).

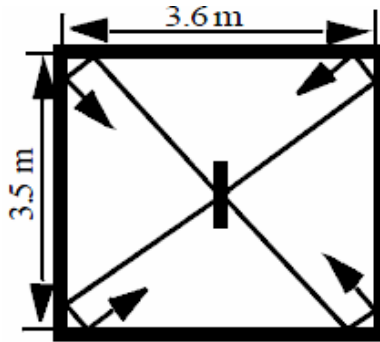


Figure I.18 Dépolarisation par double réflexions suite à une incidence oblique

### Dépolarisation par diffraction :

Le phénomène de diffraction peut se produire sur les coins et sur les bords des meubles de la pièce.

#### **6.2.2 Comportement de la polarisation d'onde dans un milieu indoor :**

On note  $PL(d)$  les pertes par trajet du signal RF émis dans un environnement indoor, ces pertes suivent le modèle log-distance [37] :

$$PL(d) = K + 10n \cdot \log_{10}(d) \quad (I.16)$$

K : Atténuation en espace libre à 1m de l'émetteur.

n: Exposant des pertes par trajet dans les conditions données, dans l'espace libre n est égal à 2.

On suppose ensuite que l'exposant de distance n suit une loi Gamma de densité de probabilité [38].

On notera les conditions de propagation comme suit:

- LOS : vue directe entre émetteur-récepteur (sans obstacle entre émetteur et récepteur )
- NLOS : existence de Shadowing (milieu encombré avec présence d'objets métalliques)
- OBS : Obstruction totale (présence de murs entre émetteur et récepteur)

Pour une distance émetteur-récepteur comprise entre 4-20m, une fréquence de travail à 1.8 GHz, un dipôle  $\lambda/2$  émetteur à polarisation verticale, un dipôle  $\lambda/2$  récepteur à polarisation verticale ou horizontale, une variété de conditions de propagation a été testée pour plusieurs mesures [39].

Dans des conditions LOS, la composante croisée (crosspolar) ne dépasse la composante principale (copolar) en terme de puissance reçue que dans 1.5 % des mesures.

Les fonctions de densités de probabilités des deux composantes sont bien séparées (Figure I.19), ce qui signifie que la composante croisée est nettement plus atténuée que la principale.

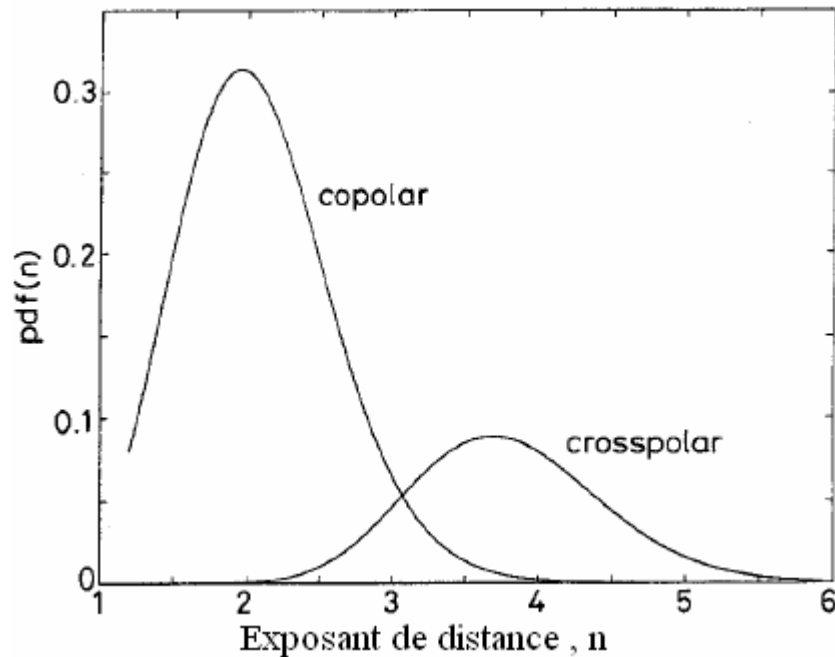


Figure I.19 La fonction de densité de probabilité pdf (n) en fonction de l'exposant de distance n dans les conditions LOS

Dans des conditions NLOS, la composante croisée dépasse la composante principale en terme de puissance reçue de 13.4 % jusqu'à 23 % des mesures [39]. Comme l'atténuation du signal augmente avec le shadowing et les obstacles (se traduisant par l'augmentation de la valeur n), la différence entre les deux composantes décroît. (Figure I.20).

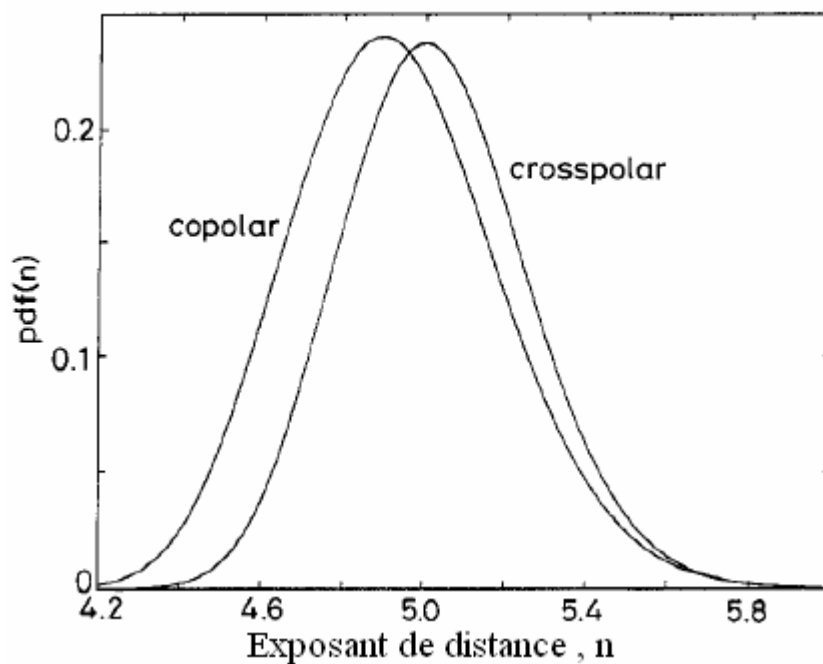


Figure I.20 La fonction de densité de probabilité pdf (n) en fonction de l'exposant de distance n dans les conditions NLOS.

Dans des conditions OBS, la puissance de la composante principale est dépassée par la puissance de la composante croisée dans 35% des mesures, les fonctions de densité de probabilité des deux composantes tendent à être superposées.

Dans les conditions LOS, la puissance moyenne de la composante croisée est en dessous de la puissance de la composante principale avec une différence de 15 dB.

Avec la présence d'obstacles, cette différence n'est que de 1.4 dB. Dans ce cas, une diversité de polarisation est indispensable pour améliorer la réception [39].

En conclusion, en présence d'obstacles dans un milieu indoor, et pour une polarisation linéaire donnée (ce qui est le cas d'application d'une couverture de réseau WiFi), le niveau de la composante croisée est proche du niveau de la composante principale.

L'utilisation d'une antenne à diversité de polarisation permet alors de s'affranchir au mieux de ces phénomènes de dépolarisation, récupérer les deux composantes et améliorer ainsi la quantité de puissance RF captée.

## 7. Etat de l'art des rectennas

Dans ce paragraphe, on présentera les travaux les plus importants effectués dans le domaine de rectenna mono-bande à diversité de polarisation linéaire ou à polarisation circulaire, ensuite on s'intéressera aux rectennas bi-bande avec ou sans diversité de polarisation.

### 7.1 Rectennas mono bande à diversité de polarisation linéaire

#### 7.1.1 Rectenna à 2.45 GHz avec alimentation par couplage par fente

L'antenne à diversité de polarisations linéaires, est alimentée par couplage par fente (Figure I.21). De plus, une fente en croix est pratiquée sur le patch pour permettre de réduire sa taille de 32 % par rapport à un patch sans fentes.

Une recombinaison des deux rectifieurs en doubleur de tension (à diodes SMS 7630), correspondants aux deux polarisations (V, H) est établie en DC avec une seule charge résistive terminale (Figure I.22).

Toute onde à polarisation linéaire de direction arbitraire peut aussi être récupérée, mais avec des performances plus ou moins dégradées en terme de tension continue délivrée à la sortie. Le paramètre DC à optimiser était ici la puissance continue de sortie.

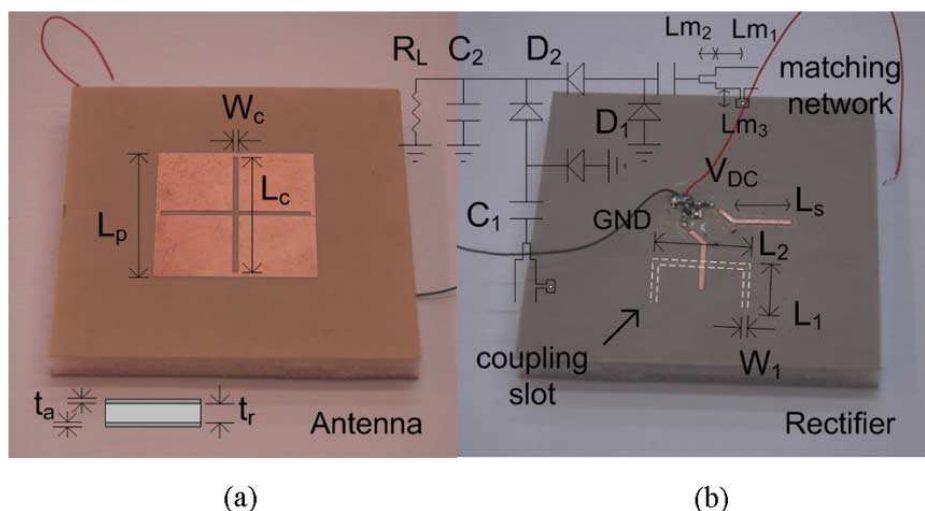


Figure I.21 Patch avec fente en croix (a)

Circuit rectifier et fentes de couplage (b)

En terme de rendement, un rapport maximal de conversion RF-DC de 38.2% est simulé avec une densité de puissance RF de  $1.5 \mu\text{W}.\text{cm}^{-2}$  à 2.43 GHz et une résistance de 6.2 k $\Omega$ , que ce soit pour une polarisation verticale ou horizontale [40].

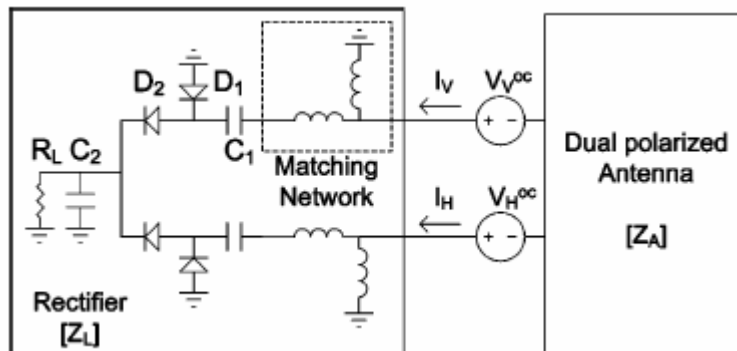


Figure I.22 Circuit de rectification de la rectenna à recombinaison DC

### 7.1.2 Rectenna à 2.45 GHz avec alimentation par sonde coaxiale

L'antenne est de type patch carré à 2.45 GHz avec diversité de polarisation linéaire (V, H). L'antenne est alimentée par deux sondes sur deux points différents sur le patch (Figure I.23) pour permettre d'exciter 2 modes orthogonaux (TM100 et TM010).

Un anneau rectangulaire en fente pratiquée sur le patch, et situé entre les deux points d'alimentation, permet par ajustement de ses dimensions d'avoir une isolation parfaite entre les deux accès de l'antenne ( $S_{21} = -50 \text{ dB}$ ).

Le rectifier associé à chaque polarisation (V ou H) est formé par un doubleur de tension utilisant la diode SMS 7630. Le circuit d'adaptation à l'entrée du rectifier est en forme de L, avec un stub ouvert. Une recombinaison en DC est effectuée au niveau des sorties des deux rectifieurs. Le paramètre DC à optimiser est ici la tension de sortie de la rectenna qui est de 602 mV, 301 mV, 166 mV respectivement pour des puissances RF d'entrée au niveau du rectifier de -10 dBm, -15 dBm, -20 dBm, à 2.45 GHz. [41]

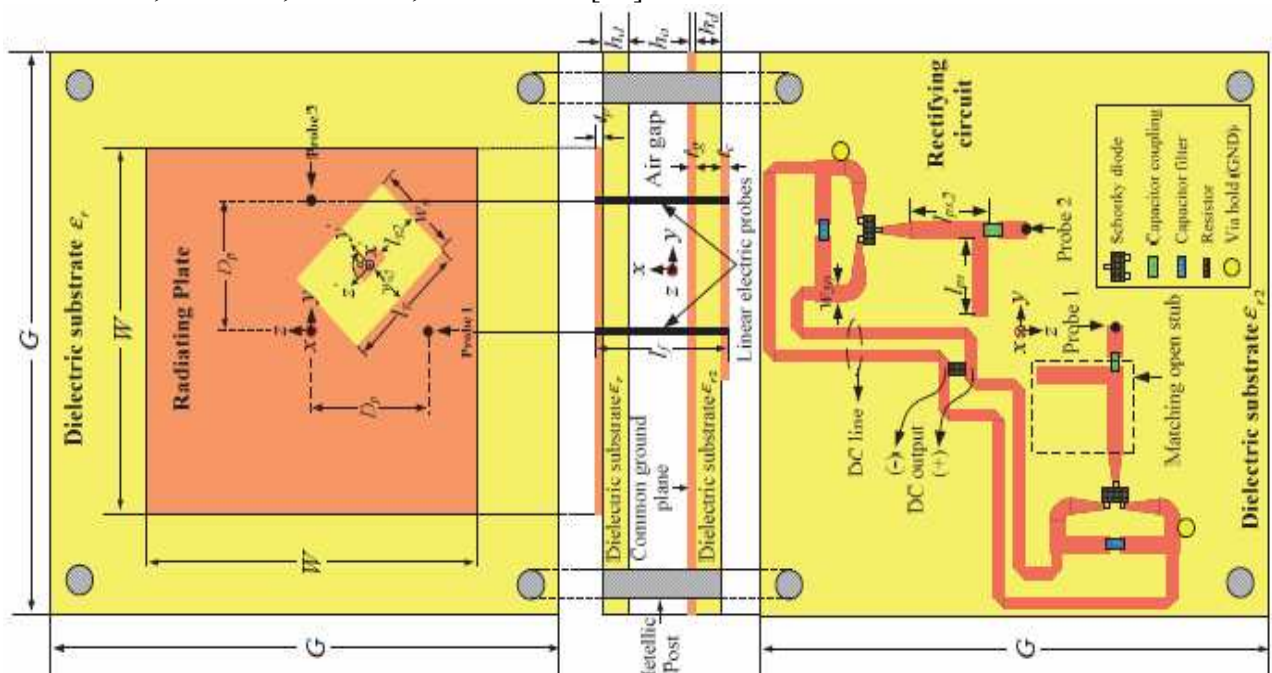


Figure I.23 Structure de la rectenna alimentée par sonde coaxiale

## 7.2 Rectennas mono bande à polarisation circulaire

### 7.2.1 Rectenna en forme de fente en boucle à 5.8 GHz

Une structure d'antenne polarisée circulairement avec une fente en forme de boucle court-circuitée d'un angle  $\alpha$ , fonctionnant à la fréquence 5.8 GHz, est proposée (Figure I.24).

Le circuit d'alimentation de l'antenne est composé d'une ligne micro ruban TL1 et deux transformateurs quart d'onde TL2 et TL3.

Le gain de l'antenne en polarisation circulaire est 6.1 dBic et son rapport axial est de 1.5 dB.

Le circuit de conversion RF-DC est constitué d'une paire de diodes Schottky (HSMS-2862) en doubleur de tension.

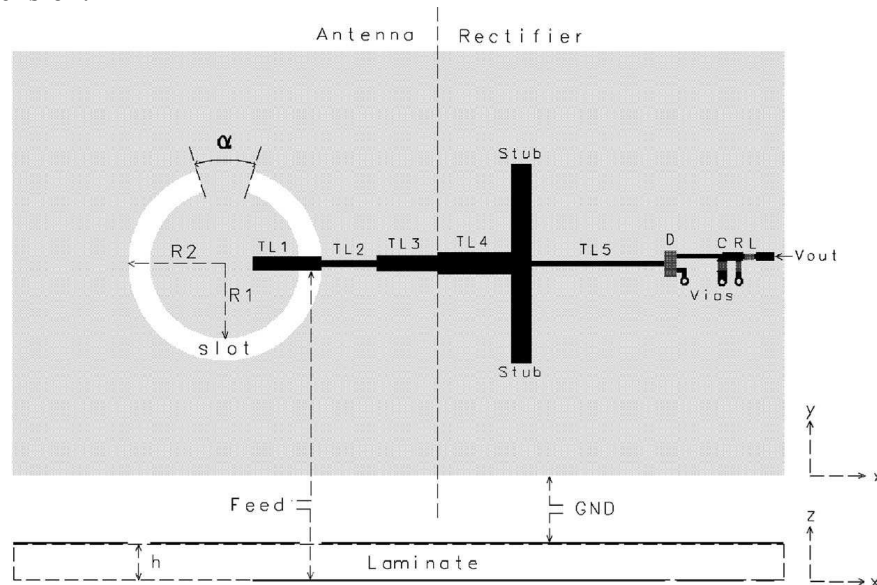


Figure I.24 Antenne polarisée circulairement avec fente en forme de boucle

L'impédance d'entrée du circuit de conversion RF-DC est transformée en  $50 \Omega$  par le biais de deux lignes micro-ruban TL4 et TL5 ainsi que deux stubs symétriques en circuit ouvert (Figure I.24).

A 5.8 GHz, le convertisseur RF-DC seul, montre une tension de sortie de 1.3 V et de 0.65 V respectivement pour une puissance RF d'entrée de 0 dBm et de -5 dBm avec un rendement de conversion RF-DC de 22 % et 17 %.

Une tension de sortie de la rectenna complète de l'ordre de 1.3 V a été mesurée pour une puissance RF de 32 dBm, à 5.8 GHz, à une distance de 2 m d'une antenne cornet émettrice (gain de 20 dB) [42].

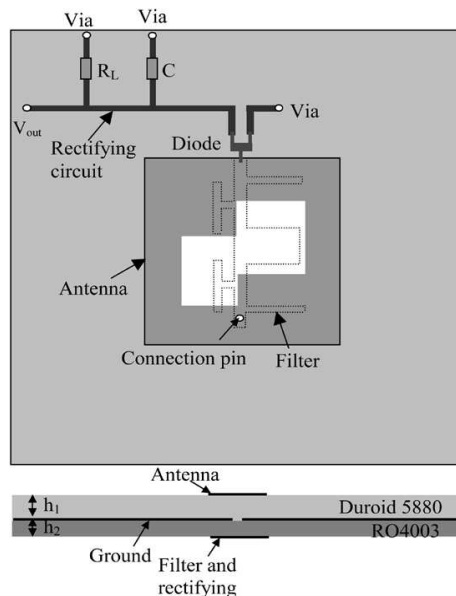
### 7.2.2 Rectenna miniaturisée avec une réduction d'harmoniques fonctionnant à 5.5 GHz

La rectenna est composée d'un patch à deux fentes rectangulaires à 5.5 GHz et d'un circuit redresseur avec filtre coupe bande (Figure I.25) [43]. Un connecteur en broche permet de relier le patch au circuit de conversion RF-DC.

Les deux fentes rectangulaires positionnées tout au long de la diagonale gauche du patch permettent de générer la polarisation circulaire (droite dans ce cas). La largeur de bande à polarisation circulaire s'étale de 4.96 à 5.59 GHz, à savoir 12.1 % [44].

A la fréquence 5.5 GHz, le rapport axial est approximativement de 0.7 dB, et le gain de l'antenne en polarisation circulaire est de 7.6 dBic.

Les dimensions de la rectenna complète sont 40 mm x 40 mm x 4.7 mm. Une paire de diodes Schottky HSMS-2862 est utilisée dans le rectifier.



**Figure I.25 Structure de l'antenne miniaturisée avec filtre coupe bande**

Un filtre coupe bande modifié centré sur 11 GHz, permet de laisser passer la composante principale à 5.5 GHz de l'antenne vers le rectifier et d'empêcher le second harmonique à 11 GHz, générée par la diode, d'être rayonnée par l'antenne.

Le rendement de conversion RF-DC mesuré de la rectenna à 5.5 GHz est supérieur à 70 % dès que la densité de puissance dépasse 0.75 mW/cm<sup>2</sup>, et ceci avec une charge résistive terminale de 300 Ω.

### **7.2.3 Rectenna compacte à patch circulaire et 2 fentes circulaires déséquilibrées à 2.45 GHz**

Un patch circulaire et un circuit de rectification à la fréquence de 2.45 GHz ont été utilisés. L'alimentation du circuit redresseur est réalisée par une sonde coaxiale. Deux fentes circulaires sont placées selon le diamètre du patch circulaire, avec un angle d'inclinaison de 45° par rapport au diamètre vertical du patch. La taille et la position de chaque fente par rapport au centre du disque étant différentes.

Les paramètres des deux fentes (taille, distance par rapport au centre) sont déterminés afin d'exciter deux modes orthogonaux en polarisation linéaire en quadrature de phase. Plus la taille des deux fentes est grande, plus la fréquence de résonance basse (1er mode) diminue, et plus la distance des deux fentes par rapport au centre du patch est longue, plus la fréquence de résonance haute (2ème mode) augmente. L'antenne représentée à la figure I.26 fournit une polarisation circulaire gauche. La polarisation circulaire droite peut être obtenue en plaçant les slots symétriques par rapport à l'axe x.

Le minimum du rapport axial mesuré est de 1.5 dB à 2.455 GHz avec une bande passante à 3 dB de 30 MHz. Le gain en polarisation circulaire étant de 3.36 dBic en direction broadside.

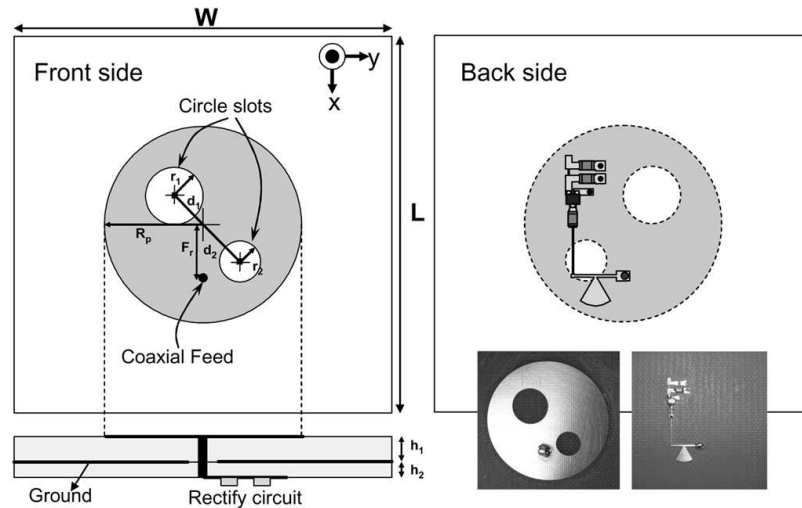


Figure I.26 Architecture de l'antenne et du circuit redresseur

Les dimensions de la rectenna complète sont de 60 mm x 60 mm x 2.4 mm

Les deux fentes induisent un décalage fréquentiel du coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne, la deuxième harmonique est alors totalement réfléchi par l'antenne.

Au niveau du rectifier (Figure I.27), un stub radial est mis en oeuvre pour rejeter le troisième harmonique afin d'améliorer le rendement du circuit.

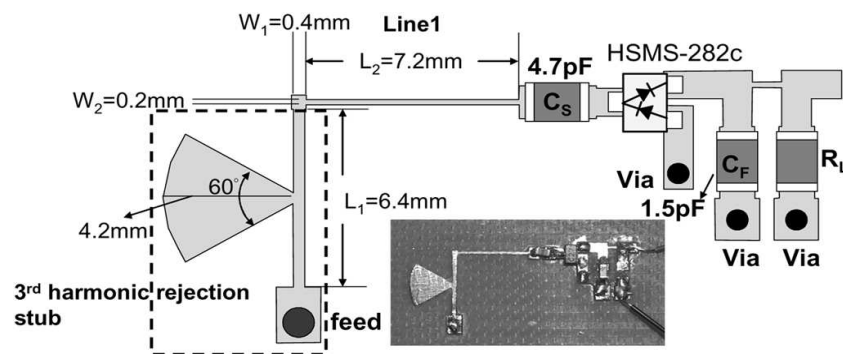


Figure I.27 Rectifier en doubleur de tension avec réjection du 3ème harmonique par stub radial

Un doubleur de tension en double diode Schottky HSMS-282c est utilisé.

Avec une puissance RF d'entrée de 20 dBm, reçue par le rectifier, on obtient un rendement de conversion RF-DC du rectifier de 70.6 % en ajustant la charge  $R_L$  à 1 K $\Omega$  avec une tension continue de sortie voisine de 8V [45].

#### 7.2.4 Rectenna à 5.8 GHz avec patch tronqué et DGS pour réjection d'harmoniques

La partie antennaire est composée d'un patch avec deux troncatures triangulaires au niveau des coins, afin d'assurer la polarisation circulaire.

Deux fentes en forme d'os de chien sont pratiquées dans le plan de masse (Defect Ground Structure ou DGS), et en dessous de la ligne d'alimentation micro-ruban, afin de supprimer les harmoniques générés par la diode Schottky (MA4E1317) et principalement le second harmonique à 11.6 GHz (Figure I.28).

Le minimum du rapport axial mesuré est de 1 dB, à 5.8 GHz avec une largeur de bande à polarisation circulaire de 1.37 %.

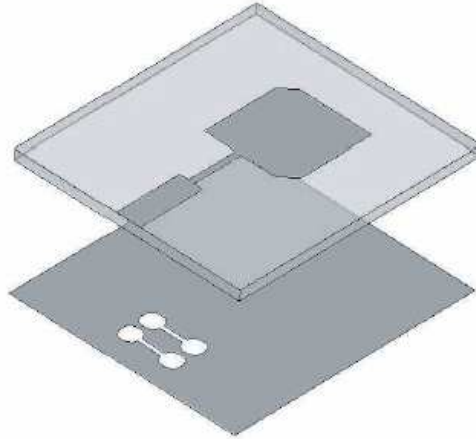


Figure I.28 Antenne patch avec coins tronqués et DGS (Defect Ground Structure) sur le plan de masse

Le circuit de conversion RF-DC est adapté à l'antenne par deux lignes micro-ruban  $\lambda/4$  successives. Un stub ouvert permet de supprimer le 3ème harmonique (Figure I.29).

Le filtre DC est composé par une capacité liée à la masse. Une ligne (entre le filtre DC et la diode) peut être finement ajustée afin d'améliorer le rendement de conversion du circuit.

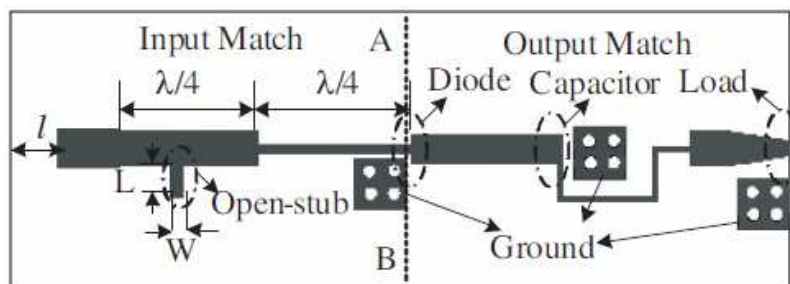


Figure I.29 Structure du circuit redresseur (Rectifier) à 5.8 GHz

A 5.86 GHz, un rendement de la rectenna globale de 68.4 % et une tension de 4.34 V ont été mesurés en utilisant une charge de 298  $\Omega$  [46], pour une puissance RF reçue d'environ 20 dBm.

### 7.2.5 Rectenna à 35 GHz à patch tronqués

Le gain de la double antenne en polarisation circulaire présentée dans la figure I.30 est de 9.94 dBic, avec un minimum de rapport axial de 0.64 dB situé à 35 GHz.

Un filtre HF permet de réduire de 19 dB le coefficient de réflexion de l'antenne aux fréquences harmoniques d'ordre 2 et 3.

Le circuit de conversion RF-DC basé sur une diode MA4E1317, comprend aussi trois stubs radiaux pour bloquer le fondamental et les harmoniques d'ordre supérieur (Figure I.31)  
Le maximum de rendement est de 81 % pour une densité de puissance de 30 mW/cm<sup>2</sup> et une charge terminale de 760  $\Omega$  [47].



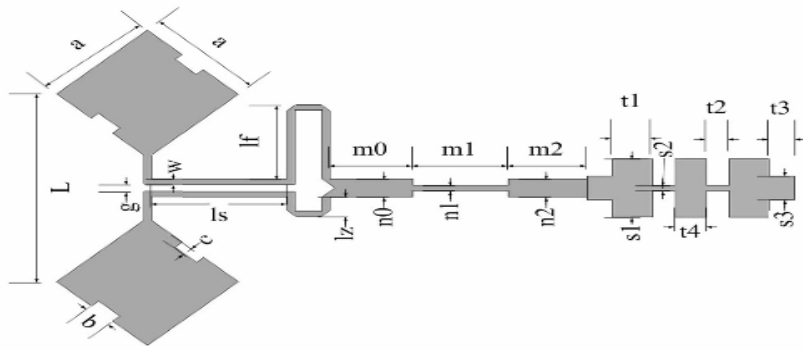


Figure I.30 Antenne double patch avec troncatures rectangulaires et alimentation au niveau des coins

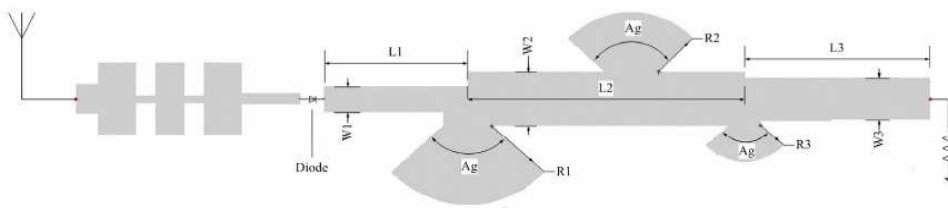


Figure I.31 Circuit de conversion RF-DC fonctionnant à 35 GHz

### 7.2.6 Rectenna à 2.45 GHz avec réjection d'harmoniques

L'antenne en forme de patch circulaire à 2.45 GHz, présente deux troncatures périphériques en forme de triangle afin de créer la polarisation circulaire grâce à la génération de deux modes orthogonaux de même amplitude et déphasés de  $90^\circ$ .

D'autre part, quatre fentes en forme de coude à  $90^\circ$  sont pratiquées sur le patch circulaire afin de supprimer le second et le troisième harmonique (Figure I.32).

Ces quatre fentes participent aussi à la diminution de la taille du patch circulaire puisqu'elles modifient le trajet des courants surfaciques.

L'antenne est alimentée par une sonde coaxiale  $50 \Omega$ , le point d'alimentation est situé à une distance  $F_r$  du centre du patch.

L'antenne montre, en mesure, une largeur de bande à polarisation circulaire (rapport axial  $< 3$  dB) de 30 MHz, avec un minimum de rapport axial de 0.32 dB à la fréquence 2447 MHz.

Le gain en polarisation circulaire étant de 3.4 dBic.

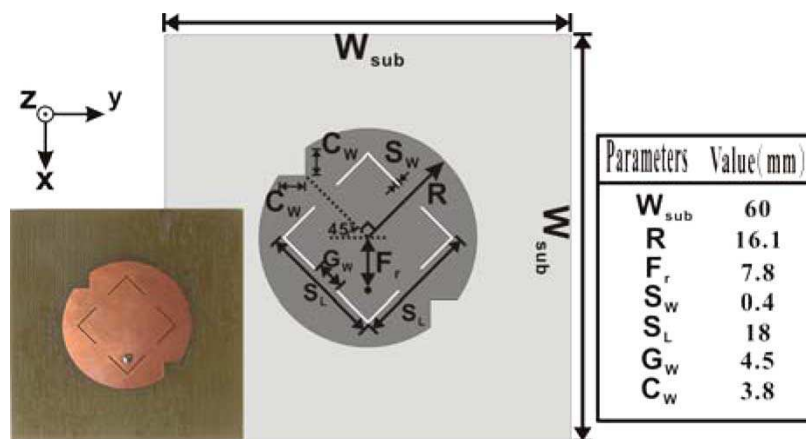


Figure I.32 Architecture de l'antenne patch circulaire à 2.45 GHz



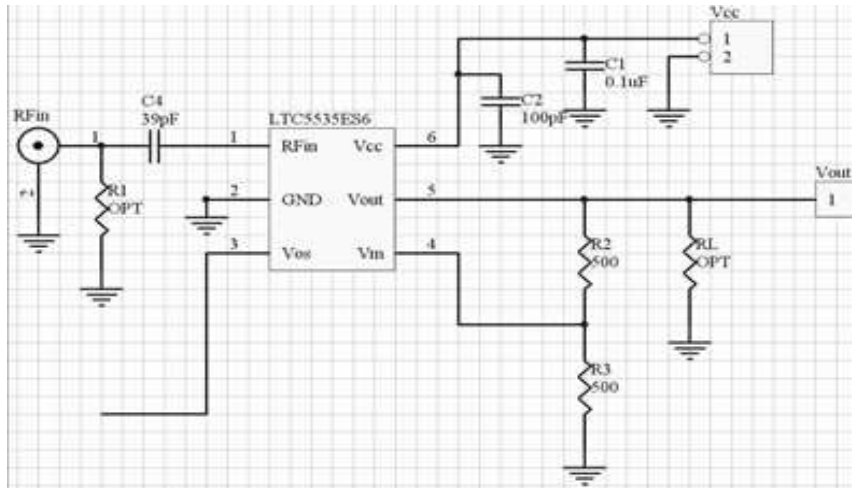


Figure I.35 Circuit de rectification basé sur le LTC5535

### 7.3.2 Rectenna avec réseau d'antennes à rotation séquentielle à 2.45 GHz

Le réseau d'antennes 2 x 2 est d'architecture à rotation séquentielle de 90° (Figure I.36), permettant d'avoir une bande à polarisation circulaire plus large par rapport à un seul élément (140 MHz contre 50 MHz). Le minimum du rapport axial mesuré est de 0.15 dB. Le gain du réseau en polarisation circulaire est de 10.8 dBic à 2.45 GHz (5.2 dBic pour un seul élément motif).

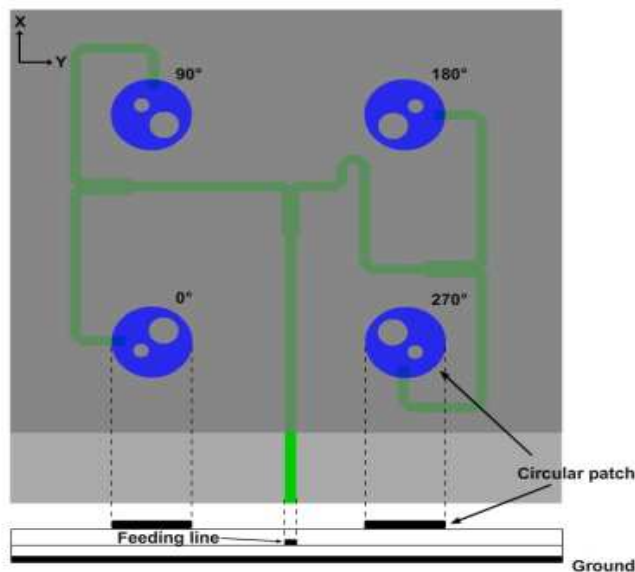


Figure I.36 Réseau d'antennes patch circulaire à rotation séquentielle

Un circuit de conversion RF-DC ayant une structure de multiplicateur de tension à 4 étages (Figure I.37) a été utilisé pour permettre d'avoir une tension de sortie de rectenna 4 fois plus élevée qu'un seul étage, à une puissance RF constante donnée [50].

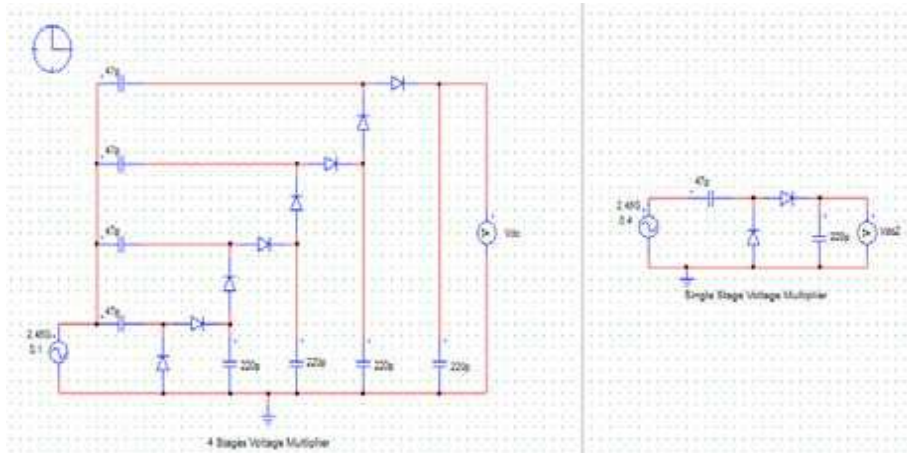


Figure I.37 Architecture du circuit de conversion RF-DC multiplieur de tension à 4 étages

## 7.4 Rectennes fonctionnant sur deux bandes de fréquence

### 7.4.1 Rectenna avec deux fentes en boucle à 2.45 GHz et à 5.8 GHz

Une structure d'antenne polarisée circulairement avec deux fréquences duales 2.45 GHz et 5.8 GHz et deux fentes en forme de boucle court-circuitée est proposée (Figure I.38).

Le gain de l'antenne en polarisation circulaire simulé est de 4.5 dBic à 2.45 GHz et de 3.7 dBic à 5.8 GHz. Un minimum de rapport axial de 2.2 dB à 2.45 GHz et de 1.3 dB à 5.6 GHz ont été mesurés.

Un rectifier est associé à chaque fente, et on récupère séparément, pour chaque fréquence, la puissance DC convertie. La charge résistive pour chaque rectifier étant de 8.2 k $\Omega$ .

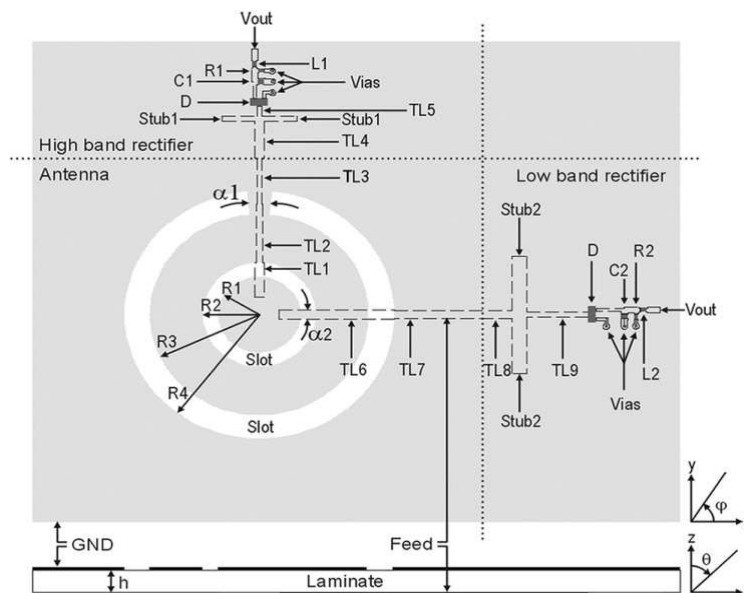


Figure I.38 Rectenna polarisée circulairement avec deux fréquences duales

Une tension DC de sortie de la rectenna de l'ordre de 2 V a été mesurée avec une puissance RF à 2.45 GHz de 24 dBm émise par une antenne cornet située à 2 m (Densité surfacique de puissance incidente = 0.05 mW/cm<sup>2</sup>, Rendement de conversion RF-DC = 62 %).

Une tension DC de l'ordre de 1.1 V a été mesurée avec une puissance RF à 5.8 GHz de 32 dBm émise à 2 m (Densité surfacique de puissance incidente = 0.31 mW/cm<sup>2</sup>, Rendement de conversion RF-DC = 19 %) [51].

### 7.4.2 Rectenna compacte en dipôle replié à 915 MHz et 2.45 GHz

Il s'agit d'un dipôle  $\lambda_0/2$  replié fonctionnant à 915 MHz. D'autre part, une fente est rajoutée sur l'antenne afin d'avoir une seconde résonance à 2.45 GHz (Figure I.39).

Le gain d'antenne mesuré est de 1.87 dBi à 915 MHz, et de 4.18 dBi à 2.45 GHz.

La diode utilisée est de type Skyworks SMS 7630, et le rectifier en topologie série est à un seul accès avec un circuit d'adaptation bi-bande basé sur trois inductances et un stub radial (Figure I.40).

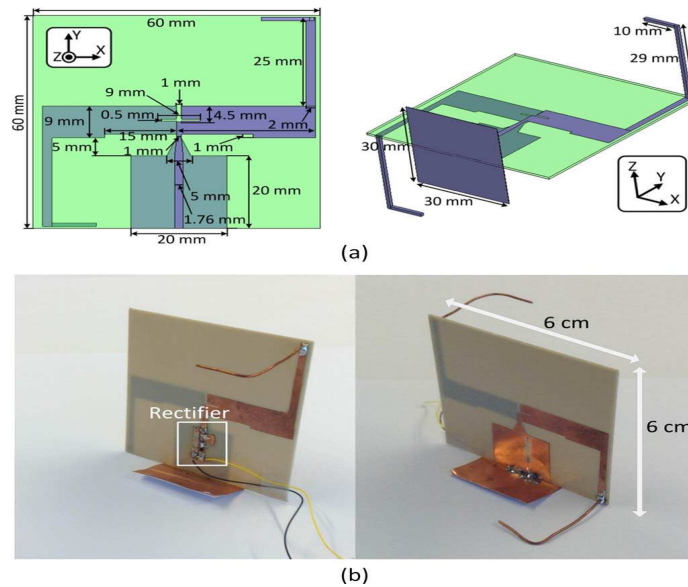


Figure I.39 Vue de dessus et de dessous de la rectenna bi-bande (a) Layout (b) Photo du prototype

Pour un même niveau de puissance RF d'entrée et avec une charge de 2.2 k $\Omega$ , le rendement mesuré à 915 MHz est plus élevé que celui à 2.45 GHz.

Pour une densité de puissance de 1  $\mu$ W/cm<sup>2</sup>, résultant en une puissance RF d'entrée de -9 dBm à 915 MHz et -15 dBm à 2.45 GHz, le rendement de conversion est de 37 % et de 20 % respectivement.

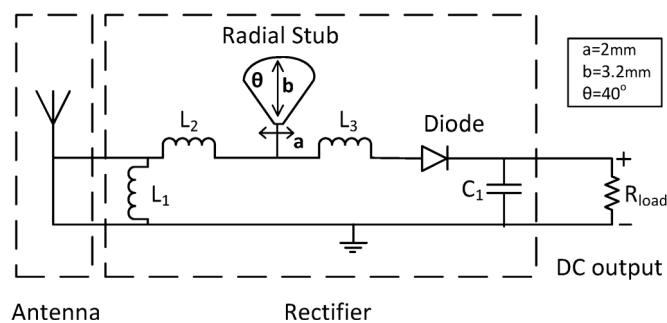


Figure I.40 Architecture du rectifier bi-bande à 915 MHz et 2.45 GHz

Combiner les deux fréquences en même temps, améliore légèrement le rendement de conversion par rapport à celui obtenu à 915 MHz seul [52].

### 7.4.3 Rectenna bi-bande à 915 MHz et 2.45 GHz sur substrat flexible

Le gain simulé de l'antenne Yagi-Uda utilisée ici est de 7.6 dBi à 2.45 GHz et de -3 dBi à 915 MHz. Les dimensions des 3 éléments constituant l'antenne Yagi (Figure I.41) ont été ajustées afin d'être adapté à la diode Schottky SMS 7630 à la fréquence 2.45 GHz.

Entre la diode et la capacité  $C_s$  en shunt (jouant le rôle d'un filtre DC), une ligne CPS de longueur  $\lambda/4$  à 2.45 GHz et court-circuitée ramène un circuit ouvert au niveau de la diode à cette fréquence, mais joue aussi un rôle dans l'acheminement du courant DC vers la charge résistive terminale. Dans ce cas,  $C_s$  joue seulement le rôle d'un court-circuit RF, mais sa valeur intervient peu dans l'adaptation du rectifier à 2.45 GHz.

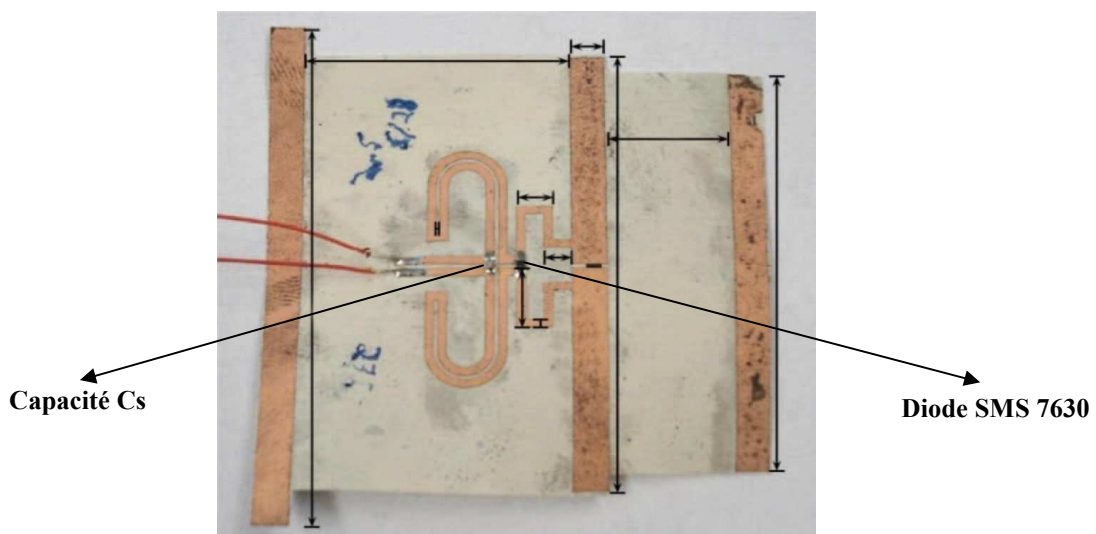


Figure I.41 Antenne Yagi-Uda avec rectifier bi-bande

Ensuite à 915 MHz, la ligne CPS se comporte d'une manière inductive, et le choix de la valeur de la capacité  $C_s$  est important pour adapter le circuit rectifier à cette fréquence.

Pour une densité de puissance de  $1\mu\text{W}/\text{cm}^2$  à 915 MHz et à 2.45 GHz, et avec une charge résistive de  $2.2\text{ k}\Omega$ , le niveau de puissance DC récupérée par la rectenna est de  $11.6\mu\text{W}$  à 915 MHz et de  $65.6\mu\text{W}$  à 2.45 GHz [53].

## 7.5 Rectennas bi-bande utilisant des réseaux d'antennes

### 7.5.1 Rectenna opérant sur deux bandes GSM-1800 et UMTS -2100

Le réseau d'antennes bi-bande utilisé ici est un réseau quasi-Yagi  $1 \times 4$  qui reproduit deux fois le modèle  $1 \times 2$  présenté dans la figure I.42.

Le gain du réseau  $1 \times 4$  mesuré est alors de 10.9 dBi à 1.85 GHz et 13.3 dBi à 2.15 GHz.

La diode utilisée est de type Schottky Avago HSMS-2852.

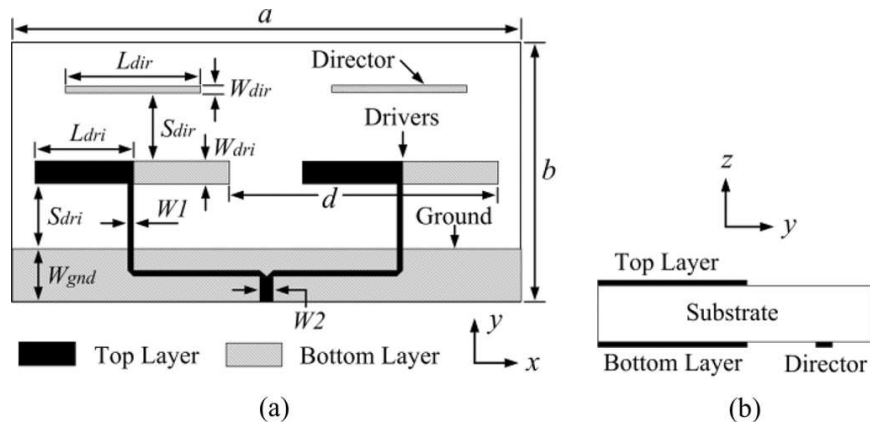


Figure I.42 Architecture du réseau d'antennes 1x2 : (a)Vue de dessus (b)Vue de profil

Un transformateur d'impédance bi-bande comprenant deux sections micro-ruban en forme de T est utilisé à l'entrée du rectifier (Figure I.43) afin de l'adapter au réseau d'antennes bi-bande. La résistance de charge utilisée dans ce cas est de 5 k $\Omega$  et a été optimisée pour avoir un maximum de rendement en présence des 2 fréquences 1.84 GHz et 2.14 GHz, ceci à faible niveaux de puissance RF en entrée.

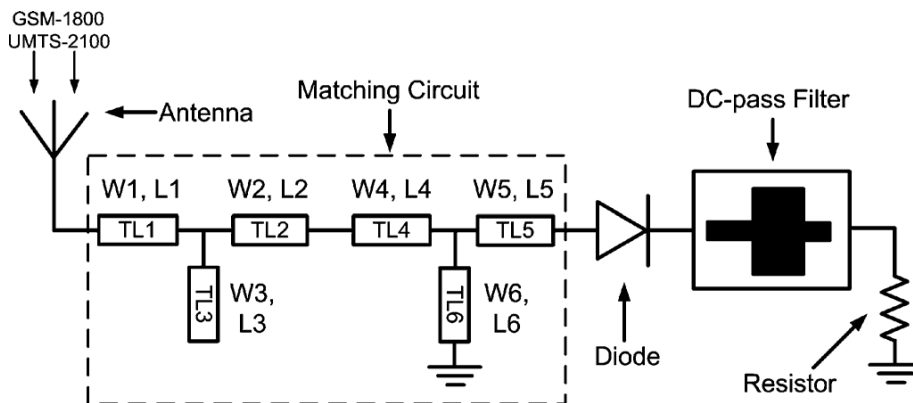


Figure I.43 Rectifier bi-bande à simple accès

Pour une puissance RF d'entrée de -20 dBm à 1.84 GHz seule, le rendement mesuré est de 34 %. Et pour une puissance RF d'entrée de -20 dBm à 2.14 GHz seule, le rendement mesuré est de 30 %. De plus, en combinant les deux fréquences, le rendement global mesuré de la rectenna s'améliore et atteint approximativement 40 % [54].

## 8. Conclusion

La polarisation circulaire permet de dépasser le problème de pertes par dépolarisation que peuvent rencontrer les ondes à polarisation linéaire émises.

Une diversité de polarisation linéaire a été aussi considérée en littérature, afin de recevoir des ondes polarisées linéairement et ayant une orientation arbitraire du champ E.

On essaiera alors de mettre en oeuvre, dans la suite de la thèse, des rectennas à polarisation circulaire, à double polarisation linéaire, ou à double polarisation circulaire pouvant en plus fonctionner à des puissances RF assez faibles.

En effet, l'intérêt de concevoir des antennes à double polarisation (linéaire, circulaire), est de capter le signal RF indépendamment de la polarisation du champ E incident, ensuite des techniques de recombinaisons font qu'on puisse récupérer la puissance DC sur une charge unique, ce qui permet de condenser la puissance convertie en continu, en vue de l'exploiter pour alimentation de dispositifs nomades.

De plus, il serait aussi intéressant de considérer des antennes bi-fréquence afin de mieux exploiter les ressources RF disponibles. Que ce soit à simple accès ou à double accès, ces antennes bi-fréquence associées au rectifier correspondant, devraient avoir une seule charge terminale pour la même raison déjà évoquée.



## 9. Références :

- [I.1] Marconi Wireless Tel. Co. v. United States, 320 U.S.1, US Supreme Court Center, 1943.
- [I.2] Anderson, L. I., (2002). N. Tesla, Nikola Tesla on his work with alternating currents and their application to wireless telegraphy, telephony, and transmission of power: An extended interview: 21st Century Books.
- [I.3] Tesla, N. (1908). The future of the wireless art. In: Wireless Telegraphy and Telephony. Walter W. Massie & Charles R. Underhill, pp. 67–71.
- [I.4] Yagi, H. (1928). Beam transmission of ultra-shortwaves. Proceedings of the IRE, 16, 715–740.
- [I.5] Brown, W. R. (1961). A survey of the elements of power transmission by microwave beam. IRE, 9(3), 93–105.
- [I.6] Glaser, P. E. (1968). Power from the Sun: Its future. Science, 162(3856), 857–861.
- [I.7] W. C. Brown, “Electronic and mechanical improvement of the receiving terminal of a free-space microwave power transmission system,” Raytheon Contractor Rep. PT-4964, Aug. 1977, NASA CR-135194.
- [I.8] Y. Fujino, T. Ito, N. Kaya, H. Matsumoto, K. Kawabata, H. Sawada, and T. Onodera, "A rectenna for MILAX," in Proc. Wireless Power Transm. Conf., Feb. 1993, pp. 273–277.
- [I.9] H. Matsumoto, "Research on solar power satellites and microwave power transmission in Japan", IEEE Microw. Mag., vol. 3, no. 4, pp. 36–45, Dec. 2002.
- [I.10] B. Strassner and K. Chang, "5.8 GHz circularly polarized dual rhombic loop traveling wave rectifying antenna for low power density wireless power transmission applications", IEEE Trans. Microw. Theory Tech. MTT, vol. 51, no. 5, pp. 1548–1553, May 2003.
- [I.11] B. Strassner, K.Chang, "Microwave Power Transmission: Historical Milestones and System Components" , Proceedings of the IEEE Vol 101, No. 6, June 2013, pages 1379-1396.
- [I.12] Yanqing Zhang, Fan Zhang, Yousef Shakhsher, Jason D. Silver, Alicia Klinefelter, Manohar Nagaraju, James Boley, Jagdish Pandey, Aatmesh Shrivastava, Eric J. Carlson, Austin Wood, Benton H. Calhoun, Brian P. Otis, "A Batteryless 19  $\mu$ W MICS/ISM-Band Energy Harvesting Body Sensor Node SoC for ExG Applications" IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 48, N<sup>o</sup>.1, pp. 199 - 213 , January 2013.
- [I.13] Frederic Alicalapa, Jean Daniel Lan Sun Luk, Rahma Aloulou, Hassene Mnif, Mourad Loulou "PSO-based charge pump chip area minimization" SMACD Conference 2012, pp.133-136.
- [I.14] Chomora Mikeka , Hiroyuki Arai, Apostolos Georgiadis, Ana Collado "DTV Band Micropower RF Energy-Harvesting Circuit Architecture and Performance Analysis", IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2011, pp.561-567.

- [I.15] U. Olgun, C.-C. Chen, J.L. Volakis "Design of an efficient ambient WiFi energy harvesting system" IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2012, Vol. 6, Iss. 11, pp. 1200–1206.
- [I.16] K.W. Lui, A. Vilches, C. Toumazou, "Ultra-efficient microwave harvesting system for battery-less micropower microcontroller platform", IET Microw. Antennas Propag., 2011, Vol. 5, Iss. 7, pp. 811–817.
- [I.17] Robert E.Collin, "Foundations for Microwave Engineering", pages 323-325, chapitre 5, deuxième édition.
- [I.18] Ravindranath D. Shrivastava, Devashish Deshpande, Changzhi Li, Richard Gale, "An Energy Harvesting System using 3-Stage Voltage Multiplier and MPVD Charge Pump for Wireless Sensor Networks" , WiSNet 2013.
- [I.19] Toshiyuki Umeda, Hiroshi Yoshida, Shuichi Sekine, Yumi Fujita, Takuji Suzuki, Shoji Otaka, "A 950-MHz Rectifier Circuit for Sensor Network Tags With 10-m Distance", IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol 41 , n°1 , January 2006.
- [I.20] S. Scorcioni, L. Larcher, A. Bertacchini, "Optimized CMOS RF-DC converters for remote wireless powering of RFID applications", 2012 IEEE International Conference on RFID (RFID), pages 47-53.
- [I.21] Vlad Marian, Cyrille Menudier, Marc Thevenot, Christian Vollaire, Jacques Verdier, Bruno Allard, "Efficient Design of Rectifying Antennas for Low Power Detection", International Microwave Symposium, Baltimore : United States (2011).
- [I.22] T. Urgan, X. Le Polozec, W. Walker, L.Reindl, "RF energy harvesting design using high Q resonators", IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID, IMWS 2009, pp. 1-4, 2009.
- [I.23] H. Takhedmit, L. Cirio, S. Bellal, D. Delcroix, O. Picon, "Compact and efficient 2.45 GHz circularly polarised shorted ring-slot rectenna", Electronics Letters, March 2012 Vol. 48 No. 5.
- [I.24] Tatsuya Takagaki , Tsunayuki Yamamoto , Kazuhiro Fujimori, Minoru Sanagi, Shigeji Nogi, "Efficient Design Approach of RF-DC Conversion Circuit Including Undesirable Radiation" International Symposium on Antennas and Propagation— ISAP 2006.
- [I.25] S.A. Bhalerao, A.V. Chaudhary, R.B. Deshmukh, R.M. Patrikar, "Powering Wireless Sensor Nodes using Ambient RF Energy," IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, SMC '06, vol. 4, pp. 2695-2700, 2006.
- [I.26] Q. He and C. Liu, "An enhanced microwave rectifying circuit using HSMS-282," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 51, no. 4, pp. 1151-1153, 2009.
- [I.27] Arrawatia, M., Baghini, M.S., Kumar, G., "RF Energy Harvesting System from Cell Towers in 900MHz Band", National Conference on Communications (NCC), 2011, Bangalore, 28-30 Jan. 2011, pages 1-5.

- [I.28] Hamid Jabbar, Young. S., Taikyeong Ted. Jeong, "RF Energy Harvesting System and Circuits for Charging of Mobile Devices , IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 56, No. 1, February 2010.
- [I.29] Jari-Pascal Curty, Norbert Joehl, François Krummenacher, Catherine Dehollain, Michel J. Declercq, "A Model for  $\mu$  Power Rectifier Analysis and Design", IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 52, N°. 12, December 2005.
- [I.30] Jungsik Kim et Jinho Jeong "Design of High Efficiency Rectifier At 2.45 GHz Using Parasitic Cancelling Circuit", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 55, No.3, March 2013.
- [I.31] A. Douyère, J.D. Lan Sun Luk, F. Alicalapa "High efficiency microwave rectenna circuit: modelling and design" , Electronics Letters, November 2008, Vol. 44, No. 24.
- [I.32] European Radiocommunications Office Recommendation, ERC Recommendation 70-03 (Troms1997 and subsequent amendments) Relating to the use of short range devices (SRD) Available on: <http://www.erodocdb.dk/docs/doc98/official/pdf/REC7003E.PDF>. Accessed March 27, 2008.
- [I.33] Décret no. 2002-775, « Valeurs limites d'exposition du public aux champs électromagnétiques émis par les équipements utilisés dans les réseaux de télécommunication ou par les installations radioélectriques», Journal officiel de la République Française, 3 Mai 2002, pp 8624-8627.
- [I.34] [www.anfr.fr](http://www.anfr.fr)
- [I.35] A.Ghasemi, A.Abedi, F.Ghasemi, "Propagation Engineering in Wireless Communications", Edition Springer 2012, Chapitre 6, pages 272-275.
- [I.36] M.Otmani, L.Talbi, and T.A Denidni, "Dual polarization diversity reception modeling for indoor propagation channel", 2003 IEEE Tropical Conference on wireless communications technology.
- [I.37] Nathan Blaunstein and Christos Christodoulou, "Radio Propagation and Adaptive Antennas for Wireless Communication Links", pages 320-321 , Edition Wiley Interscience.
- [I.38] C.Perez and J.L Garcia Garcia, "A simple approach to a statistical Path loss model for indoor communications" , 27th European Microwave Conference, 1997, pages 617-623.
- [I.39] C.Perez and J.L Garcia Garcia "Polarisation behaviour in the indoor propagation channel", Electronics Letters Vol.33 n°10, pages 898-899.
- [I.40] A. Georgiadis, G. Andia,, A. Collado, "Rectenna Design and Optimization Using Reciprocity Theory and Harmonic Balance Analysis for Electromagnetic (EM) Energy Harvesting", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.9, 2010, pages 444-446.
- [I.41] C. Phongcharoenpanich, K. Boonying, S. Kosulvit, "Dual-Polarized Flat Rectenna for 2.45 GHz", Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC) Turin 2013, pages 1433-1436.

- [I.42] Jouko Heikkinen, Markku Kivikoski "Low-Profile Circularly Polarized Rectifying Antenna for Wireless Power Transmission at 5.8 GHz", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.14, 2004, pages 162-164.
- [I.43] Mohammad Ali, Guangli Yang, Roger Dougal, "Miniature Circularly Polarized Rectenna With Reduced Out-of-Band Harmonics", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.5, 2006, pages 107-110.
- [I.44] Mohammad Ali, G. Yang, R. Dougal, "A New Circularly Polarized Rectenna for Wireless Power Transmission and Data Communication", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.4, 2005, pages 205-208.
- [I.45] Tzong-Chee Yo, Chien-Ming Lee, Chen-Ming Hsu, Ching-Hsing Luo, "Compact Circularly Polarized Rectenna With Unbalanced Circular Slots", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol.56, 2008, pages 882-886.
- [I.46] Y.-Y. Gao, X.-X. Yang, C. Jiang, and J.-Y. Zhou, "A Circularly Polarized Rectenna with Low Profile for Wireless Power Transmission", Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 13, pp. 41-49, 2010.
- [I.47] Ye-Qing Wang and Xue-Xia Yang, "Design of A High-Efficiency Circularly Polarized Rectenna for 35 GHz Microwave Power Transmission System", Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), pp.1-4, 2012 Shanghai.
- [I.48] Fu-Jhuan Huang, Tzong-Chee Yo, Chien-Ming Lee, Ching-Hsing Luo , "Design of Circular Polarization Antenna With Harmonic Suppression for Rectenna Application", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.11, 2012 , pages 592-595.
- [I.49] T.M. Chiam, L.C. Ong, M.F. Karim, Y.X. Guo, "5.8GHz Circularly Polarized Rectennas Using Schottky Diode and LTC5535 Rectifier for RF Energy Harvesting", Microwave Conference, 2009. APMC, pp. 32-35, Singapore.
- [I.50] C.S. Ong, M.F. Karim, L.C. Ong, T.M. Chiam, A. Alphones, "A Compact 2x2 Circularly Polarized Antenna Array for Energy Harvesting", Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), pp. 1977-1980, 2010, Yokohama.
- [I.51] Jouko Heikkinen, Markku Kivikoski "A Novel Dual-Frequency Circularly Polarized Rectenna", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol 2, 2003, pages 330-333
- [I.52] Kyriaki Niotaki, SangkilKim, Seongheon Jeong, Ana Collado, Apostolos Georgiadis, Manos M. Tentzeris, "A Compact Dual-Band Rectenna Using Slot-Loaded Dual Band Folded Dipole Antenna", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.12, pp.1634-1637, 2013.
- [I.53] Robert Scheeler, Sean Korhummel, Zoya Popovic "A Dual-Frequency Ultralow-Power Efficient 0.5-g Rectenna" IEEE Microwave Magazine, Vol. 15, Issue 1, pp. 109-114, 2014.
- [I.54] Hucheng Sun, Yong-xin Guo, Miao He, Zheng Zhong, "A Dual-Band Rectenna Using Broadband Yagi Antenna Array for Ambient RF Power Harvesting", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 12, pp. 918-921, 2013.



---

## **Chapitre II**

# **Rectenna à double polarisation circulaire en bande ISM à 2.45 GHz**

---

## II. Chapitre II

# Rectenna à double polarisation circulaire duales en bande ISM à 2.45 GHz

### 1. Introduction

L'utilisation d'antennes à polarisation circulaire pour récupérer l'énergie électromagnétique est très fréquent sachant qu'en général on ne connaît pas l'angle d'incidence du champ électrique  $E$  vers l'antenne de captation.

En considérant la bande ISM 2.45 GHz, on s'aperçoit que le champ  $E$  émis est souvent à polarisation linéaire, ce qui fait qu'on perd 3 dB lorsqu'on utilise une antenne à polarisation circulaire simple pour le recevoir.

L'idée de ce chapitre est de mettre en oeuvre une antenne à double polarisation circulaire afin de compenser cette atténuation de 3 dB engendrée par l'utilisation d'une antenne à simple polarisation circulaire, et par la suite étudier les différents types de circuit de conversion pouvant être associés à cette antenne.

L'antenne à double polarisation circulaire nous permet de gagner en compacité puisqu'il s'agit en effet de deux antennes co-localisées à polarisations duales.

Le choix du mode d'alimentation d'antenne à double polarisation circulaire est conditionné au départ, par un besoin de séparer l'élément rayonnant de celui d'alimentation, afin de pouvoir protéger par la suite, la diode Schottky (à introduire dans la couche d'alimentation) contre les ondes rayonnantes à 2.45 GHz.

### 2. Introduction aux antennes alimentées par couplage par fente

En 1985, David M. Pozar [1] a proposé pour la première fois ce type d'alimentation.

L'antenne se compose alors de deux substrats séparés par un plan de masse sur lequel est découpée la fente. La ligne d'alimentation se situe sur une face du substrat inférieur, et l'élément rayonnant se trouve sur une des faces du substrat supérieur. L'énergie RF transportée à travers la ligne d'alimentation est couplée à l'élément rayonnant par le biais de la fente.

D'autre part, ce type d'alimentation permet en utilisant un substrat supportant le patch d'épaisseur non négligeable, d'avoir une largeur de bande plus grande ( $> 10\%$ ) que celle d'une antenne patch alimentée par une sonde coaxiale ou par ligne micro-ruban (2 % à 5 %) [2].

Cette configuration permet une isolation de la partie alimentation de celle rayonnante.

L'inconvénient majeur de cette méthode est le rayonnement arrière possible de la fente de couplage.

En association avec les ondes rayonnées par une antenne dans l'espace libre, il y a aussi d'autres types d'ondes excitées dans l'antenne qui sont indésirables en l'occurrence des ondes de surface.

Les ondes de surface se propagent dans le substrat du patch, avec un angle d'inclinaison entre  $\pi/2$  et  $\pi - \arcsin(1/\sqrt{\epsilon_r})$ , et suite à des réflexions successives, des modes d'ondes de surface discrets sont excités, dont la puissance décroît en  $1/r$ .

Les 2 modes TE et TM d'ondes de surface peuvent être excités dans un substrat diélectrique reposant sur un plan de masse. La fréquence de coupure de ces modes est donnée par [3]:

$$fc = \frac{n * c}{4 * h * \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (\text{II.1})$$

c étant la célérité de la lumière et  $n = 0,1,2,3 \dots$  pour les modes TM0, TE1, TM2, TE3 ...  
h étant la hauteur du substrat.

Le mode TM0 a une fréquence de coupure de zéro, il peut être généré pour n'importe quelle valeur de h.

Pour les substrats d'épaisseur  $h < 0.01 * \lambda$ , l'excitation des ondes de surface n'est pas importante [3].

Plus le substrat est électriquement épais, plus il y a de modes d'ondes de surface qui peuvent apparaître. Ce phénomène peut être accentué par une permittivité élevée du substrat.

Les ondes de surface consomment une partie de la puissance d'entrée de l'antenne, dégradant alors l'efficacité de l'antenne définie par :

$$\eta = \frac{P_r}{P_{in}} = \frac{P_r}{P_r + P_s + P_{cu} + P_{di}} \quad (\text{II.2})$$

$P_r$  étant la puissance rayonnée par l'antenne.

$P_{in}$  étant la puissance d'entrée qui peut aussi être représentée comme étant la somme des puissances suivantes :  $P_s$  accumulée par les ondes de surface,  $P_{cu}$  représentant les pertes dans le cuivre et  $P_{di}$  représentant les pertes dans le diélectrique,  $P_r$  étant la puissance rayonnée par l'antenne.

D'autre part, pour favoriser le rayonnement des ondes et élargir la bande passante de l'antenne patch, on a intérêt à utiliser un substrat électriquement épais avec une faible permittivité. Cependant, l'épaisseur du substrat dans ce cas ne devrait pas être excessive pour empêcher au maximum la génération de ces ondes de surface.

Par ailleurs, pour les lignes d'alimentation micro-ruban, il est plus judicieux d'utiliser un substrat électriquement fin, avec une permittivité assez élevée, afin de confiner le champ électromagnétique à proximité du conducteur pour favoriser les ondes guidées.

Les conditions sur le substrat que nécessitent chacun des deux éléments sont contradictoires d'où l'intérêt de réaliser le patch sur un substrat et la ligne d'alimentation sur un deuxième substrat, et ensuite coupler les deux à travers une fente pratiquée dans le plan de masse commun à ces deux substrats.

## 2.1 Modèle électrique de l'antenne alimentée par couplage par fente

Afin de comprendre les interactions entre les différentes parties constituantes d'une antenne à couplage par fente (Figure II.1), on se ramène à l'étude du modèle électrique équivalent de cette antenne [4], [5].



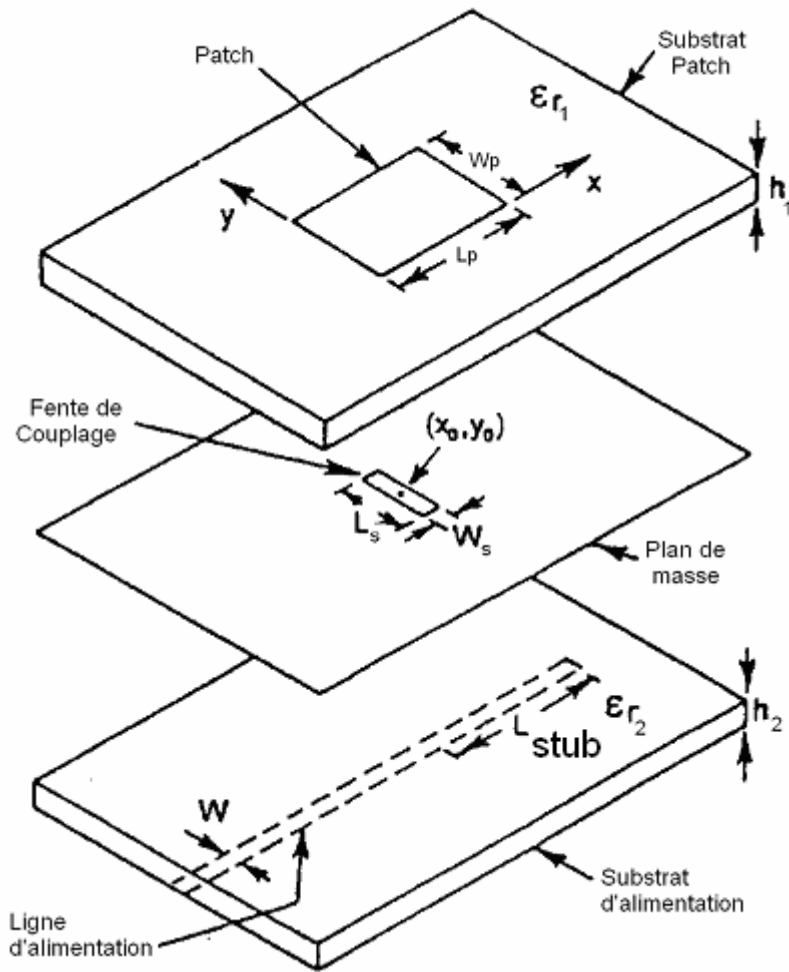


Figure II.1 Antenne patch couplée par une fente (d'après Garg, Bhartia et Bahl [5])

Pour éviter l'apparition d'un rayonnement arrière important, quelle que soit la forme de l'ouverture de la fente, celle-ci doit rester non résonnante sur la bande de travail de l'antenne. De ce fait, la fente de couplage sera qualifiée d'électriquement petite, en conséquence, son impédance ramenée sera de nature inductive dans la bande passante de l'antenne.

Pour une fente centrée par rapport au patch, le modèle des lignes de transmission permet d'analyser le transfert d'énergie via les rapports de transformation  $n_1$  et  $n_2$  (Figures II.2, II.3) suivant les formules qui sont :

$$n_1 = \frac{L_s}{L_p} \quad (\text{II.3})$$

$$n_2 \approx \frac{L_s}{\sqrt{W_{Leff}} h_2} \quad (\text{II.4})$$

Où  $W_{Leff}$  est la largeur effective de la ligne micro-ruban d'alimentation

On déduit de la formule (II.3) les conclusion suivantes :

Le couplage entre le patch et la fente se renforce en augmentant la longueur de la fente ou en diminuant la longueur résonnante du patch. En considérant une fréquence de travail donnée, la diminution de la longueur résonnante du patch imposera une augmentation de la permittivité  $\epsilon_{r1}$  et/ou une diminution de la hauteur  $h_1$  du substrat du patch.

En conséquence le choix de la hauteur du substrat de l'élément rayonnant est important. En effet, l'utilisation d'un substrat très épais pour favoriser le gain et la bande passante de l'antenne impliquera une fente de dimensions importantes pour garantir un bon couplage entre patch et fente, soit une diminution de la fréquence propre de la fente. Cette solution comporte donc le risque d'apparition d'un rayonnement arrière important.

Pour éviter ce phénomène, d'autres formes de fente peuvent être envisagées, en "H" ou en "os de chien" qui permettent d'avoir un niveau de rayonnement arrière plus faible puisque leurs dimensions sont plus petites qu'une fente rectangulaire classique [6].

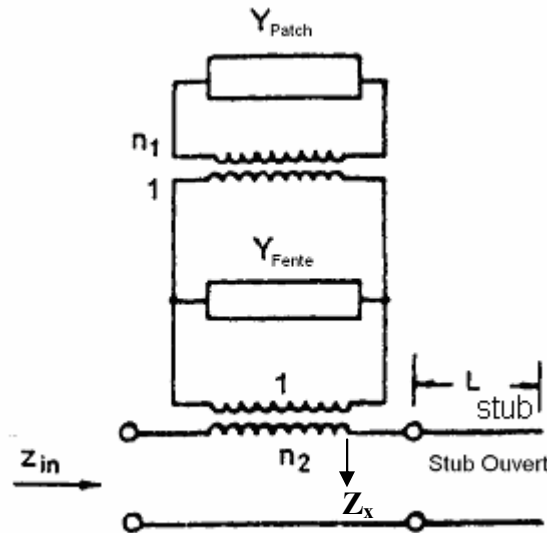


Figure II.2 Modèle électrique équivalent d'une antenne patch couplée par fente (d'après Garg, Bhartia et Bahl [5])

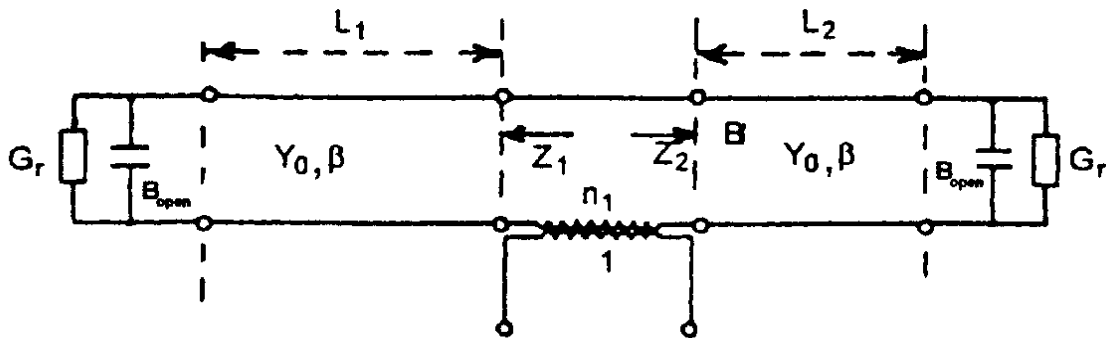


Figure II.3 Circuit équivalent en ligne de transmission du patch rectangulaire alimenté par une fente (d'après Garg, Bhartia et Bahl [5])

D'après la formule (II.4), le couplage ligne/fente augmente également avec la longueur de la fente. Pour une impédance caractéristique de ligne  $Z_0$  donnée, ce couplage s'améliore pour un substrat d'alimentation de faible épaisseur  $h_2$  (pour  $Z_0$  constante, même si  $h_2$  augmente alors  $W_{Leff}$  diminue et limite alors cette augmentation de  $h_2$ ) et de permittivités élevées via  $W_{Leff}$  (pour  $Z_0 = cste$ , si  $\epsilon_{r,2}$  augmente alors  $W_{Leff}$  diminue).

L'impédance équivalente  $Z_x$  (Figure II.2) calculée par l'association des deux admittances  $Y_{patch}$  et  $Y_{fente}$  sachant les rapports de transformation  $n_1$  et  $n_2$  est :

$$Z_x = \frac{n_2^2}{n_1^2 * Y_{patch} + Y_{fente}} \quad (II.5)$$

La condition de résonance est obtenue pour  $Z_x$  purement réelle soit lorsque:

$$n_1^2 B_{patch} + B_{fente} = 0 \quad (II.6)$$

$B_{patch}$  et  $B_{fente}$  représentent les susceptances du patch et de la fente.

Pour satisfaire cette condition on devrait avoir:

$$B_{patch} \approx \frac{4}{Z_{CS} k_S L_S^3} \quad (II.7)$$

$Z_{CS}$  et  $k_S$  correspondent à l'impédance caractéristique et à la constante de propagation dans la fente.

D'après cette formule, l'augmentation de  $L_S$ , contribuant à une inductance d'entrée moins élevée, entraînera une diminution de  $B_{patch}$  et donc une diminution de la fréquence de résonance de l'antenne.

Pour déterminer cette fréquence, il est donc indispensable de prendre en compte le dispositif complet patch et fente.

La condition d'adaptation, c'est à dire le niveau de la partie réelle de  $Z_x$  à la fréquence de résonance dépend essentiellement du niveau de couplage et donc en premier lieu de la longueur de la fente  $L_S$  mais également de sa largeur  $W_S$ .

Cependant, la diminution de la largeur du patch contribue aussi à l'augmentation de la partie réelle de  $Z_x$ .

## 2.2 Influences des différents paramètres :

Il y a différents paramètres qui permettent de contrôler les caractéristiques de l'antenne patch alimentée par couplage par fente [2], [7] :

### Constante diélectrique du substrat d'antenne ( $\epsilon_{r1}$ ):

Elle affecte principalement la largeur de bande et le rayonnement de l'antenne.

En considérant une constante diélectrique petite, on obtient une plus grande largeur de bande d'impédance et un phénomène d'ondes de surface réduit.

### Epaisseur du substrat de l'antenne ( $h_1$ ):

L'épaisseur de substrat affecte la largeur de bande et le niveau du couplage.

Un substrat plus épais a comme conséquence une plus grande largeur de bande, mais moins de couplage pour une dimension donnée de la fente de couplage.

### Longueur du patch ( $L_p$ ):

Elle détermine la fréquence de résonance de l'antenne ainsi que le niveau de couplage avec la fente.

### Largeur de patch ( $W_p$ ):

La largeur du patch affecte la résistance de l'antenne, par exemple un patch plus large entraîne

une résistance d'antenne plus petite.

**Constante diélectrique du substrat d'alimentation ( $\epsilon_{r2}$ ):**

Elle devrait être choisie d'une manière à assurer le bon fonctionnement du circuit micro-ruban (sans rayonnement parasite), typiquement dans la gamme de 2 à 10.

**Epaisseur du substrat d'alimentation ( $h_2$ ) :**

Un substrat plus mince implique un rayonnement des lignes d'alimentation limité, mais des pertes plus élevées. Un compromis de  $0.01*\lambda$  à  $0.02*\lambda$  est généralement utilisé.

**Longueur de la fente ( $L_s$ ) :**

Le niveau de couplage et le niveau de rayonnement arrière sont principalement déterminés par la longueur de la fente. La longueur de la fente devrait être choisie entre  $0.1*\lambda$  et  $0.2*\lambda$ .

**Largeur de la fente ( $W_s$ ):**

La largeur de fente affecte également le niveau du couplage. Le rapport de la longueur à la largeur de la fente est en général de 1/10.

**Position relative du patch par rapport à la fente:**

Pour un couplage maximum, le patch devrait être centré au-dessus de la fente. Le déplacement du patch relativement à la fente dans la direction du plan-H a peu d'effet, alors que le déplacement du patch relativement à la fente dans la direction (résonnante) du plan-E diminuera le niveau de couplage.

Pour cette structure d'antenne patch alimentée par couplage par fente, on a un plan de masse qui isole la ligne d'alimentation de l'élément rayonnant et limite l'interférence du rayonnement parasite sur le diagramme de rayonnement et offre ainsi une plus grande pureté de polarisation. Les influences de chacun des paramètres de cette structure présentée dans cette introduction, sont utiles pour comprendre le mode de fonctionnement de l'antenne patch à couplage par fente, et seront aussi utiles pour décortiquer le mécanisme d'interaction entre les différents paramètres d'une antenne patch à deux accès, alimentée par couplage par deux fentes croisées, avec quatre points de couplage pour générer une polarisation circulaire.

### **3. Optimisation d'une antenne à double polarisation circulaire à deux accès à 2.45 GHz**

#### **3.1 Description de la structure**

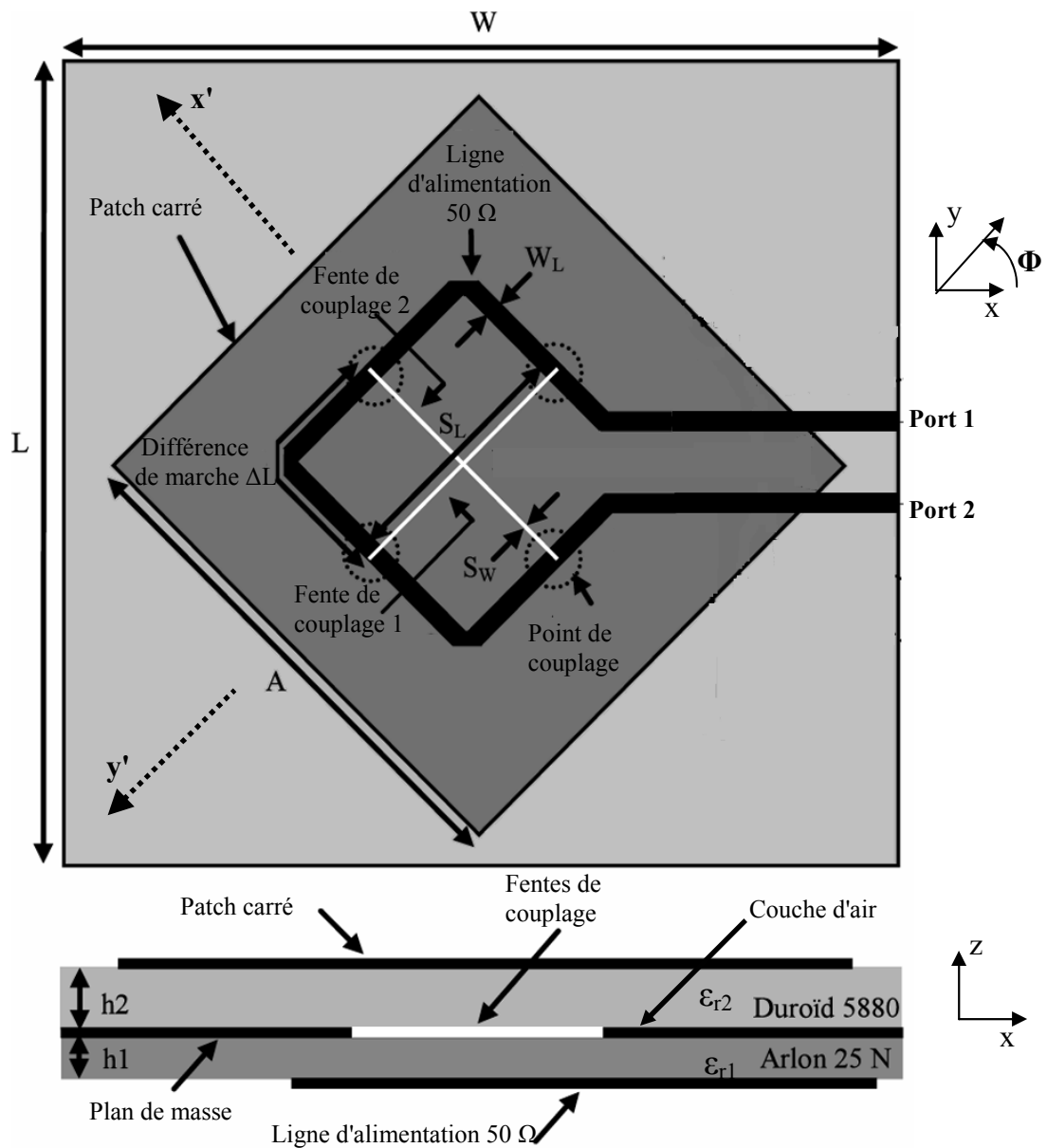
Il s'agit d'une antenne patch carré à 2.45 GHz, à double polarisation circulaire, à deux accès, et alimentée par couplage par fente en forme de croix (Figure II.4).

Dans cette structure, le patch est gravé sur un substrat du type Duroid 5880 ( $\epsilon_{r2} = 2.2$ ,  $h_2 = 3.175$  mm).

La ligne d'alimentation gravée sur un substrat du type Arlon 25N ( $\epsilon_{r1} = 3.4$ ,  $h_1 = 1.524$  mm) a une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ , elle est donc de largeur  $W_L = 3.45$  mm.

Les paramètres des 2 substrats respectent bien les conditions évoquées dans le paragraphe 2.2 La fente en croix est pratiquée sur le plan de masse situé entre les deux couches de substrat.

Ce plan de masse repose sur le substrat d'alimentation Arlon 25N. Ses dimensions sont 100 mm par 110 mm. Une hauteur de 120  $\mu\text{m}$  d'air est prise en compte entre le plan de masse et le substrat Duroïd 5880 qui modélise l'espace vide dû au collage des deux couches lors de la réalisation d'antenne.



**Figure II.4** Géométrie de l'antenne optimisée à double polarisation circulaire à 2.45 GHz :  $A = 34.8$ ,

$W_L = 3.45$ ,  $S_L = 20.45$ ,  $S_W = 1.25$ ,  $h_1 = 1.524$ ,  $h_2 = 3.175$ ,  $W = 100$ ,  $L = 110$ , (Dimensions en mm)

Lorsqu'on superpose les différentes couches de l'antenne, la ligne d'alimentation se trouve perpendiculaire à la fente en croix sur quatre points appelés points de couplage.

Théoriquement, ces quatre points de couplage doivent être déphasés d'une distance  $\Delta L$  de  $\lambda_g/4$  créant ainsi un déphasage de  $90^\circ$ .

Si on excite l'antenne par le port 1 et qu'on relie le port 2 à une charge  $50 \Omega$ , on aura compte tenu du déphasage, une onde polarisée linéairement selon l'axe  $x'$  en déphasage de  $90^\circ$  par rapport à une onde polarisée linéairement selon l'axe  $y'$  qui est perpendiculaire à l'axe  $x'$ .

La combinaison de ces deux ondes générera une onde résultante à polarisation circulaire droite (RHCP).

Selon le même principe, cette antenne est aussi capable de générer la polarisation circulaire gauche (LHCP), en excitant la structure par le port 2 et en reliant le port 1 à une charge  $50 \Omega$ .

Cette structure à double polarisation circulaire a été proposée pour la première fois par Eli Aloni et Raphael Kastner en 1994 [8], et a été ensuite présentée comme étant une antenne dédiée à la récupération de l'énergie électromagnétique dans l'article [9] en 2011.

Selon le travail de thèse de Zied Harouni [10], l'antenne présente une bande d'adaptation ( $S_{11} < -10$  dB) large (largeur de bande = 2100 MHz), mais un rapport axial mesuré très proche de 3 dB sur toute la bande ISM 2.45 GHz (2.4 GHz - 2.5 GHz), alors que les minima sont situés à 2.1 GHz et à 2.62 GHz.

Dans ce cas, il serait nécessaire de décaler la réponse fréquentielle du rapport axial, et par suite réoptimiser l'antenne [9] pour affiner les résultats.

Déplacer la réponse fréquentielle du rapport axial vers les basses fréquences, implique une différence de marche entre deux points de couplage successifs plus grande et par conséquent une longueur  $S_L$  des deux fentes de couplage plus élevée.

Comme on veut éloigner au maximum la résonance de la fente de celle du patch pour éviter un rayonnement arrière important, cette solution n'a pas été retenue.

La réponse fréquentielle du rapport axial sera donc déplacée vers les hautes fréquences, en diminuant la différence de marche entre deux points de couplage successifs, ce qui implique une réduction sur la longueur  $S_L$  des deux fentes de couplage, qui s'accompagne aussi par une diminution du niveau de couplage avec le patch, par conséquent la largeur des fentes devrait être augmentée afin d'améliorer le couplage avec le patch.

Vu la symétrie de l'antenne, les résultats d'optimisation en terme de simulation sous le logiciel commercial HFSS, qui sont présentés dans ce qui suit, sont établis avec la polarisation circulaire droite (RHCP) de l'antenne, obtenue en excitant le port 1 par un Lumped Port et en fermant l'accès 2 par une charge  $50 \Omega$ .

Cependant, le coefficient de transmission  $S_{21}$  sera simulé sous HFSS en excitant la structure par un "Lumped Port" placé au niveau du port 1 et en introduisant au niveau du port 2 un second "Lumped Port" qui est désactivé.

Avec une différence de marche entre deux points de couplage successifs  $\Delta L = 16.3$  mm ( $< \lambda_g/4 = 18.6$  mm sur substrat Arlon 25N d'épaisseur 1.524 mm) on obtient en simulation HFSS une valeur de rapport axial de 1.94 dB pour  $\Theta = 0^\circ$  à la fréquence 2.45 GHz.

Cette valeur de  $\Delta L$  implique une longueur des fentes  $S_L = 20.45$  mm. L'écartement entre les deux lignes d'alimentation parallèles à l'entrée de l'antenne (bord à bord) est dans ce cas de 6 mm (Figure II.4). Cette valeur représente l'écartement minimum afin de pouvoir souder les deux connecteurs SMA sans qu'ils se touchent.

Par la suite, on ne peut pas rétrécir indéfiniment l'excursion  $\Delta L$  entre deux points de couplage successifs, ce qui apparaît comme une limite pour ce procédé d'optimisation.

La diminution dans les longueurs de fentes  $S_L$  comparé à l'article [9], entraînant une diminution du couplage avec le patch, est compensée par une augmentation de la largeur des

fentes  $S_w$  de 0.625 mm à 1.25 mm (Figure II.4), tout en gardant un rapport entre largeur et longueur de fente de 0.06 proche de 1/10 [6].

D'autre part, le minimum du coefficient de transmission  $S_{21}$  se déplace vers les hautes fréquences, donc afin de pointer le minimum de  $S_{21}$  à la fréquence 2.45 GHz, on agrandit la taille du patch carré en augmentant la valeur de  $A$  de 33.6 mm à 34.8 mm (Figure II.4). On obtient alors une valeur simulée de  $S_{21}$  de -17.4 dB à 2.45 GHz.

D'après l'article [9], ce prototype d'antenne a un comportement large bande en terme de bande passante à -10 dB du  $S_{11}$ , ce qui fait qu'on a moins de contraintes d'optimisation concernant le coefficient de réflexion comparé aux paramètres  $S_{21}$  et rapport axial.

La valeur du  $S_{11}$  simulée à 2.45 GHz, étant dans ce cas égale à -15.5 dB.

Le tableau ci-dessous (Tableau II.1) donne un comparatif des dimensions de l'antenne [9] et de l'antenne optimisée dans ce travail, sachant que les substrats utilisés sont les mêmes.

	<b>A</b>	<b><math>W_L</math></b>	<b><math>S_L</math></b>	<b><math>S_w</math></b>	<b>h1</b>	<b>h2</b>	<b>W</b>	<b>L</b>
<b>Antenne [9]</b>	<b>33.6</b>	3.45	<b>24.32</b>	<b>0.625</b>	1.524	3.175	100	110
<b>Antenne optimisée</b>	<b>34.8</b>	3.45	<b>20.45</b>	<b>1.25</b>	1.524	3.175	100	110

\* les dimensions sont en mm

**Tableau II.1 Comparaison des dimensions d'antenne**

## **4. Caractérisation expérimentale de l'antenne optimisée**

### **4.1 Réalisation**

La réalisation des différentes couches du prototype a été effectuée par gravure mécanique à l'aide une graveuse du type LPKF.

Sur la face supérieure (Figure II.5), on peut voir le patch carré qui repose sur un substrat de type Duroid 5880.

Sur le plan de masse en cuivre (Figure II.6), est gravée la fente en croix centrée.

Sur la face inférieure (Figure II.7), apparaît le circuit d'alimentation de l'antenne gravé sur un substrat du type Arlon 25 N.

Quatre trous de fixation de diamètre 0.8 mm ont été pratiqués sur les deux couches de substrat d'une manière à pouvoir les superposer ensemble et ensuite les assembler par introduction de quatre vis en téflon.

Ces vis en téflon permettront aussi de fixer l'antenne sur le positionneur situé à l'intérieur de la chambre anéchoïque afin d'effectuer des mesures de rapport axial et de gain d'antenne.

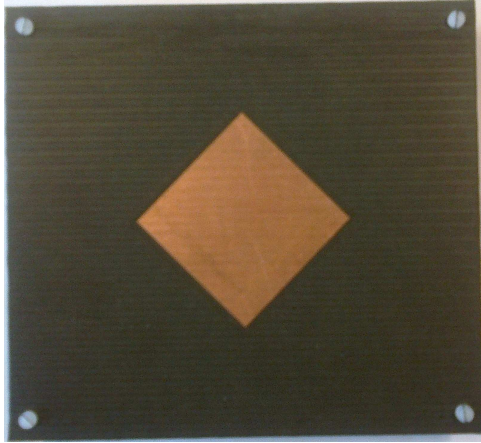


Figure II.5 Élément rayonnant (Patch)



Figure II.6 Fente de couplage en croix sur plan de masse

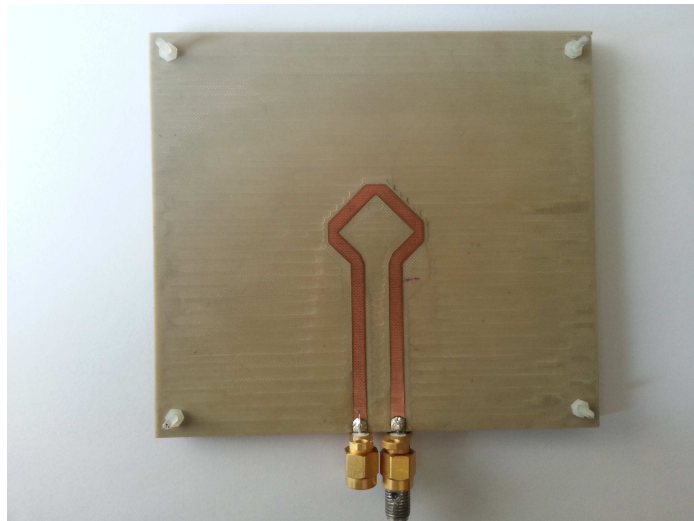


Figure II.7 Circuit d'alimentation à double accès

## 4.2 Paramètres S

Les mesures de paramètres S ont été effectuées en utilisant un analyseur de réseau vectoriel Agilent E8361C.

A la fréquence 2.45 GHz, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  mesuré est de -14.4 dB (-15.5 dB en simulation) et le coefficient d'isolation  $S_{21}$  mesuré est de -20.5 dB (-17.4 dB en simulation), on a donc une bonne correspondance entre les simulations et les mesures (Figures II.8 et II.9). D'autre part, à la fréquence 4.9 GHz, le  $S_{11}$  mesuré est de -1.9 dB à 4.9 GHz (-1.4 dB en simulation), l'antenne présente donc une bonne réjection d'harmonique à 4.9 GHz.

A la fréquence 7.35 GHz (3ème harmonique), le  $S_{11}$  mesuré est de -19 dB (-23.5 dB en simulation) mais le  $S_{21}$  mesuré est de -3.1 dB (-2.4 dB en simulation) ce qui limite la quantité de puissance rayonnée à cette fréquence.

Sur la bande ISM 2.45 GHz (de 2.4 GHz à 2.5 GHz), on peut remarquer qu'en simulation ainsi qu'en mesures le coefficient de réflexion  $S_{11}$  reste bien inférieur à -14 dB sur la totalité de la bande. De plus, le  $S_{21}$  simulé aussi bien que mesuré, reste inférieur à -10 dB entre 2.42 GHz et 2.49 GHz.



D'autre part, entre 4.8 GHz et 5 GHz, le  $S_{11}$  mesuré reste compris entre -1.8 dB et -2.2 dB (entre -1.3 dB et -1.5 dB en simulation), donc on vérifie bien que l'antenne présente une bonne réjection du second harmonique pour la totalité de la bande ISM 2.45 GHz.

Entre 7.2 GHz et 7.5 GHz, le  $S_{11}$  mesuré est inférieur à -17 dB (même en simulation), mais le  $S_{21}$  mesuré reste compris entre -2.8 dB et -3.5 dB (entre -2.2 dB et -2.7 dB en simulation) limitant ainsi la quantité de puissance rayonnée dans cette bande, car le couplage important entre les deux accès indique un fort transfert de puissance entre ces accès.

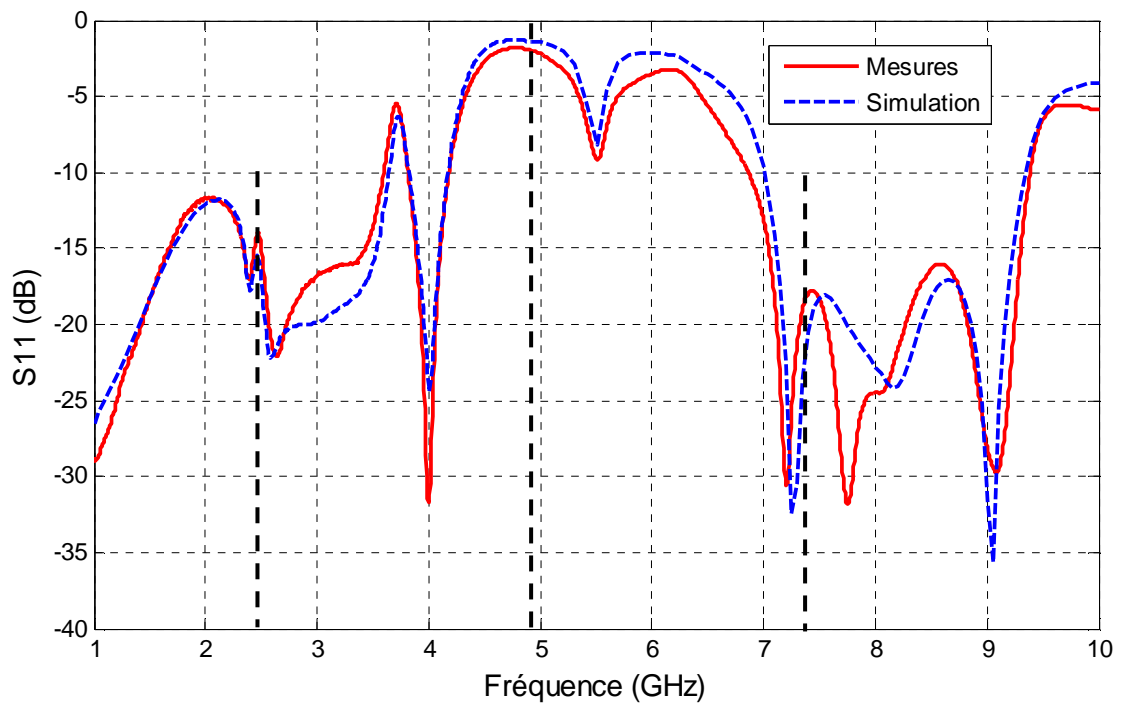


Figure II.8 Coefficient de réflexion  $S_{11}$

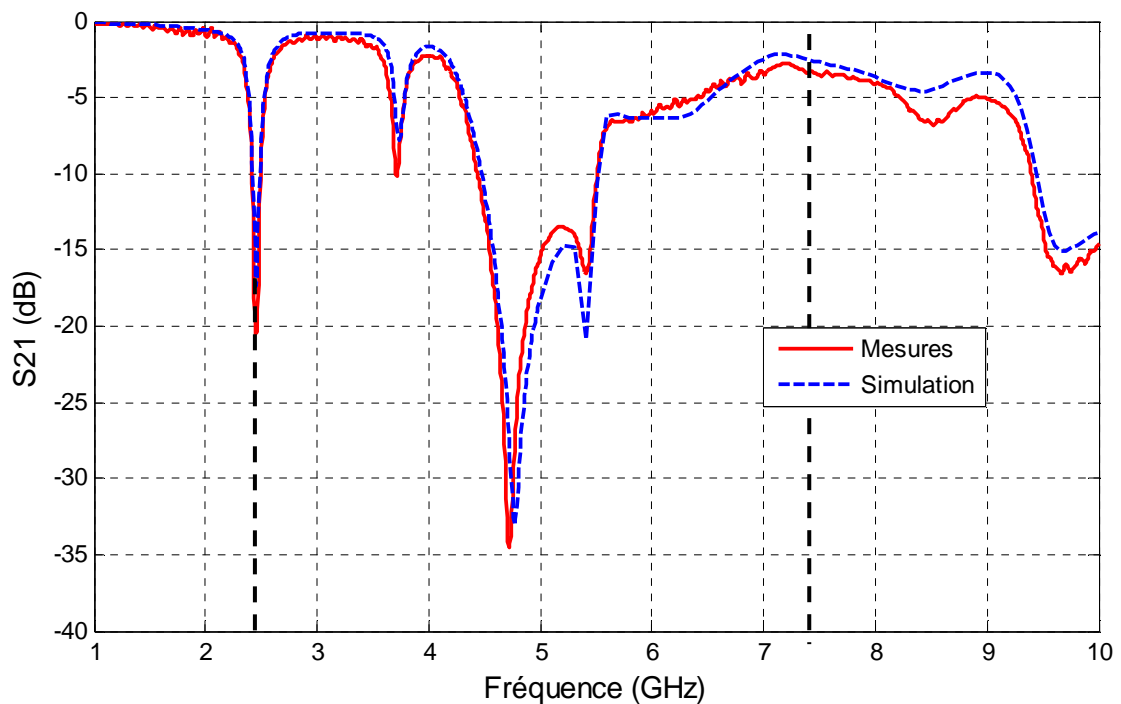


Figure II.9 Coefficient d'isolation  $S_{21}$

En conclusion, l'antenne est bien adaptée (en terme de  $S_{11} < -10$  dB) pour récupérer l'énergie électromagnétique sur la bande ISM 2.45 GHz, et permet aussi d'éviter l'utilisation d'un filtre HF à l'entrée du circuit de conversion RF-DC, puisqu'elle montre une bonne réjection du second harmonique sur la totalité de la bande ISM 2.45 GHz et un rayonnement limité du 3ème harmonique.

### 4.3 Rapport axial

Le rapport axial mesuré à 2.45 GHz est de 2.57 dB en direction broadside (1.94 dB en simulation), ceci pour une polarisation circulaire droite (RHCP).

Sur la bande ISM 2.45 GHz, le rapport axial est situé entre 1.1 dB et 2.2 dB en simulation, et entre 1.5 dB et 3.1 dB en mesures (Figure II.10).

Le minimum du rapport axial de l'antenne dans la bande ISM 2.45 GHz est obtenu à 2.4 GHz et le maximum est obtenu à 2.49 GHz.

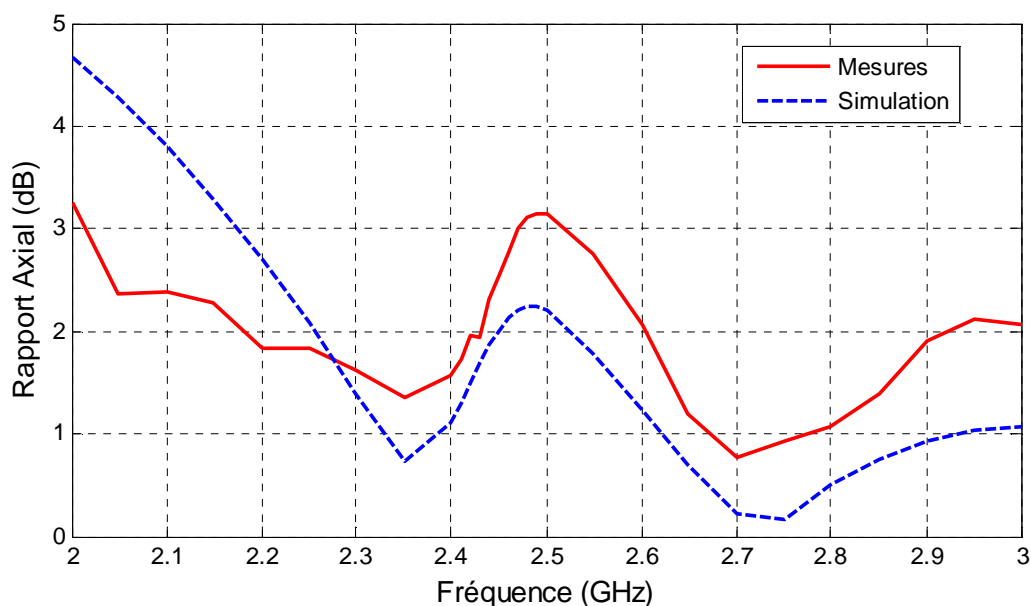


Figure II.10 Rapport axial de l'antenne (direction broadside) correspondant à une polarisation circulaire droite (RHCP)

Visiblement, le rapport axial mesuré reste approximativement inférieur à 3 dB entre 2.05 GHz et 3 GHz (voire même pour les fréquences supérieures à 3 GHz), et qui correspond à une largeur de bande à polarisation circulaire supérieure à 40% .

Dans le cas d'une polarisation circulaire gauche (LHCP), le rapport axial mesuré à 2.45 GHz est de 2.65 dB en direction broadside (2 dB en simulation) et il est pratiquement égal au rapport axial mesuré en polarisation circulaire droite, vu la géométrie symétrique de l'antenne. Enfin, on remarque bien que les deux minima du rapport axial simulé dans la bande de 2 GHz à 3 GHz, présenté dans l'article [9], ont été décalés vers les hautes fréquences dans ce travail, comme le montre le tableau II.2 ci-dessous.

	Article [9]	Ce travail
Fréquence du 1er minimum du rapport axial	2.2 GHz	2.35 GHz
Fréquence du 2ème minimum du rapport axial	2.55 GHz	2.75 GHz

Tableau II.2 Comparaison des fréquences des minima de rapport axial simulé sur la bande [2GHz, 3GHz]

## 4.4 Exploitation de l'antenne pour la récupération de l'énergie EM dans un environnement indoor WLAN

Pour les réseaux WLAN à 2.45 GHz, la polarisation du champ E est souvent linéaire (verticale ou horizontale). Cependant en milieu indoor, le champ peut subir des effets de dépolarisation décrits dans le premier chapitre. Par conséquent, l'orientation du champs incident est arbitraire.

Les résultats présentés dans la figure ci-dessous (Figure II.11), ont été obtenus par simulation HFSS en illuminant l'antenne patch à double polarisation circulaire, par une onde plane à polarisation linéaire avec un angle azimutal  $\Phi$  d'orientation du champ, variable de  $-90^\circ$  à  $90^\circ$ . L'angle azimutal  $\Phi$  représente l'angle que fait le vecteur champ électrique E incident avec l'axe des abscisses x (Figure II.4). L'angle d'élévation étant fixé à  $\theta = 0^\circ$ .

L'intérêt de cette simulation est de prévoir le comportement de l'antenne à double polarisation circulaire vis à vis d'une onde à polarisation linéaire avec une orientation arbitraire.

En étudiant le déphasage entre les deux signaux de sortie de l'antenne à double polarisation circulaire, on remarque que sa valeur change quand l'angle azimutal  $\Phi$  du champ incident polarisé linéairement varie (Tableau II.3).

	Déphasage entre les 2 signaux de sortie de l'antenne
$\Phi = 0^\circ$	$0^\circ$
$\Phi = -45^\circ$	$270^\circ$
$\Phi = \pm 90^\circ$	$180^\circ$

Tableau II.3 Déphasage entre les deux signaux de sortie de l'antenne

En effet, pour  $\Phi = \pm 90^\circ$ , on a une interférence destructive alors que pour  $\Phi = 0^\circ$ , l'interférence est constructive.

On préférera donc éviter la recombinaison en RF des deux accès de sortie de l'antenne puisqu'on ne peut pas contrôler le déphasage variable des deux signaux de sortie.

Ces résultats imposeront la recombinaison des signaux côté DC.

Par ailleurs, le gain simulé par accès ( $G_{\text{accès1}}$  ou  $G_{\text{accès2}}$ ) est calculé en déterminant par un plan d'observation, la puissance RF reçue sur cet accès ( $P_{r1}$  ou  $P_{r2}$ ) grâce au vecteur de Poynting, et en déduisant la surface effective de l'antenne, associée à cet accès ( $A_{e1}$  ou  $A_{e2}$ ), puisqu'on connaît déjà la densité surfacique de puissance incidente (DSP).

Chacun des deux accès de l'antenne est dans ce cas terminé par un port  $50 \Omega$ .

On a donc :

$$DSP = \frac{E_{\text{max}}^2}{2\eta} \quad (\text{exprimée en W/m}^2) \quad (\text{II.8})$$

$E_{\text{max}}$  : Amplitude maximale du champ incident en V/m.

$\eta$  : Impédance du vide égale à  $377 \Omega$ .

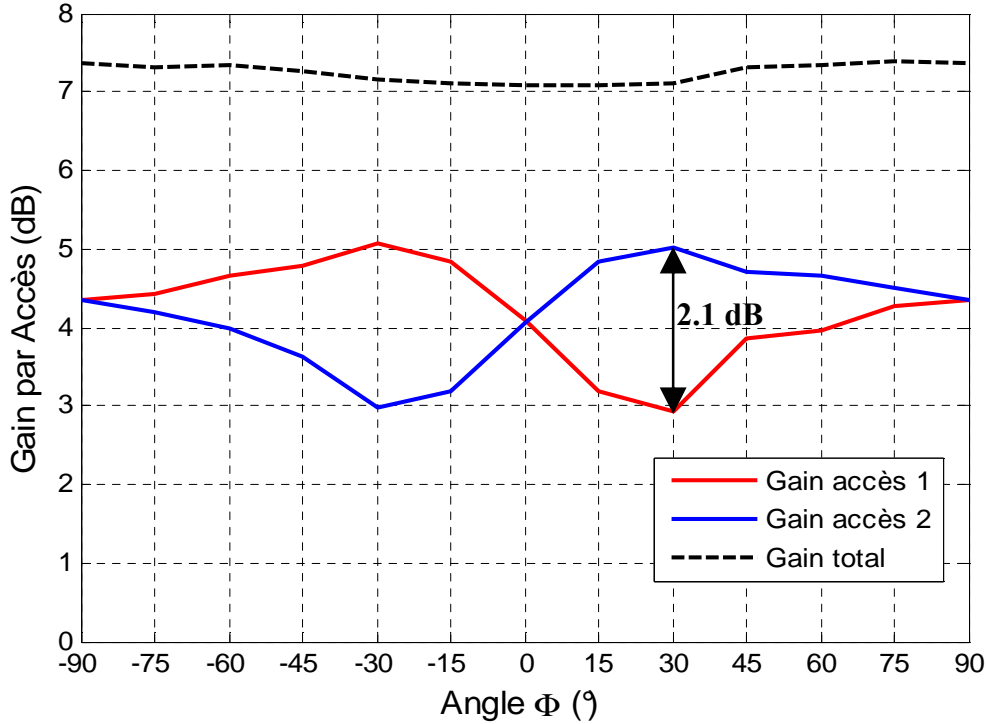
On peut donc calculer la surface effective de l'antenne associée à chacun des accès:

$$A_{e1(e2)} = \frac{P_{r1(r2)}}{DSP} \quad (\text{exprimée en m}^2) \quad (\text{II.9})$$

$P_{r1}$  et  $P_{r2}$  étant exprimées en W.  
D'où on déduit la valeur en linéaire du gain par accès:

$$G_{\text{accès1}(\text{accès2})} = \frac{A_{e1(e2)} \cdot 4\pi}{\lambda^2} \quad (\text{II.10})$$

$\lambda$  étant la longueur d'onde dans le vide à 2.45 GHz exprimée en m ( $\lambda = 0.1224$  m)



**Figure II.11** Simulation du gain par accès et gain total de l'antenne illuminée par une onde plane à 2.45 GHz à polarisation linéaire en fonction de l'orientation du champ E suivant l'angle azimutal  $\Phi$

Sur la figure II.11 on peut voir l'écart en dB entre le maximum de gain et le minimum de gain sur un même accès, lorsque l'angle  $\Phi$  varie et qui correspond au rapport axial de l'antenne (très voisin de 2 dB) indicateur de la qualité de la polarisation circulaire.

Le gain total de l'antenne est défini ici comme étant la somme en linéaire du gain de l'accès 1 et celui de l'accès 2. Ce gain total s'exprimera alors en dB de la manière suivante:

$$G_{\text{total\_dB}}(\Phi) = 10 \cdot \log_{10} [G_{\text{accès1}}(\Phi) + G_{\text{accès2}}(\Phi)] \quad (\text{II.11})$$

Si on examine la courbe du gain total simulé de l'antenne, on peut voir que la variation de ce gain total en fonction de l'angle  $\Phi$  est très faible par rapport à la variation du gain par accès (accès 1 ou accès 2). En effet la diminution du gain sur l'accès 1 lorsque  $\Phi$  varie est compensée par une augmentation du gain sur l'accès 2, et les deux gains par accès se compensent pour donner un gain total quasi-stable.

Le gain par accès mesuré (Figure II.12) est déterminé en mesurant par un bolomètre la puissance RF reçue sur cet accès par l'antenne illuminée par une antenne cornet à polarisation linéaire, tout en fermant l'autre accès par une charge adaptée 50  $\Omega$ .

Le gain en polarisation circulaire peut alors être défini comme étant la somme en linéaire du gain sur un accès déterminé pour une valeur de  $\Phi_0$  donnée, avec le gain sur ce même accès pour une valeur de  $\Phi_0 + 90^\circ$ . Ce gain en polarisation circulaire (Gauche "LHCP" ou droite "RHCP") mesuré s'exprimera alors en dB de la manière suivante :

$$G_{LHCP\_mesuré\_dB} = 10.\log_{10}[G_{accès1\_mesuré}(\Phi_0) + G_{accès1\_mesuré}(\Phi_0 + 90^\circ)] \quad (II.12)$$

$$G_{RHCP\_mesuré\_dB} = 10.\log_{10}[G_{accès2\_mesuré}(\Phi_0) + G_{accès2\_mesuré}(\Phi_0 + 90^\circ)] \quad (II.13)$$

Le gain en direction broadside, en polarisation circulaire droite mesuré est de 6.1 dBic (7.21 dBic en simulation), et le gain en polarisation circulaire gauche mesuré est de 5.8 dBic (7.18 dBic en simulation).

Le gain total de l'antenne en polarisation linéaire, lorsque l'angle  $\Phi$  varie, est situé entre 5.5 dBi ( $\Phi = 0^\circ$ ) et 6.4 dBi ( $\Phi = -90^\circ$  ou  $+90^\circ$ ), sachant qu'en simulation le gain total en polarisation linéaire est compris entre 7.1 dBi ( $\Phi = 0^\circ$ ) et 7.35 dBi ( $\Phi = -90^\circ$  ou  $+90^\circ$ ).

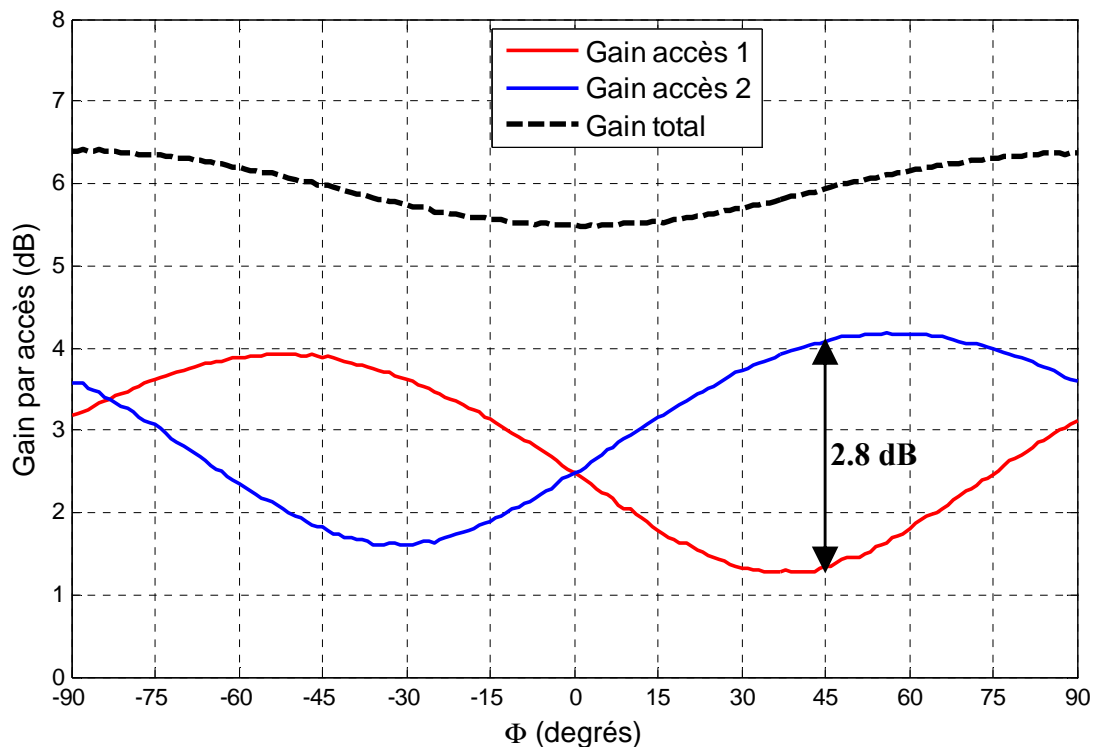


Figure II.12 Gain par accès et gain total de l'antenne mesurés à 2.45 GHz

Cette différence dans les valeurs de gain mesurés et simulés est principalement due à l'incertitude sur la valeur mesurée de la puissance reçue par l'antenne testée à l'intérieur de la chambre anéchoïque.

Pour la direction du champ électrique E incident correspondant à  $\Phi = 0^\circ$ , les gains par accès sont égaux en simulation et en mesure.

Pour la direction du champ électrique E incident correspondant à  $\Phi = -90^\circ$  ou  $+90^\circ$ , les gains par accès sont égaux en simulation et sont peu différents en mesures, ce petit décalage est dû aux légers défauts d'alignement lors de la réalisation de l'antenne.

Le maximum de décalage en puissance RF reçue, entre les deux accès de l'antenne, à la fréquence 2.45 GHz, est de 2.8 dB en mesures pour  $\Phi = 45^\circ$  (2.1 dB en simulation pour  $\Phi = 30^\circ$ ).

D'autre part si on considère la totalité de la bande ISM à 2.45 GHz, ce maximum de décalage mesuré entre les deux accès est plus faible pour les fréquences inférieures à 2.45 GHz (0.6 dB à 2.4 GHz), alors qu'il est plus élevé pour les fréquences supérieures à 2.45 GHz (3.3 dB à 2.48 GHz).

#### 4.5 Gain total mesuré en fonction de la fréquence

Le gain total en polarisation linéaire mesuré reste supérieur à 4 dBi sur toute la bande ISM 2.45 GHz, ceci pour un angle azimutal d'orientation du champ électrique  $\Phi = 0^\circ$  ou aussi pour  $\Phi = -90^\circ$  (Figure II.13).

Le choix précis de ces deux angles d'azimut relève du fait qu'à 2.45 GHz, l'angle  $\Phi = 0^\circ$  représente la direction pour laquelle le gain total de l'antenne est minimal, alors que pour l'angle  $\Phi = -90^\circ$ , le gain total est maximal (Figure II.12).

Lorsque  $\Phi$  varie, le gain total de l'antenne reste donc compris entre ces deux valeurs.

De plus, on a vérifié expérimentalement que cette propriété reste valable pour les fréquences variant de 2.4 GHz jusqu'à 2.47 GHz.

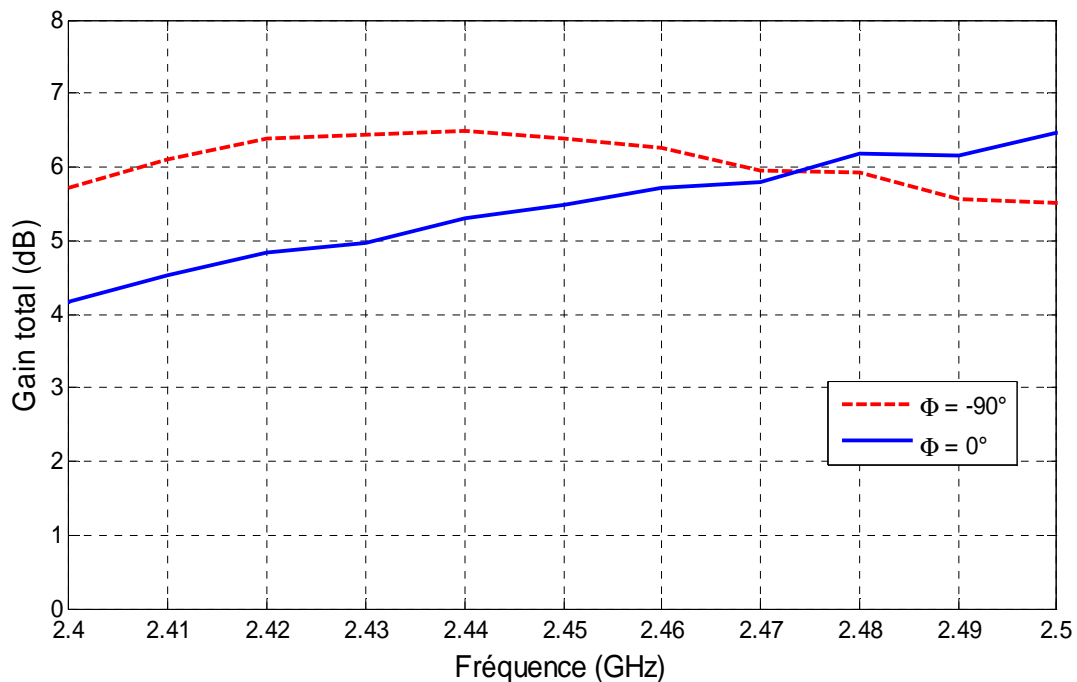


Figure II.13 Evolution du gain total en polarisation linéaire mesuré en fonction de la fréquence

D'autre part, pour chaque fréquence située dans la bande ISM entre 2.4 GHz et 2.5 GHz, les gains par accès mesurés sont égaux lorsque  $\Phi = 0^\circ$ . Cette direction ( $\Phi = 0^\circ$ ) peut être privilégiée comme étant une référence pour les mesures ultérieures de rectenna en fonction de la fréquence, avec un signal RF récupéré sur les 2 accès équilibré en amplitude.

#### 4.6 Diagrammes de rayonnement

Ici, les diagrammes de rayonnement présentés sont simulés par HFSS (Figures II.14 et II.15) et sont obtenus en excitant le port 1 et en chargeant le port 2 par une charge  $50 \Omega$ , l'antenne (Figure II.4) génère alors une polarisation circulaire droite (RHCP).

On voit bien que le diagramme de rayonnement est "broadside" c'est à dire que le maximum de rayonnement est donné pour un angle d'élévation  $\theta = 0^\circ$ .

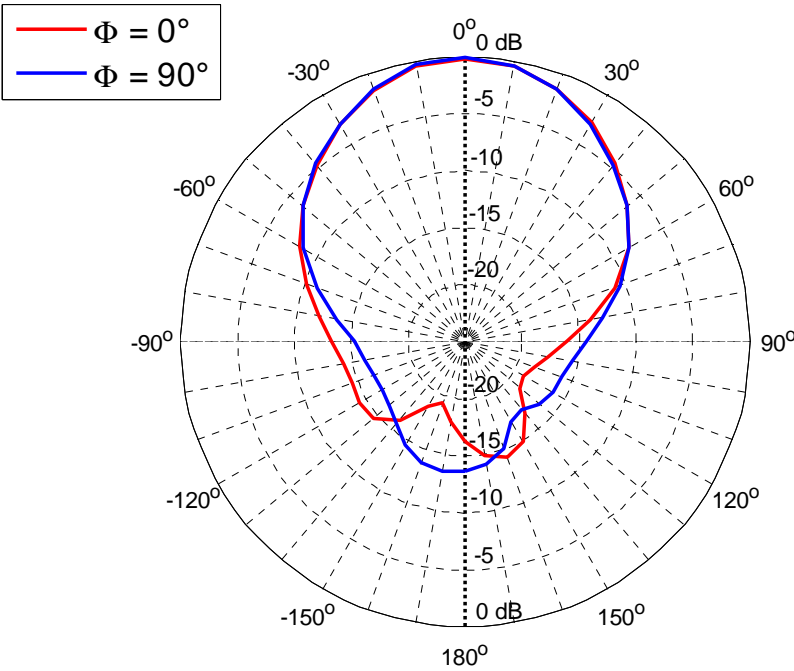


Figure II.14 Diagramme de rayonnement normalisé  $E_0$  à 2.45 GHz

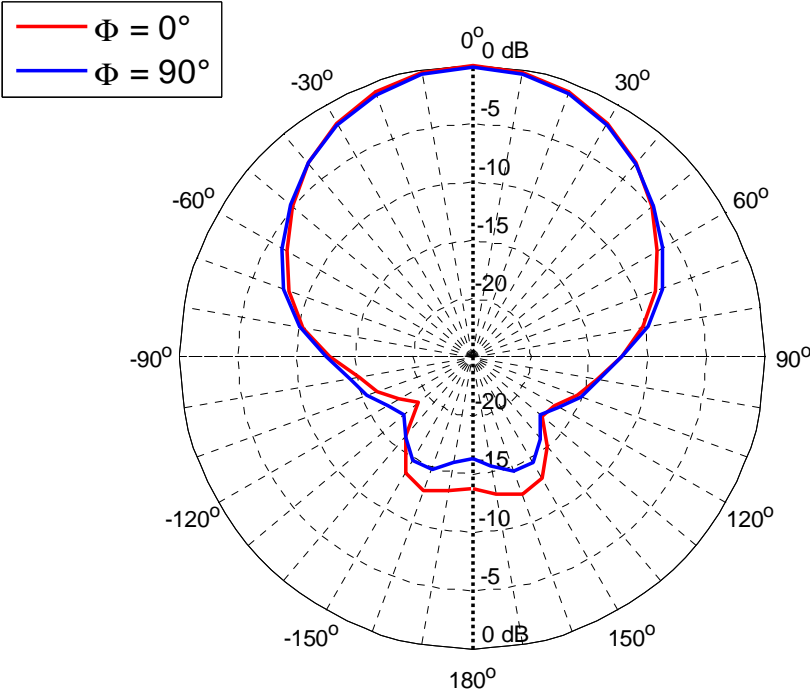


Figure II.15 Diagramme de rayonnement normalisé  $E_\phi$  à 2.45 GHz

Le rapport entre le rayonnement avant et le rayonnement arrière, est supérieur à 13.7 dB (comparé à 12.5 dB dans [9]). Le rayonnement arrière est moins significatif ici, car la longueur des fentes de couplage a été réduite.

Par ailleurs, en excitant le port 2 et en fermant le port 1 par une charge 50 Ω, l'antenne génère une polarisation circulaire gauche (LHCP). Par rapport à la simulation en polarisation circulaire droite, la polarisation circulaire gauche présente un rapport axial, un niveau de coefficient de réflexion et d'isolation très comparables, ainsi qu'un gain en polarisation circulaire très proche.

Pour récapituler, les performances de l'antenne simulées avec la polarisation circulaire droite et aussi avec la polarisation circulaire gauche sont présentées dans le tableau II.4 ci dessous :

	<b>Port 1 : Excité Port 2 : Charge 50 Ω (RHCP)</b>	<b>Port 2 : Excité Port 1 : Charge 50 Ω (LHCP)</b>
<b>Coefficient de réflexion</b>	S11 = -15.5 dB	S22 = -15.3 dB
<b>Coefficient d'isolation</b>	S21 = -17.4 dB	S12 = -17.4 dB
<b>Gain RHCP</b>	7.21 dBic	-11.3 dBic
<b>Gain LHCP</b>	-11.6 dBic	7.18 dBic
<b>Rapport axial</b>	1.94 dB	2 dB

**Tableau II.4 Résultats récapitulatifs de simulation HFSS à 2.45 GHz de l'antenne à double polarisation circulaire optimisée**

#### 4.7 Impédance d'entrée

A la fréquence de 2.45 GHz, l'impédance d'entrée de l'antenne donnée par HFSS est :  $Z_{11} = (58.8 - j*15.5) \Omega$ .

Cependant, l'impédance d'entrée à 2.39 GHz est purement réelle et égale à 114.8 Ω, on parle ici d'une résonance parallèle.

De la même façon, l'impédance d'entrée à 2.51 GHz est purement réelle et égale à 36 Ω. Il s'agit dans ce cas d'une résonance série (Figure II.16).

Entre ces deux fréquences de résonance et précisément dans la bande de fréquence [2.4 GHz, 2.5 GHz], on constate que la valeur de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée reste relativement faible, sachant que dans cette bande la partie réelle de l'impédance d'entrée varie d'une manière monotone de 100 Ω (à 2.4 GHz) jusqu'à 38 Ω (à 2.5 GHz) (Figure II.17).

D'autre part, on a pu relever les impédances simulées de l'antenne aux fréquences du deuxième et troisième harmonique :

A 4.9 GHz, l'impédance d'entrée de l'antenne est de  $(6.3 - j*38.6) \Omega$ .

A 7.35 GHz, l'impédance d'entrée de l'antenne est de  $(156 - j*58.2) \Omega$ .

Ces valeurs d'impédance de l'antenne aux différents harmoniques nous serviront à optimiser le rendement d'un circuit de conversion RF-DC à 2.45 GHz, contenant des diodes Schottky, et pouvant être associé à cette antenne.



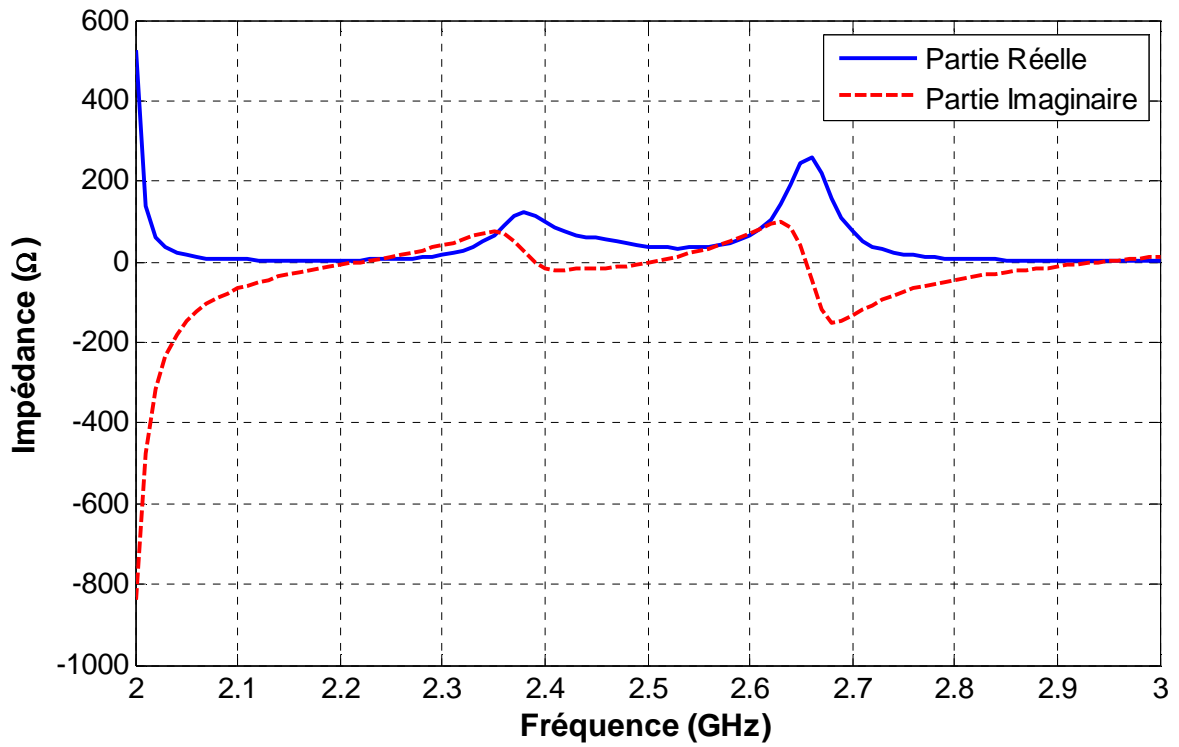


Figure II.16 Impédance d'entrée de l'antenne simulée par HFSS entre 2 GHz et 3 GHz

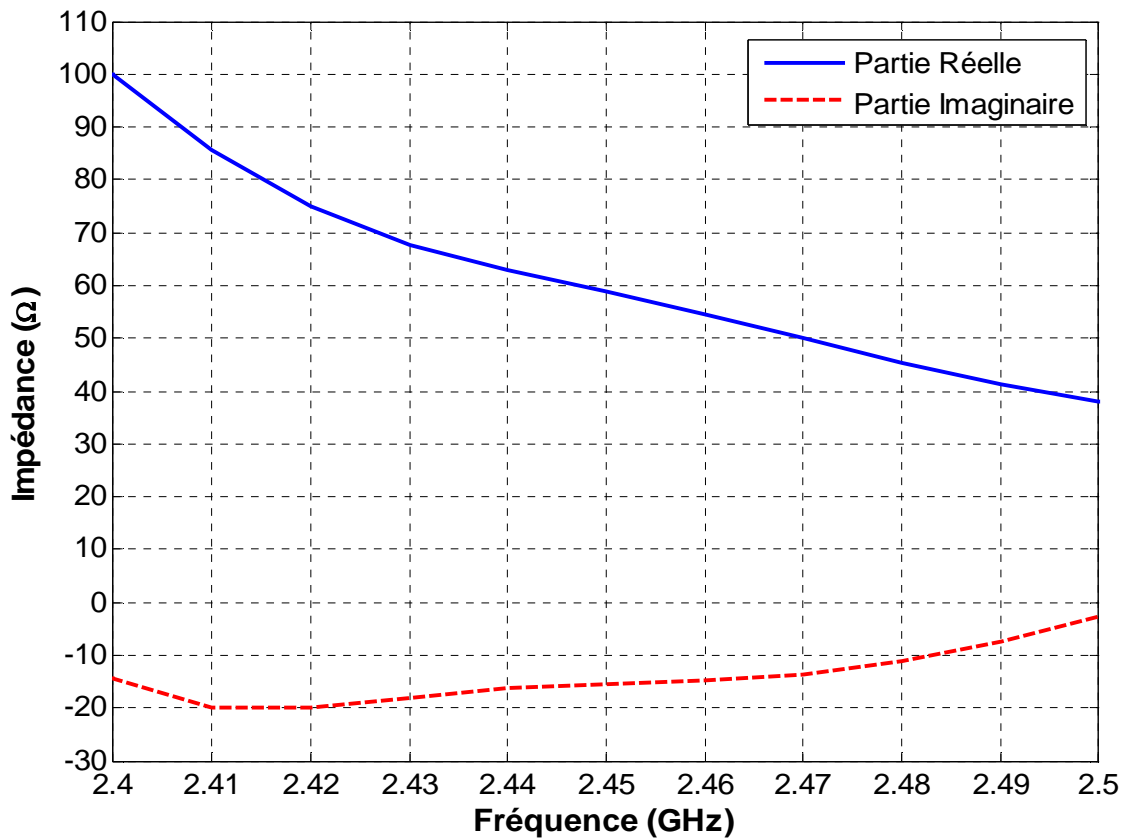


Figure II.17 Impédance d'entrée de l'antenne simulée par HFSS dans la bande ISM 2.45 GHz

Les valeurs d'impédance d'entrée de l'antenne dans la bande ISM de 2.4 GHz à 2.5 GHz, vont servir ultérieurement pour effectuer une étude fréquentielle par simulation du comportement du circuit rectifier sur toute la bande ISM à 2.45 GHz, lorsqu'on l'associe à cette antenne.

## **5. Systèmes de conversion RF-DC**

### **5.1 Introduction à la recombinaison des rectennas**

L'alimentation de dispositifs par récupération et conversion de l'énergie électromagnétique requiert (selon l'application visée) une tension et/ou une puissance continue qu'un seul élément rectenna ne peut fournir.

Afin d'augmenter la puissance et/ou la tension de sortie, des interconnexions des éléments rectennas sont le plus souvent utilisées pour convertir plus de puissance RF incidente.

Les éléments rectennas peuvent être associés en parallèle ou en série [11-15].

Pour avoir une sortie optimale en termes de tension et de rendement, il a été montré dans [11] que les éléments du réseau doivent être identiques et que la charge du réseau doit être égale à la charge optimale.

Ces résultats ont été également testés expérimentalement en comparant un seul élément rectenna à un réseau de rectennas 1 x 4 interconnectés en série ou bien en parallèle [15].

Pour une valeur fixe de la densité surfacique de puissance, la tension continue de sortie mesurée entre les bornes de la résistance optimale pour une association en série est sensiblement 4 fois celle mesurée aux bornes de la résistance optimale pour un seul élément rectenna. D'autre part, pour une valeur fixe de la densité surfacique de puissance, le courant continu traversant la résistance optimale pour une association en parallèle est sensiblement 4 fois celui qui traverse la résistance optimale pour un seul élément rectenna.

Enfin, pour interconnecter un réseau de rectennas ayant un nombre d'éléments dépassant 2, une association série-parallèle (combinaison des deux types d'association série et parallèle) peut être utilisée [15], [16].

### **5.2 Comparaison des recombinaisons série et parallèle**

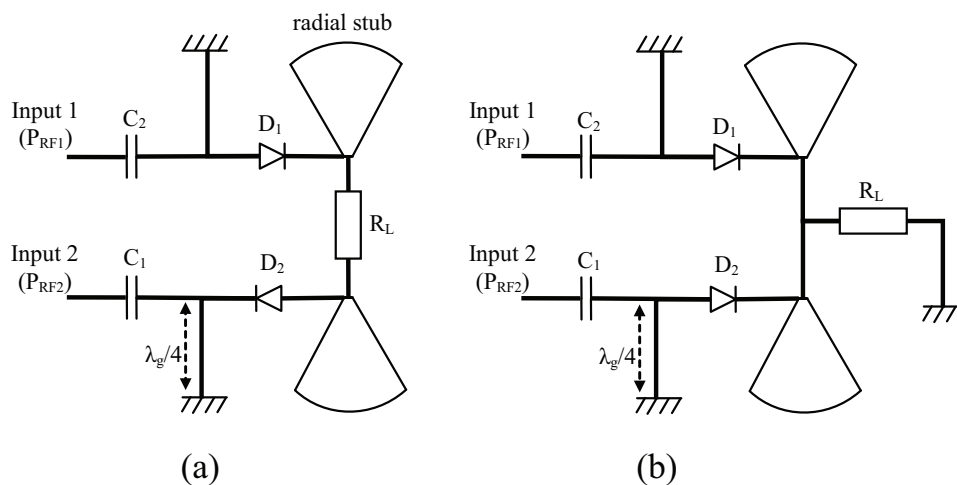
Dans le cas de notre antenne, chaque accès peut être associé à un circuit redresseur. On recombine ensuite les deux sorties DC des deux circuits de conversion sur une seule charge résistive terminale.

On va comparer dans ce qui suit les deux types de recombinaison série et parallèle pour choisir celle qui est la moins sensible, en terme de rendement de conversion RF-DC, au déséquilibre de puissance RF d'entrée, entre les deux accès (Figure II.12 dans le cas d'une polarisation linéaire du champ E incident).

Les deux circuits de conversion RF-DC à recombinaison série ou parallèle ont été optimisés sous ADS Schematic d'Agilent en utilisant Harmonic Balance, avec une alimentation équilibrée de puissance RF de -15 dBm par accès à la fréquence 2.45 GHz.

La recombinaison série fait intervenir deux circuits de rectification identiques (Figure II.18.a) avec des diodes Schottky orientées dans des directions inverses, par conséquent, un circuit redresseur fournit une tension continue positive alors que le second fournit une tension continue négative, de part et d'autres de la charge. La tension DC récupérée au niveau de la charge est donc une tension différentielle. D'autre part, le courant DC qui traverse les deux circuits redresseurs et la charge résistive est le même.

La recombinaison parallèle comprend deux circuits de rectification identiques (Figure II.18.b) 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 rectification se recombinaison au niveau de la charge résistive qui est reliée à la masse. La tension de sortie continue au niveau de cette charge est dans ce cas une tension positive, référencée par rapport à la masse.



**Figure II.18 Recombinaisons : Série (a) et Parallèle (b)**

Pour un circuit de conversion RF-DC, à une seule entrée, alimenté avec une puissance RF de -15 dBm par le biais d'un générateur 50 Ω, la résistance optimale est de 3400 Ω sachant que la diode Schottky utilisée est du type SMS 7630-079LF de Skyworks avec un boîtier SC-79 [17]. Pour un circuit de conversion RF-DC à recombinaison série, alimenté avec une puissance RF de -15 dBm par accès, la résistance optimale qui donne un rendement de conversion maximal est de 6800 Ω.

Pour un circuit de conversion RF-DC à recombinaison parallèle, alimenté avec une puissance RF de -15 dBm par accès, la résistance optimale est de 1700 Ω.

Afin d'évaluer la robustesse en terme de déséquilibre de puissance, des deux types de recombinaison, on compare l'évolution du rendement  $\eta$  (%) du circuit rectifier simulé sous ADS Schematic en fonction de P<sub>RF1</sub> et P<sub>RF2</sub> qui sont les puissances RF à 2.45 GHz, d'entrée sur l'accès 1 et sur l'accès 2, respectivement (Figures II.19 et II.20).

Si on opère à des niveaux de puissance RF nettement inférieurs à -15 dBm, l'influence du déséquilibre sur le rendement de conversion RF-DC est peu différente pour les deux recombinaisons série et parallèle.

De plus, si on examine les propriétés de l'antenne à double polarisation circulaire, on peut voir que le maximum de déséquilibre en puissance RF reçue est de 2.8 dB lorsque l'angle d'incidence azimutal  $\Phi$  du champ polarisé linéairement est de  $45^\circ$  (Figure II.12).

D'après les deux courbes de rendement (Figures II.19 et II.20), cette valeur de déséquilibre ne semble pas être de grande influence sur la variation du rendement pour la recombinaison parallèle ainsi que série, d'autant plus qu'on travaille à des puissances RF plus faibles que -15 dBm.

Cependant, si on regarde les puissances RF supérieures à -15 dBm, on peut remarquer que la recombinaison parallèle présente moins de variation de rendement de conversion RF-DC, en cas de déséquilibre (Tableau II.5).

En outre, l'antenne est capable de récupérer aussi des ondes à polarisation circulaire à 2.45 GHz, et dans ce cas on reçoit sur l'un des 2 accès, une puissance RF bien supérieure par rapport à l'autre accès.

	<b><math>P_{RF1} = -10 \text{ dBm}</math> <math>P_{RF2} = -10 \text{ dBm}</math></b>	<b><math>P_{RF1} = -10 \text{ dBm}</math> <math>P_{RF2} = -30 \text{ dBm}</math></b>
<b>Rendement RF-DC en recombinaison série</b>	56.3 %	<b>37.8 %</b>
<b>Rendement RF-DC en recombinaison parallèle</b>	56.3 %	<b>49.2 %</b>

**Tableau II.5 Quelques valeurs comparatives de rendement RF-DC**

Dans ce cas, et d'après les courbes de rendement (Figures II.19 et II.20), la recombinaison en parallèle apparaît plus robuste que la recombinaison en série, avec une différence de rendement qui peut dépasser 10 %, et c'est la raison pour laquelle la recombinaison DC en parallèle sera conservée pour l'antenne à double accès.

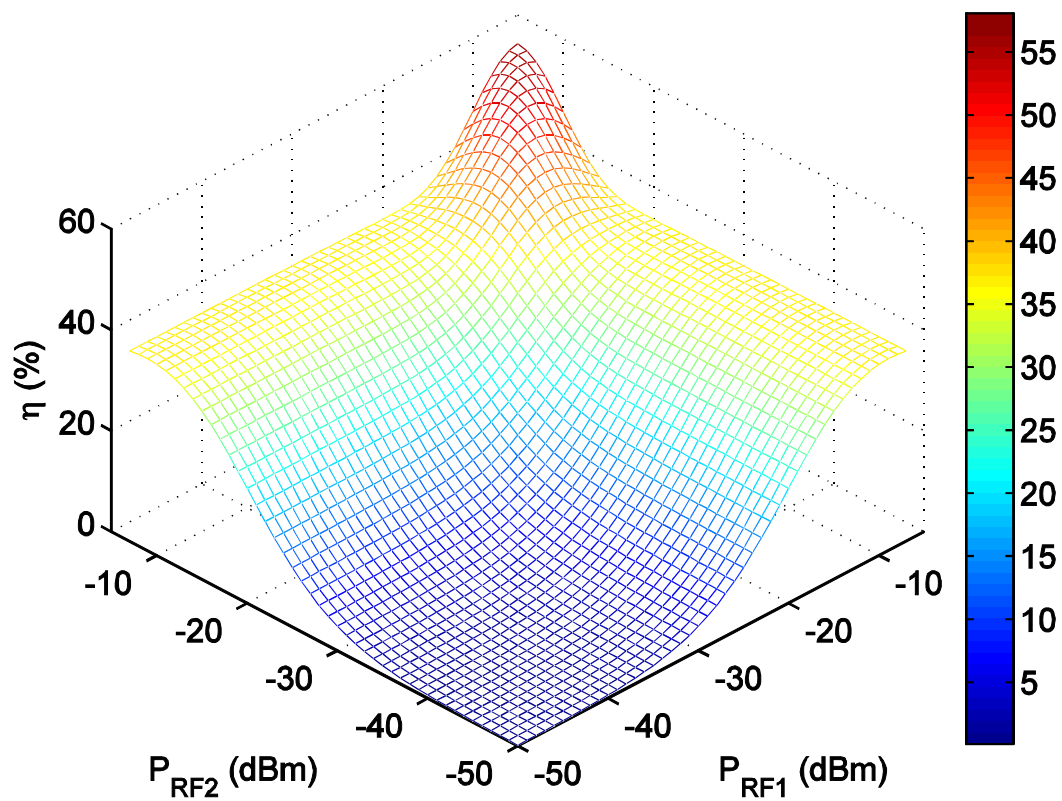


Figure II.19 Recombinaison série : Evolution du rendement du circuit rectifier en fonction de  $P_{RF1}$  et  $P_{RF2}$

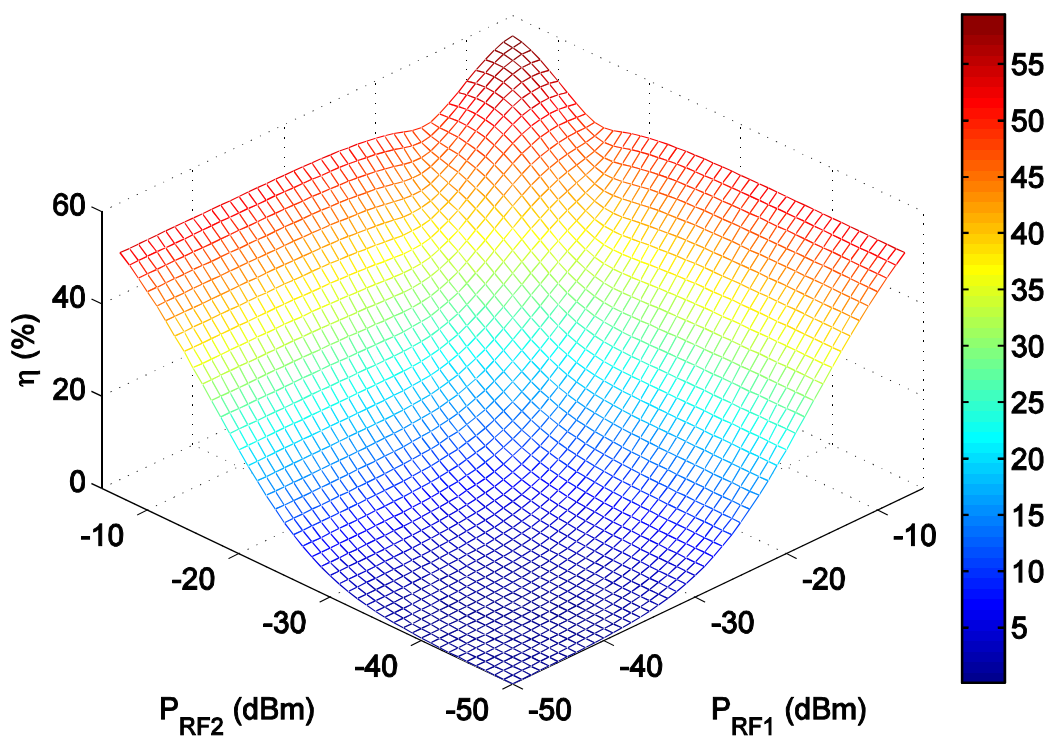


Figure II.20 Recombinaison parallèle: Evolution du rendement du circuit rectifier en fonction de  $P_{RF1}$  et  $P_{RF2}$

### 5.3 Simulation globale du circuit rectifier à recombinaison parallèle

Les éléments distribués du circuit en technologie micro ruban (Figure II.21), sont simulés d'abord sous ADS Momentum, ensuite les éléments localisés sont rajoutés à la partie distribuée exportée sur ADS Schematic, l'ensemble est co-simulé sous Harmonic Balance compte tenu de la présence d'éléments non linéaires comme la diode Schottky.

Un modèle de diode Schottky SMS 7630-079LF à boîtier SC-79 a été implémenté sur ADS, se basant sur les différents paramètres de cette diode [17] parmi lesquelles :

	$C_{j0}$	$R_s$	$V_{br}$	$I_s$
<b>Diode SMS 7630-079LF</b>	0.14 pF	20 $\Omega$	2 V	5 $\mu$ A

**Tableau II.6 Principaux paramètres de la diode SMS 7630-079LF de Skyworks**

Le circuit est imprimé sur substrat Arlon 25N ( $\epsilon_r = 3.4$ ,  $h = 1.524$  mm) et sa longueur totale est de 35.2 mm qui reste inférieure à  $\lambda_g/2$  (37.2 mm).

Cette contrainte de dimensions permet de rendre possible l'intégration du rectifier sur le substrat d'alimentation de l'antenne sans changer les dimensions du plan de masse ou du substrat. De plus, on aura une structure de rectenna encore plus compacte.

Ainsi, les impédances d'entrée de l'antenne (au point d'interconnexion avec le rectifier) pour les trois premiers harmoniques sont calculés par De-embedding d'une longueur de 37.2 mm, à partir des impédances d'entrée de l'antenne données par HFSS en paragraphe 4.7 . Ce calcul a été effectué moyennant le logiciel ADS Schematic (Tableau II.7).

<b>Fréquence (GHz)</b>	2.45	4.9	7.35
<b>Impédance d'entrée (<math>\Omega</math>) (HFSS)</b>	58.8 - j*15.5	6.3 - j*38.6	156 - j*58.2
<b>Impédance d'entrée (<math>\Omega</math>) (avec De-embedding)</b>	59 - j*16	6 - j*43	184 + j*28.3

**Tableau II.7 Les impédances d'entrée de l'antenne pour les 3 premiers harmoniques vues au point d'interconnexion avec le rectifier calculées par De-embedding de 37.2 mm**

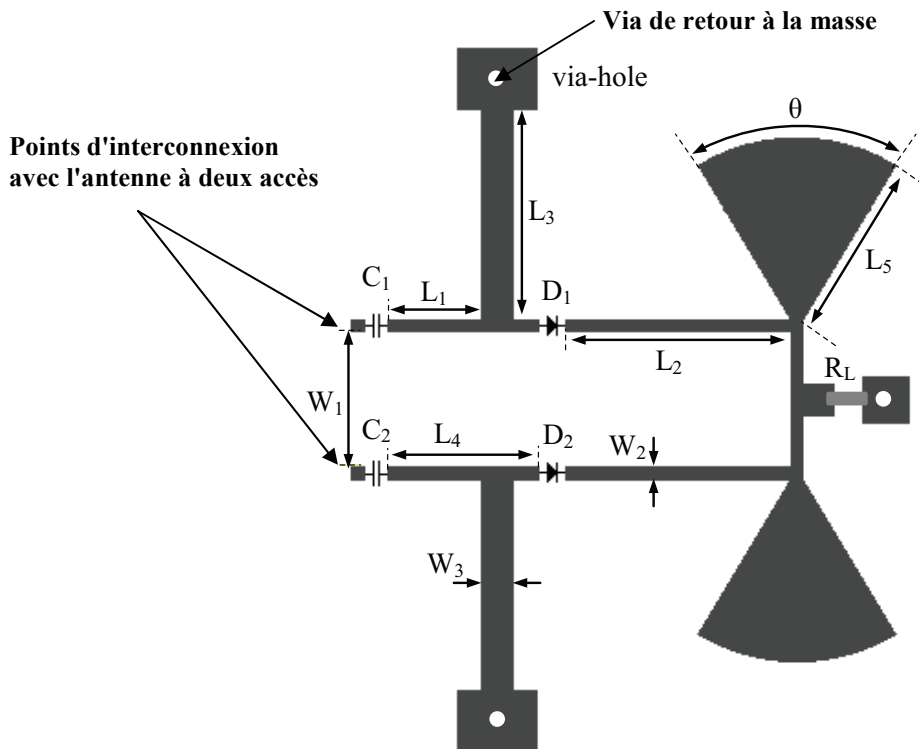
A l'entrée de chaque rectifier, une capacité de 15 pF est introduite en série avec les lignes d'accès de l'antenne, afin d'empêcher le passage du courant continu DC de l'accès 1 vers l'accès 2 et inversement, au cours des mesures expérimentales.

A 2.45 GHz, l'impédance série de la diode Schottky étant de (50.5 - j\*318.6)  $\Omega$ , la ligne  $L_2$  de longueur 14.8 mm située entre la diode et le filtre DC matérialisé par un stub radial ( $L_5, \theta$ ), permet de réduire la réactance de la diode.

D'autre part, l'impédance d'entrée de la diode (entre ligne et plan de masse) est de (53 - j\*67)  $\Omega$  lorsqu'on a une puissance d'entrée de -15 dBm, et l'impédance d'antenne est de (59 - j\*16)  $\Omega$  au point d'interconnexion avec le rectifier, à la fréquence de 2.45 GHz.

Afin d'adapter l'impédance d'entrée de la diode Schottky à celle de l'antenne, la ligne de longueur  $L_4$  a été ajustée en association avec un stub en court-circuit de longueur  $L_3$  de 15 mm

( $< \lambda_g/4 = 18.6 \text{ mm}$ ) et de largeur  $W_3$  de 2 mm ( $Z_c > 50 \Omega$ ) qui assure aussi la circulation en boucle fermée du courant DC.



**Figure II.21** Layout du circuit de conversion RF-DC à recombinaison parallèle ( $L_1 = 6.2$ ,  $L_2 = 14.8$ ,  $L_3 = 15$ ,  $L_4 = 10$ ,  $L_5 = 11.5$ ,  $W_1 = 8.65$ ,  $W_2 = 0.8$ ,  $W_3 = 2$ ,  $\theta = 62^\circ$ ) (dimensions en mm)

Pour chaque entrée, si on considère un générateur d'alimentation RF d'impédance  $50 \Omega$ , le rendement optimal de la diode est atteint lorsque  $R_L = 1700 \Omega$ , lorsqu'on a une puissance RF d'entrée de  $-15 \text{ dBm}$  par accès, avec un rendement de  $43.3 \%$ .

D'autre part, si on considère un générateur intégrant les impédances des 3 premiers harmoniques de l'antenne (Tableau II.7), le rendement optimal de la diode est atteint lorsque  $R_L = 1500 \Omega$  avec un rendement de  $43.5 \%$ , pour une puissance RF d'entrée de  $-15 \text{ dBm}$  par accès.

Avec ces dernières conditions d'impédances du générateur, le maximum du rendement simulé est obtenu à  $54.5 \%$  lorsqu'on a une alimentation de  $-5 \text{ dBm}$  par accès à  $2.45 \text{ GHz}$ . La faible valeur de  $V_{br}$  de la diode SMS 7630 ( $V_{br} = 2\text{V}$ ) limite la quantité de puissance RF qui peut être convertie en DC [18].

#### 5.4 Mesures du circuit rectifier à recombinaison en parallèle

Le circuit rectifier à recombinaison DC en parallèle a été réalisé sur une plaque de substrat Arlon 25N de dimensions  $4.5 \text{ cm} \times 5 \text{ cm}$  (Figure II.22). Afin de tester ce circuit seul en alimentation RF équilibrée, on relie ses deux entrées à un diviseur de puissance. Ensuite, afin d'étudier l'influence du déséquilibre on introduit un atténuateur sur l'une des deux voies d'alimentation du rectifier.

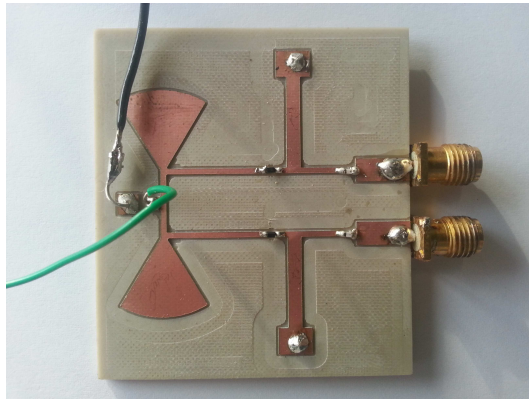


Figure II.22 Circuit de conversion RF-DC double accès à recombinaison DC en parallèle

#### 5.4.1 Etude fréquentielle à une puissance RF de -15 dBm par accès

Le but de cette étude est de vérifier l'existence d'un éventuel décalage fréquentiel du maximum du rendement de conversion RF-DC lorsqu'on a une puissance d'entrée de -15 dBm par accès.

Comme le montre la figure II.23, le rendement de conversion RF-DC du circuit rectifier pour une puissance RF d'entrée de -15 dBm par accès est maximal lorsque la fréquence est égale à 2.43 GHz avec une valeur de 42.6 % et une tension de sortie de 214 mV sur une charge résistive de 1700  $\Omega$ .

A 2.45 GHz, la tension de sortie est de l'ordre de 180 mV avec un rendement de conversion RF-DC de 30 % alors qu'en simulation le rendement est de 43.3 %.

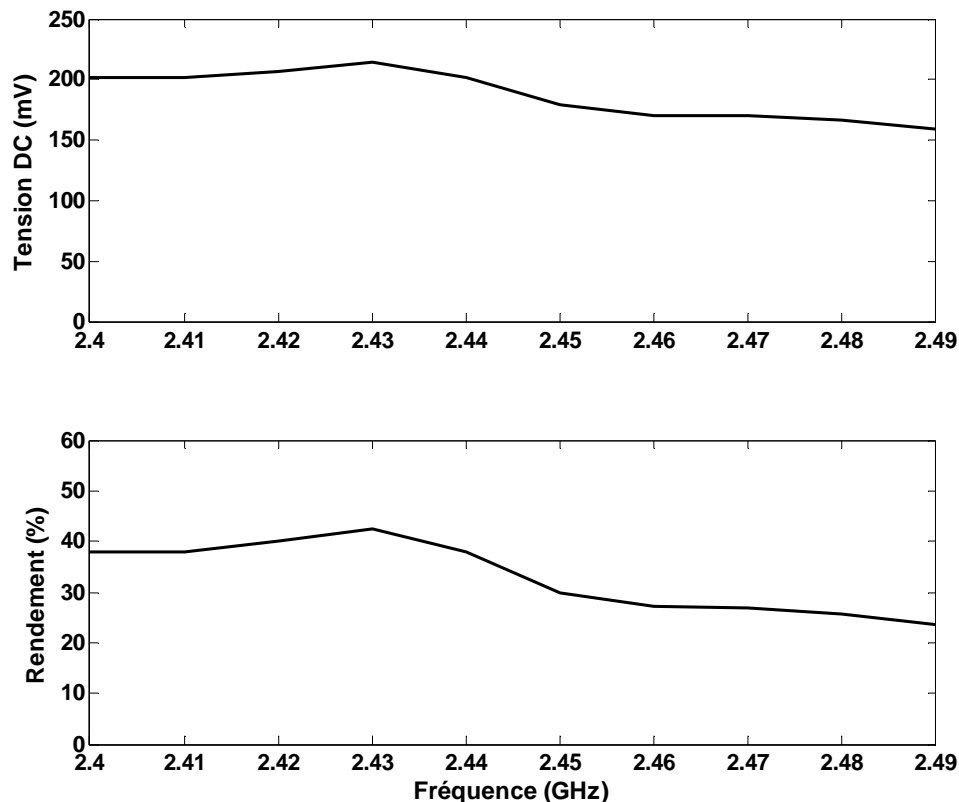


Figure II.23 Evolution de la tension DC de sortie et du rendement de conversion du circuit rectifier mesurés pour -15 dBm par accès en fonction de la fréquence ( $R_L = 1700 \text{ Ohm}$ )



Suite à ce résultat, on a préféré effectuer le reste des mesures du circuit rectifier seul, à la fréquence 2.43 GHz.

#### 5.4.2 Etude en fonction de la puissance RF dans le cas équilibré

On constate une forte concordance entre la simulation globale et les mesures à la fréquence de 2.43 GHz, avec une charge terminale de 1700 Ω.

Les résultats de simulation ainsi que de mesures montrent ici que le rectifier proposé et optimisé à -15 dBm par accès, conserve un rendement acceptable même pour des puissances RF inférieures à -20 dBm par accès. En effet, jusqu'à -28 dBm par accès, le circuit rectifier garde un niveau de rendement RF-DC supérieur à 10 % (Figure II.24).

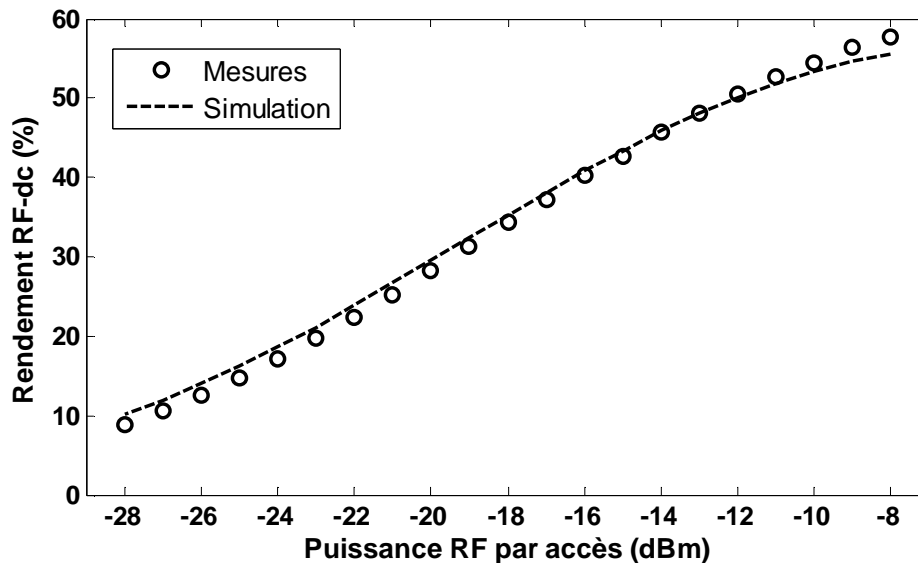


Figure II.24 Evolution du rendement du circuit rectifier dans le cas d'une alimentation équilibrée sur les deux accès ( $f = 2.43$  GHz,  $R_L = 1700$  Ω)

D'autre part, pour les puissances RF par accès plus élevées que -15 dBm, on a choisi de limiter les tests expérimentaux à -8 dBm pour ne pas endommager les diodes.

En effet, ce choix peut être expliqué par le fait qu'en simulation, le rendement RF-DC commence à se dégrader à partir d'une puissance RF d'entrée de -5 dBm par accès, dû à la faible valeur de tension de claquage  $V_{br}$  de la diode SMS 7630. Le rendement maximal simulé est obtenu à -5 dBm par accès, et il est de 56.7 %.

La tension maximale qu'on a pu mesurer est proche de 560 mV pour cette dernière valeur de puissance RF (Tableau II.8).

Puissance RF par accès (dBm)	-28	-23	-20	-15	-13	-8
Rendement RF-DC simulé (%)	10.2	21.2	29.5	43.3	48.1	55.6
Rendement RF-DC mesuré (%)	8.8	19.7	28.2	42.6	48	57.8
Tension DC de sortie mesurée (mV)	22	58	98	214	286	558

Tableau II.8 Quelques valeurs des tensions DC de sortie du rectifier pour différents niveaux de puissance RF d'entrée

### 5.4.3 Etude de l'influence du déséquilibre en puissance RF d'entrée

L'examen des trois courbes ci-dessous montre que l'influence du décalage en puissance RF entre les deux accès du rectifier sur le rendement de conversion RF-DC est assez faible, en simulation, surtout si on reste à moins de 3 dB de déséquilibre, sachant que le déséquilibre maximal entre les deux accès de l'antenne est de 2.8 dB en mesure.

En effet, on remarque que pour une puissance  $P_{RF1}$  fixée à -20 dBm (Figure II.25), l'influence du décalage à -3 dB, se traduit par une chute de 4 % en terme de rendement RF-DC, sachant qu'à une puissance  $P_{RF1}$  fixée à -15 dBm (Figure II.26), la perte en rendement est aussi de 4 %, et pour une puissance  $P_{RF1}$  fixée à -10 dBm (Figure II.27), cette perte est de 3 %.

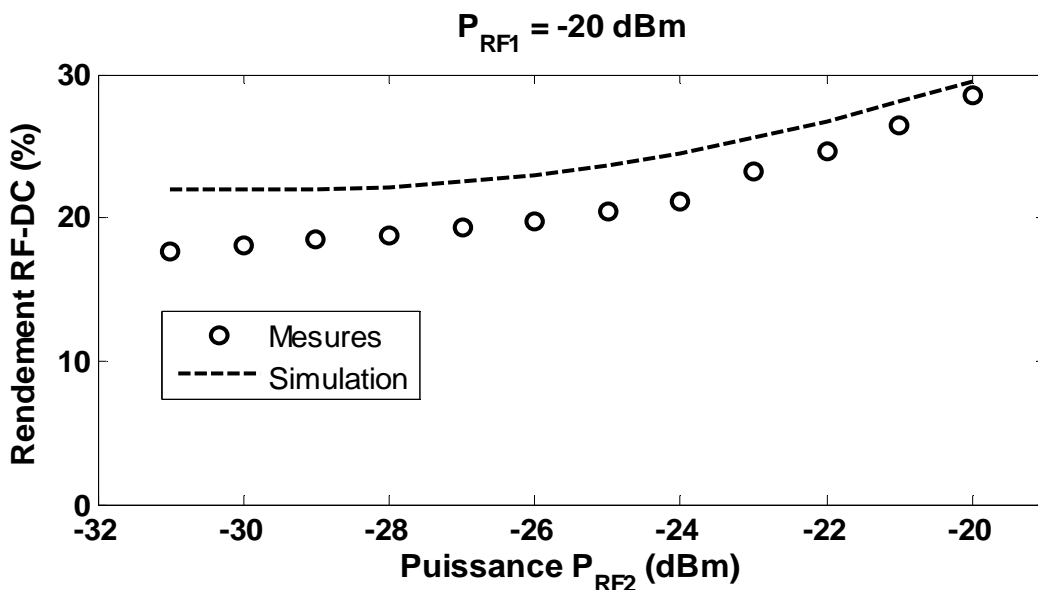


Figure II.25 Evolution du rendement du circuit rectifier dans le cas déséquilibré avec  $P_{RF1} = -20$  dBm fixe ( $f = 2.43$  GHz,  $R_L = 1700 \Omega$ )

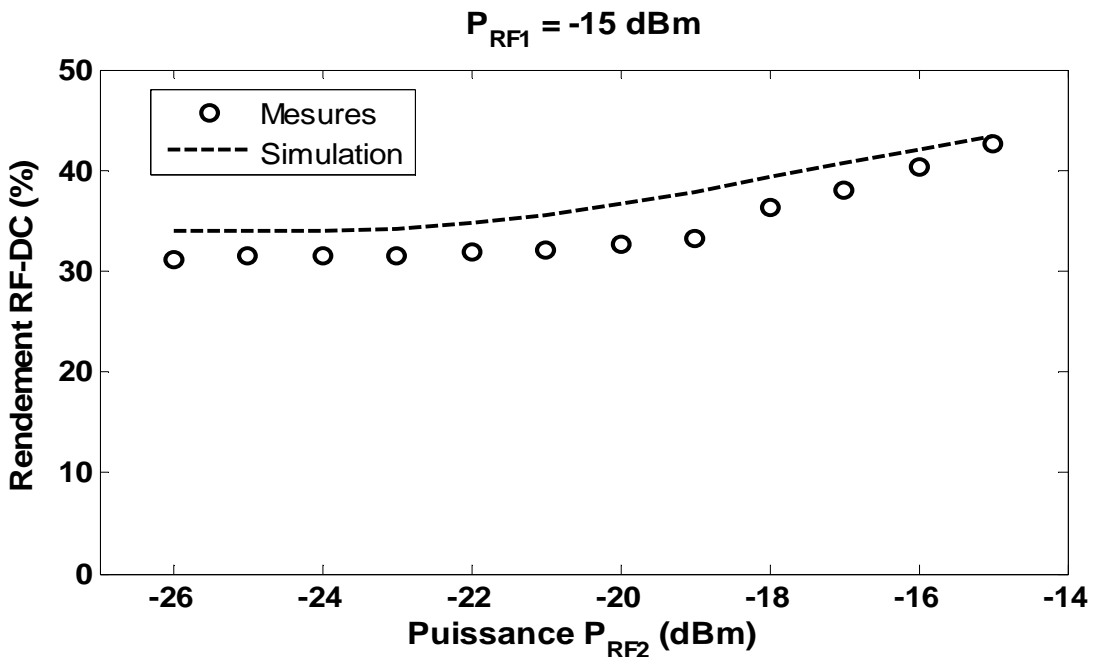


Figure II.26 Evolution du rendement du circuit rectifier dans le cas déséquilibré avec  $P_{RF1} = -15$  dBm fixe ( $f = 2.43$  GHz,  $R_L = 1700 \Omega$ )

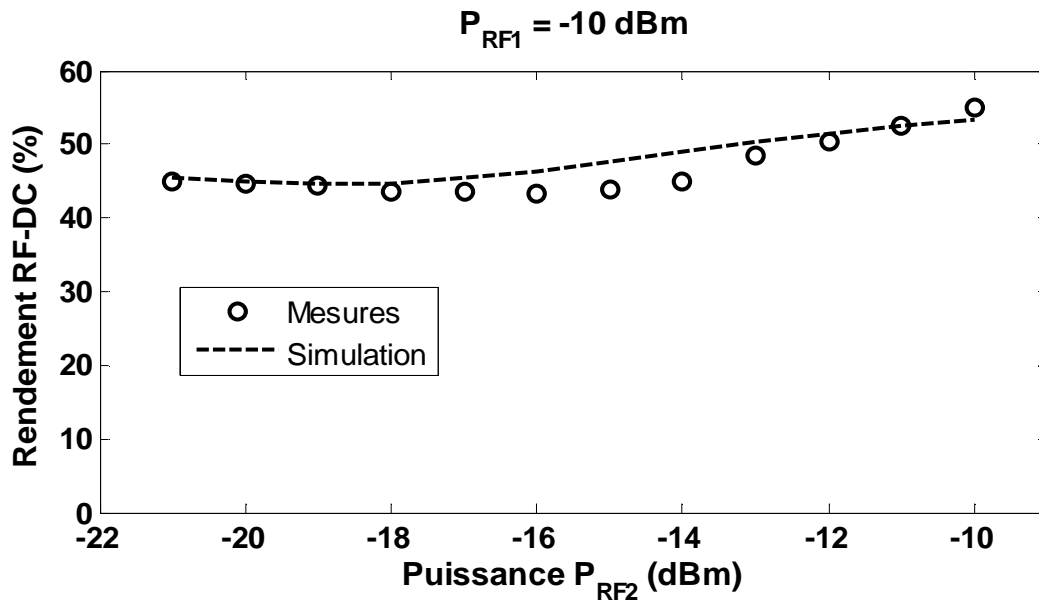


Figure II.27 Evolution du rendement du circuit rectifier dans le cas déséquilibré avec  $P_{RF1} = -10 \text{ dBm}$  fixe ( $f = 2.43 \text{ GHz}$ ,  $R_L = 1700 \Omega$ )

En mesure, le déséquilibre à -3 dB en puissance RF, a plus d'impact sur le rendement de conversion RF-DC du circuit rectifier. En effet, lorsqu'on est à une puissance de référence  $P_{RF1}$  fixée à -20 dBm, la chute du rendement est de 5 %, sachant qu'à une puissance de référence fixée à -15 dBm, cette chute est de 6 %, et à une puissance de référence fixée à -10 dBm, la dégradation est de 7 %.

## 6. Rectenna à deux accès à 2.45 GHz :

Ici, les dimensions de l'antenne à double polarisation circulaire à 2.45 GHz optimisée sont conservées, mais on diminue la longueur des deux lignes d'alimentation parallèles, de 37.2 mm correspondant à  $\lambda_g/2$  à 2.45 GHz sur Arlon 25 N ( $\epsilon_r = 3.4$ ,  $h = 1.524 \text{ mm}$ ) (Figures II.28, et II.29), de façon à connecter les deux accès du rectifier.

Les impédances d'entrée de l'antenne, au point d'interconnexion avec le rectifier, sont dans ce cas déterminées par De-embedding de 37.2 mm (Tableau II.7) .

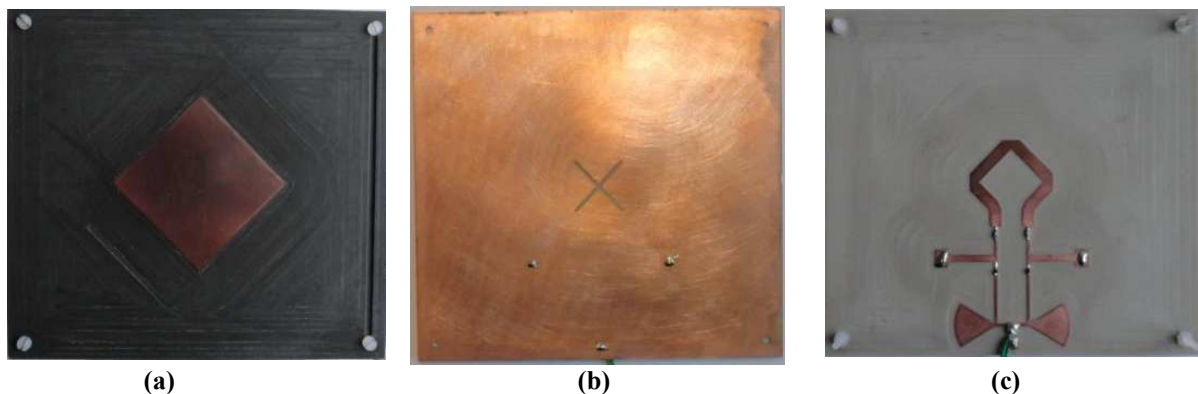
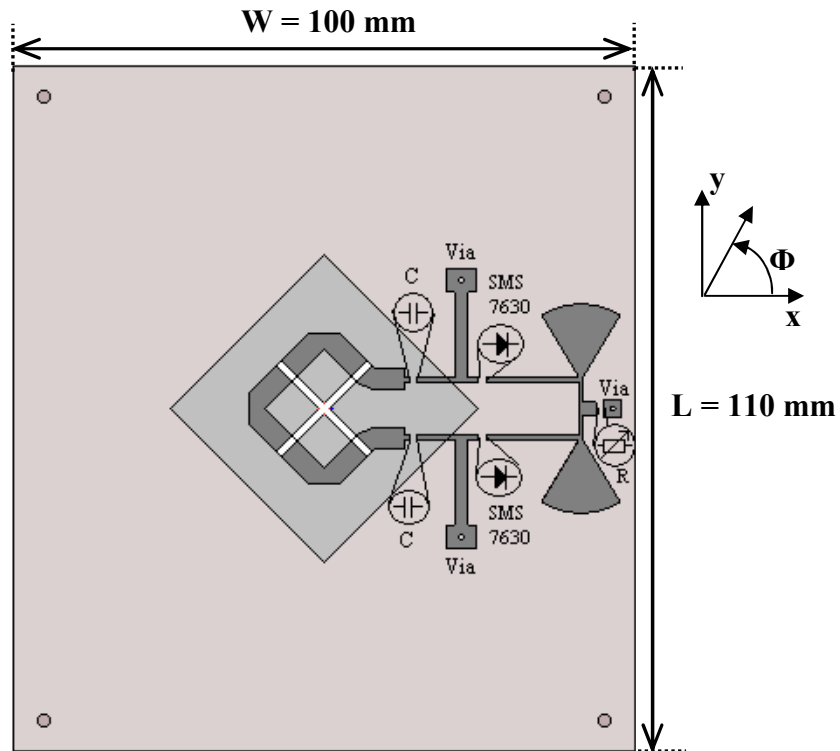


Figure II.28 Rectenna à deux accès (a) Vue de dessus (patch) (b) Plan de masse avec fentes de couplage et 3 Vias (c) Vue de dessous (circuit d'alimentation et rectifier)



En gris clair : patch (gravé sur la couche de substrat haute)  
 En gris foncé : circuit de rectification (gravé sur la couche de substrat basse)  
 En blanc : fentes de couplage (pratiquées sur plan de masse situé entre les deux couches de substrat)

Figure II.29 Description de la rectenna à 2.45 GHz avec circuit de conversion RF-DC à double accès

### 6.1 Banc et protocole de mesures :

Pour être en zone de champ lointain, on devrait éloigner l'antenne émettrice (antenne cornet) de la rectenna sous test, d'un minimum de  $2.D^2/\lambda$ , où D désigne la plus grande dimension de l'antenne émettrice et  $\lambda$  est la longueur d'onde à 2.45 GHz.

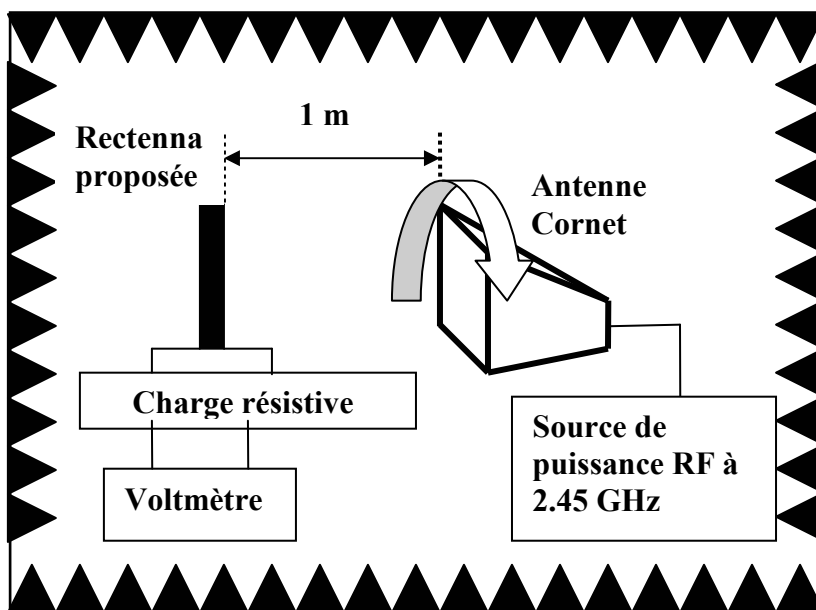
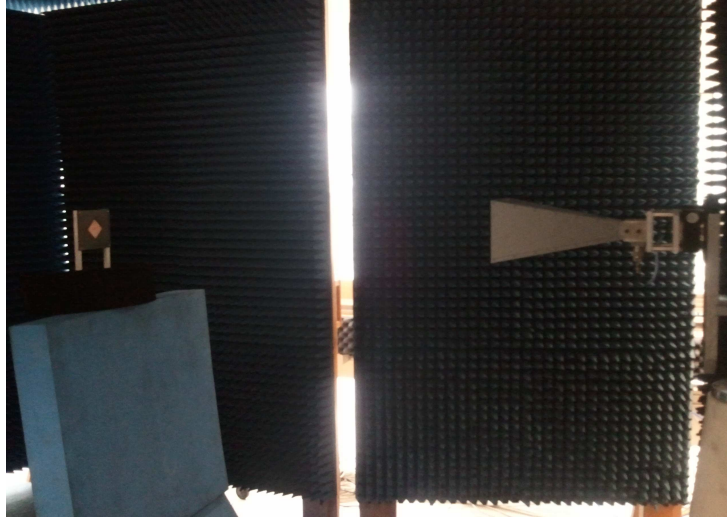


Figure II.30 Banc de mesures de la rectenna

Dans ce cas, on a une distance minimale d'écartement entre émetteur et récepteur de 53 cm sachant que  $D = 18$  cm et  $\lambda = 12.24$  cm.

Enfin, on a choisi une distance d'écartement  $d = 1$  m pour faire les mesures de la rectenna qui sera illuminée dans sa direction normale. Le banc de test est décrit par les figures II.30 et II.31. L'antenne cornet émettrice a un gain de 12.2 dB à la fréquence 2.45 GHz.



**Figure II.31 Rectenna sous test à l'intérieur de la chambre anéchoïque**

Lorsque le cornet tourne autour de son axe horizontal, on change la valeur de l'angle azimutal  $\Phi$  du champ E incident au niveau de la rectenna, ce qui entraîne la modification du déséquilibre en puissance RF entre les deux accès de cette rectenna (Figure II.12).

## 6.2 Charge optimale pour -15 dBm par accès ( $\Phi = 0^\circ$ ) à 2.45 GHz

La surface effective totale de l'antenne  $A_e$  est calculée, dans ce cas, en se basant sur le gain total mesuré de l'antenne à 2.45 GHz et lorsque  $\Phi = 0^\circ$  (Figure II.13) :

$$A_e(\Phi = 0^\circ) = \frac{G_{total}(\Phi = 0^\circ) \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi} \quad (\text{II.14})$$

D'où  $A_e(\Phi = 0^\circ) = 42$  cm<sup>2</sup>. Afin d'ajuster la puissance RF reçue par la rectenna à -15 dBm par accès, on règle la puissance  $P_{Géné}$  du générateur afin d'avoir une densité de puissance incidente DSP au niveau de la rectenna de 1.5  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ , compte tenu de la valeur de  $A_e$  déjà déterminée.

$$P_{Géné} = \frac{4 \cdot \pi \cdot d^2 \cdot DSP}{G_{Cornet}} \quad (\text{II.15})$$

Sachant que  $d = 1$  m et  $G_{Cornet} = 16.6$  (gain du cornet émetteur à 2.45 GHz).

La direction du cornet est ajustée pour illuminer la rectenna par un champ E orienté selon  $\Phi = 0^\circ$  dans le but de garantir une alimentation équilibrée sur les deux accès.

En simulation, la charge optimale pour une alimentation RF de -15 dBm par accès à 2.45 GHz, est de 1500  $\Omega$  avec un rendement de conversion RF-DC optimal de 43.5 % et une tension de sortie de rectenna de 203 mV (Figure II.32).

En mesure, la charge optimale dans ces conditions est proche de  $1000 \Omega$ , avec 39.5 % de rendement de conversion RF-DC et une tension de sortie de 158 mV.

Ce décalage de la charge résistive optimale est probablement dû à l'incertitude en mesures sur le gain de l'antenne, et par la suite sur le niveau de puissance RF réellement reçue par la rectenna.

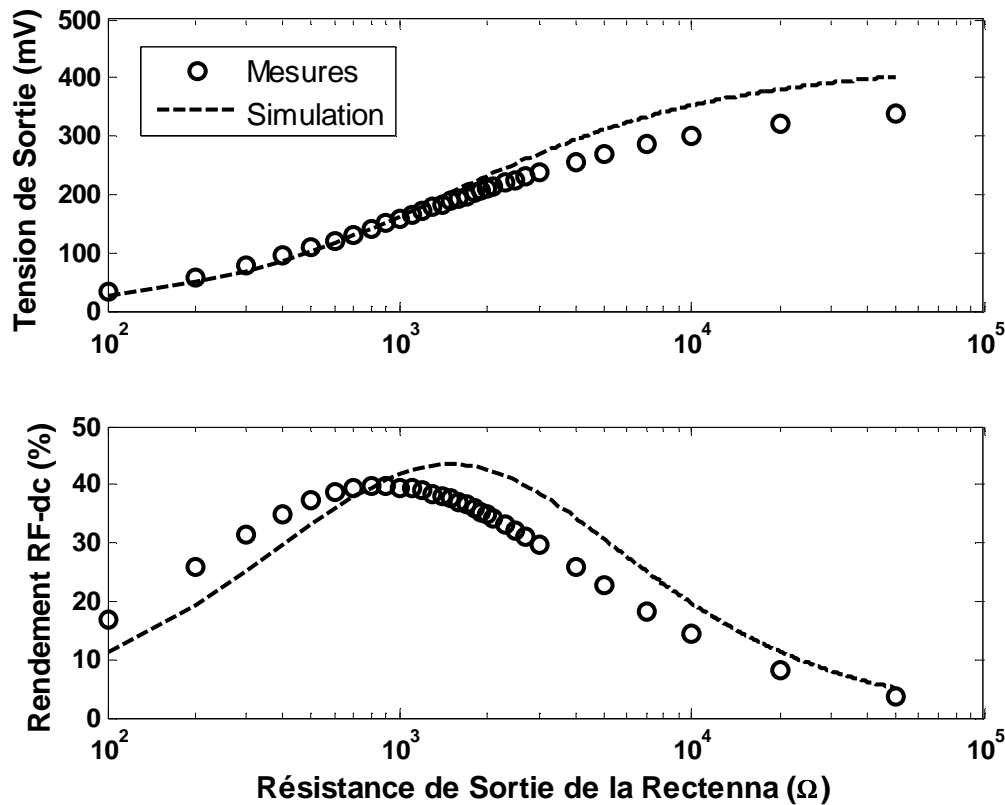


Figure II.32 Rendement et tension de la rectenna en fonction de la charge

En outre, on a remarqué qu'en utilisant une charge de  $1500 \Omega$ , on garde en mesures un rendement de 37.7 % qui reste proche de celui optimal, et avec une tension de sortie plus élevée (189 mV) parce que la charge terminale est cette fois-ci plus grande que celle optimale. On a par conséquent conservé la charge  $1500 \Omega$  comme étant la résistance terminale de la rectenna pour le reste des mesures effectuées.

### 6.3 Tension et rendement de la rectenna dans le cas de -15 dBm par accès à $\Phi = 0^\circ$ en fonction de la fréquence

En terme de simulation, on récupère les données HFSS sur les impédances d'entrée de l'antenne pour chaque fréquence située entre 2.40 GHz et 2.49 GHz (Figure II.17), ainsi que les impédances au second et troisième harmonique associées.

Ensuite, après avoir effectué un De-embedding d'une longueur de 37.2 mm sur substrat Arlon 25N ( $\epsilon_r = 3.4$ ,  $h = 1.524$  mm), on intègre ces données dans le générateur d'alimentation du circuit rectifier co-simulé (sous ADS-Momentum d'Agilent) en gardant toujours un niveau de puissance d'entrée RF de -15 dBm par accès quelque soit la fréquence.

Sur la bande [2.40 GHz, 2.49 GHz], la tension continue de sortie simulée est maximale (203 mV) lorsque la fréquence est de 2.45 GHz et minimale (179 mV) lorsque la fréquence est de 2.40 GHz (Figure II.33).

On constate ici que la variation de la tension de sortie simulée est faible sur la fourchette de fréquence sélectionnée.

Compte tenu de ces valeurs de tension simulées, le rendement de conversion RF-DC simulé est maximal pour 2.45 GHz (43.5 %) et minimal pour 2.40 GHz (33.8 %) (Figure II.33).

Afin de garantir, en mesure, une alimentation RF de -15 dBm par accès même si la fréquence varie, ceci est possible en positionnant l'antenne cornet sur la direction de  $\Phi = 0^\circ$  qui correspond à une alimentation équilibrée sur les deux accès de l'antenne pour toute la gamme de fréquences entre 2.4 GHz et 2.5 GHz.

Il reste alors à ajuster la puissance émise par l'antenne cornet pour chaque fréquence puisque:

- L'atténuation dans l'espace libre n'est pas la même en changeant de fréquence
- Le gain total de l'antenne (pour  $\Phi = 0^\circ$ ) est différent en basculant d'une fréquence à une autre (Figure II.13).

La tension DC de sortie mesurée, est maximale (195 mV) lorsque la fréquence est de 2.43 GHz et minimale (116 mV) lorsque la fréquence est de 2.49 GHz (Figure II.33).

Le rendement de conversion RF-DC mesuré est donc maximal (40.2 %) à 2.43 GHz et minimal (14.2 %) à 2.49 GHz (Figure II.33).

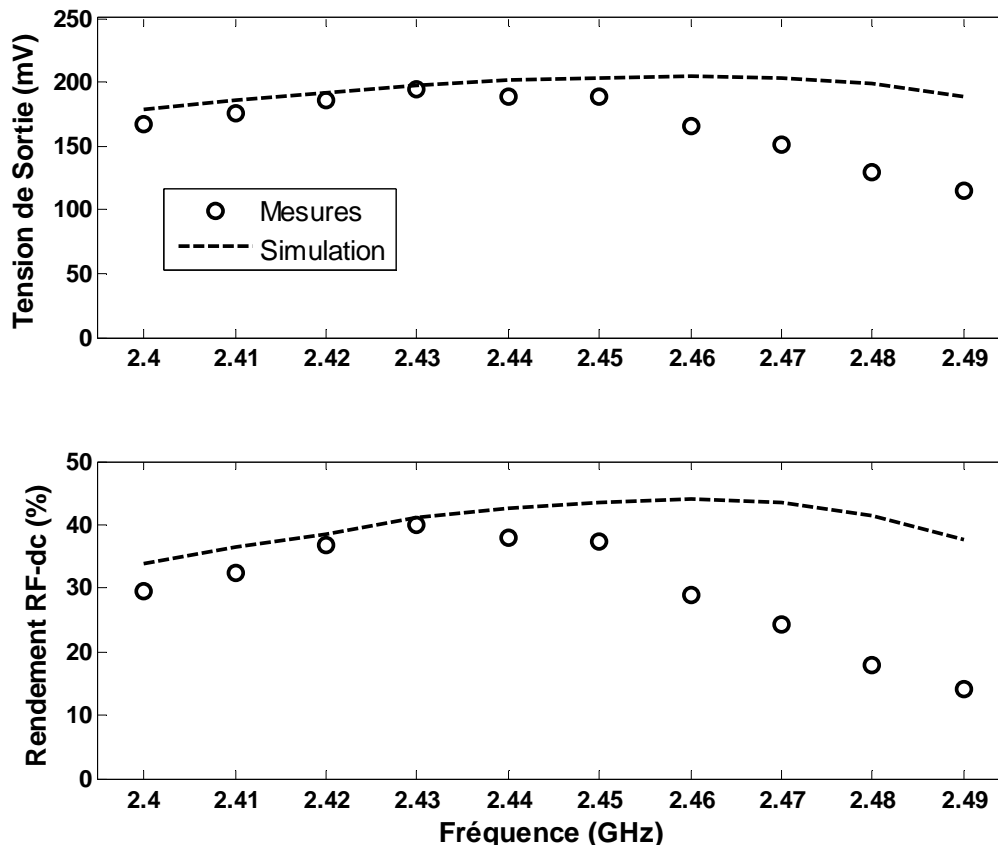


Figure II.33 Rendement et tension de la rectenna en fonction de la fréquence ( $R_L=1500 \Omega$ )

On constate ici qu'en mesure, la variation de la tension de sortie reste faible pour les fréquences inférieures à 2.45 GHz, mais elle est marquée pour les fréquences supérieures à 2.45 GHz. Le rendement de conversion RF-DC suit naturellement ces variations de la tension

et on remarque qu'en passant de 2.45 GHz à 2.46 GHz, le rendement baisse considérablement de 37.7 % à 29 %, alors qu'à 2.42 GHz le rendement est de 36.7 %.

Si on reprend les mesures, en fonction de la fréquence, du rectifier seul (Figure II.23), on constate un comportement très similaire de la tension et du rendement, avec un maximum toujours situé à 2.43 GHz et un minimum à 2.49 GHz.

#### 6.4 Tension et rendement de la rectenna à 2.45 GHz lorsque $\Phi$ varie (DSP = $1.5 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ )

La densité de puissance surfacique (DSP) incidente à 2.45 GHz égale à  $1.5 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  correspond à un niveau de puissance RF de -15 dBm par accès (en mesures) injecté au rectifier, lorsque  $\Phi = 0^\circ$ .

En dehors de cette valeur de  $\Phi$ , le gain par accès de l'antenne à double polarisation circulaire varie (Figure II.12) et par la suite, le niveau de puissance RF injecté par accès est modifié.

Compte tenu de la symétrie de la rectenna (Figure II.29), l'angle azimutal  $\Phi$  est restreint à l'intervalle allant de  $-90^\circ$  à  $90^\circ$ .

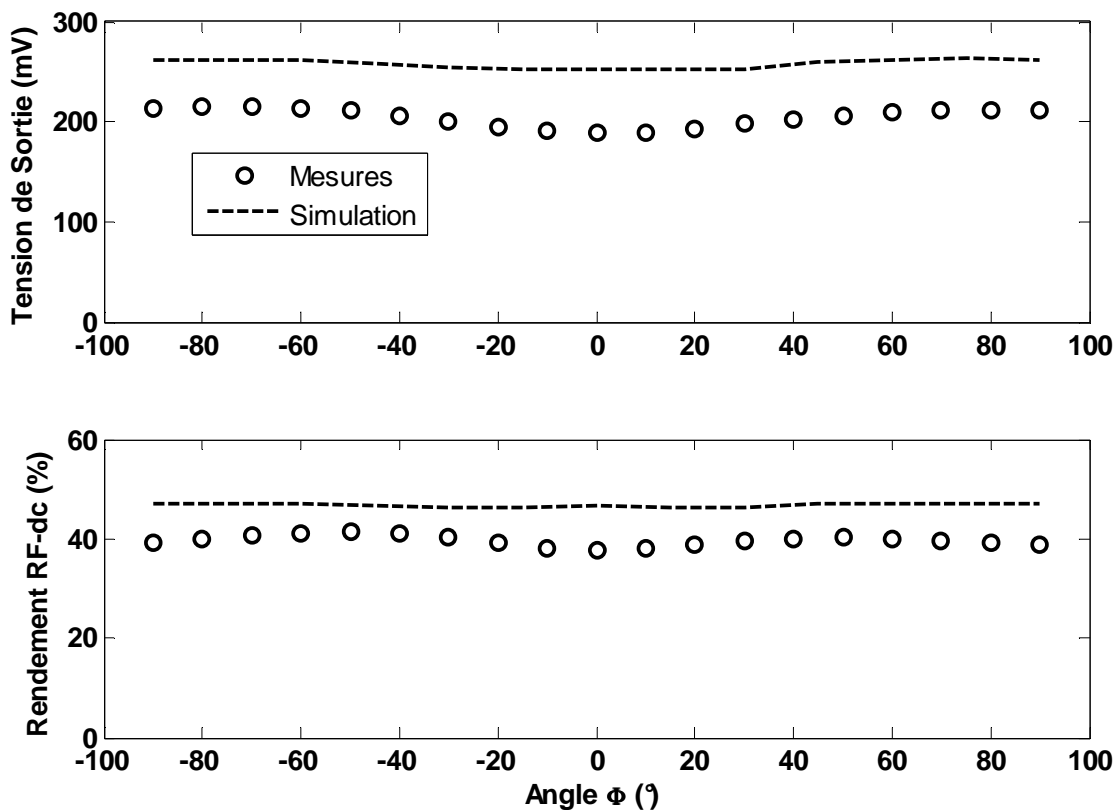


Figure II.34 Rendement et tension de la rectenna en fonction de l'angle  $\Phi$  (DSP =  $1.5 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ ,  $R_L=1500 \Omega$ )

On obtient, en simulation, un maximum de tension continue de sortie  $V_{dc}$  de 263 mV à  $\Phi = 75^\circ$  et un minimum de tension de 252 mV à  $\Phi = 0^\circ$ .

Pour chaque valeur de  $\Phi$ , le rendement  $\eta$  simulé est calculé par rapport à la puissance RF totale reçue par l'antenne calculée en utilisant la surface effective de l'antenne  $A_e$  déduite du gain total  $G_{total}$  simulé par HFSS (Figure II.11):



$$\eta(\%) = 100 \times \frac{P_{dc}}{P_{RF}} = 100 \times \frac{V_{dc}^2}{R_L \cdot A_e(\Phi) \cdot DSP} \quad (\text{II.16})$$

$$A_e(\Phi) = \frac{G_{total}(\Phi) \cdot \lambda^2}{4 \cdot \pi} \quad (\text{II.17})$$

Sachant que  $DSP = 1.5 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ ,  $\lambda = 12.24 \text{ cm}$ ,  $R_L = 1500 \Omega$ .

En terme de rendement de conversion RF-DC simulé, le maximum est situé lorsque  $\Phi = \pm 90^\circ$  avec 47.2 % de rendement, et le minimum est localisé lorsque  $\Phi = \pm 30^\circ$  avec 46.2 % de rendement (Figure II.34).

On définit la fluctuation du rendement comme étant le rapport entre le maximum et le minimum de rendement quand l'angle azimutal  $\Phi$  varie.

$$Fluctuation = 10 * \log_{10} \left( \frac{\eta_{\max}}{\eta_{\min}} \right) \quad (\text{II.18})$$

Par simulation, la fluctuation du rendement est de 0.1 dB à la fréquence de 2.45 GHz

En terme de mesure, le maximum de tension est de 215 mV pour  $\Phi = 75^\circ$  et le minimum de tension est de 189 mV pour  $\Phi = 0^\circ$ .

Pour chaque valeur de  $\Phi$ , le rendement mesuré est calculé par rapport à la puissance RF totale reçue par l'antenne sachant le gain total obtenu en mesures (Figure II.12), à cette valeur de  $\Phi$ . Le maximum est situé lorsque  $\Phi = -45^\circ$  avec 41.4 % de rendement, et le minimum est localisé lorsque  $\Phi = 0^\circ$  avec 37.7 % de rendement (Figure II.34).

Par la mesure, la fluctuation du rendement est de 0.4 dB à la fréquence de 2.45 GHz.

En comparant les simulations aux mesures, on constate que la tension continue de sortie de la rectenna simulée est relativement plus grande que celle mesurée, ceci est dû dans ce cas à l'écart de gain d'antenne en passant des simulations HFSS aux mesures en chambre anéchoïque.

Ce dernier facteur justifie aussi l'écart entre le rendement simulé et mesuré puisque l'efficacité d'une rectenna augmente avec la quantité de puissance RF reçue (Tableau II.9).

	<b>Maximum de rendement RF-DC</b>	<b>Minimum de rendement RF-DC</b>	<b>Fluctuation</b>
<b>Simulation</b>	47.2 % ( $\Phi = \pm 90^\circ$ )	46.2 % ( $\Phi = \pm 30^\circ$ )	0.1 dB
<b>Mesure</b>	41.4 % ( $\Phi = -45^\circ$ )	37.7 % ( $\Phi = 0^\circ$ )	0.4 dB

**Tableau II.9** Fluctuation du rendement RF-DC pour  $DSP = 1.5 \mu\text{W}/\text{cm}^2$

## 6.5 Tension et rendement en fonction de la densité de puissance à 2.45 GHz

On fait varier la valeur de la densité surfacique de puissance incidente à 2.45 GHz, entre  $0.057 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  ( $E_{\text{eff}} = 0.46 \text{ V/m}$ ,  $P_{\text{RF}} = -29.1 \text{ dBm}$  par accès à  $\Phi = 0^\circ$ ), et  $2.3 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  ( $E_{\text{eff}} = 2.95 \text{ V/m}$ ,  $P_{\text{RF}} = -13.1 \text{ dBm}$  par accès à  $\Phi = 0^\circ$ ).

En mesures, l'antenne est illuminée dans sa direction normale par une antenne cornet à polarisation linéaire pour différents valeurs de l'angle azimutal  $\Phi$  ( $-90^\circ$ ,  $-45^\circ$ ,  $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ).

En simulation, pour chaque valeur de  $\Phi$  (on se limite aux valeurs suivantes:  $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ), on se base sur les gains de l'antenne par accès donnés par HFSS (Figure II.11), afin de calculer la puissance reçue par le rectifier, et l'intégrer dans le générateur d'alimentation du circuit redresseur co-simulé ADS-Momentum.

Pour une valeur donnée de l'angle d'incidence  $\Phi$ , la tension de sortie de la rectenna croît quand la densité de puissance RF augmente, puisque la quantité de puissance RF injectée dans le rectifier s'élève aussi (Figure II.35).

Pour une densité de puissance de  $0.23 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ , équivalente en mesures à une puissance RF de  $-23.1 \text{ dBm}$  injectée par accès du circuit redresseur lorsque  $\Phi = 0^\circ$ , la tension de sortie mesurée est de  $47 \text{ mV}$  et le rendement de conversion RF-DC est de  $15 \%$ .

Pour une densité de puissance de  $2.3 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ , équivalente en mesures à une puissance RF de  $-13.1 \text{ dBm}$  injectée par accès du circuit redresseur lorsque  $\Phi = 0^\circ$ , la tension de sortie mesurée est de  $253 \text{ mV}$  et le rendement de conversion RF-DC est de  $43.9 \%$ .

Pour différentes valeurs de  $\Phi$  ( $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ), les courbes de tension de sortie mesurée, conservent la même allure que celles de la tension de sortie simulée.

A une densité de puissance fixe, et pour les valeurs de  $\Phi$  autour de ( $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ), le minimum de tension est situé à  $\Phi = 0^\circ$ , et le maximum à  $\Phi = 90^\circ$ .

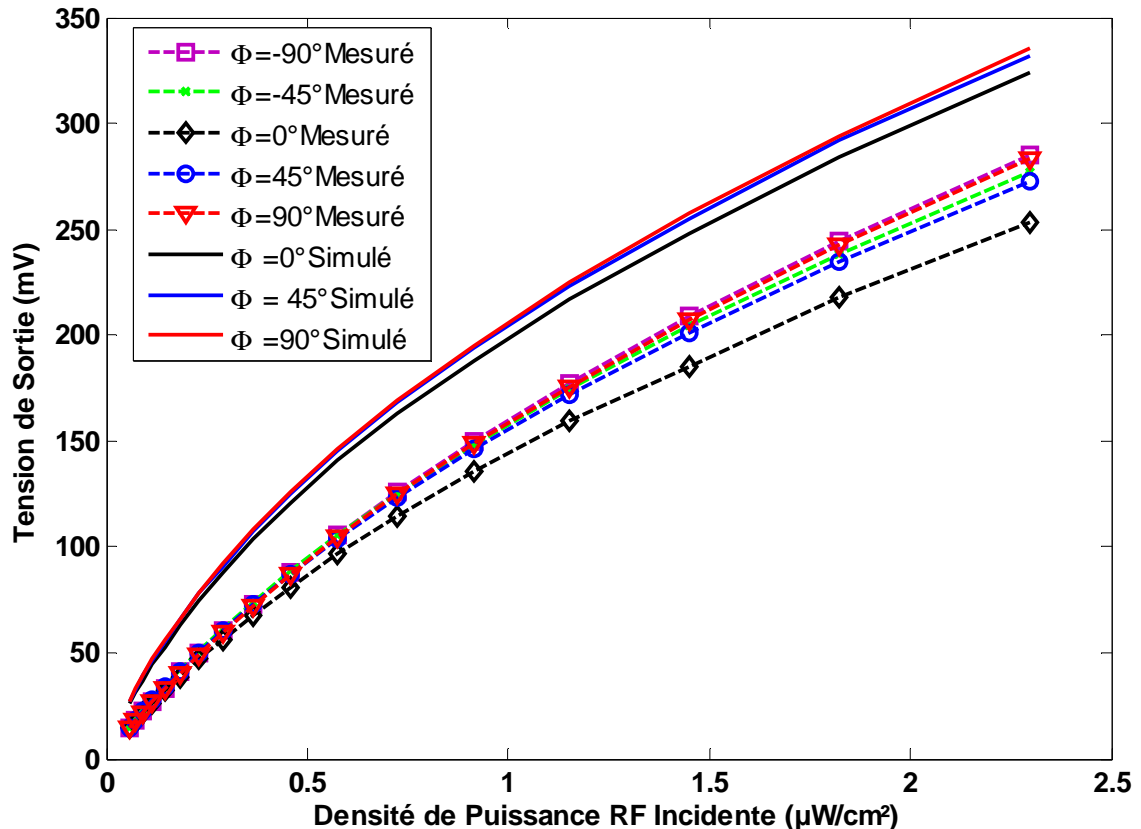


Figure II.35 Variation de la tension de sortie de la rectenna en fonction de la dsp pour quelques valeurs de  $\Phi$  ( $R_L = 1500 \Omega$ )

Ce comportement peut être expliqué, en terme de résultats mesurés, par le fait que les gains par accès, quand  $\Phi = 90^\circ$ , sont faiblement déséquilibrés, et ils ont une valeur de l'ordre de 3.6 dB et 3.1 dB.

Or, pour  $\Phi = 0^\circ$ , les deux gains mesurés par accès sont équilibrés et égaux mais de valeurs plus faibles (2.5 dB chacun) (Tableau II.10).

De cette manière, on reçoit plus de puissance RF sur chaque accès quand on est à  $\Phi = 90^\circ$  par rapport à  $\Phi = 0^\circ$ , ce qui implique une tension de sortie continue plus élevée à  $\Phi = 90^\circ$ .

Cependant, comparée à la simulation, la courbe de tension mesurée à  $\Phi = 0^\circ$ , est plus écartée par rapport à celle mesurée à  $\Phi = 90^\circ$ .

En effet, en mesures, le gain total de l'antenne à  $\Phi = 90^\circ$  est supérieur de 0.9 dB par rapport à celui à  $\Phi = 0^\circ$  (Figure II.12), alors qu'en simulation cette différence de gain n'est que 0.25 dB (Figure II.11).

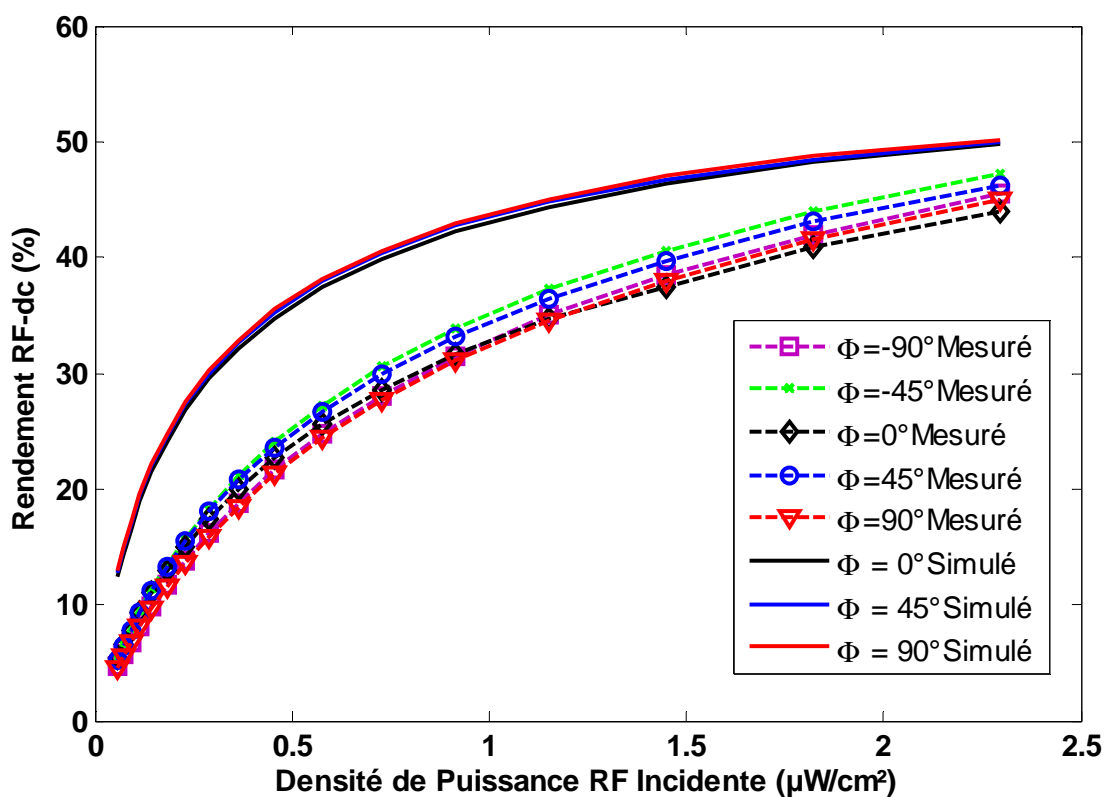


Figure II.36 Variation du rendement RF-DC de la rectenna en fonction de la dsp pour quelques valeurs de  $\Phi$  ( $R_L=1500 \Omega$ )

	Gain Accès 1	Gain Accès 2	Gain Total	Déséquilibre
$\Phi = 0^\circ$	2.5 dB	2.5 dB	5.5 dB	0 dB
$\Phi = 45^\circ$	1.35 dB	4.1 dB	5.95 dB	2.75 dB
$\Phi = 90^\circ$	3.1 dB	3.6 dB	6.4 dB	0.5 dB

Tableau II.10 Valeurs de gains mesurés de l'antenne pour quelques valeurs de l'angle d'incidence  $\Phi$

Ceci explique le fait que les courbes de rendement sont plus rapprochées les unes aux autres par rapport aux courbes de tension de sortie, ce qui signifie qu'à une densité de puissance RF fixe, le rendement de conversion RF-DC de la rectenna varie peu lorsque l'angle d'incidence  $\Phi$  varie (Figure II.36).

Ce résultat est prévu grâce à l'étude paramétrique de l'influence du déséquilibre entre les deux puissances RF d'entrée, sur le rendement du circuit rectifier à recombinaison parallèle (Figure II.20), ce qui confirme la robustesse de ce type de recombinaison face à un éventuel déséquilibre de puissance RF.

## 7. Conclusion

Les performances de l'antenne à double polarisation circulaire pour la récupération de l'énergie EM dans un environnement indoor WLAN ont été confirmées en simulation et en mesures.

Pour se ramener au dernier design optimisé, on est passé par plusieurs étapes effectuant alors plusieurs tests à différentes valeurs dans l'ordre chronologique: d'abord la longueur de la fente  $S_L$ , ensuite la largeur de la fente  $S_W$ , ensuite la longueur du patch A.

Toutefois, on n'a pas modifié la nature et la hauteur des deux substrats qui ont été utilisés précédemment dans [9], pour avoir principalement un bon rayonnement du patch.

En général un diélectrique avec une permittivité élevée est utilisé pour le substrat inférieur. En effet, une largeur de ligne d'alimentation plus mince donne un couplage plus fort avec la fente et pour une impédance caractéristique de ligne  $Z_0$  constante à  $50 \Omega$ , si la permittivité augmente alors la largeur effective de la ligne diminue.

D'autre part, un diélectrique épais avec une permittivité faible est utilisé pour le substrat supérieur pour une plus grande largeur de bande et un phénomène d'ondes de surface réduit. Le plan de masse isole la ligne d'alimentation de l'élément rayonnant et limite l'interférence du rayonnement parasite sur le diagramme de rayonnement et offre ainsi une plus grande pureté de polarisation.

Le circuit rectifier à deux accès à recombinaison DC en parallèle, a aussi montré une robustesse en rendement de conversion RF-DC, contre l'éventuel déséquilibre entre les deux puissances RF reçues sur les deux sorties de l'antenne, lorsque l'angle azimutal du champs E incident varie.

A une densité de puissance constante de  $1.5 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ , on a relevé des tensions de sortie mesurées de la rectenna complète, comprises entre 189 mV et 215 mV avec une fluctuation du rendement RF-DC de seulement 0.4 dB.

Enfin, entre 2.4 GHz et 2.47 GHz, la rectenna complète affiche un rendement de conversion RF-DC supérieur à 24 %, avec une puissance RF de -15 dBm par accès, sachant aussi que la tension de sortie continue reste supérieure à 150 mV pour sur cette plage de fréquence.

Dans la suite, afin d'améliorer encore le niveau de puissance DC récupéré, on s'intéressera aux rectennas opérants sur plusieurs bandes de fréquence. Ceci imposera la conception d'un circuit de rectification unique optimisé pour ces fréquences.

## 8. Références :

- [II.1]-David M. Pozar, "A microstrip antenna aperture coupled to a microstrip line", *Electronics letters*, Vol. 21, pp 49-50, Jan 1985.
- [II.2]- David M. Pozar , "A Review of Aperture Coupled Microstrip Antennas: History, Operation, Development, and Applications" : Electrical and Computer Engineering University of Massachusetts, May 1996
- [II.3]- David M. Pozar, "Considerations for millimeter wave printed antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 31(5):740-747, 1983.
- [II.4]- Thèse de Benoit Poussot, "Antennes imprimées Reconfigurables et Techniques de Diversité d'antennes", chapitre III , Université de Marne la Vallée, 2007
- [II.5]- R.Garg, P.Bhartia , I.Bahl , A.Ittipiboon , *Microstrip antenna design handbook*, p 540-542, Artech House Edition, 2001
- [II.6]- Zarreen Aijaz, S.C.Shrivastava, "Effect of the Different Shapes: Aperture Coupled Microstrip Slot Antenna", *International Journal of Electronics Engineering* ,2(1), pages 103-105, 2010
- [II.7]- Zarreen Aijaz, s.c. Shrivastava, "Aperture Coupled Microstrip Slot Antenna" : *Proceeding of International Conference on Microwave*, 2008, Jaipur, pages 852 - 853.
- [II.8]- E. Aloni and R. Kastner, "Analysis of a dual circularly polarized microstrip antenna fed by crossed slots," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 8, pp. 1053–1058, Aug. 1994
- [II.9]- Zied Harouni, Laurent Cirio, Lotfi Osman, Ali Gharsallah, Odile Picon, "A Dual Circularly Polarized 2.45-GHz Rectenna for Wireless Power Transmission", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Volume 10, pages 306-309, 2011.
- [II.10]- Thèse de Zied Harouni, "Conception et caractérisation d'une Rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz", Université Paris-Est et Faculté des Sciences de Tunis, 2011.
- [II.11]- N. Shinohara, H. Matsumoto, "Dependence of DC output of a rectenna array on the method of interconnection of its array elements", *Scripta Tech. Electron. Commun. Jpn.*, vol. 125, no. 1, 1998, pp 9-17.
- [II.12]- T. Miura, N. Shinohara, H. Matsumoto, "Experimental Study of Rectenna Connection for Microwave Power Transmission", *Electronics and Communications in Japan, Part 2*, Vol. 84, No. 2, pp 27-36, 2001
- [II.13]- H.Takhedmit, L.cirio, B.Merabet, B.Allard, F.Costa, C.Vollaire, O.Picon "A 2.45-GHz dual-diode rectenna and rectenna arrays for wireless remote supply applications" *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2011, Vol.3(3) pp. 251–258.

[II.14]- Nicolas Degrenne, Vlad Marian, Christian Vollaire, François Buret, Jacques Verdier, Bruno Allard "Voltage Reversal in Unbalanced Rectenna Association", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Volume 11, pp 941-944, 2012

[II.15]- Tatsuya Sakamoto, Yu Ushijima, Eisuke Nishiyama, Masayoshi Aikawa, Ichihiko Toyoda, "5.8-GHz Series/Parallel Connected Rectenna Array Using Expandable Differential Rectenna Units" , IEEE Transactions on Antennas and Propagation Vol. 61, No. 9, September 2013

[II.16]- J.A. Hagerty and Z. Popovic, "An experimental and theoretical characterization of a broad-band arbitrarily-polarized rectenna array", IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., vol. 3, May 2001, pp 1855-1858.

[II.17]- Data Sheet Skyworks : "Surface Mount Mixer and Detector Schottky Diodes"

[II.18]- T.-W. Yoo, K. Chang, "Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz rectennas" IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 40, no. 6, pp. 1259-1266, June 1992.



---

## **Chapitre III**

# **Rectennes à polarisation circulaire fonctionnant dans les bandes GSM 1800 et ISM-2.45 GHz**

---



### **III. Chapitre III**

## **Rectennas à polarisation circulaire fonctionnant dans les bandes GSM 1800 et ISM-2.45 GHz**

### **1. Introduction**

La présence de plusieurs standards de communication, nous a permis de nous pencher sur l'exploitation du signal RF émis par ces standards et ceci sur plus d'une bande de fréquence.

Dans le but de maximiser la puissance DC en sortie de la rectenna, on s'est intéressé à mettre en oeuvre des structures de rectennas fonctionnant sur deux bandes de fréquence.

Cependant, la charge terminale de ces rectennas sera à priori optimisée pour recevoir la puissance DC totale provenant de la conversion des deux signaux de fréquences différentes, ce qui nous incite aussi à étudier les limites en terme de rendement RF-DC de ce type de rectennas en cas d'absence d'un de ces deux signaux dans l'environnement.

L'idée de ce chapitre est de développer des antennes fonctionnant dans la bande GSM-1800 (1805 MHz -1880 MHz) ainsi que dans la bande ISM-2.45 GHz (2.4 GHz - 2.5 GHz), et qui soient à polarisation circulaire pour surmonter les problèmes de dépolarisation de l'onde électromagnétique incidente évoqués dans le premier chapitre.

D'autre part, ces antennes se doivent d'avoir un seul accès de sortie, afin de pouvoir injecter simultanément dans le circuit rectifier, la puissance récupérée dans la bande GSM 1800 associée à celle récupérée dans la bande ISM-2.45 GHz, et récupérer sur une seule voie la composante continue.

Le circuit rectifier correspondant à ce type d'antennes, doit aussi être capable de convertir en DC, les signaux récupérés dans les deux bandes de fréquences.

On s'intéressera dans ce chapitre, à mettre en oeuvre d'abord, une antenne bi-fréquence de type fente à 1.85 GHz et 2.45 GHz, à polarisation circulaire, ainsi qu'un circuit de rectification bi-bande optimisé pour les puissances d'entrée de -15 dBm à 1.85 GHz et -15 dBm à 2.45 GHz, simultanément.

Ensuite, on essaiera de miniaturiser l'antenne double-fente, en utilisant un substrat de permittivité diélectrique plus élevée.

Enfin, on se servira de cette antenne miniature comme motif pour faire la conception d'un réseau d'antennes 1 x 2 bi-bande à polarisation circulaire.

Ce réseau d'antennes nous permettra d'avoir un gain amélioré de 3 dB, par rapport à la simple antenne bi-fente, ce qui offre la possibilité de viser des niveaux de puissance RF plus faibles.

Le rectifier associé au réseau d'antennes, sera optimisé à une puissance d'entrée de -20 dBm par fréquence d'intérêt.

Une étude en terme de fluctuation de tension DC de sortie ou de rendement RF-DC, lorsque l'angle azimutal  $\Phi$  du champ E incident varie, sera menée au cours de ce chapitre, pour chaque rectenna réalisée.

## 2. Antenne bi-bande à polarisation circulaire fonctionnant à 1.85 GHz et à 2.45 GHz

### 2.1 Description de l'antenne

Ici, on s'est ramené à choisir une structure d'antennes de type fente, vu leur largeur de bande à polarisation circulaire pouvant atteindre 200 MHz [1].

L'antenne est donc constituée de deux fentes circulaires concentriques court-circuitées respectivement d'un angle  $\theta_1$  et  $\theta_2$ , afin de générer la polarisation circulaire (Figure III.1).

L'antenne a été optimisée sous le logiciel commercial HFSS, sur substrat Arlon 25 N ( $\epsilon_r = 3.4$ ,  $h = 1.524$  mm).

Une tolérance de 100  $\mu\text{m}$  due à la profondeur de gravure est prise en compte en simulation au niveau du substrat côté bas (ligne d'alimentation) et au niveau du substrat côté haut (fentes).

La plus petite fente, fonctionnant à 2.45 GHz, est de largeur  $R_2 - R_1 = 1.5$  mm, et a un angle de court-circuit  $\theta_1$  de  $34^\circ$ .

La plus grande fente, fonctionnant à 1.85 GHz, est de largeur  $R_4 - R_3 = 5$  mm, et a un angle de court-circuit  $\theta_2$  de  $25^\circ$ .

Vu la position relative de l'angle du court-circuit avec la ligne micro-ruban d'alimentation, les deux fentes circulaires émettent une onde à polarisation circulaire gauche.

L'angle du court-circuit agit sur la valeur du rapport axial ainsi que sur la valeur  $f$  de la fréquence centrale de la bande à polarisation circulaire de la fente circulaire [2].

Par exemple, pour la fente à 1.85 GHz, l'équation qui lie l'angle  $\theta_2$  à la fréquence centrale théorique de la bande à polarisation circulaire (rapport axial  $< 3\text{dB}$ ), est traduite par [2] :

$$f_2 = \frac{1.5c}{\pi(R_3 + R_4)(1 - \theta_2 / 360^\circ)} \times \frac{1}{\sqrt{\epsilon_s}} \quad (\text{III.1})$$

$$\epsilon_s = \frac{2 \cdot \epsilon_r}{1 + \epsilon_r} \quad (\text{III.2})$$

$c$  : célérité de la lumière dans l'espace libre

$\epsilon_s$  : permittivité relative effective tenant en compte de la présence de l'air et du substrat utilisé

Par calcul, on obtient  $f_2 = 1.79$  GHz qui reste approximativement proche de 1.85 GHz.

Cependant, si on applique cette formule pour la plus petite fente, on trouve par calcul une fréquence centrale  $f_1 = 2.62$  GHz qui semble assez éloignée par rapport à 2.45 GHz.

En effet, cette équation reste valable pour une antenne à une seule fente, cependant lorsqu'il s'agit de deux fentes concentriques, la présence de la seconde peut induire un décalage supplémentaire de la fréquence centrale de la bande à polarisation circulaire.

Les deux fentes circulaires sont alimentées par proximité par l'intermédiaire d'une ligne micro-ruban à trois sections.

Généralement, la partie réelle de l'impédance d'entrée vue au niveau de la fente est supérieure à 100  $\Omega$ , dans la bande à polarisation circulaire [2].

Un transformateur d'impédance quart d'onde à la fréquence 1.85 GHz, de longueur  $L_2$  et de largeur  $W_2$  ( $Z_c = 96 \Omega$ ), permet l'adaptation du plus grand anneau à la ligne d'entrée 50  $\Omega$ .

Toutefois, un stub ouvert de largeur  $W_3$  ( $Z_c = 66 \Omega$ ) et de longueur  $L_3 = \frac{R_3 + R_4}{2} = 34.5 \text{ mm}$  ( $\frac{\lambda_g}{3}$  à 1.85 GHz) permet de compenser la partie imaginaire d'impédance vue au niveau de la fente à 1.85 GHz.

Cependant, si on considère la fente à 2.45 GHz, le stub en circuit ouvert a une longueur égale à  $\frac{R_1 + R_2}{2} = 24.25 \text{ mm}$  ( $\frac{\lambda_g}{3}$  à 2.45 GHz).

D'autre part, pour améliorer le niveau d'adaptation à 2.45 GHz, la plus petite fente est tournée de  $+5^\circ$  par rapport à l'angle  $\Phi = -90^\circ$  (Figure III.1).

La taille du plan de masse est de 115 mm x 100 mm ce qui correspond à  $0.7\lambda_0 \times 0.62\lambda_0$  à la fréquence 1.85 GHz.

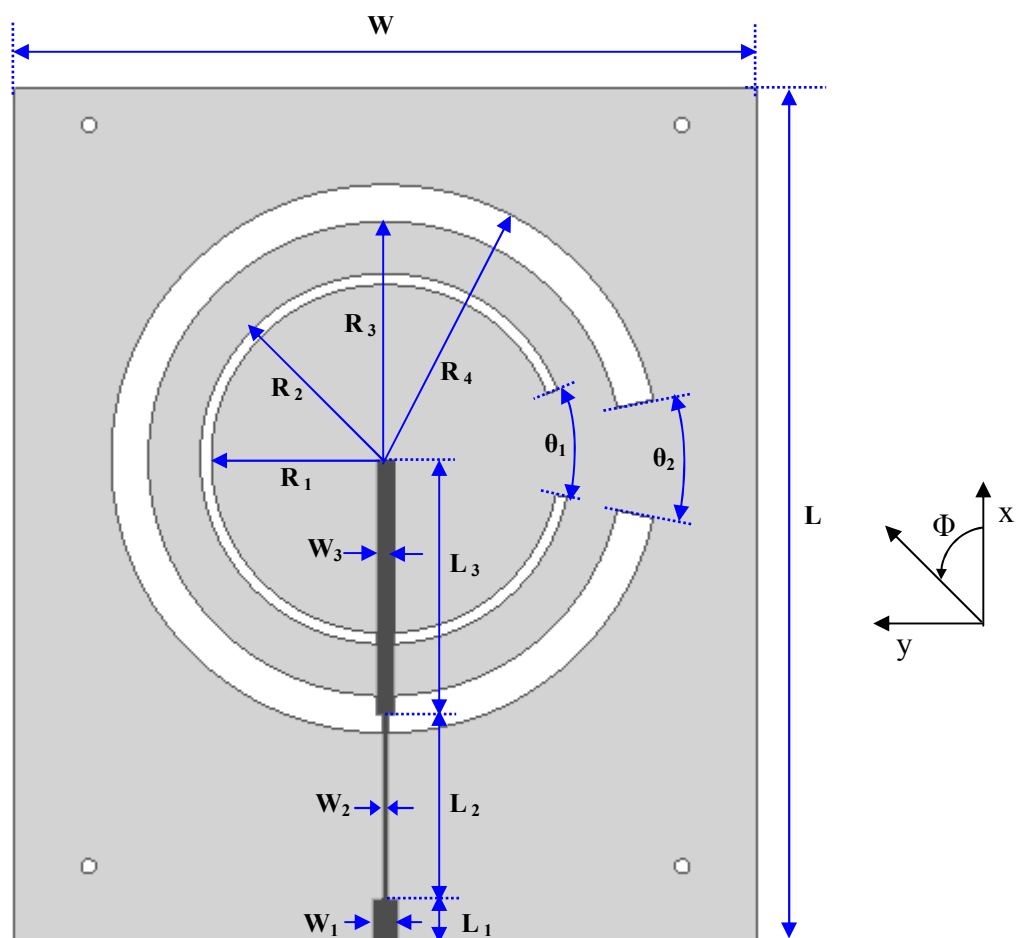


Figure III.1 Architecture de l'antenne bi-bande à polarisation circulaire

$R_1=23.5 \text{ mm}$  ,  $R_2 = 25 \text{ mm}$  ,  $R_3= 32 \text{ mm}$  ,  $R_4= 37\text{mm}$  ,  $\theta_1= 34^\circ$  ,  $\theta_2= 25^\circ$  ,  $L_1= 5.7 \text{ mm}$  ,  $L_2= 24.8 \text{ mm}$  ,  $L_3= 34.5 \text{ mm}$  ,  $W_1 = 3.45 \text{ mm}$  ,  $W_2 = 1\text{mm}$  ,  $W_3= 2.2\text{mm}$  ,  $L = 115\text{mm}$  ,  $W = 100 \text{ mm}$

Cette antenne monocouche, bi-bande, et à polarisation circulaire a été réalisée au laboratoire ESYCOM. Les figures III.2 et III.3 montrent alors les deux faces de dessus et de dessous de l'antenne fabriquée.



Figure III.2 Les deux fentes circulaires de l'antenne bi-bande (Vue de dessus)



Figure III.3 : Ligne d'alimentation de l'antenne bi-bande (Vue de dessous)

## 2.2 Paramètres S

L'antenne a été caractérisée expérimentalement, en terme de paramètres S, moyennant un analyseur de réseau vectoriel du type Agilent et de référence E8361C.

On remarque un décalage du coefficient de réflexion  $S_{11}$  mesuré, vers les basses fréquences par rapport à la simulation HFSS (Figure III.4).

Cependant, l'allure de la courbe du  $S_{11}$  simulé est reproduite par la courbe du  $S_{11}$  mesuré.

On constate que sur les 2 bandes d'intérêt (GSM 1800 et ISM 2.45 GHz), on reste bien adapté ( $S_{11}$  reste bien inférieur à -13 dB), en simulation et aussi en mesures (Figure III.5).

De plus, entre 1.67 GHz et 2.87 GHz, le coefficient de réflexion  $S_{11}$  mesuré reste inférieur à -10 dB. La largeur de bande d'adaptation est de 1.2 GHz. (52.8 % par rapport à la fréquence centrale 2.27 GHz).

Concernant les harmoniques d'ordre supérieur, entre 3.6 GHz et 3.76 GHz, le  $S_{11}$  mesuré reste supérieur à -8 dB, sachant que le maximum du  $S_{11}$  est de -5.4 dB à la fréquence 3.76 GHz.

Entre 4.8 GHz et 5 GHz, le  $S_{11}$  mesuré reste supérieur à -9 dB, sachant que le maximum du  $S_{11}$  est de -5.5 dB à la fréquence 4.8 GHz.

Le tableau III.1 donne un récapitulatif du niveau d'adaptation à 1.85 GHz et 2.45 GHz, ainsi qu'aux fréquences correspondant au second harmonique.

Fréquence (GHz)	1.85	2.45	3.7	4.9
$S_{11}$ simulé (dB)	-15.6	-16.4	-5.3	-5.6
$S_{11}$ mesuré (dB)	-15.9	-14	-5.7	-7

Tableau III.1 Coefficient de réflexion de l'antenne aux différents harmoniques

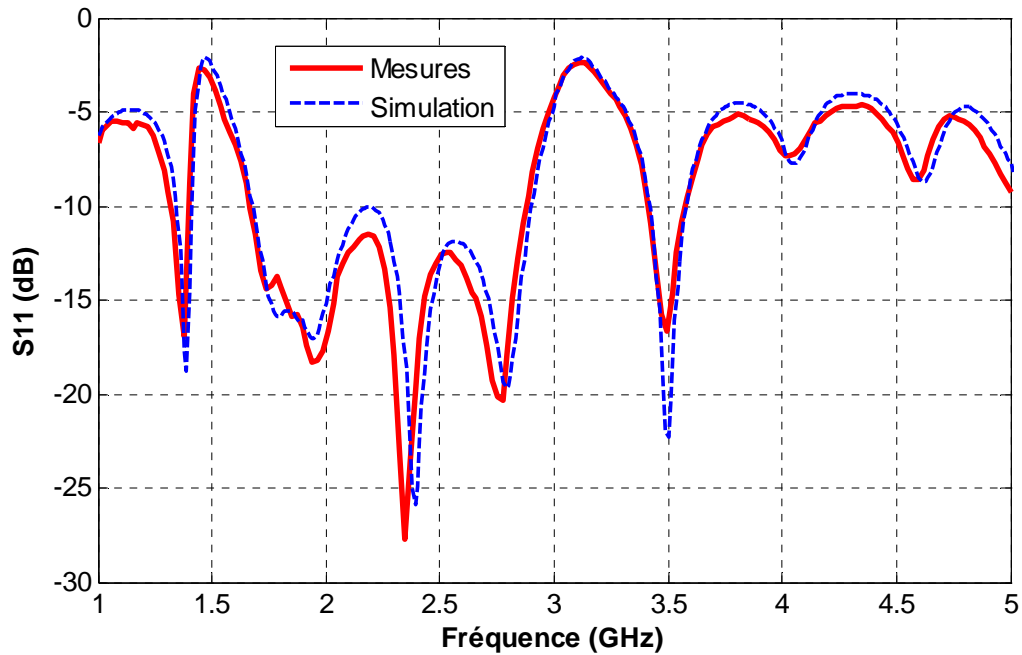


Figure III.4 Coefficient de réflexion de l'antenne

La figure III.5 ci-dessous représente une focalisation sur la bande d'adaptation de l'antenne.

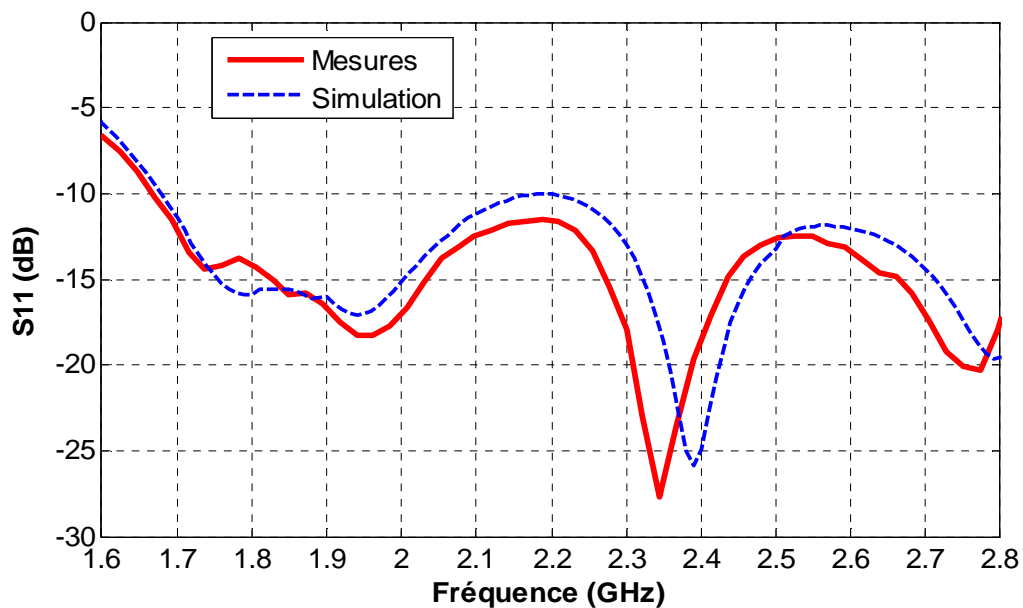


Figure III.5 Coefficient de réflexion de l'antenne autour des deux bandes d'intérêt

On remarque un décalage du  $S_{11}$  mesuré vers les basses fréquences, ce qui peut être expliqué par la profondeur que creuse la graveuse dans le substrat pour enlever le cuivre, cette profondeur a été prise en compte dans les simulations avec une valeur estimée de  $100\ \mu\text{m}$ .

Cependant, si la graveuse creuse effectivement moins de substrat par rapport à la profondeur de  $100\ \mu\text{m}$ , on aura un décalage du  $S_{11}$  vers les basses fréquences.

## 2.3 Rapport axial

La caractérisation du rapport axial est effectuée ici en direction normale ( $\theta = 0^\circ$ ) de l'antenne bi-fente.

Concernant la première résonance, et comme décrit dans la figure III.6, le minimum du rapport axial mesuré dans la bande basse est de 1.5 dB et il est situé à 1.81 GHz (2.78 dB en simulation).

Le rapport axial mesuré à 1.85 GHz est de 3.55 dB (0.9 dB en simulation).

Le décalage du minimum du rapport axial est dans ce cas de 40 MHz (2.2 %).

On constate aussi qu'en mesures, à partir de la fréquence 1.77 GHz jusqu'à 1.84 GHz on a un rapport axial inférieur à 3 dB.

La largeur de bande du rapport axial mesuré  $< 3$ dB, est de 70 MHz (3.9 % par rapport à 1.81 GHz).

En simulation, cette bande est située entre 1.81 et 1.88 GHz et couvre alors la totalité de la bande GSM 1800. (3.8 % par rapport à 1.85 GHz).

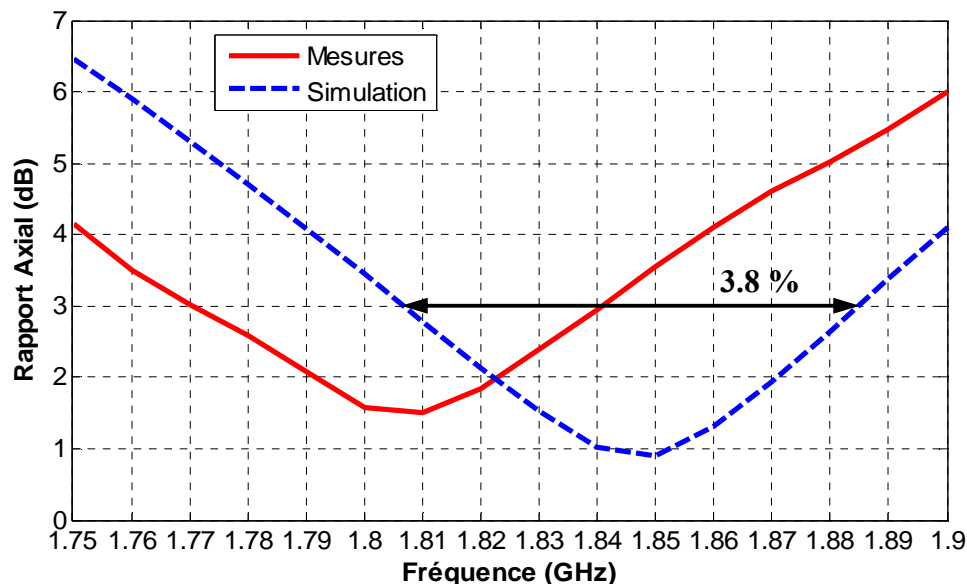


Figure III.6 Rapport axial de l'antenne dans la bande GSM 1800

Concernant la deuxième résonance, et comme décrit dans la figure III.7, le minimum du rapport axial mesuré dans la bande haute, est de 0.78 dB et il est situé à 2.43 GHz (1.56 dB en simulation).

Le rapport axial mesuré à 2.45 GHz est de 2 dB (0.89 dB en simulation).

Le décalage du minimum du rapport axial est dans ce cas de 20 MHz (0.8 %).

On constate aussi qu'en mesures, de 2.39 GHz à 2.48 GHz on a un rapport axial inférieur à 3 dB, ce qui permet de couvrir la totalité de la bande WiFi de 2.4 GHz à 2.47 GHz.

La largeur de bande du rapport axial mesuré  $< 3$ dB, est de 90 MHz (3.7 % par rapport à 2.43 GHz).

En simulation, cette bande est située entre 2.41 GHz et 2.49 GHz (3.3 % par rapport à 2.45 GHz).

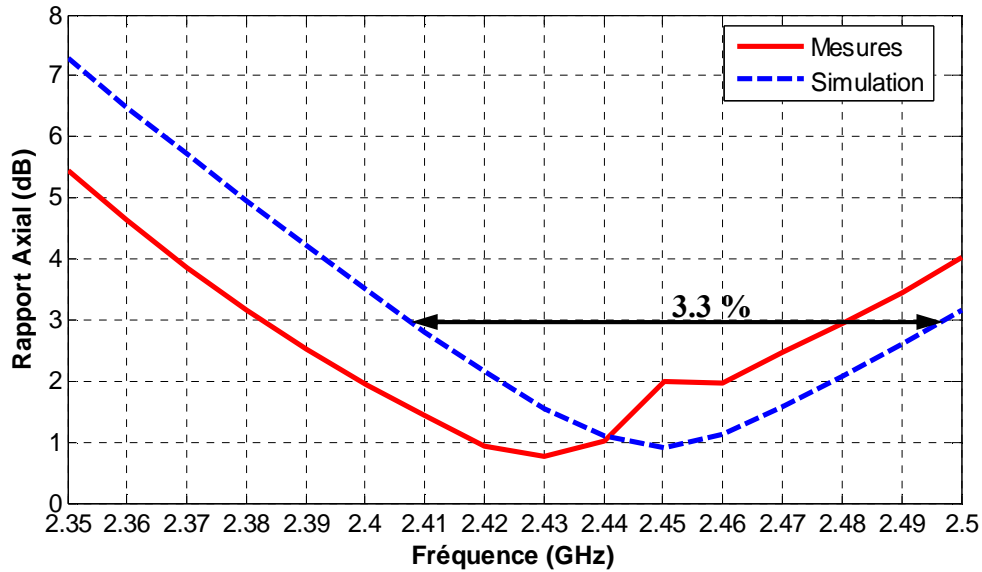


Figure III.7 Rapport axial de l'antenne dans la bande ISM-2.45 GHz

## 2.4 Gain

On constate que le gain en polarisation circulaire ( $\theta = 0^\circ$ ) de l'antenne reste supérieur à 4 dBic sur toute la bande du GSM 1800 (de 1805 à 1880 MHz), (Figure III.8).

A 1.81 GHz, fréquence pour laquelle le rapport axial mesuré est minimal, le gain en polarisation circulaire est de 4.1 dBic (4.4 dBic en simulation).

A 1.85 GHz, le gain mesuré est aussi de l'ordre de 4.1 dBic (4.55 dBic en simulation).

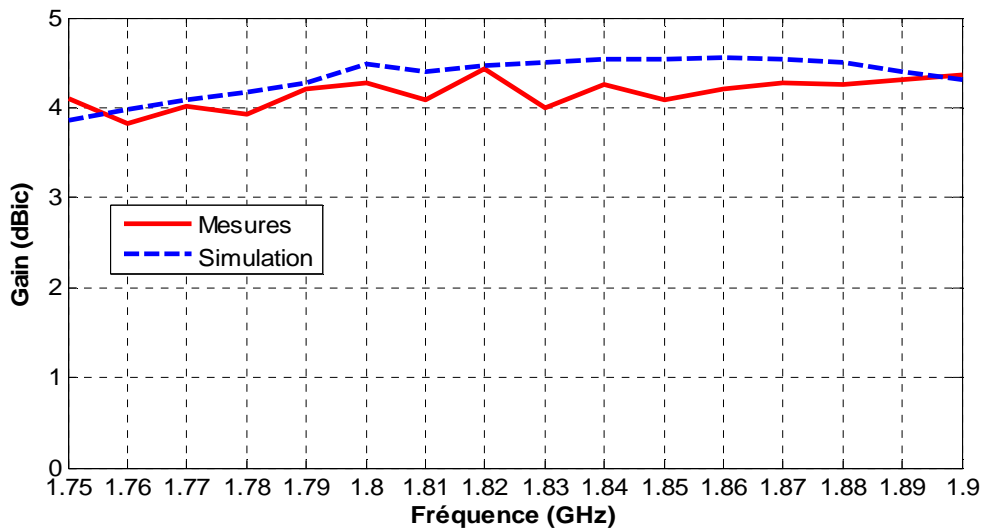


Figure III.8 Gain en polarisation circulaire de l'antenne dans la bande GSM 1800

D'autre part, on constate que le gain en polarisation circulaire ( $\theta = 0^\circ$ ) de l'antenne reste supérieur à 3.4 dBic sur toute la bande ISM 2.45 GHz (de 2.4 GHz à 2.5 GHz), et spécifiquement sur la bande WiFi (de 2.4 GHz à 2.47 GHz) qui est caractérisée en mesures par un rapport axial inférieur à 3 dB (Figure III.9).

A 2.43 GHz fréquence pour laquelle le rapport axial mesuré est minimal, le gain en polarisation circulaire mesuré est de 4.4 dBic (4.75 dBic en simulation).

A 2.45 GHz, le gain mesuré est de l'ordre de 3.95 dBic (4.65 dBic en simulation).

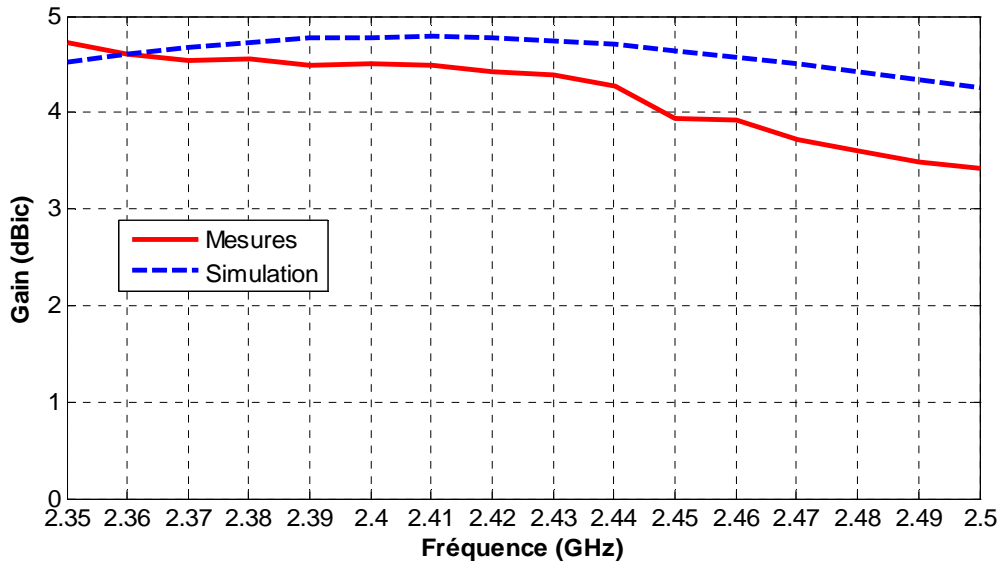


Figure III.9 Gain en polarisation circulaire de l'antenne dans la bande ISM-2.45 GHz

### 3. Rectenna bi-bande à 1.85 GHz et à 2.45 GHz

L'alimentation de l'antenne bi-fente (Figure III.1) imprimée sur Arlon 25N ( $\epsilon_r = 3.4$ ,  $h = 1.524$  mm), a été inversée dans ce cas, c'est à dire que le port d'excitation a été placé vers le centre des deux fentes. La ligne d'alimentation utilisée ici est une ligne 50  $\Omega$ .

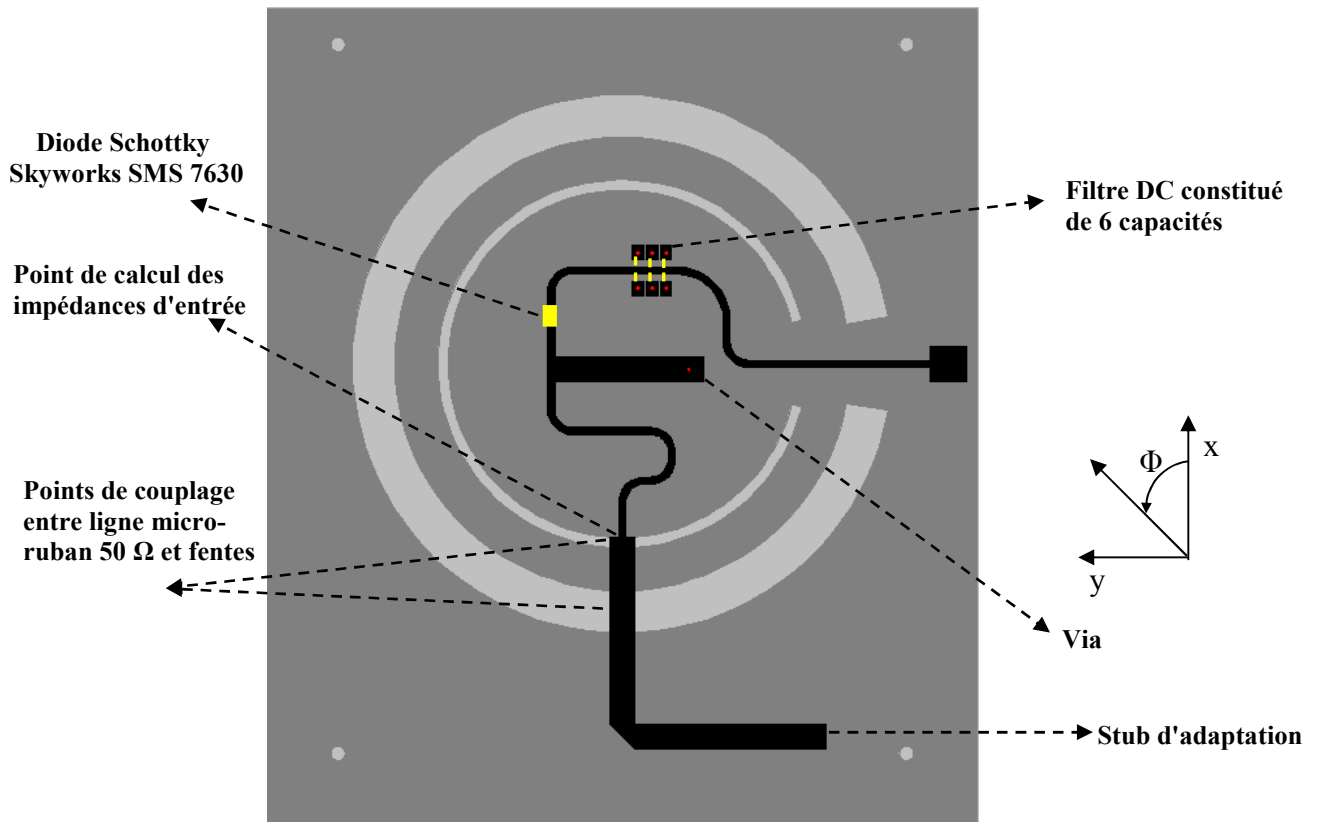


Figure III.10 Architecture globale de la rectenna bi-bande  
(En blanc : les antennes fentes , En noir : le circuit rectifier)



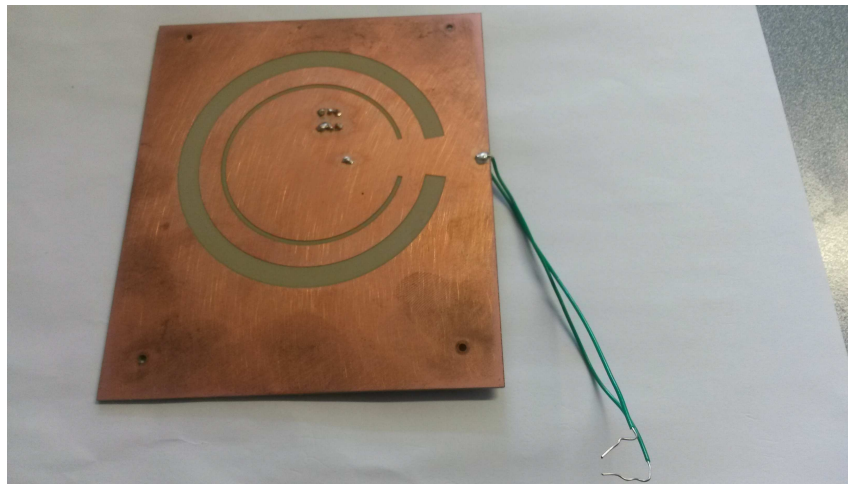
Afin de pouvoir optimiser le circuit de conversion RF-DC avec ADS, les impédances d'entrée de l'antenne simulées par HFSS au niveau du "point de calcul des impédances d'entrée" (Figure III.10), sont relevées dans le tableau III.2.

Les caractérisations en terme de gain de l'antenne double-fente (Figure III.1), présentées par les figures III.8 et III.9, nous permettra d'ajuster le niveau de puissance RF du signal reçu par la rectenna de la figure III.10, au moment de la caractérisation en chambre anéchoïque.

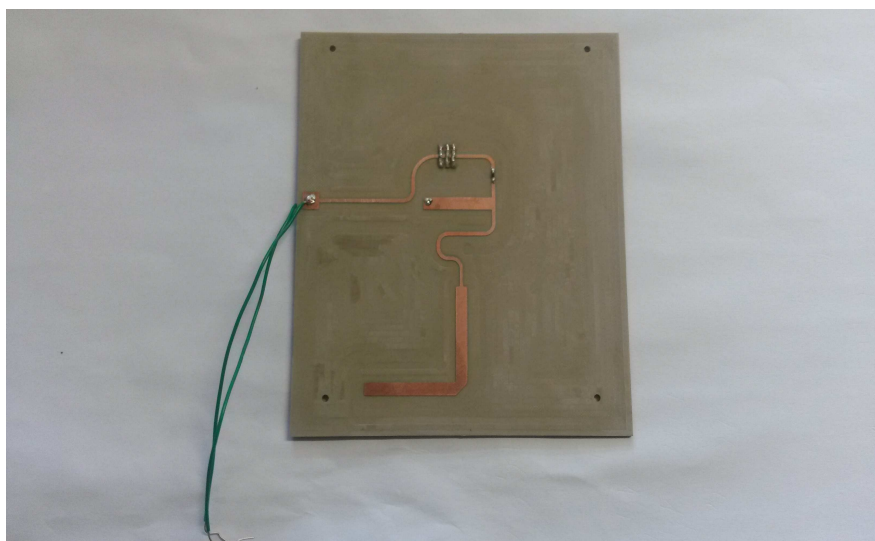
	<b>Impédance d'entrée (<math>\Omega</math>)</b>
<b>1.85 GHz</b>	134.6 - j179.3
<b>2.45 GHz</b>	162.5 - j11.5
<b>3.7 GHz</b>	26.8 - j10.3
<b>4.9 GHz</b>	174.8 - j118.4

**Tableau III.2 Impédances d'entrée de l'antenne**

La rectenna a ensuite été fabriquée au laboratoire ESYCOM. Les figures III.11 et III.12 montrent les deux faces de cette rectenna: celle de dessus (fentes circulaires avec les points de soudure correspondant aux différents Via) et celle de dessous (circuit de conversion RF-DC).



**Figure III.11 Rectenna bi-bande (Vue de dessus)**



**Figure III.12 Rectenna bi-bande (Vue de dessous)**

### 3.1 Description du circuit de conversion RF-DC bi-bande

Le circuit RF-DC bi-bande à mettre en œuvre devra satisfaire certaines contraintes telles que les contraintes dimensionnelles afin que l'on puisse l'intégrer au sein de la couche d'alimentation de l'antenne bi-fente.

D'une manière classique, pour adapter le circuit de conversion RF-DC à l'antenne bi-bande, un réseau d'adaptation bi-bande est utilisé. Ceci dans le but de garantir le transfert maximal de puissance RF captée par cette antenne. Or les dimensions de ce réseau d'adaptation apparaissent assez grandes, vu le nombre d'étages nécessaires pour assurer cette adaptation bi-bande.

Dans cette partie, le circuit de conversion RF-DC proposé s'affranchit des dispositifs d'adaptation bi-bande. Cela est rendu possible grâce à une optimisation conjointe du circuit sur les deux bandes fréquentielles d'intérêt. En effet, la ligne micro-ruban  $L_7$  entre le stub en court-circuit et la diode permet d'ajuster le niveau d'adaptation sur la bande basse et la ligne  $L_9$  entre la diode et le filtre DC en sortie ajuste l'adaptation sur la bande fréquentielle haute. Dans cette optique, on a conçu le circuit de conversion bi-bande décrit dans la figure III.13. Les rôles des différents éléments imprimés formant ce circuit sont décrits dans la page qui suit.

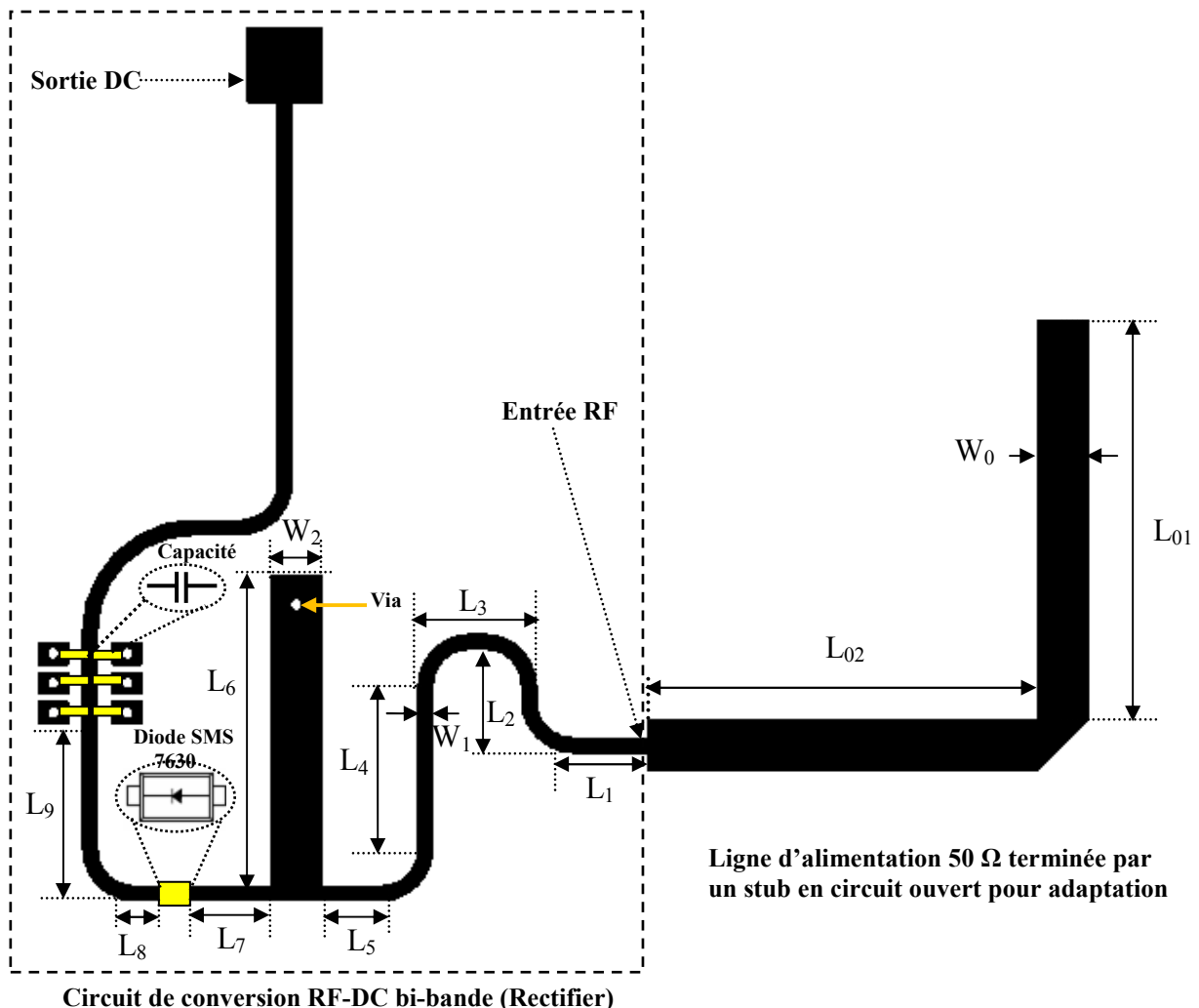


Figure III.13 Architecture du circuit de conversion RF-DC bi-bande à 1.85 GHz et 2.45 GHz

$L_{01} = 27$ ,  $L_{02} = 26.35$ ,  $L_1 = 5$ ,  $L_2 = 8$ ,  $L_3 = 8$ ,  $L_4 = 11$ ,  $L_5 = 4$ ,  $L_6 = 19$ ,  $L_7 = 6$ ,  $L_8 = 2$ ,  $L_9 = 12.2$ ,  $W_0 = 3.45$ ,  $W_1 = 1$ ,  $W_2 = 3.45$  (Les dimensions sont en mm).

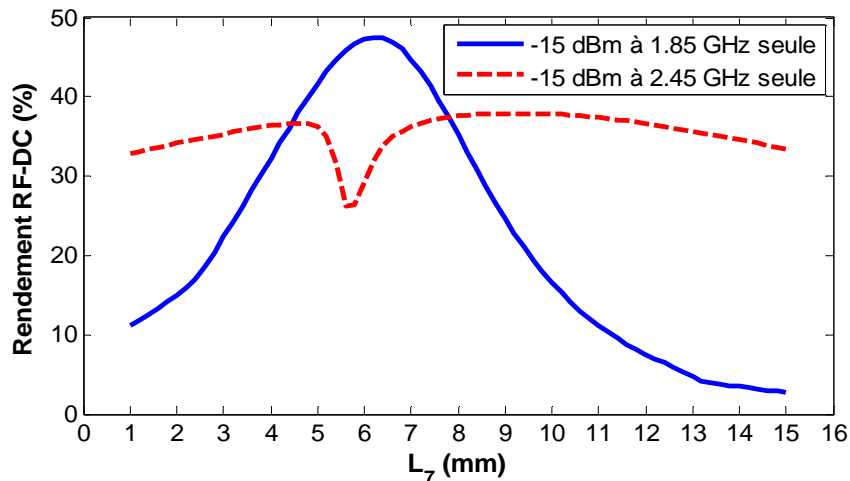
Les impédances d'entrée d'antenne prises en compte dans l'optimisation du circuit de conversion RF-DC sont données par le tableau III.2.

Le circuit de conversion RF-DC a été optimisé d'abord sous le logiciel ADS Schematic d'Agilent et ensuite par co-simulation ADS-Momentum, à une puissance RF d'entrée de -15 dBm à 1.85 GHz et de -15 dBm à 2.45 GHz simultanément. La charge terminale optimale est de 3 k $\Omega$  dans ces conditions, avec un rendement de conversion RF-DC simulé de 48.5 %.

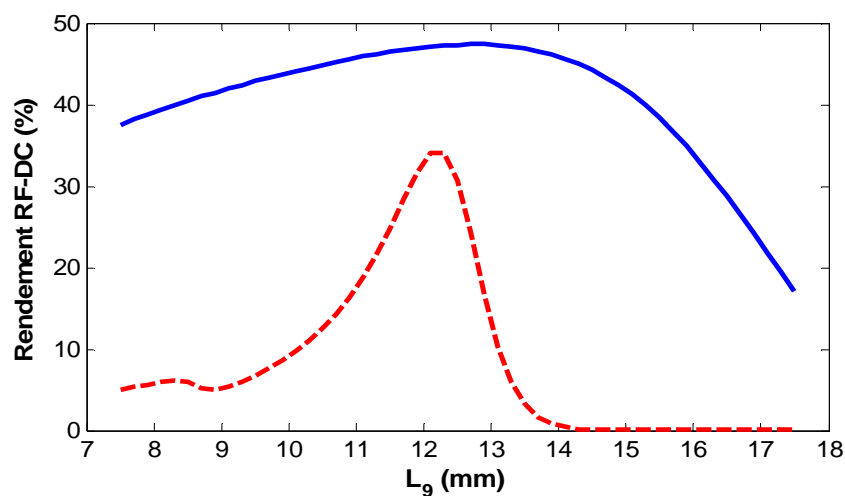
La ligne de longueur  $L_7$  permet d'optimiser le rendement du circuit de conversion RF-DC à la fréquence 1.85 GHz. La figure III.14.a affiche le résultat, simulé sous ADS Schematic, du comportement du rendement RF-DC en fonction de  $L_7$ , à la fréquence 1.85 GHz seule et ensuite à la fréquence 2.45 GHz seule, pour une puissance RF d'entrée de -15 dBm.

Les deux courbes montrent alors la grande influence de  $L_7$  sur la valeur du rendement RF-DC à 1.85 GHz, alors qu'à 2.45 GHz cette influence est nettement moins importante.

D'autre part, les lignes de longueur  $L_8$  et  $L_9$  permettent d'optimiser le rendement du circuit de conversion RF-DC à la fréquence 2.45 GHz. Une fois la longueur de  $L_8$  est fixée à 2mm, la ligne de longueur  $L_9$  conditionnera l'optimisation du rendement RF-DC à 2.45 GHz. En effet, la figure III.14.b montre aussi, par simulation sous ADS Schematic, que l'ajustement de  $L_9$  a plus d'influence sur la valeur du rendement RF-DC à 2.45 GHz qu'à 1.85 GHz.



(a)



(b)

Figure III.14 (a) Influence de  $L_7$  sur le rendement à 1.85 GHz et à 2.45 GHz ( $L_9$  fixée à 12.2 mm)  
 (b) Influence de  $L_9$  sur le rendement à 1.85 GHz et à 2.45 GHz ( $L_7$  fixée à 6.5 mm)  
 ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $P_{RF} = -15 \text{ dBm}$ )

Le stub de longueur  $L_6$  court-circuité assure la fermeture du circuit DC. D'autre part, l'ensemble stub ( $L_6, W_2$ ) avec la ligne en entrée du circuit de conversion RF-DC ( $L_1, L_2, L_3, L_4$  et  $L_5$ ) permettent d'adapter la diode Schottky SMS 7630 à l'antenne. Le filtre DC en sortie est composé de 6 capacités de 100 pF, reliées à la masse. Les différents coudes présents dans le circuit sont sous forme d'arc de cercle de rayon 3mm et de largeur de ligne 1 mm (Figure III.13). Par simulation ADS-Momentum, les puissances des harmoniques en entrée et en sortie du circuit de conversion RF-DC lorsqu'il est alimenté par -15 dBm à 1.85 GHz et -15 dBm à 2.45 GHz sont données par le tableau III.3:

Fréquence (GHz)	Puissance en entrée (dBm)	Puissance en sortie (dBm)
1.85	-15	-59.8
2.45	-15	-54.6
3.7	-46.8	-71.8
4.9	-43	-68

**Tableau III.3 Puissances des harmoniques en entrée et en sortie du circuit de conversion RF-DC**

Ainsi, les seconds harmoniques en entrée du circuit de conversion RF-DC ont chacun une puissance qui reste relativement très inférieure à celle du fondamental. D'autre part, les différents harmoniques en sortie du circuit de conversion RF-DC ont chacun une puissance qui est très faible et qui reste inférieure à -50 dBm.

### 3.2 Rendement simulé à une puissance RF constante de -15 dBm

Dans ce paragraphe, on essaiera de simuler le comportement du rendement du circuit de conversion RF-DC, lorsqu'on reçoit seulement un signal mono-fréquence à la fois.

Pour une puissance RF reçue de -15 dBm à 1.85 GHz, le rendement de conversion RF-DC simulé est de 47.5 % avec la charge de 3 k $\Omega$ .

Pour une puissance RF reçue de -15 dBm à 2.45 GHz, le rendement de conversion RF-DC simulé est de 32.3 % en gardant toujours la même charge de 3 k $\Omega$ .

La figure III.15 donne le résultat de simulation du rendement RF-DC sous ADS-Momentum, en mono-fréquence, à une puissance d'entrée RF fixe de -15 dBm, et avec une charge de 3 k $\Omega$ . Dans la bande GSM-1800, on remarque un maximum de rendement de conversion RF-DC à la fréquence 1.83 GHz, avec une valeur de 50.8 % et un minimum à 1.88 GHz avec 35.2%.

Dans la bande ISM-2.45 GHz, on remarque un maximum de rendement de conversion RF-DC à la fréquence 2.46 GHz, avec une valeur de 32.6 % et un minimum à 2.4 GHz avec 21.5 %.

En conclusion, ce résultat peut être interprété par le fait que dans le cas d'un fort déséquilibre entre la puissance RF reçue dans la bande GSM 1800 et celle reçue dans la bande ISM-2.45 GHz, le rendement RF-DC du circuit de conversion proposé ne subit pas une trop grande dégradation.

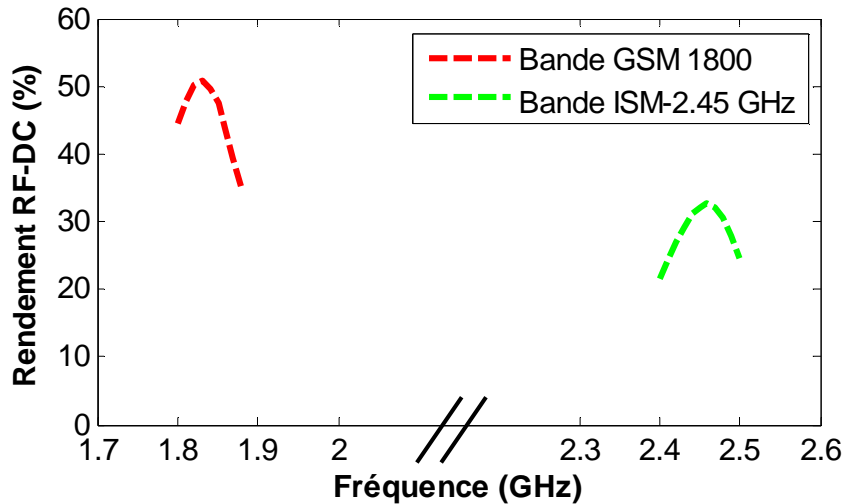


Figure III.15 Simulation ADS-Momentum du rendement du rectifier dans la bande GSM 1800 et dans la bande ISM-2.45 GHz ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $P_{RF} = -15 \text{ dBm}$ )

### 3.3 Simulation en fonction de la puissance RF d'entrée du rectifier

Les résultats de simulation présentés dans ce paragraphe sont donnés par ADS-Momentum.

En terme de tension de sortie, on remarque que la tension DC de sortie à 1.85 GHz seul, reste toujours supérieure à la tension DC de sortie à 2.45 GHz seul, pour un même niveau de puissance RF (Figure III.16), ceci est dû au comportement de la diode Schottky SMS 7630 en fonction de la fréquence. En effet, une étude [3] a montré que pour un circuit de conversion associé à cette diode, adapté en impédance, et en topologie série, le rendement RF-DC diminue progressivement au-delà de la fréquence de 1 GHz.

Si on considère une puissance RF de -25 dBm par fréquence, on constate que le rendement RF-DC en présence des deux fréquences (23.4 %) est plus élevé que le rendement à 1.85 GHz seul (17.7 %) ou à 2.45 GHz seul (12.6 %) (Figure III.17).

Ceci s'explique par le fait que les rendements à 1.85 GHz et ensuite à 2.45 GHz sont assez proches, et par conséquent leur coprésence ne peut qu'améliorer le rendement RF-DC par rapport au cas mono-fréquence.

Cette propriété reste valable pour une alimentation RF en entrée, inférieure à -14 dBm par fréquence.

Au-delà d'une puissance RF de -14 dBm par fréquence, on remarque que le rendement RF-DC à 1.85 GHz seul, passe en dessus du rendement RF-DC en présence des deux fréquences. En effet, si on considère une puissance RF de -12 dBm par fréquence, il apparaît que le rendement RF-DC en présence des deux fréquences (54.2 %), est légèrement inférieur au rendement à 1.85 GHz seul. Ceci s'explique par la valeur du rendement à 2.45 GHz seul (36.8%) qui reste nettement inférieure à celle à 1.85 GHz seul (56%) (Figure III.17), ce qui finit par pénaliser donc le rendement RF-DC total lorsqu'on reçoit les deux fréquences simultanément.

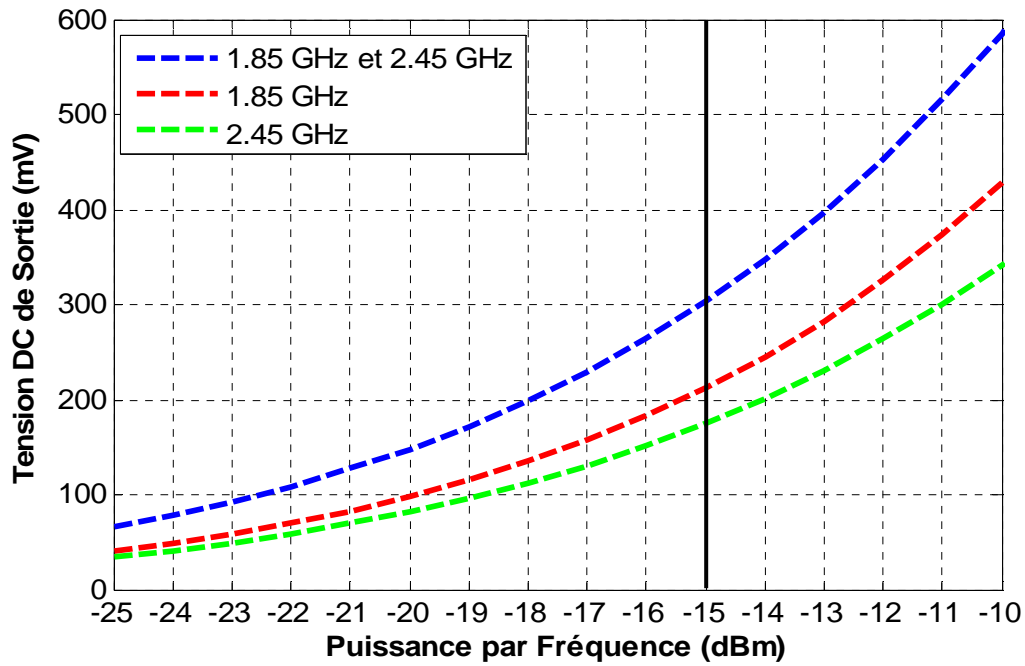


Figure III.16 Tension DC de sortie simulée en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ )

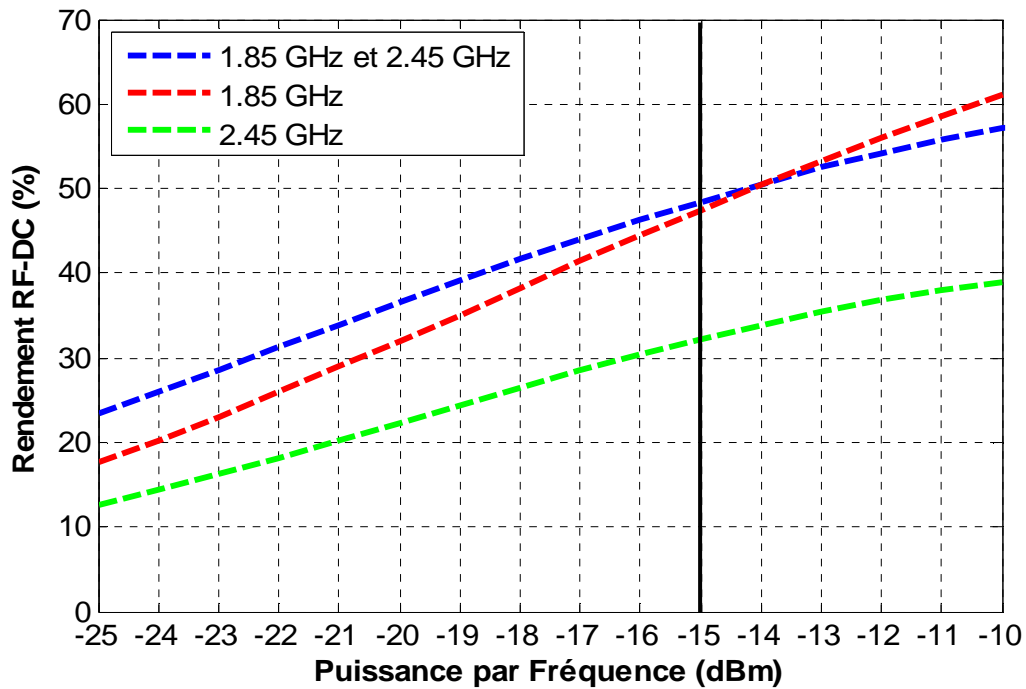


Figure III.17 Rendement de conversion RF-DC simulé en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ )

### 3.4 Mesures en fonction de la puissance RF d'entrée du rectifier

Dans cette partie expérimentale, on a caractérisé la rectenna d'abord en mode d'illumination mono fréquence et ensuite bi-fréquence, à l'intérieur de la chambre anéchoïque.

L'antenne émettrice est une antenne cornet qui a été réglée pour avoir un champ E émis orienté selon l'angle azimutal  $\Phi = 0^\circ$  et avec un angle d'élévation  $\theta = 0^\circ$  c'est-à-dire en direction d'illumination normale à la rectenna sous test.

Dans la bande ISM-2.45 GHz, on a remarqué que le rendement mesuré s'est dégradé sensiblement par rapport à celui simulé avec une fluctuation de tension de sortie DC assez élevée lorsqu'on fait varier l'angle  $\Phi$  du champ E.

De plus, le minimum de cette fluctuation de tension mesurée dans la bande ISM-2.45 GHz, lorsqu'on a une puissance RF moyenne d'entrée du rectifier de -15 dBm, est supérieur à 10 dB. Cependant, à la fréquence 2.35 GHz seule, on a constaté que le rendement est meilleur par rapport à la bande ISM-2.45 GHz, avec une fluctuation encore plus petite de l'ordre de 4.9 dB (Tableau III.4).

Par ailleurs, on remarque que le rendement mesuré à la fréquence 1.85 GHz seule (Figure III.19), est supérieur à celui simulé (Figure III.17). Ceci est dû au fait que la puissance RF ajustée au niveau du rectifier est une puissance moyenne par rapport au rapport axial de l'antenne bi-fente, alors que celle-ci est constante dans le cas de la caractérisation du rectifier en simulation.

	$\Phi = -90^\circ$	$\Phi = -45^\circ$	$\Phi = 0^\circ$	$\Phi = 45^\circ$	$\Phi = 90^\circ$	<b>Fluctuation</b>
<b>1.85 GHz</b>	<i>167.8 mV</i>	<i>203 mV</i>	<i>250 mV</i>	<i>228 mV</i>	<i>166.1 mV</i>	<b>3.5 dB</b>
<b>2.35 GHz</b>	<i>141.9 mV</i>	<i>92.4 mV</i>	<i>121 mV</i>	<i>163.5 mV</i>	<i>139.8 mV</i>	<b>4.9 dB</b>

Tableau III.4 Mesures en mono-fréquence de la tension DC de sortie de rectenna à une puissance d'entrée RF moyenne de -15 dBm, pour différentes valeurs de l'angle azimutal  $\Phi$  du champ E incident ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ )

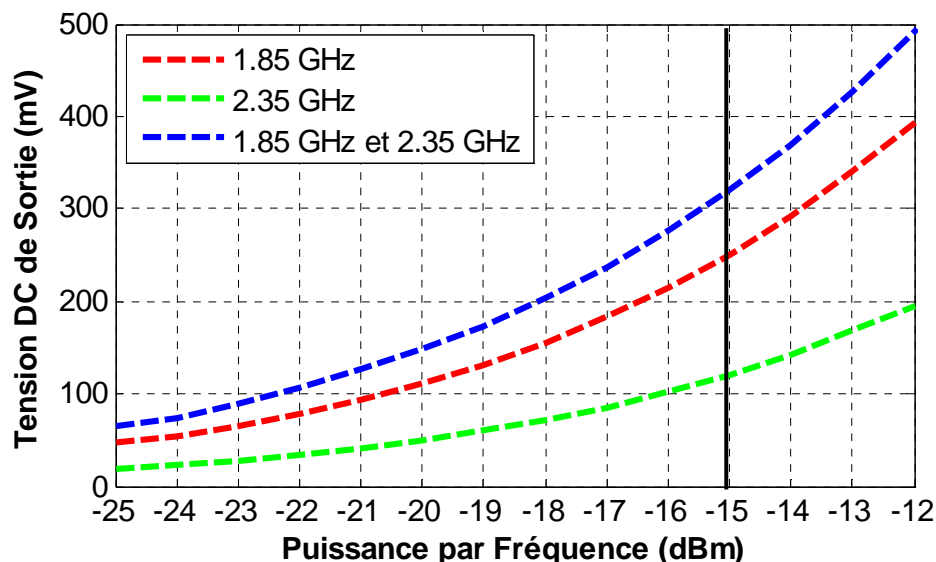


Figure III.18 Tension DC de sortie mesurée en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $\Phi = 0^\circ$ )

Le tableau III.4 montre aussi la fluctuation de la tension DC de sortie de la rectenna, à 1.85 GHz, lorsqu'on fait varier l'angle  $\Phi$ , ceci avec une puissance RF moyenne d'entrée à -15 dBm. Cette fluctuation mesurée s'affiche à 3.5 dB, et elle est très comparable au rapport axial mesuré de l'antenne bi-fente à 1.85 GHz (Figure III.6).

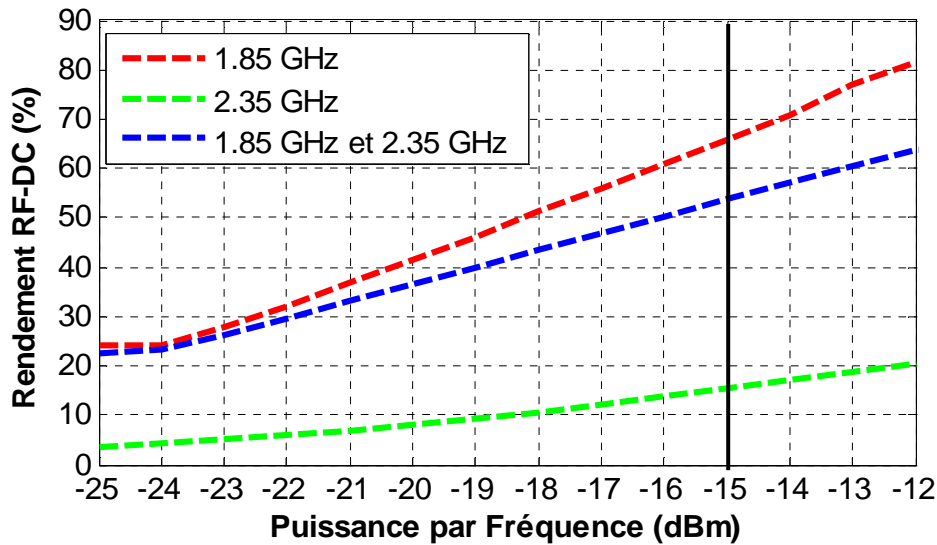


Figure III.19 Rendement RF-DC mesuré en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $\Phi = 0^\circ$ )

En conclusion, et d'après les résultats de mesure, on peut affirmer que le comportement de la rectenna à 2.45 GHz, a été décalé vers les basses fréquences.

Mais à la fréquence 1.85 GHz, le comportement de la rectenna reste en adéquation avec les résultats de mesure de l'antenne bi-fente du paragraphe 2.

Le décalage fréquentiel qui atteint seulement la bande ISM-2.45 GHz, peut être expliqué par la présence de points de soudure (Via) qui restent relativement proches de la plus petite fente à 2.45 GHz comme montré à la figure III.11 et qui peuvent donc perturber les caractéristiques de rayonnement de cette fente (principalement gain et rapport axial).

Par conséquent, on a préféré effectuer le reste des mesures de la rectenna aux fréquences 1.85 GHz et 2.35 GHz.

Concernant la récupération de l'énergie à 1.85 GHz et 2.35 GHz simultanément, on s'aperçoit que la tension DC de sortie de rectenna dépasse les 300 mV (Figure III.18) avec un rendement RF-DC qui dépasse 50 % (Figure III.19), pour une alimentation RF de -15 dBm par fréquence.

### 3.5 Mesures en fonction de l'angle $\Phi$

Une fois la rectenna bi-bande fixée à l'intérieur de la chambre anéchoïque, on ne change plus sa position (située à 1.5 m de l'antenne émettrice).

Ensuite, on utilise deux générateurs de puissance RF, qui peuvent fournir une seule fréquence parmi les deux d'intérêt (1.85 GHz ou 2.35 GHz).

Un combineur permet d'associer les deux signaux en provenance des deux générateurs, afin de les injecter en même temps à l'entrée d'une antenne émettrice à polarisation linéaire du type cornet. Cette dernière illuminera la rectenna sous test dans sa direction normale ( $\theta = 0^\circ$ ).

En jouant sur le niveau des puissances RF fournies par les deux générateurs (incrémentées à chaque fois par un pas de 1 dB), on fait varier la densité de puissance RF incidente au niveau de la rectenna sous test. Ensuite, pour varier l'angle azimutal  $\Phi$  du champ E incident, on fait tourner l'antenne cornet émettrice, par le biais d'un moteur qui peut être contrôlé manuellement.

Les figures III.20 et III.21 représentent la tension DC de sortie ainsi que le rendement RF-DC de la rectenna bi-bande, respectivement, en fonction de la densité de puissance RF incidente, et aux fréquences 1.85 GHz et 2.35 GHz (ces deux fréquences sont reçues simultanément par la rectenna). Pour la fréquence 1.85 GHz, la densité de puissance incidente varie entre 0.12



$\mu\text{W}/\text{cm}^2$  et  $2.34 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ . Et pour la fréquence 2.35 GHz, la densité de puissance incidente varie entre  $0.17 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  et  $3.30 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ .

Pour un couple fixé ( $\rho_1, \rho_2$ ) de densités de puissance RF respectivement à 1.85 GHz et à 2.35 GHz, le maximum de tension DC de sortie de la rectenna est obtenu lorsque  $\Phi = 45^\circ$ , et le minimum de tension DC de sortie est obtenu lorsque  $\Phi = -45^\circ$  (Figure III.20).

Pour déterminer le rendement RF-DC de la rectenna (Figure III.21), on devrait connaître la quantité de puissance RF captée par la rectenna dans le cas d'une onde incidente à polarisation linéaire, ce qui nécessite de déterminer la surface effective de l'antenne aux deux fréquences. A cette fin, on se réfère au gain moyen de l'antenne bi-fente qui correspond au gain en polarisation circulaire mesuré (Figures III.8 et III.9) auquel on retranche 3 dB. Notons que le gain en polarisation circulaire mesuré est de 4.1 dBic à 1.85 GHz et de 4.7 dBic à 2.35 GHz.

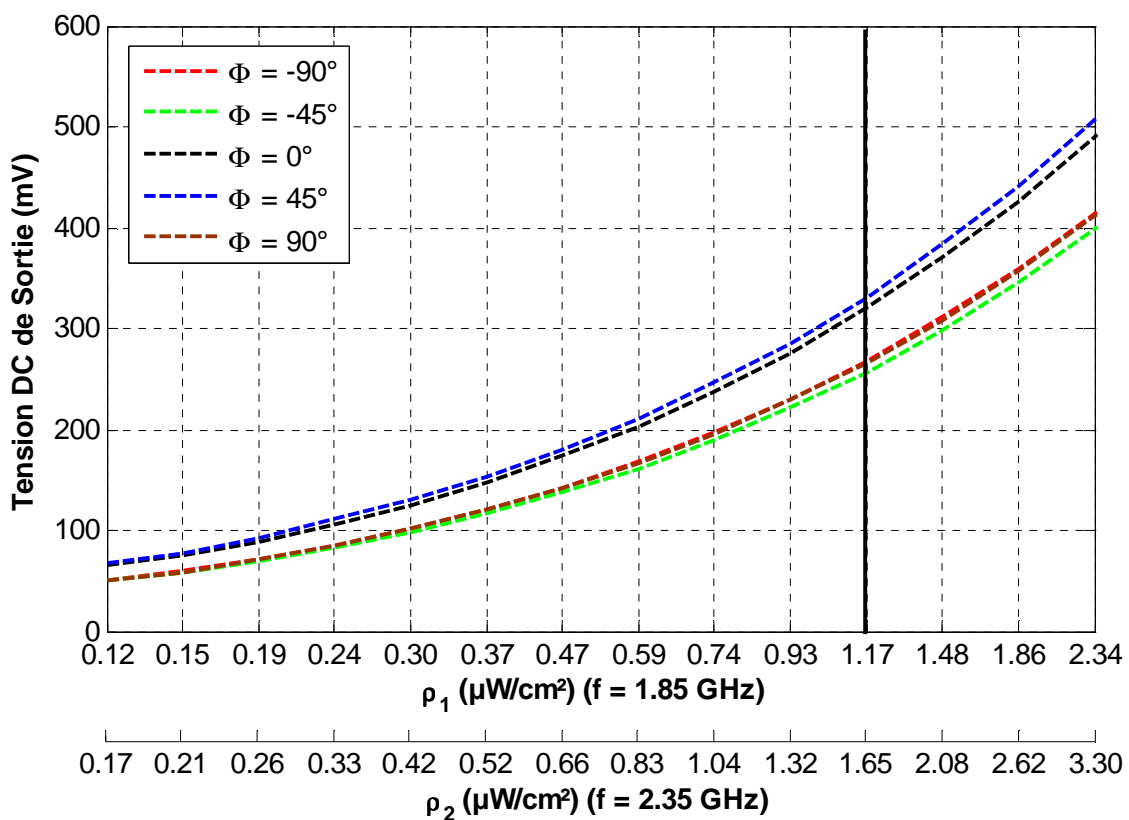


Figure III.20 Tension DC de sortie mesurée en fonction de la densité de puissance RF pour différentes valeurs de l'angle azimutal  $\Phi$  du champ E incident ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $f = 1.85 \text{ GHz} + 2.35 \text{ GHz}$ )

Ainsi, pour avoir une puissance RF moyenne de -15 dBm par fréquence d'intérêt, captée par la rectenna, on devrait lui appliquer une densité de puissance de  $1.17 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  à 1.85 GHz et de  $1.65 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  à 2.35 GHz.

Enfin, le tableau III.5 nous permet de déterminer le taux de variation en tension DC de sortie ou en rendement RF-DC de la rectenna bi-bande lorsqu'on change l'angle azimutal  $\Phi$  du champ E incident. Ce taux de variation ou aussi fluctuation est donné pour quelques couples ( $\rho_1, \rho_2$ ) de densités de puissance RF.

D'après le tableau III.5, on peut constater que cette fluctuation augmente lorsque le niveau de la densité de puissance RF incidente diminue.

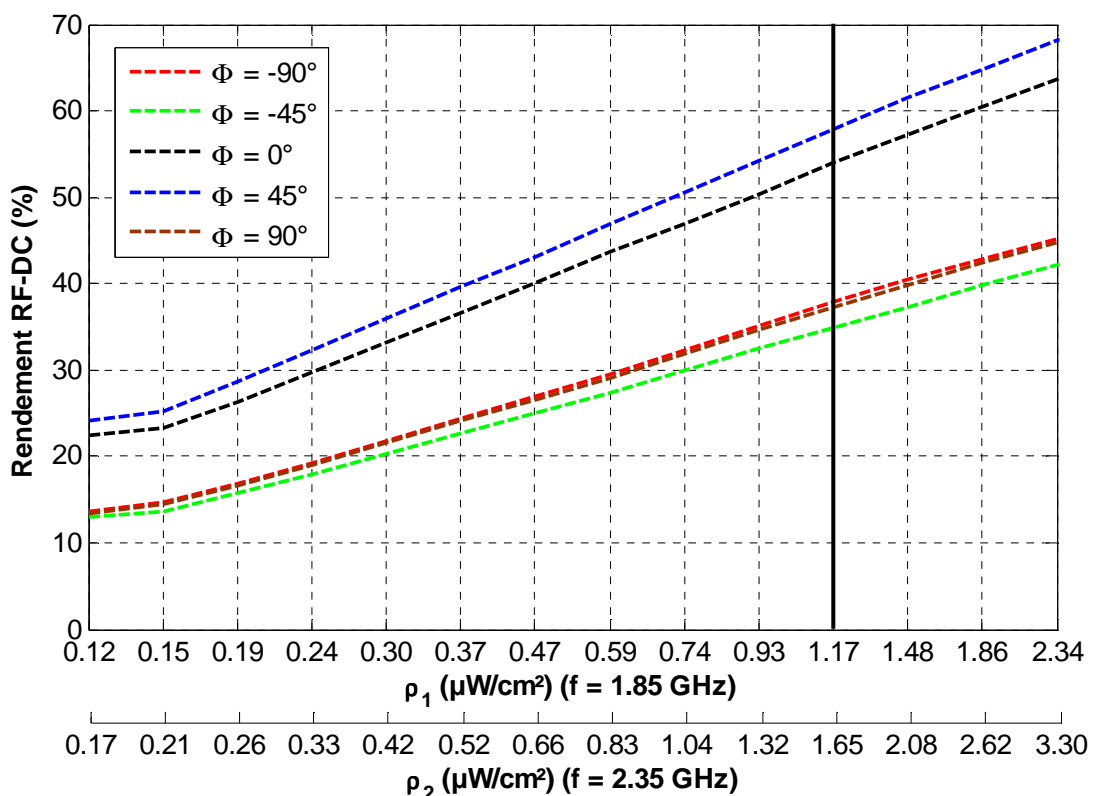


Figure III.21 Rendement RF-DC mesuré en fonction de la densité de puissance RF pour différentes valeurs de l'angle azimutal  $\Phi$  du champ E incident ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $f = 1.85 \text{ GHz} + 2.35 \text{ GHz}$ )

Densités de puissance RF ( $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ) ( $\rho_1, \rho_2$ )	Tension DC (mV) $\Phi = 45^\circ$	Rendement (%) $\Phi = 45^\circ$	Tension DC (mV) $\Phi = -45^\circ$	Rendement (%) $\Phi = -45^\circ$	Fluctuation (dB)
(0.12, 0.17)	68	24	50	13	2.7
(1.17, 1.65)	331	58	257	35	2.2
(2.34, 3.30)	508	68	400	42	2.1

Tableau III.5 Fluctuation de la tension de sortie ou du rendement RF-DC de la rectenna (mesures)

Mais ce qui attire l'attention dans les résultats affichés par ce tableau, c'est que pour le couple  $(\rho_1, \rho_2) = (1.17 \mu\text{W}/\text{cm}^2, 1.65 \mu\text{W}/\text{cm}^2)$ , correspondant à une puissance RF moyenne de -15 dBm par fréquence (captée par la rectenna), la fluctuation en tension ou en rendement (2.2 dB) reste inférieure à 3 dB, alors que pour la caractérisation expérimentale mono-fréquence à une puissance RF moyenne de -15 dBm, on avait eu une fluctuation supérieure à 3 dB (Tableau III.4).

Ceci est dû probablement au fait que d'après le tableau III.4, le maximum de tension DC récupérée à 1.85 GHz seule, est repéré lorsque  $\Phi = 0^\circ$ , alors que le maximum de tension DC récupérée à 2.35 GHz seule, est repéré lorsque  $\Phi = 45^\circ$  (donc pour  $\Phi \neq 0^\circ$ ). Ceci peut expliquer le fait que la récupération des deux fréquences en même temps ait moins de fluctuation, car déterminée pour un même angle azimutal.

## 4. Antenne bi-bande à polarisation circulaire réduite en dimensions

### 4.1 Description de l'antenne

Dans le but de réduire les dimensions de l'antenne bi-bande, on a opté pour le changement du substrat Arlon 25N ( $\epsilon_r = 3.4$ ), par un substrat de permittivité plus élevée, il s'agit du Arlon TC 600 ( $\epsilon_r = 6.15$ ,  $\tan D = 0.002$ ), tout en gardant la même épaisseur de substrat ( $h = 1.524$  mm).

L'antenne réduite en dimensions, simulée sous HFSS, a comme dimensions 80 mm x 95 mm, ce qui donne une réduction de taille de l'antenne de 34 % par rapport à la première antenne bi-bande gravée sur Arlon 25N.

Les dimensions des différentes parties constituant la nouvelle antenne sont données dans la figure III.22.

Le principe de fonctionnement de la nouvelle antenne est similaire à celui de l'antenne décrite dans le paragraphe 2.1 de ce chapitre.

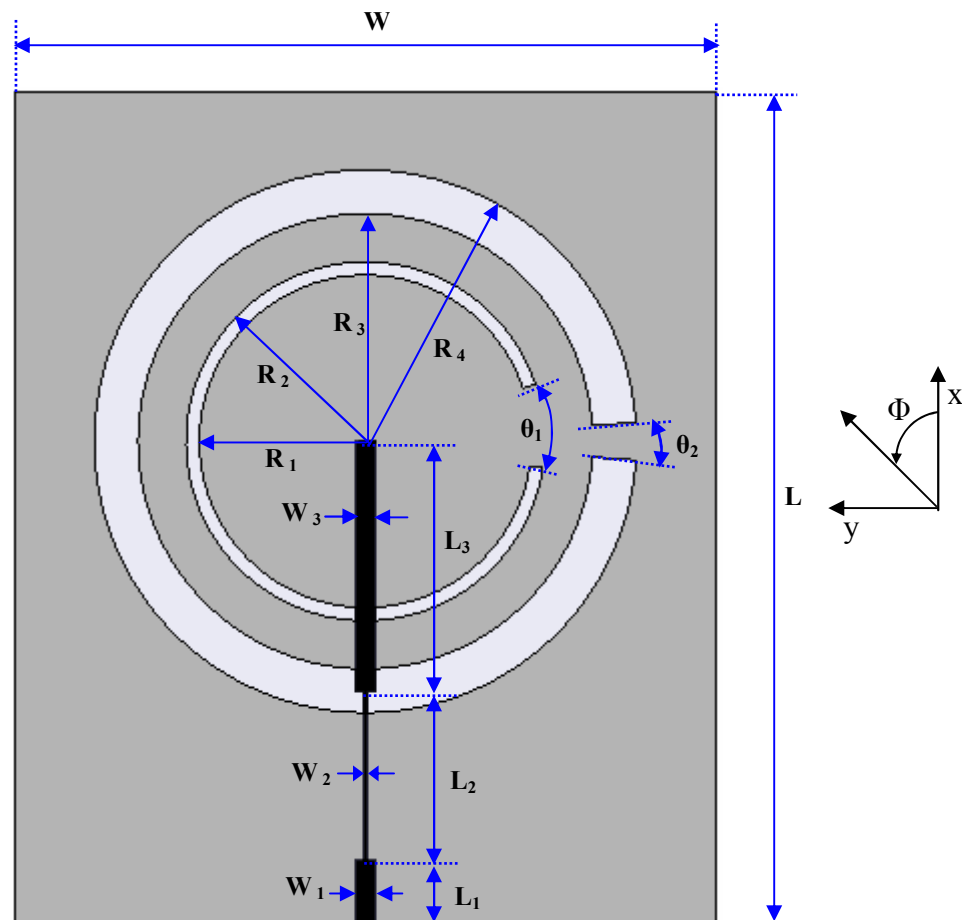


Figure III.22 Architecture de l'antenne bi-bande à polarisation circulaire réduite en dimensions

$R_1=19$  mm ,  $R_2 = 20.5$  mm,  $R_3= 26$  mm,  $R_4= 31$  mm,  $\theta_1= 27^\circ$  ,  $\theta_2= 8^\circ$  ,  $L_1= 7.3$  mm ,  $L_2= 19.2$  mm,  $L_3=28.5$  mm,  $W_1 = 2.3$  mm ,  $W_2 = 0.5$  mm ,  $W_3=2.3$ mm ,  $L = 95$ mm,  $W =80$  mm

Un transformateur d'impédance quart d'onde ( $L_2, W_2$ ), permet d'adapter à  $50 \Omega$  la plus grande fente à 1.85 GHz, sachant que sa largeur  $W_2 = 0.5 \text{ mm}$  ( $Z_c = 95 \Omega$ ) est très proche de la limite de précision (0.3 mm) de la graveuse disponible au laboratoire ESYCOM.

La largeur de chaque fente circulaire est identique à l'antenne décrite dans le paragraphe 2.1 (1.5 mm pour la fente à 2.45 GHz et 5 mm pour la fente à 1.85 GHz). Cependant l'angle du court-circuit pour chaque fente a été modifié ( $\theta_1 = 27^\circ$  et  $\theta_2 = 8^\circ$ ), ainsi que la valeur des rayons intérieurs et extérieurs ( $R_1, R_2, R_3, R_4$ ), de façon à conserver les qualités de la polarisation circulaire.

Dans la suite, on se limitera à présenter les performances de cette antenne en termes de résultats simulés sous HFSS.

Cette antenne nous servira pour la mise en oeuvre d'un réseau d'antennes 1 x 2 à polarisation circulaire et bi-bande, afin d'augmenter le niveau de puissance RF captée.

## 4.2 Performances simulées

### - Paramètres S

L'antenne, réduite en dimensions, présente un coefficient de réflexion  $S_{11}$  de -18 dB à 1.85 GHz et de -13 dB à 2.45 GHz (Figure III.23).

D'après les résultats de HFSS, l'impédance d'entrée de l'antenne à 1.85 GHz, est  $(42 - j*8) \Omega$ , et l'impédance d'entrée de l'antenne à 2.45 GHz est  $(45 - j*21) \Omega$ .

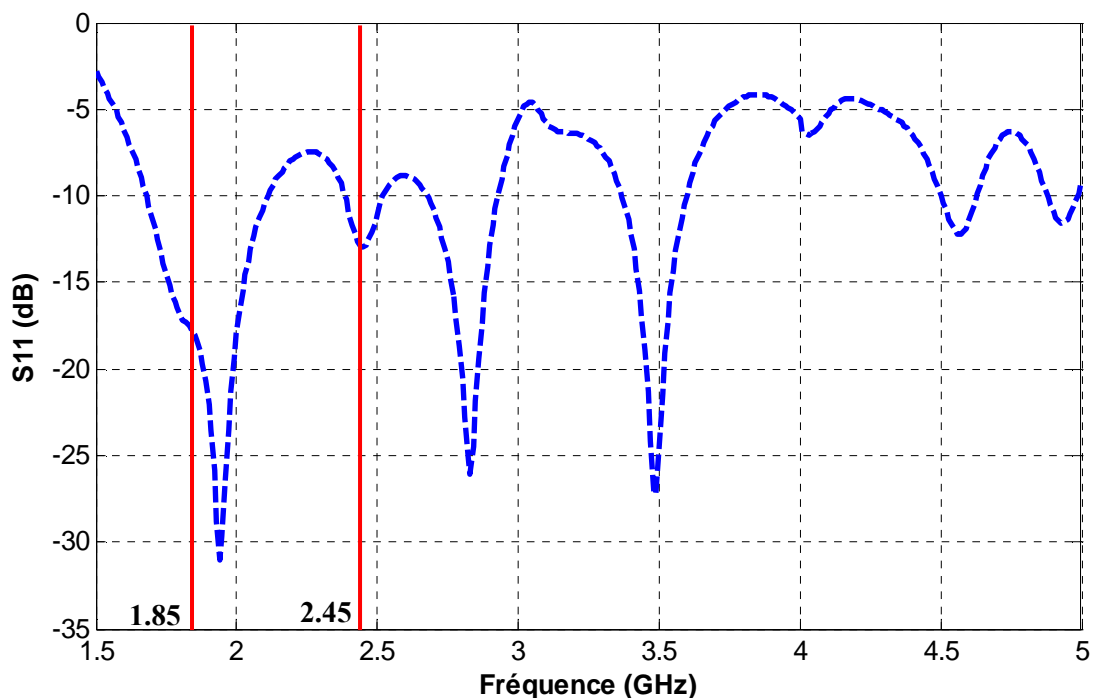


Figure III.23 Coefficient de réflexion simulé de l'antenne réduite en dimensions

L'antenne montre une bande d'adaptation ( $S_{11} < -10 \text{ dB}$ ) de 23 % par rapport à 1.85 GHz dans la bande basse, et de 5.7 % par rapport à 2.45 GHz dans la bande haute.

On constate alors que l'antenne réduite en dimensions reste bien adaptée dans la bande GSM 1800, ainsi que dans la bande ISM-2.45 GHz.

## - Rapport axial

Le minimum du rapport axial ( $\theta = 0^\circ$ ) dans la bande basse, est de 1 dB et il est situé à 1.85 GHz. On constate qu'à partir de la fréquence 1.81 GHz jusqu'à 1.89 GHz, on a un rapport axial inférieur à 3 dB (Figure III.24).

Dans cette bande basse, la largeur de bande du rapport axial ( $< 3\text{dB}$ ) est donc de 80 MHz (4.3 % par rapport à 1.85 GHz), contre 70 MHz (3.8 % par rapport à 1.85 GHz) pour l'antenne originale du paragraphe 2.1 de chapitre.

En terme de bande à polarisation circulaire, on couvre ici approximativement la totalité de la bande GSM 1800, ce qui est le cas pour l'antenne originale.

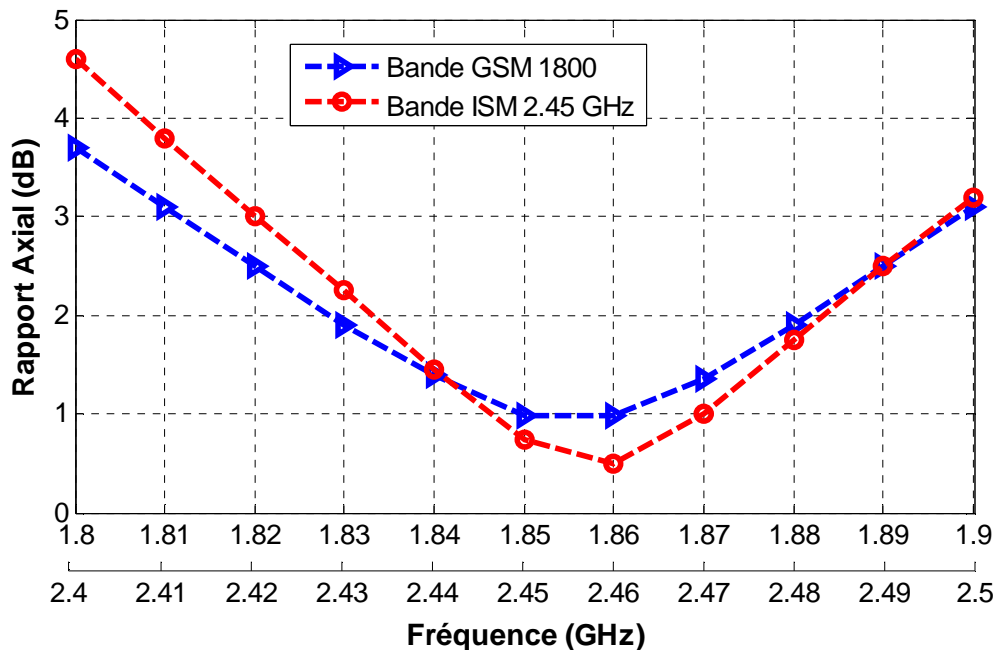


Figure III.24 Rapport axial de l'antenne réduite en dimensions simulé dans les 2 bandes d'intérêt

Le minimum du rapport axial ( $\theta = 0^\circ$ ) dans la bande haute, est de 0.5 dB et il est situé à 2.46 GHz. A 2.45 GHz, le rapport axial est de 0.75 dB.

On constate ici, qu'à partir de la fréquence 2.42 GHz jusqu'à 2.49 GHz, on a un rapport axial inférieur à 3 dB (Figure III.24).

Dans cette bande haute, la largeur de bande du rapport axial ( $< 3\text{dB}$ ) est donc de 70 MHz (2.8 % par rapport à 2.45 GHz), contre 80 MHz (3.3 % par rapport à 2.45 GHz) pour l'antenne originale.

En termes de bande à polarisation circulaire, on couvre ici 70 % de la totalité de la bande ISM 2.45 GHz, contre 80 % pour l'antenne originale.

Enfin, on constate qu'en termes de simulation, on garde ici des performances d'antenne en polarisation circulaire quasi-identiques comparées à l'antenne originale, ceci sur les deux bandes fréquentielles d'intérêt.

## - Gain

On constate que le gain en polarisation circulaire ( $\theta = 0^\circ$ ) de l'antenne réduite en dimensions reste situé autour de 4 dBic, sur toute la bande GSM 1800 (Figure III.25).

Dans la bande basse et particulièrement à 1.85 GHz fréquence pour laquelle le rapport axial est minimal, le gain en polarisation circulaire est de 4.05 dBic.

D'autre part, on constate que le gain en polarisation circulaire ( $\theta = 0^\circ$ ) de l'antenne reste supérieur à 4.2 dBic sur toute la bande ISM 2.45 GHz (Figure III.25).

Dans la bande haute et particulièrement à 2.46 GHz, fréquence pour laquelle le rapport axial est minimal, le gain en polarisation circulaire est de 4.6 dBic. De plus, à 2.45 GHz, le gain reste aussi situé autour de 4.6 dBic.

On s'aperçoit ici, que le gain simulé de l'antenne réduite en dimensions, est comparable au gain simulé de l'antenne originale, ceci sur les deux bandes fréquentielles d'intérêt.

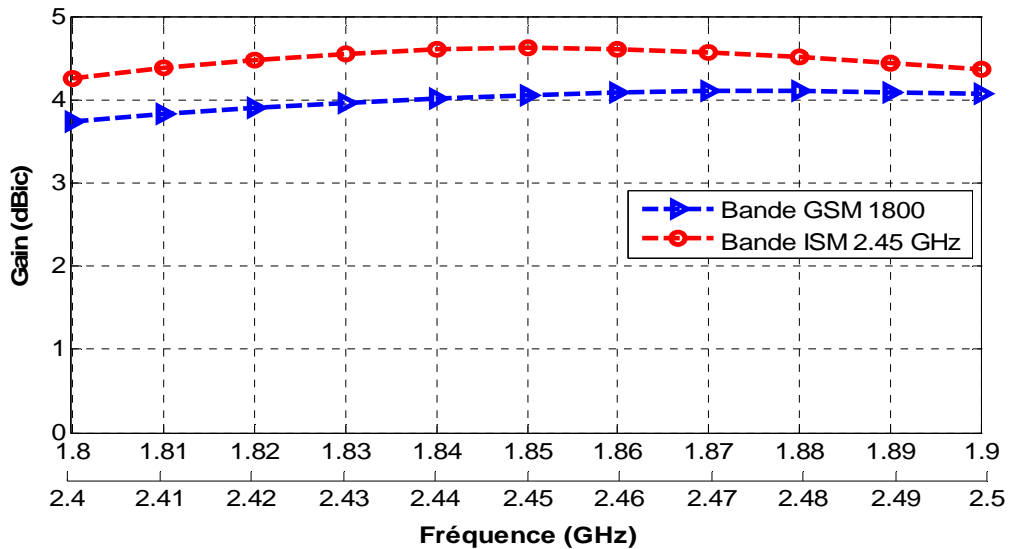


Figure III.25 Gain en polarisation circulaire de l'antenne réduite en dimensions simulé dans les 2 bandes d'intérêt

### - Diagrammes de rayonnement

➤  $f = 1.85 \text{ GHz}$  :

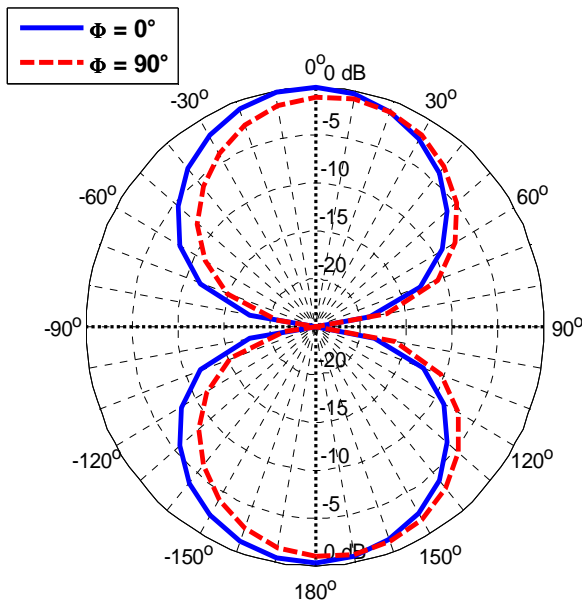


Figure III.26 Diagramme de rayonnement  $E_\theta$

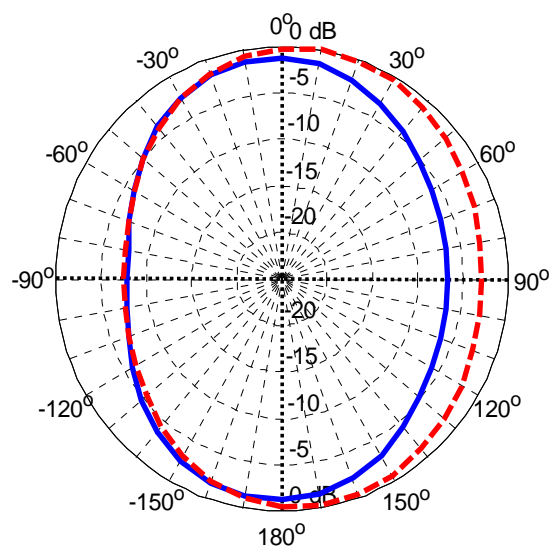


Figure III.27 Diagramme de rayonnement  $E_\phi$

➤  $f = 2.45 \text{ GHz}$  :

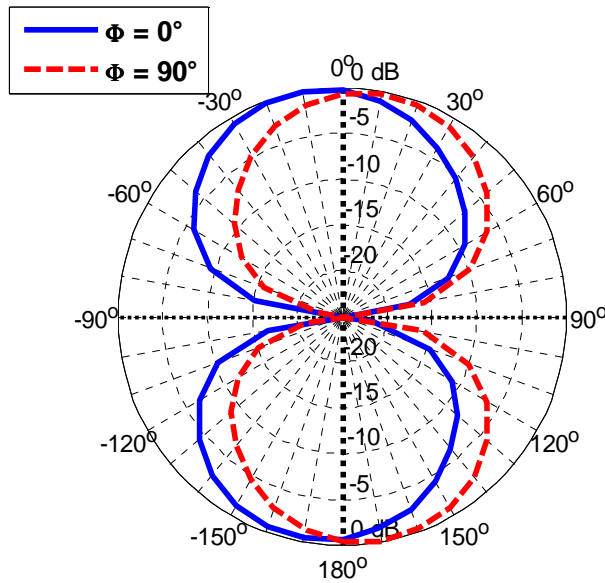


Figure III.28 Diagramme de rayonnement  $E_\theta$

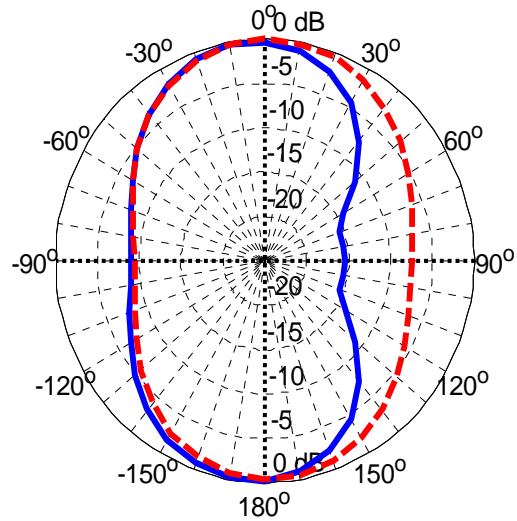


Figure III.29 Diagramme de rayonnement  $E_\phi$

Ces différents diagrammes de rayonnement, simulés sous HFSS, confirment que l'antenne, à dimensions réduites, a un maximum de gain situé dans la direction  $\theta = 0^\circ$ , c'est-à-dire qu'elle est « broadside ». Ils nous serviront, dans la suite, pour interpréter les diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes à deux éléments.

En conclusion, et d'après les différents résultats de simulation déjà présentés, on peut affirmer que cette antenne à dimensions réduites satisfait en termes d'adaptation, de rapport axial, et de gain, le profil cherché qui nous permettra de concevoir dans la suite un réseau d'antennes  $1 \times 2$  bi-bande et à polarisation circulaire, capable de récupérer encore plus de puissance RF.

## 5. Réseau d'antennes 2 éléments bi-bande à polarisation circulaire

### 5.1 Description du réseau d'antennes

L'antenne du paragraphe 4 de ce chapitre a été dupliquée pour mettre en œuvre un réseau d'antennes bi-bande à 2 éléments qui soit aussi à polarisation circulaire. Le substrat utilisé pour ce réseau d'antennes est donc du type Arlon TC 600 ( $\epsilon_r = 6.15$ ,  $h = 1.524 \text{ mm}$ ).

Afin de limiter l'apparition de lobes secondaires dans le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes et pour limiter aussi le couplage entre les éléments antennaires, une distance de  $\lambda_0/2$  qui sépare les deux motifs du réseau est préconisée.

Cependant, comme il s'agit dans notre cas d'un motif d'antenne bi-bande, on ne peut pas assurer simultanément un écartement de  $\lambda_0/2$  pour chacune des deux fréquences d'intérêt.

De plus, on est aussi limité par la taille maximale du réseau d'antennes qui peut être réalisé par la graveuse disponible au laboratoire ESYCOM (cette limite est de  $19 \text{ cm} \times 19 \text{ cm}$ ).

En tenant compte de ces paramètres, on a retenu le compromis suivant:

- Les fentes à 1.85 GHz sont écartées d'une distance de 48 mm (correspondant à  $0.3 \cdot \lambda_0$  à 1.85 GHz).
- Les fentes à 2.45 GHz sont écartées d'une distance 70 mm (correspondant à  $0.57 \cdot \lambda_0$  à 2.45 GHz).

La figure III.30 affiche alors les distances qui séparent les deux motifs antennaires ainsi que les dimensions des différentes lignes micro-ruban constituant le réseau d'alimentation.

Le réseau d'antennes possède en entrée une seule ligne d'alimentation micro-ruban de largeur  $W_0$  et d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  (Figure III.30).

Cette ligne se divise en deux branches d'impédance caractéristique  $100 \Omega$  et donc de largeur  $W_1 = 0.45 \text{ mm}$ , très proche de la limite de précision de la graveuse ( $0.3 \text{ mm}$ ).

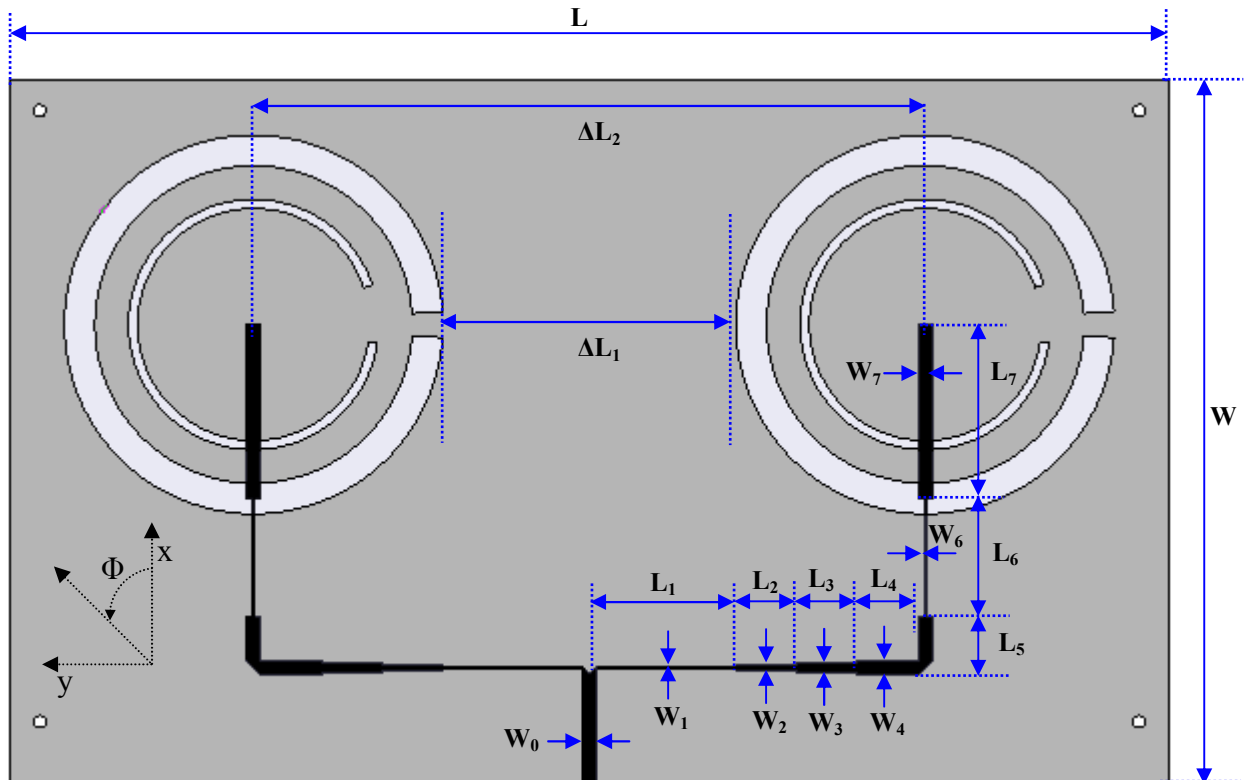
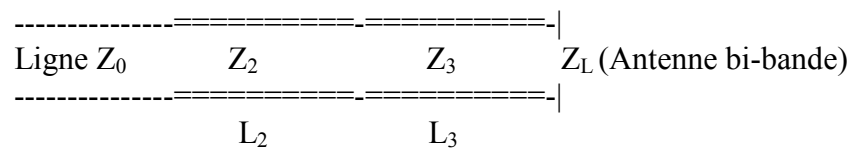


Figure III.30 Architecture du réseau d'antennes 1x2 à polarisation circulaire et bi-bande (GSM 1800 et ISM-2.45 GHz)

$L_1 = 22.7 \text{ mm}$  ,  $L_2 = 10 \text{ mm}$  ,  $L_3 = 10 \text{ mm}$  ,  $L_4 = 10 \text{ mm}$  ,  $L_5 = 7.3 \text{ mm}$  ,  $L_6 = 19.2 \text{ mm}$  ,  $L_7 = 28.5 \text{ mm}$  ,  
 $W_0 = 2.3 \text{ mm}$  ,  $W_1 = 0.45 \text{ mm}$  ,  $W_2 = 0.75 \text{ mm}$  ,  $W_3 = 1.6 \text{ mm}$  ,  $W_4 = 2.3 \text{ mm}$  ,  $W_6 = 0.5 \text{ mm}$  ,  $W_7 = 2.3 \text{ mm}$  ,  
 $\Delta L_1 = 48 \text{ mm}$  ,  $\Delta L_2 = 110 \text{ mm}$  ,  $L = 190 \text{ mm}$  ,  $W = 115 \text{ mm}$

Un transformateur de Chebychev bi-bande, en technologie micro-ruban, basé sur deux sections, permet d'adapter l'entrée de chacun des deux motifs antennaires à  $100 \Omega$ . [4]

L'algorithme permettant la synthèse du transformateur d'impédance bi-bande est le suivant :



$Z_0$  = Impédance caractéristique de  $100 \Omega$

$Z_L$  = Impédance de la charge ( $50 \Omega$ )

$Z_2, Z_3$  = Impédances caractéristiques des deux sections du transformateur de Chebychev



$f_1 = 1.85 \text{ GHz}$ ,  $f_2 = 2.45 \text{ GHz}$

$r =$  Rapport entre les deux fréquences d'intérêt ( $f_2 = r \cdot f_1$ ), d'où  $r = 1.32$

$L_2 = L_3 = \lambda / (2 \cdot (r+1))$  à  $f_1$  ou aussi  $L_2 = L_3 = \lambda / 4$  à  $f_0 = (f_1 + f_2) / 2$

Phase à la fréquence  $f_1$ :  $\delta_1 = \pi / (r+1)$

Phase à une fréquence  $f$  arbitraire:  $\delta = (\pi / (r+1)) \cdot (f / f_1) = (\pi / 2) \cdot (f / f_0)$

Variable de Chebyshev:  $x = x_0 \cdot \cos(\delta)$

Paramètre de Chebyshev:  $x_0 = 1 / (\sqrt{2} \cdot \cos(\delta_1))$

D'où  $T_2(x_0) = 2 \cdot x_0^2 - 1 = \tan(\delta_1)^2$

Si  $1 < r < 3$ , alors  $x_0 > 1$  et dans ce cas le transformateur d'impédance bi-bande se comporte donc comme un transformateur de Chebyshev quart d'onde à deux sections, ceci à la fréquence  $f_0 = (r+1) \cdot f_1 / 2$ , avec une largeur de bande  $Df$  qui vérifie:  $\sin(\pi \cdot Df / 4 \cdot f_0) = 1 / x_0$ . Ainsi, pour calculer les impédances caractéristiques  $Z_2$  et  $Z_3$ , on procède comme suit :

$\delta_1 = \pi / (r+1)$

$t = \tan(\delta_1)$

$Z_2 = \sqrt{(Z_0 / 2 / t^2 \cdot (Z_L - Z_0 + \sqrt{(Z_L - Z_0)^2 + 4 \cdot t^4 \cdot Z_L \cdot Z_0}))}$

$Z_3 = Z_L \cdot Z_0 / Z_2$

La première section de dimensions ( $L_2$ ,  $W_2$ ), a une impédance caractéristique  $Z_2 = 83.5 \ \Omega$ . La deuxième section de dimensions ( $L_3$ ,  $W_3$ ), a une impédance caractéristique  $Z_3 = 60 \ \Omega$ . Théoriquement on devrait avoir  $L_2 = L_3 = 14.1 \text{ mm}$ , mais sur HFSS la longueur commune des deux sections est finement ajustée à  $10 \text{ mm}$  afin d'avoir un niveau d'adaptation en entrée comparable à celui du motif seul.

Le réseau d'antennes bi-bande, et à polarisation circulaire a été, ensuite, réalisé au laboratoire ESYCOM. Les figures III.31 et III.32 montrent alors les deux faces de dessus et de dessous du réseau d'antennes à deux éléments fabriqué.



Figure III.31 Réseau d'antennes bi-bande 1x2 (Vue de dessus) : Les fentes circulaires

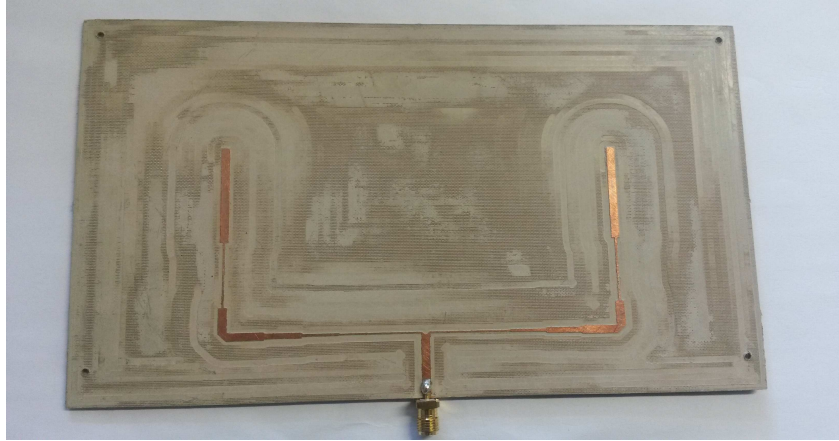


Figure III.32 Réseau d'antennes bi-bande 1x2 (Vue de dessous) : Le réseau d'alimentation

### - Paramètres S

La figure III.33 compare le  $S_{11}$  simulé à celui mesuré. Ainsi, on remarque que les deux courbes sont très similaires mais présentent un décalage en fréquence.

Le décalage en fréquence est de 40 MHz (2 %) dans la bande GSM-1800 entre le minimum du  $S_{11}$  simulé et mesuré (Figure III.33).

En simulation aussi bien qu'en mesures, on reste adapté ( $S_{11} < -10$  dB) sur toute la bande GSM 1800 MHz (de 1.805 GHz jusqu'à 1880 MHz).

Pour s'assurer de l'influence de la tolérance sur la valeur  $\epsilon_r$  du substrat utilisé, nous avons simulé le réseau d'antennes avec la permittivité maximale du substrat donnée par le datasheet de l'Arlon TC600 ( $\epsilon_r = 6.3$ ), et par la suite nous avons remarqué un décalage du  $S_{11}$  vers les basses fréquences d'une valeur de 10 MHz seulement.

L'étude paramétrique sur l'antenne bi-fente et bi-bande sur Arlon 25N (paragraphe 2.2) a déjà montré la possible influence de la profondeur de gravure dans le substrat.

Au niveau de la simulation, la profondeur de gravure dans le substrat est estimée à 100  $\mu\text{m}$ .

Ainsi, dans notre cas, le décalage en fréquence d'une valeur de 40 MHz peut être expliqué aussi par le fait que la graveuse en réalité a creusé moins de 100  $\mu\text{m}$  dans le substrat.

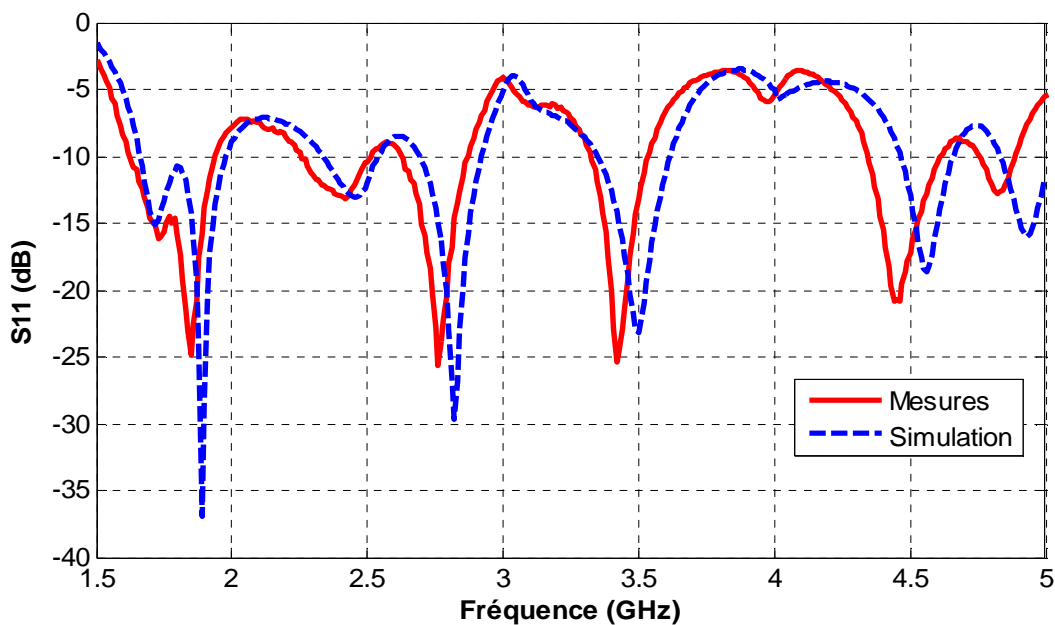


Figure III.33 Coefficient de réflexion du réseau d'antennes 1x2

D'autre part, le décalage en fréquence est aussi de 40 MHz (1.6 %) dans la bande ISM 2.45 GHz, entre le minimum du  $S_{11}$  simulé et mesuré (Figure III.32).

Malgré ce décalage, le réseau d'antennes reste adapté ( $S_{11} < -10$  dB) aussi bien en simulation qu'en mesures sur toute la bande ISM 2.45 GHz (de 2.4 GHz à 2.5 GHz).

Le tableau III.6 donne un récapitulatif des valeurs de  $S_{11}$  simulées et mesurées aux fréquences du premier et du second harmonique.

Fréquence (GHz)	1.85	2.45	3.7	4.9
S11 simulé (dB)	-14.2	-13.1	-5.8	-14.8
S11 mesuré (dB)	-24.9	-12.2	-4.4	-9.2

Tableau III.6 Coefficient de réflexion du réseau d'antennes aux différents harmoniques

D'après le tableau III.6, on peut noter que la propriété de réjection du second harmonique, à 3.7 GHz ainsi qu'à 4.9 GHz, n'est pas apparente ici, vu le niveau de  $S_{11}$  assez faible à ces fréquences.

Si on examine en effet le niveau d'adaptation du réseau d'antennes aux fréquences de second harmonique correspondant aux deux bandes d'intérêt, on remarque d'un côté qu'entre 3.6 GHz et 3.76 GHz, le  $S_{11}$  mesuré reste compris entre -6.6 dB et -3.8 dB. Entre 4.8 GHz et 5 GHz, le  $S_{11}$  mesuré est situé entre -12.5 dB et -5.5 dB.

### - Rapport axial

La caractérisation du rapport axial est effectuée ici en direction normale ( $\theta = 0^\circ$ ) du réseau d'antennes à deux éléments.

On remarque ici un décalage du minimum du rapport axial de 1.86 GHz (RA= 0.47 dB) en simulation, à 1.80 GHz (RA = 0.87 dB) en mesure (Figure III.34).

A 1.81 GHz, le rapport axial mesuré est de 1 dB, il s'agit de la fréquence pour laquelle le rapport axial mesuré est minimal dans la bande GSM 1800.

Dans la bande basse, la largeur de bande à polarisation circulaire est autour de 60 MHz en simulation ainsi qu'en mesures (3.3 %).

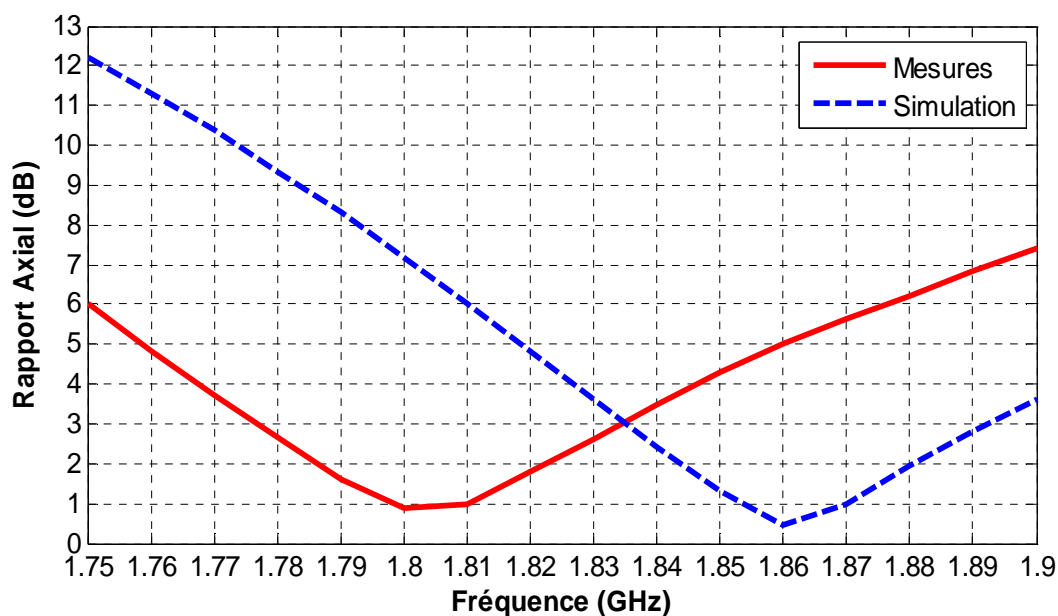


Figure III.34 Rapport axial du réseau d'antennes autour de la bande GSM 1800

Au même titre que pour le coefficient de réflexion, on remarque un décalage du minimum du rapport axial, de 2.46 GHz en simulation (RA = 0.77 dB) à 2.39 GHz (RA = 1.46 dB) en mesure (Figure III.35).

A 2.4 GHz, le rapport axial mesuré est de 1.65 dB, il s'agit dans ce cas de la fréquence pour laquelle le rapport axial mesuré est minimal dans la bande ISM-2.45 GHz.

Dans la bande haute, la largeur de bande à polarisation circulaire est donc autour de 100 MHz en simulation et de 80 MHz en mesures (3.3 %).

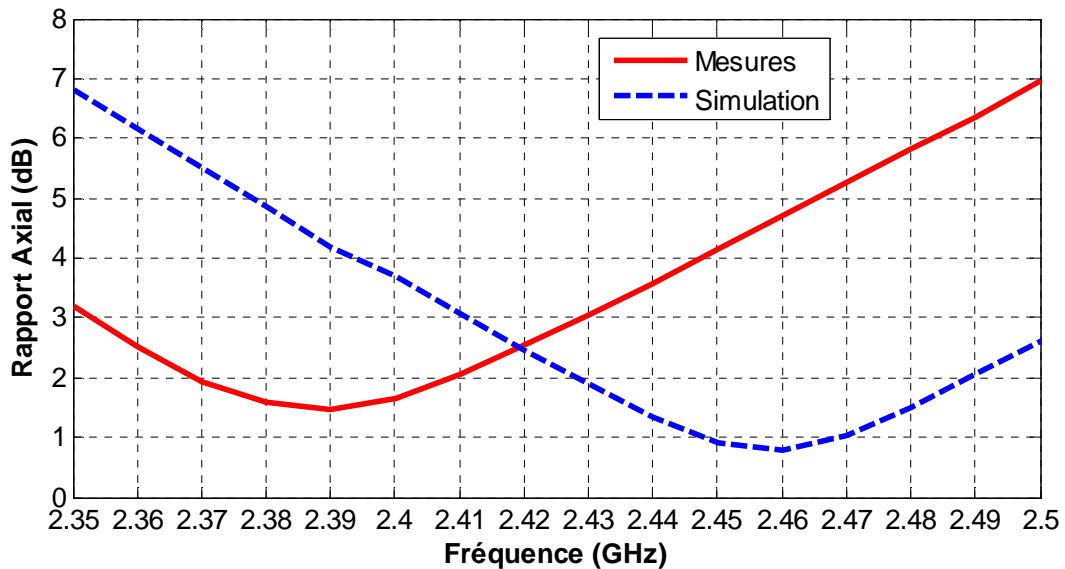


Figure III.35 Rapport axial du réseau d'antennes autour de la bande ISM-2.45 GHz

### - Gain

Si on compare les gains simulés ( $\theta = 0^\circ$ ) de l'antenne réduite en dimensions du paragraphe 4 (Figure III.25) et du réseau d'antennes à 2 éléments (Figures III.36 et III.37), on en déduit que le réseau d'antennes nous permet de gagner 2.7 dB à la fréquence 1.85 GHz, et 3.2 dB à la fréquence 2.45 GHz. Ainsi, pour une même densité de puissance RF incidente, on gagne approximativement 3 dB en puissance RF récupérée, grâce à l'utilisation du réseau 1 x 2, ce qui permet de compenser les pertes dues à la polarisation circulaire, lorsqu'on reçoit un champ incident à polarisation linéaire.

En outre, on constate que le gain en polarisation circulaire mesuré du réseau d'antennes reste supérieur à 6.3 dBic, sur toute la bande GSM-1800 (Figure III.36).

Dans la bande basse et particulièrement à 1.81 GHz fréquence pour laquelle le rapport axial mesuré est minimal dans la bande GSM-1800, le gain en polarisation circulaire est de 6.4 dBic.

D'autre part, on constate aussi que le gain en polarisation circulaire du réseau d'antennes reste supérieur à 7 dBic sur toute la bande ISM 2.45 GHz (Figure III.37).

Particulièrement à 2.4 GHz, fréquence pour laquelle le rapport axial mesuré est minimal relativement à la bande ISM-2.45 GHz, le gain en polarisation circulaire est de 7.25 dBic.

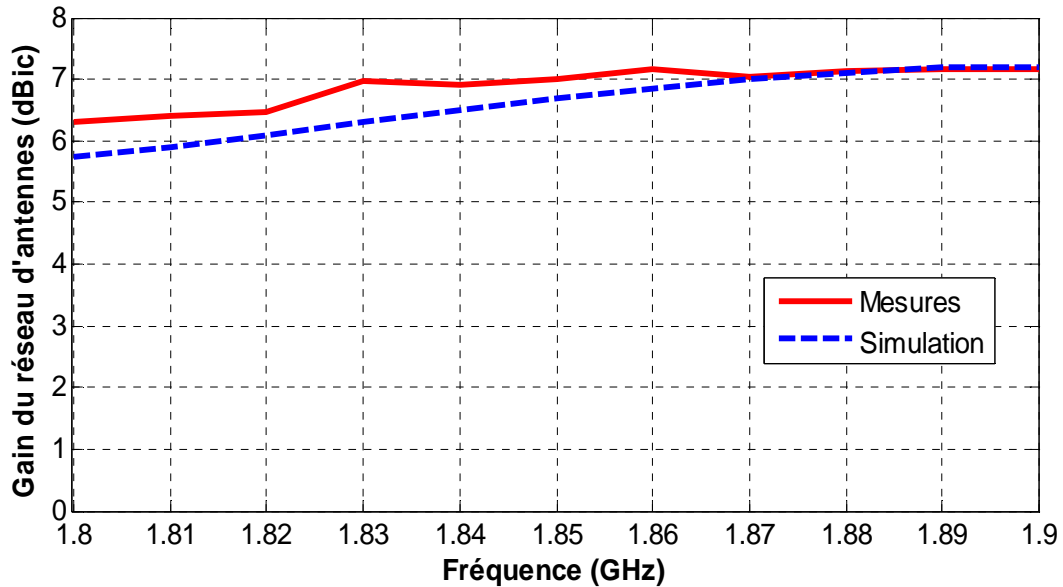


Figure III.36 Gain en polarisation circulaire du réseau d'antennes dans la bande GSM 1800

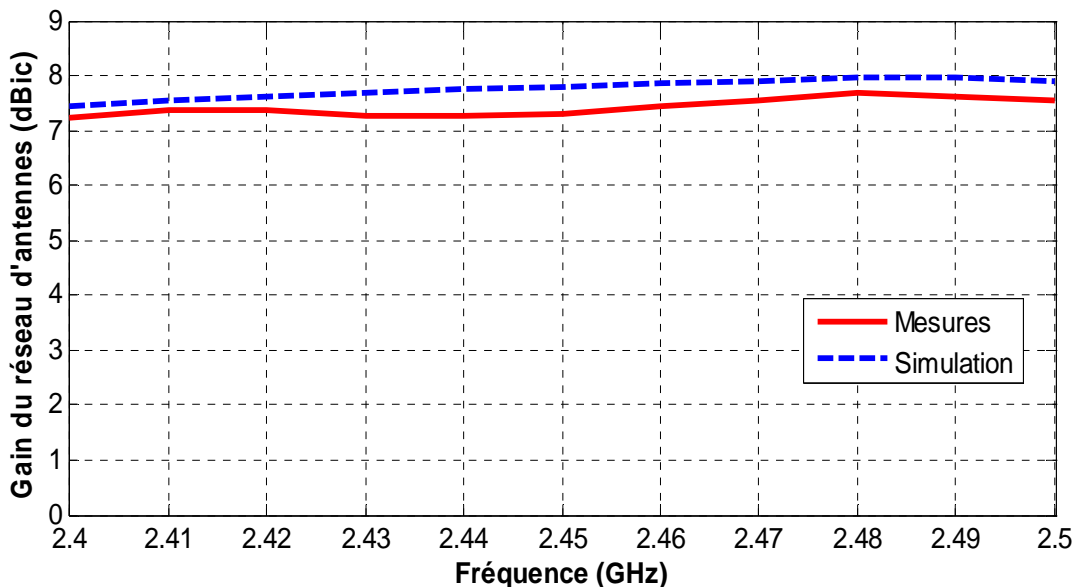


Figure III.37 Gain en polarisation circulaire du réseau d'antennes dans la bande ISM-2.45 GHz

### - Diagrammes de rayonnement

Ces différents diagrammes de rayonnement (Figures III.38, III.39, III.40 et III.41), simulés sous HFSS, confirment bien que le réseau d'antennes à 2 éléments a un maximum de gain situé dans la direction  $\theta = 0^\circ$ , c'est-à-dire qu'il est « broadside ».

En comparant les diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes à 2 éléments, à ceux de l'antenne bi-fente à dimensions réduites (Figures III.26, III.27, III.28 et III.29), on constate que pour l'angle azimutal  $\Phi = 0^\circ$ , il n'y a pas une apparition de lobes secondaires, ceci pour les deux fréquences d'intérêt. Cependant, si on considère l'angle azimutal  $\Phi = 90^\circ$ , on remarque bien l'existence de lobes secondaires qui sont plus marqués à 2.45 GHz qu'à 1.85 GHz, ceci est dû à l'espacement des éléments antennaires (Figure III.30) qui est inférieur à  $\lambda/2$  à la fréquence 1.85 GHz, et qui est supérieur à  $\lambda/2$  à la fréquence 2.45 GHz.

➤  $f = 1.85 \text{ GHz}$  :

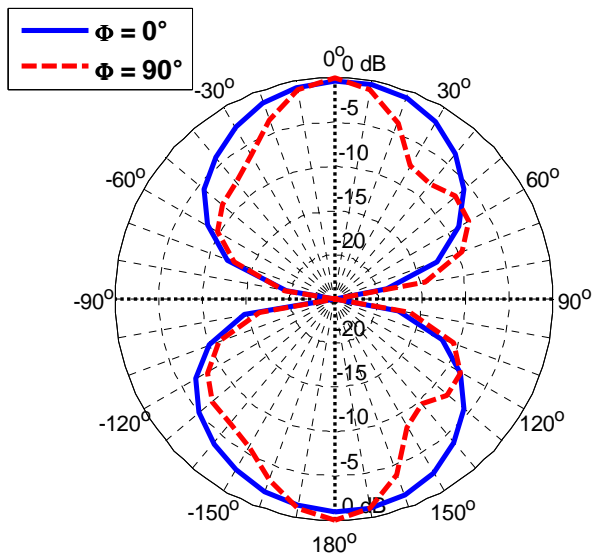


Figure III.38 Diagramme de rayonnement  $E_0$

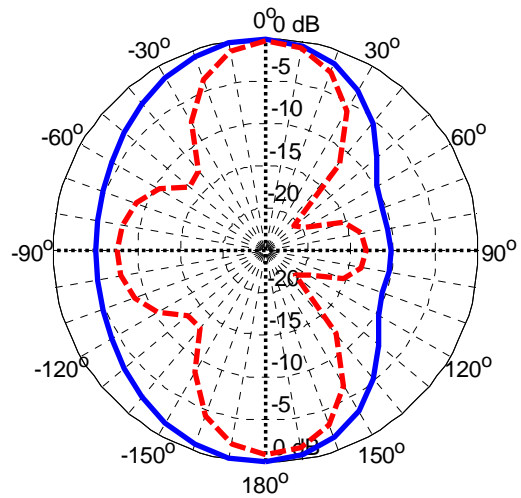


Figure III.39 Diagramme de rayonnement  $E_\phi$

➤  $f = 2.45 \text{ GHz}$  :

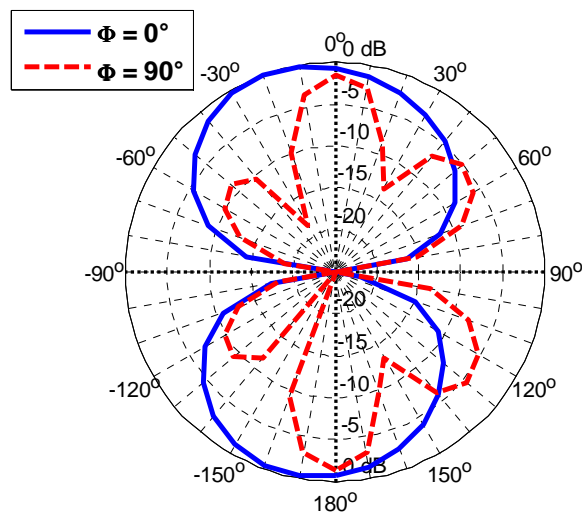


Figure III.40 Diagramme de rayonnement  $E_0$

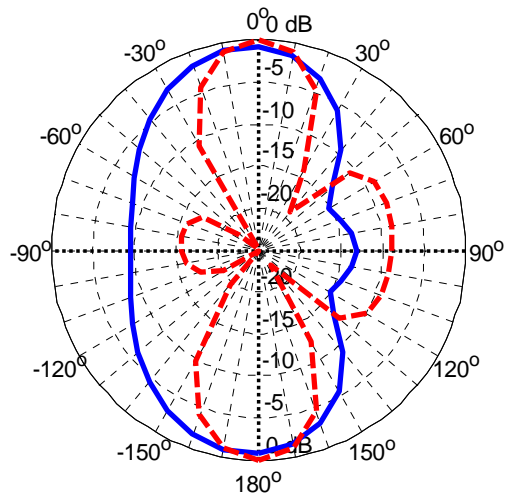


Figure III.41 Diagramme de rayonnement  $E_\phi$

## 6. Rectifier bi-bande associé au réseau d'antennes à 2 éléments

### 6.1 Description du rectifier

Le rectifier a été optimisé à une puissance RF d'entrée de  $-20 \text{ dBm}$  à  $1.81 \text{ GHz}$  et à  $2.4 \text{ GHz}$  simultanément. Ces fréquences sont celles pour lesquelles le rapport axial mesuré est minimal.

Les impédances d'entrée du réseau d'antennes prises en compte dans l'optimisation du rectifier sont celles mesurées et qui apparaissent dans le tableau III.7.

Les dimensions des différents éléments constituant le rectifier sont données en figure III.42.

Le circuit a été imprimé sur substrat Arlon TC600 ( $\epsilon_r = 6.15$ ,  $h = 1.524$  mm), de dimensions totales : 42 mm x 55 mm.

Au même titre que le rectifier développé en paragraphe 3, la ligne de longueur  $L_6$  permet d'optimiser le rendement du rectifier à 1.81 GHz. Les lignes de longueur  $L_7$  et  $L_8$  permettent d'optimiser le rendement du rectifier à 2.4 GHz.

Le stub de longueur  $L_5$  court-circuité assure la fermeture du circuit DC.

D'autre part, l'ensemble stub ( $L_5$ ,  $W_2$ ) avec la ligne en entrée du circuit de conversion RF-DC ( $L_2$ ,  $L_3$  et  $L_4$ ) permettent d'adapter la diode Schottky SMS 7630 au réseau d'antennes.

Le filtre DC en sortie est composé de 6 capacités de 100 pF, reliées à la masse.

Les coudes présents dans le rectifier sont sous forme d'arc de cercle de rayon 3mm et de largeur de ligne 0.6 mm.

	<b>Impédance d'entrée (<math>\Omega</math>)</b>
<b>1.81 GHz</b>	63.5 - j7.6
<b>2.4 GHz</b>	42.8 + j20.2
<b>3.62 GHz</b>	143.7 - j29.7
<b>4.8 GHz</b>	38.5 + j19.3

**Tableau III.7 Impédances d'entrée mesurées du réseau d'antennes prises en compte dans l'optimisation du rectifier**

Lorsqu'il reçoit simultanément une puissance de -20 dBm à 1.81 GHz et de -20 dBm à 2.4 GHz, le rendement de conversion RF-DC simulé du rectifier est de 34 % avec une charge optimale de 3 k $\Omega$ , ce qui est comparable avec les résultats du rectifier développé en paragraphe 3 (Figure III.17).

Le niveau des puissances des harmoniques à l'entrée et à la sortie du rectifier, simulées avec ADS sont données dans le tableau III.8 ci-dessous :

<b>Fréquence (GHz)</b>	<b>Puissance en entrée (dBm)</b>	<b>Puissance en sortie (dBm)</b>
<b>1.81</b>	-20	-67.3
<b>2.4</b>	-20	-57.4
<b>3.62</b>	-44	-79.2
<b>4.8</b>	-52.4	-83.3

**Tableau III.8 Puissances des harmoniques en entrée et en sortie du rectifier**

On déduit du tableau III.8 que les seconds harmoniques en entrée du circuit de conversion RF-DC ont chacun une puissance qui reste très inférieure à celle du fondamental.

D'autre part, les différents harmoniques en sortie du circuit de conversion RF-DC ont chacun une puissance qui est nettement très faible et qui reste inférieure à -57 dBm.

Le circuit de conversion RF-DC bi-bande a, ensuite, été réalisé au laboratoire ESYCOM. La figure III.43 nous montre alors ce rectifier développé en technologie micro-ruban.

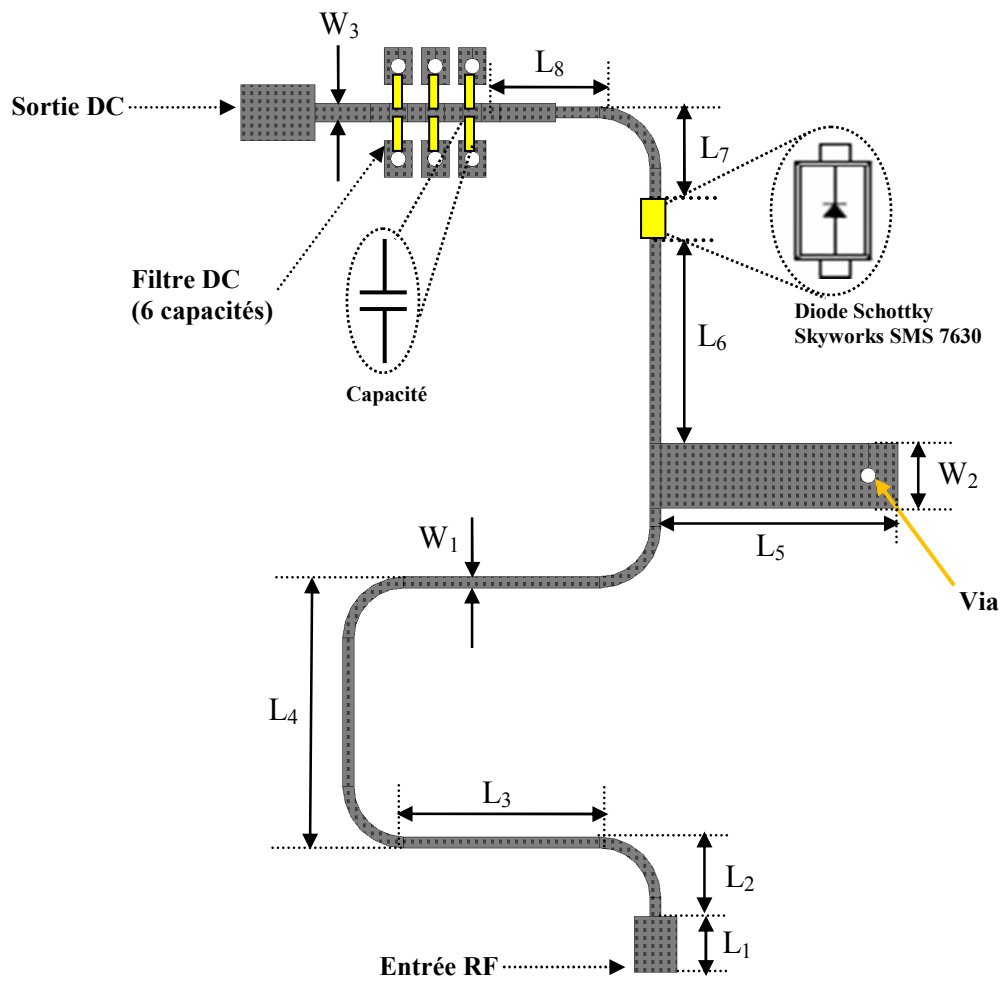


Figure III.42 Architecture du rectifier bi-bande à 1.81 GHz et à 2.4 GHz

$L_1 = 3$ ,  $L_2 = 4.3$ ,  $L_3 = 10.6$ ,  $L_4 = 8$ ,  $L_5 = 11.3$ ,  $L_6 = 11.6$ ,  $L_7 = 5.3$ ,  $L_8 = 6.4$ ,  $W_1 = 0.6$ ,  $W_2 = 3.5$ ,  $W_3 = 1$   
 (Les dimensions sont en mm)

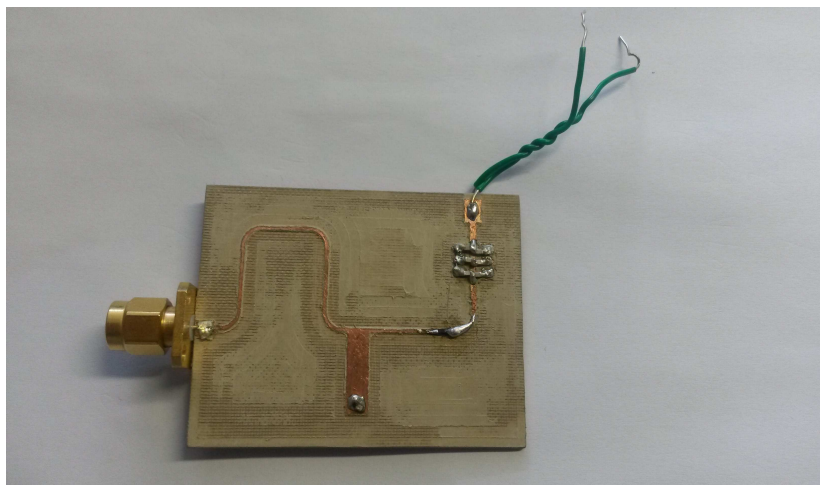


Figure III.43 Circuit de conversion RF-DC bi-bande à 1.81 GHz et à 2.4 GHz



## 6.2 Résultats de simulation

Quand on reçoit seulement une puissance de -20 dBm à 1.81 GHz, le rendement de conversion RF-DC simulé est de 24.4 % tout en gardant la charge de 3 k $\Omega$ , alors qu'il est de 23 % lorsqu'on reçoit seulement une puissance de -20 dBm à 2.4 GHz.

Les rendements aux 2 fréquences sont beaucoup plus proches ici en comparaison avec ceux du rectifier du paragraphe 3 (Figure III.17).

On peut constater aussi que la tension DC de sortie à 1.81 GHz seule reste très proche de la tension DC de sortie à 2.4 GHz seule (Figure III.44), avec des valeurs de rendement RF-DC très comparables (Figure III.45), ceci lorsqu'on fait varier le niveau de puissance RF d'entrée.

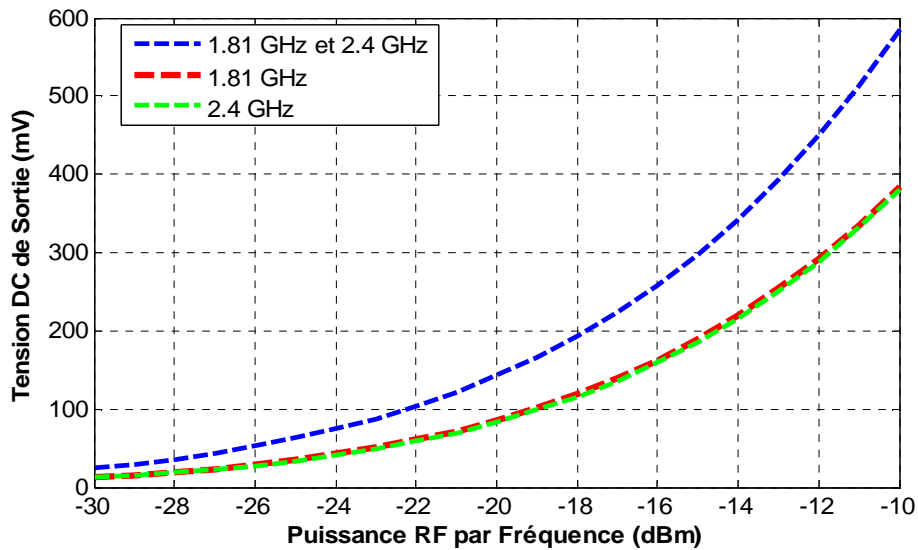


Figure III.44 Tension DC de sortie simulée du rectifier en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ )

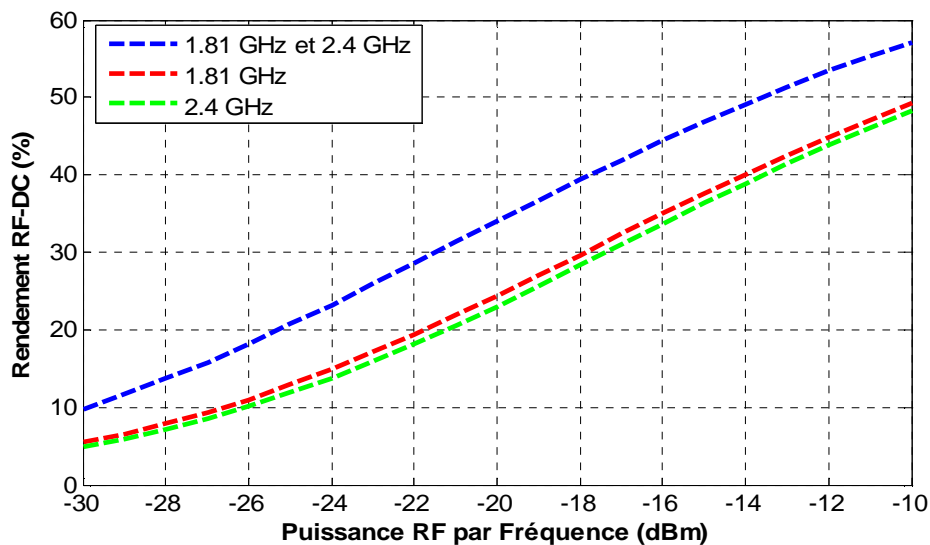


Figure III.45 Rendement RF-DC simulé du rectifier en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ )

Le rendement RF-DC, en présence des deux fréquences en même temps, est supérieur au rendement RF-DC à 1.81 GHz seule ainsi qu'à 2.4 GHz seule. Ce résultat reste valable pour

toute la gamme de puissance RF comprise entre -30 dBm et -10 dBm (Figure III.45), alors que ce n'était pas le cas pour le rectifier du paragraphe 3 (Figure III.17).

Le tableau III.9 ci-dessous, résume les performances simulées (rendement de conversion RF-DC) du circuit rectifier, pour quelques niveaux de puissance RF d'entrée, en mono-fréquence ainsi qu'en bi-fréquence.

	1.81 GHz seule	2.4 GHz seule	1.81 et 2.4 GHz
Rendement à -30 dBm (%)	5.5	5	10
Rendement à -20 dBm (%)	24.5	23	34
Rendement à -10 dBm (%)	49	48	57

Tableau III.9 Rendement RF-DC simulé pour quelques valeurs de puissance RF d'entrée

### 6.3 Résultats de mesures

#### - Mesures en fonction de la puissance RF d'entrée du rectifier

En se fixant un angle azimutal d'incidence  $\Phi = 0^\circ$ , la figure III.46 présente les courbes des tensions DC mesurées en fonction de la puissance RF d'entrée moyenne, en mono fréquence (1.81 GHz seule et 2.4 GHz seule), ainsi qu'en bi-fréquence (1.81 et 2.4 GHz en même temps). Dans ces mêmes conditions, la figure III.47 présente les différentes courbes de rendement de conversion RF-DC.

D'autre part, on remarque, d'après la figure III.47, que le rendement RF-DC mesuré à la fréquence 1.81 GHz seule s'est légèrement dégradé par rapport à celui simulé. Par contre, on conserve pratiquement le même niveau de rendement RF-DC à 2.4 GHz seule, en passant de la simulation à la mesure.

Cependant, le rendement de conversion RF-DC en présence de 1.8 GHz et 2.4 GHz ensemble, reste supérieur à celui obtenu à 1.81 GHz seule ou à 2.4 GHz seule.

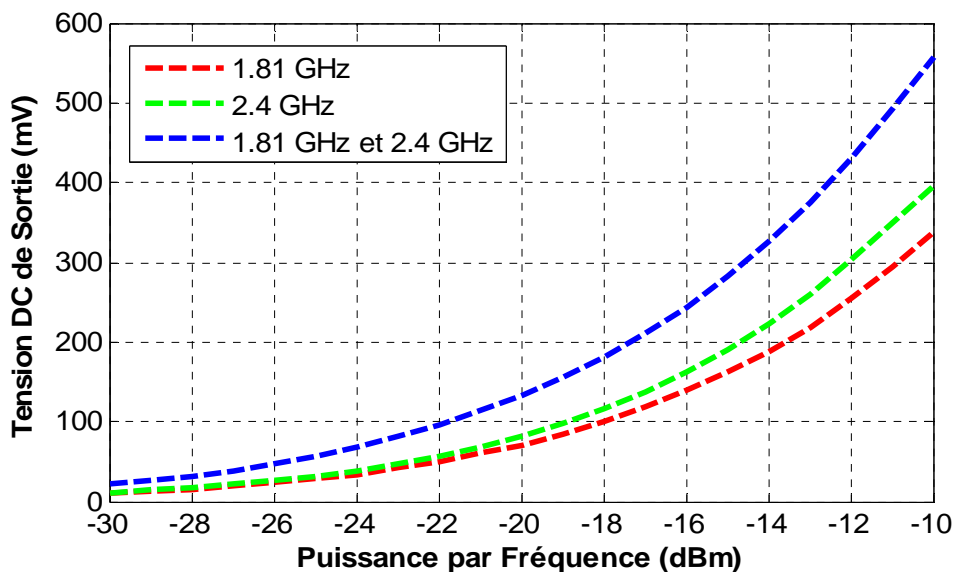


Figure III.46 Tension DC de sortie mesurée en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $\Phi = 0^\circ$ )

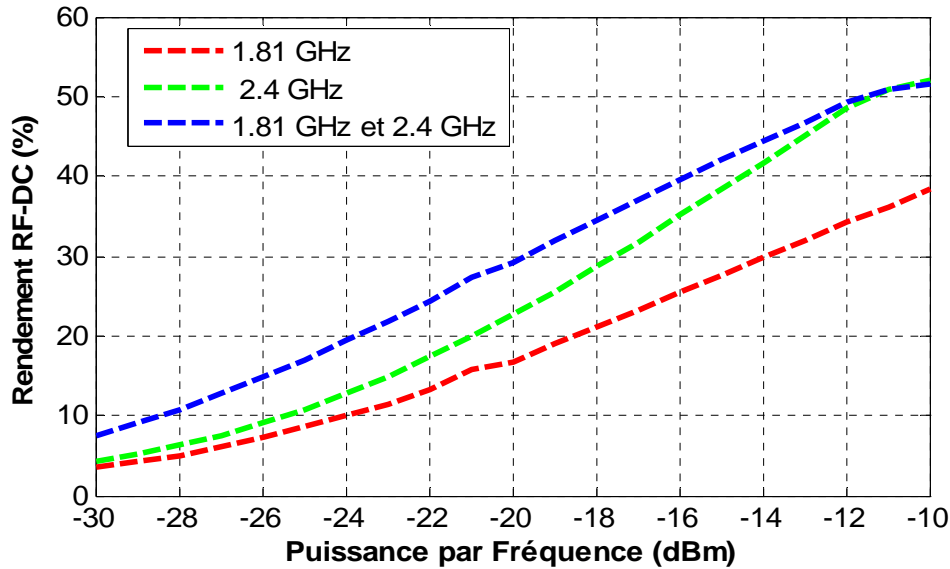


Figure III.47 Rendement RF-DC mesuré en fonction de la puissance RF ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $\Phi = 0^\circ$ )

Enfin, le tableau III.10 montre que pour une puissance RF d'entrée moyenne de -20 dBm par fréquence, on garde en terme de fluctuation de tension DC de sortie ou de rendement RF-DC (lorsqu'on fait varier l'angle  $\Phi$  du champ E incident) une valeur qui reste inférieure à 2 dB, aussi bien pour 1.81 GHz seule, que pour 2.4 GHz seule.

	$\Phi = -90^\circ$	$\Phi = -45^\circ$	$\Phi = 0^\circ$	$\Phi = 45^\circ$	$\Phi = 90^\circ$	Fluctuation
<b>1.81 GHz</b>	82,8 mV	70 mV	71.3 mV	83.4 mV	82.3 mV	<b>1.5 dB</b>
<b>2.4 GHz</b>	72.4 mV	69.4 mV	83.3 mV	86.2 mV	72.1 mV	<b>1.9 dB</b>

Tableau III.10 Mesures en mono fréquence de la tension DC de sortie de rectenna à une puissance RF moyenne de -20 dBm, pour différentes valeurs de l'angle azimutal  $\Phi$  du champ E incident ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ )

### - Mesures en fonction de la densité de puissance pour différentes valeurs de l'angle $\Phi$

Les figures III.48 et III.49 représentent la tension DC de sortie ainsi que le rendement RF-DC de la rectenna bi-bande, respectivement, en fonction de la densité de puissance RF incidente et de l'angle  $\Phi$ , aux fréquences 1.81 GHz et 2.40 GHz injectées simultanément. Pour la fréquence 1.81 GHz, la densité de puissance incidente varie entre  $0.02 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  et  $2.10 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ . Et pour la fréquence 2.40 GHz, la densité de puissance incidente varie entre  $0.03 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  et  $3.03 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ .

Pour un couple fixé ( $\rho_1, \rho_2$ ) de densités de puissance RF respectivement à 1.81 GHz et à 2.40 GHz, le maximum de tension DC de sortie de la rectenna est obtenu lorsque  $\Phi = 45^\circ$ , et le minimum de tension DC de sortie est obtenu lorsque  $\Phi = -45^\circ$  (Figure III.48).

Pour déterminer le rendement RF-DC de la rectenna (Figure III.49), on devrait connaître la quantité de puissance RF captée par la rectenna, et donc calculer la surface effective du réseau

d'antennes à 1.81 GHz ainsi qu'à 2.40 GHz. A cette fin, on se réfère au gain moyen du réseau d'antennes qui correspond au gain en polarisation circulaire mesuré (Figures III.36 et III.37) auquel on retranche 3 dB. Notons que le gain en polarisation circulaire mesuré est de 6.4 dBic à 1.81 GHz et de 7.25 dBic à 2.40 GHz.

Ainsi, pour avoir une puissance RF moyenne de -20 dBm par fréquence d'intérêt, captée par la rectenna, on devrait lui appliquer une densité de puissance incidente de  $0.21 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  à 1.81 GHz et de  $0.30 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  à 2.40 GHz.

Pour  $(\rho_1, \rho_2) = (0.21 \mu\text{W}/\text{cm}^2, 0.30 \mu\text{W}/\text{cm}^2)$ , le maximum de tension DC est donné à  $\Phi = 45^\circ$  avec une valeur de 145 mV et le minimum est donné à  $\Phi = -45^\circ$  avec une valeur de 121 mV (Figure III.48), ce qui fait que la fluctuation de tension DC de sortie est voisine de 1.6 dB. Le rendement de conversion RF-DC, varie dans ce cas de 24.5 % ( $\Phi = -45^\circ$ ) à 35 % ( $\Phi = 45^\circ$ ) (Figure III.49).

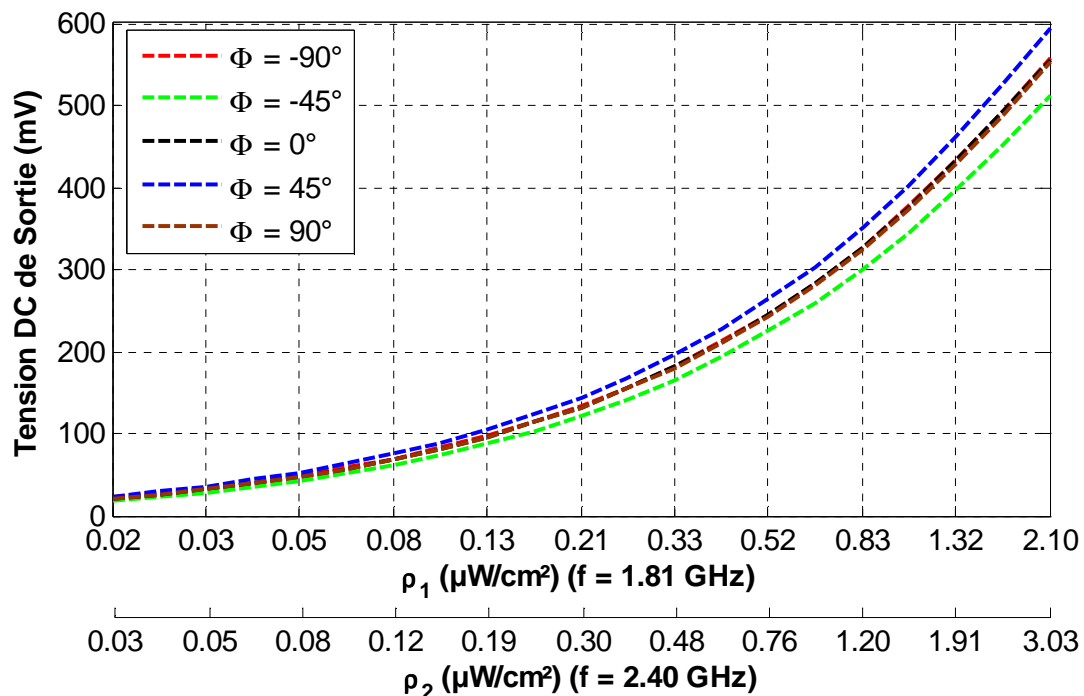


Figure III.48 Tension DC de sortie mesurée en fonction de la densité de puissance RF pour différentes valeurs de l'angle azimutal  $\Phi$  du champ E incident ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $f = 1.81 \text{ GHz} + 2.4 \text{ GHz}$ )

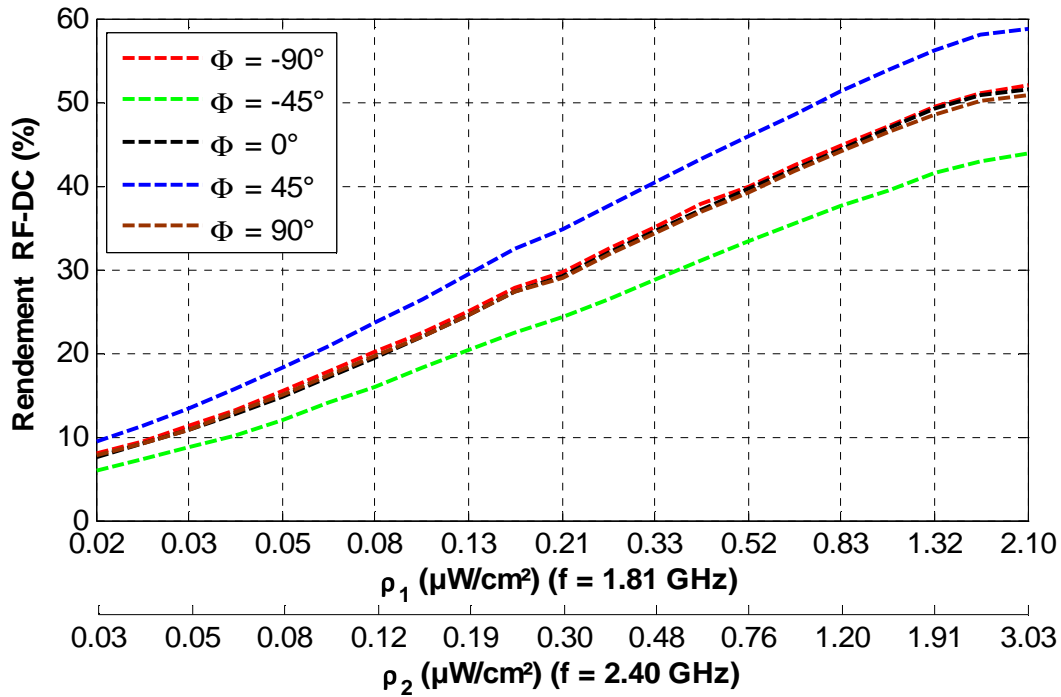


Figure III.49 Rendement RF-DC mesuré en fonction de la densité de puissance RF pour différentes valeurs de l'angle azimutal  $\Phi$  du champ E incident ( $R_L = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $f = 1.81 \text{ GHz} + 2.4 \text{ GHz}$ )

Enfin, le tableau III.11 nous permet de déterminer le taux de variation en tension DC de sortie ou en rendement RF-DC de la rectenna bi-bande lorsqu'on change l'angle azimutal  $\Phi$  du champ E incident. Ce taux de variation ou aussi fluctuation est donné pour quelques couples  $(\rho_1, \rho_2)$  de densités de puissance RF.

Densités de puissance RF ( $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ) ( $\rho_1, \rho_2$ )	Tension DC (mV) $\Phi = 45^\circ$	Rendement (%) $\Phi = 45^\circ$	Tension DC (mV) $\Phi = -45^\circ$	Rendement (%) $\Phi = -45^\circ$	Fluctuation (dB)
(0.02, 0.03)	24	9.5	19	6	2
(0.21, 0.30)	145	35	121	24.5	1.6
(2.10, 3.03)	593	59	513	44	1.3

Tableau III.11 Fluctuation de la tension de sortie ou du rendement RF-DC de la rectenna (mesures)

D'après le tableau III.11, on peut constater que cette fluctuation augmente lorsque le niveau de la densité de puissance RF incidente diminue, mais reste en dessous de 2 dB, pour la gamme de densité de puissance RF utilisée.

Notons que la fluctuation est diminuée par rapport aux résultats du rectifier développé en paragraphe 3 (Tableau III.5).

## 7. Conclusion

En s'intéressant à la récupération de l'énergie électromagnétique sur deux bandes de fréquences différentes, et en utilisant un seul rectifier qui reçoit les deux fréquences en même

temps, on a constaté que lorsque le rendement RF-DC est comparable sur les deux bandes, le rendement en présence des deux fréquences, s'améliore nettement, ce qui est le cas pour le circuit de conversion RF-DC bi-bande du paragraphe 6, qui est associé au réseau d'antennes à deux éléments.

Cependant, si le rendement RF-DC est nettement plus marqué dans une bande par rapport à l'autre, on arrive à avoir en présence des deux fréquences en même temps, un rendement de conversion RF-DC amélioré mais par rapport à celui le moins marqué en mode mono fréquence. Ce comportement est observable dans le cas de la rectenna bi-bande du paragraphe 3, lors de la caractérisation expérimentale du rendement RF-DC en fonction de la puissance RF d'entrée du rectifier.

Enfin, si on considère les densités de puissance les plus proches de l'ambient ( $0.02 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  à 1.81 GHz correspondant à un champ  $E = 0.27 \text{ V/m}$  et  $0.03 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  à 2.4 GHz correspondant à un champ  $E = 0.33 \text{ V/m}$ ), on constate que l'usage d'un réseau d'antennes est nécessaire pour la récupération d'énergie à ce très faible niveau, afin d'augmenter le niveau de puissance RF captée.

Pour les densités de puissance déjà citées ci-dessus, la puissance RF récupérée par notre réseau d'antennes bi-bande à deux éléments, est de -30 dBm à 1.81 GHz et à 2.4 GHz.

Or à ce niveau de puissance, le rendement de conversion RF-DC mesuré du rectifier bi-bande associé à ce réseau d'antennes (et optimisé pour recevoir -20 dBm par fréquence), ne dépasse pas 10%, avec une tension DC de sortie qui ne dépasse pas 25 mV.

En effet, la diode Schottky Skyworks SMS 7630 utilisée dans notre cas, est bien apte pour convertir des faibles puissances RF avec un rendement RF-DC correct, mais jusqu'à un niveau qui ne satisfait pas encore la récupération de l'ambient. D'où le besoin d'utiliser des unités de gestion et de stockage de l'énergie, afin de rendre exploitable les très faibles puissances DC récupérées depuis l'ambient.

Le but du chapitre qui suit est d'alimenter des capteurs à faible consommation, seulement avec la récupération et la conversion de l'énergie récupérée depuis une source intentionnelle à faible niveau de puissance RF à l'émission.

Des circuits de conversion DC-DC (élévateurs de tension) fonctionnant à des faibles tensions d'entrée seront utilisés en association avec une rectenna, afin de fournir aux capteurs la tension minimale qui leur permet d'être activés.

On attachera donc de l'importance à l'aspect gestion d'énergie par utilisation d'unité de conversion DC-DC disponible dans le commerce ou bien développée au cours de ce projet ANR par l'équipe d'électronique de puissance du laboratoire Ampère de l'Ecole Centrale de Lyon et du laboratoire SATIE de l'ENS Cachan.

## 8. Références

[III.1] 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, March 2012.

[III.2] Wen-Shan Chen, Chien-Chin Huang, Kin-Lu Wong, "Microstrip-Line-Fed Printed Shorted Ring-Slot Antennas For Circular Polarization", Microwave and Optical Technology Letters Vol.31, N°2, pp 137-140, October 20 2001.

[III.3] Manuel Pinuela, P.D. Mitcheson, S. Lucyszyn, "Analysis of Scalable Rectenna Configurations for Harvesting High Frequency Electromagnetic Ambient Radiation", PowerMEMS 2010, Pages 41-44, Belgium.

[III.4] Sophocles J. Orfanidis, "Electromagnetic Waves and Antennas", Chapitre 13 (Paragraphe\_4): "Two-Section Dual-Band Chebyshev Transformers".  
<http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>







---

## **Chapitre IV**

# **Applications pour la récupération de l'énergie électromagnétique**

---

## IV. Chapitre IV

# Applications pour la récupération de l'énergie électromagnétique

### 1. Introduction

L'amélioration de l'autonomie énergétique des dispositifs à faible consommation, est l'une des applications les plus importantes de la récupération de l'énergie électromagnétique à faible niveau [1-6].

Dans ce chapitre, on présentera une application de la récupération de l'énergie électromagnétique basée sur une rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz, à double accès, optimisée à -15 dBm par accès et miniaturisée par un superstrate ([7-13]) de permittivité diélectrique relative assez élevée, afin de réduire ses dimensions pour faciliter son intégration ultérieure.

Cette rectenna qui sera caractérisée au cours de ce chapitre, est associée à un module de gestion de l'énergie disponible dans le commerce basé sur un convertisseur DC-DC élévateur de tension, afin de pouvoir alimenter un capteur de température à faible consommation avec affichage LCD qui nécessite au moins 1 V de tension d'alimentation pour pouvoir fonctionner. Le profil total de consommation de ce capteur sera aussi caractérisé expérimentalement au cours de ce chapitre.

Dans un second temps, on essaiera d'exploiter la rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz décrite dans le second chapitre de cette thèse, afin d'alimenter le même capteur à faible consommation, en s'appuyant sur un module de gestion d'énergie développé au cours du projet ANR REC-EM, par le laboratoire Ampère à l'Ecole Centrale de Lyon et le laboratoire SATIE de l'ENS Cachan, et dont le principe de fonctionnement et sa caractérisation expérimentale seront présentés en détail.

### 2. Première Application : utilisation d'une rectenna miniaturisée à 2.45 GHz avec un convertisseur DC-DC élévateur pour l'alimentation d'un capteur de température à faible consommation

Dans ce paragraphe, on essaiera de caractériser les différents éléments du démonstrateur qui seront utilisés pour mettre en application la récupération et la conversion de l'énergie électromagnétique dans la bande ISM-2.45 GHz.

Ces éléments sont les suivants :

- Capteur de température à affichage et à faible niveau de consommation.
- Module de gestion de l'énergie basé sur le convertisseur DC-DC bq25504 fabriqué par Texas Instruments [14].
- Antenne à double polarisation circulaire à 2.45 GHz miniaturisée par l'utilisation d'un superstrate.
- Rectifier associé à l'antenne miniaturisée.

## 2.1 Capteur à affichage digital à faible consommation

Ce capteur de température présenté dans la figure IV.1, fabriqué par PRO-SIGNAL (modèle PSG03551), est un capteur à affichage de température digital.

Ce capteur est fourni avec une pile du type bouton LR44 à 1.5 V.



Figure IV.1 Capteur de température à affichage digital

Les paramètres physiques du capteur sont résumés dans le tableau IV.1 :

Fourchette de température	De -10°C à +45°C
Résolution de température	0.2°C
Précision d'affichage	± 1.0°C
Dimensions de l'écran d'affichage	47 mm x 21 mm
Dimensions totales du capteur	57 mm x 32 mm x 11 mm
Poids	24 g

Tableau IV.1 Caractéristiques physiques du capteur de température avec affichage

La figure IV.2 présente le profil de consommation en courant du capteur lorsqu'il est alimenté par une tension continue de 1.2 V. Cette figure montre bien le fait que le capteur a un fonctionnement périodique de période 10 secondes, c'est à dire qu'il effectue une actualisation de sa température affichée toutes les 10 s, pendant un intervalle de temps de 170 ms environ.

Au cours de cette mise à jour, le capteur consomme plus de courant (autour de 60  $\mu$ A), que lorsqu'il est en repos (3  $\mu$ A environ).

Pendant cette phase de repos, le capteur continue à afficher la température qui a été mise à jour, sans la modifier, en attendant la prochaine actualisation de température dans les 10 s qui suivent.

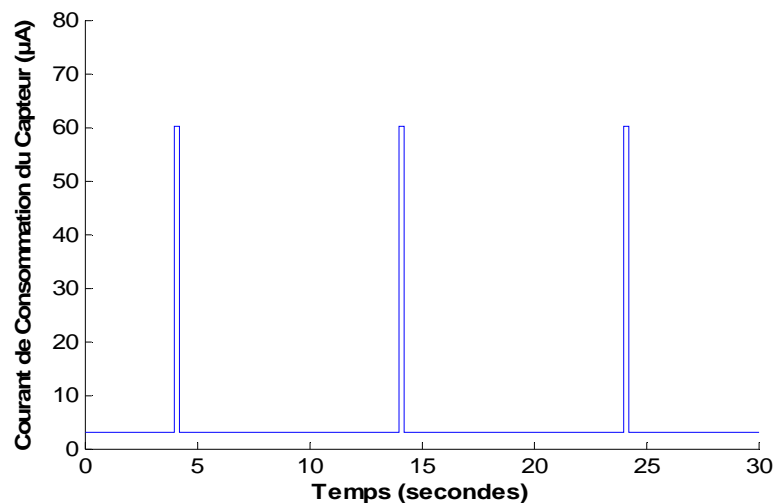


Figure IV.2 Profil de consommation en courant du capteur (tension d'alimentation de 1.2 V)

Le capteur de température a été ensuite caractérisé expérimentalement en terme de profil de consommation en courant en fonction de la valeur de la tension d'alimentation qui varie entre 1 V et 1.5 V (Tableau IV.2).

En dessous d'une tension d'alimentation de 1 V, le capteur n'arrive plus à afficher la température et il s'éteint.

D'après les résultats donnés par le tableau IV.2, on remarque que plus la tension d'alimentation est faible, plus le courant de consommation du capteur est aussi faible que ce soit en mode repos ou en mode actualisation (update), cependant la durée de la mise à jour de température ou d'actualisation devient plus importante.

V_alim (V)	I_repos ( $\mu$ A)	I_update ( $\mu$ A)	Durée du update (ms)	Energie consommée ( $\mu$ J)	Période (s)
1.5	4.3	80	124	79	10
1.4	3.8	75	144	68	10
1.3	3.3	70	156	56	10
1.2	2.9	60	172	47	10
1.1	2.4	55	200	38	10
1	1.9	50	248	31	10

Tableau IV.2 Caractérisation du profil de consommation du capteur de température

Le cycle périodique de fonctionnement du capteur reste stable et égal à 10 secondes.

L'énergie consommée par le capteur au cours d'une période de fonctionnement est de l'ordre de grandeur de quelques dizaines de  $\mu$ J.

Cette énergie consommée est d'autant plus importante que la tension d'alimentation du capteur est plus élevée.

## 2.2 Convertisseur DC-DC

### - Principe d'un convertisseur DC-DC élévateur (booster)

A partir d'une tension d'entrée  $U_e$ , on souhaite avoir une tension en sortie  $U_s$  stable et plus grande que  $U_e$  [15].

En entrée du convertisseur DC-DC élévateur, on devrait avoir une source de courant  $I_e$ , et en sortie une source de tension  $U_s$  (Figure IV.3).

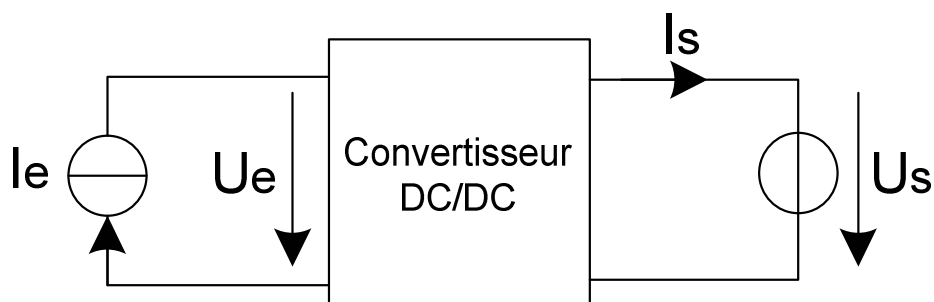


Figure IV.3 Convertisseur DC-DC élévateur (booster)

La source de courant en entrée est modélisée dans la figure IV.4, comme suit:

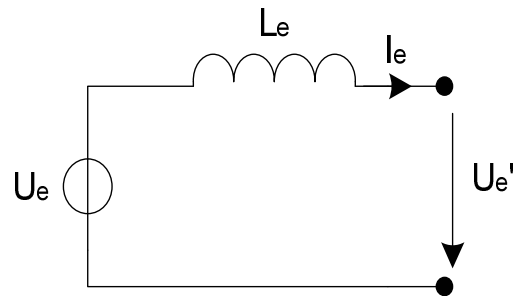


Figure IV.4 Source de courant (convention générateur)

La source de tension en sortie est modélisée dans la figure IV.5, comme suit:

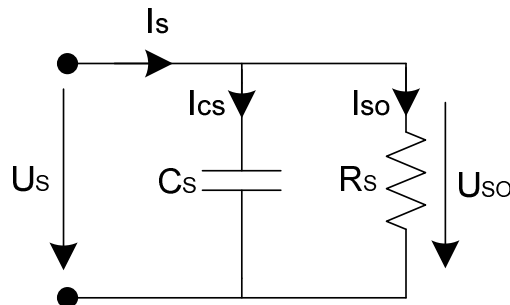


Figure IV.5 Source de tension (convention récepteur)

Un convertisseur DC-DC élévateur de tension a donc le schéma de principe présenté dans la figure IV.6, et qui correspond au principe d'un hacheur élévateur:

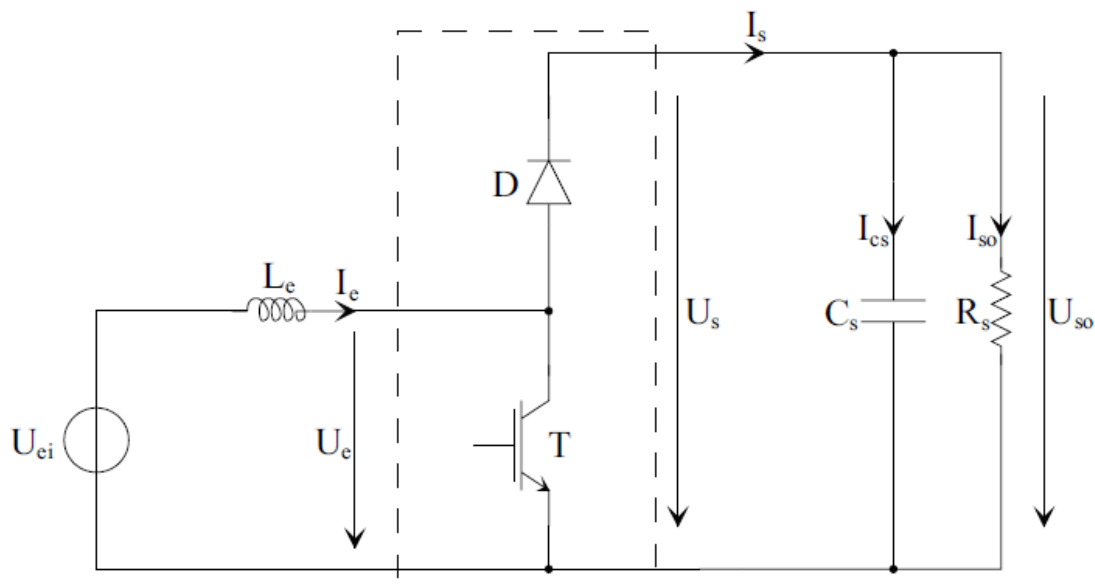


Figure IV.6 Structure d'un hacheur élévateur (d'après [15])

Le transistor IGBT noté T représente l'interrupteur 1. Toutes ses commutations sont commandées au niveau de la grille. Si on applique une tension négative ou nulle au niveau de la grille, le transistor ne conduit plus le courant.

La diode D représente l'interrupteur 2. Son amorçage et son blocage sont spontanés. Si le transistor T ne conduit plus le courant, celui-ci va traverser le circuit à diode D en attendant à ce que le transistor T conduit à nouveau le courant.

## - Hypothèses de fonctionnement

1- La période de commutation des interrupteurs est largement inférieure à la période  $T_0$  de résonance du circuit constitué par  $L_e$  et  $C_s$ .

2- L'ondulation du courant dans la résistance  $R_s$  est négligeable devant  $\langle I_{so} \rangle$ .

3- Les ondulations de la tension  $U_{so}$  sont négligeables devant sa valeur moyenne. Ainsi, pour la tension de sortie, on considère que  $U_s = U_{so} = \langle U_s \rangle$ .

4- En régime permanent, la composante moyenne  $\langle I_{cs} \rangle$  du courant dans le condensateur  $C_s$  est nulle. Par conséquent,  $\langle I_s \rangle = I_{so}$ .

Le dimensionnement des éléments de ce convertisseur permet d'agir sur l'application de ces hypothèses.

On définit  $D$  le rapport cyclique, comme étant le rapport entre la durée d'amorçage du transistor et la période  $T$  de commutation du convertisseur, donc  $0 < D < 1$ .

On appelle  $U_l$  la tension entre les bornes de la bobine.

Pendant  $DT$  :  $U_l = U_{ei}$

Pendant  $(1-D)T$  :  $U_l = U_{ei} - U_{so}$

Lorsque le transistor conduit, la bobine se charge par la tension  $U_{ei}$ , et lorsque le transistor est bloqué, la bobine se décharge dans le circuit à diode  $D$  puisque la tension appliquée aux bornes de la bobine est négative:  $U_l = U_{ei} - U_{so} < 0$ , et donc le courant qui traverse l'inductance diminue.

On peut ainsi calculer l'expression de  $\langle U_l \rangle$  représentant la valeur moyenne de  $U_l$ .

$$\langle U_l \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_l(t) dt$$

$$\langle U_l \rangle = \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_{ei} dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T (U_{ei} - U_{so}) dt$$

$$\langle U_l \rangle = U_{ei} D + (U_{ei} - U_{so})(1 - D)$$

En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de l'inductance  $L_e$  est nulle.

$$\langle U_l \rangle = 0 \quad (IV.1)$$

d'où on trouve la formule d'élévation de tension :

$$\boxed{U_{so} = \frac{U_{ei}}{1 - D}} \quad (IV.2)$$

Vu les hypothèses de fonctionnement précédentes, on peut écrire:

$$I_{so} = \langle I_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I_s(t) dt$$

$$I_{so} = \frac{1}{T} \int_0^{(1-D)T} I_e \cdot dt$$

d'où on retrouve la formule d'abaissement en courant :

$$\boxed{I_{so} = (1-D)I_e} \quad (IV.3)$$

Le courant continu de sortie s'affaiblit tandis que la tension de sortie augmente.

La puissance DC de sortie est égale à la puissance DC d'entrée parce que on a négligé les pertes dans le transistor et la diode mais en réalité on peut trouver des convertisseurs DC-DC à rendement voisin de 94%.

### - Ondulation de la tension de sortie du convertisseur DC-DC

Pendant  $(1-D)T$  : La capacité  $C_s$  se charge parce que le transistor IGBT est bloqué et donc la diode  $D$  est conductrice.

Pendant  $DT$  : La capacité  $C_s$  se décharge parce que le transistor IGBT conduit le courant et donc la diode  $D$  est bloquée.

On peut alors déterminer l'amplitude des ondulations  $\Delta U_{so}$ :

$$\boxed{\Delta U_{so} = \frac{U_e \cdot T}{R_c \cdot C_s} \frac{D}{1-D}} \quad (IV.4)$$

Plus on augmente  $D$ , plus la tension de sortie  $U_{so}$  devient grande, mais aussi plus l'amplitude des ondulations augmente.

### - Convertisseur DC-DC élévateur bq25504 de Texas Instruments

Ce circuit de conversion DC-DC bq25504 [14], est spécialement conçu pour acquérir et gérer efficacement des puissances DC de l'ordre de quelques microwatts ( $\mu W$ ) au milliwatts (mW), générées à partir d'une variété de sources de tension continue comme les cellules photovoltaïques (solaire) ou les générateurs thermo-électrique ou les rectennas.

Le bq25504 ne nécessite que quelques microwatts de puissance continue pour commencer à fonctionner.

Le convertisseur élévateur peut être mis en démarrage avec une tension d'entrée  $V_{IN}$  de 330 mV minimum, et une fois démarré, peut continuer à fonctionner même avec des tensions  $V_{IN}$  qui peuvent descendre jusqu'à 80 mV.

Le contrôle MPPT (Maximum Power Point Tracking) est mis en œuvre dans le bq25504 afin de maximiser la puissance extraite à partir d'une source de récupération d'énergie.

Ce contrôle MPPT est effectué par échantillonnage périodique d'un rapport entre la tension  $V_{IN\_DC}$  de sortie en circuit ouvert du récupérateur d'énergie et celle qui sert au convertisseur DC-DC en tant que tension de référence ( $V_{REF\_SAMP}$ ). Le taux d'échantillonnage est



programmable de l'extérieur à l'aide d'un pont diviseur de tension composé de deux résistances  $R_{OC1}$  et  $R_{OC2}$ .

La tension de référence  $V_{REF\_SAMP}$  est définie donc par l'expression suivante [14]:

$$V_{REF\_SAMP} = V_{IN\_DC} \text{ (en circuit ouvert)} \times \frac{R_{OC1}}{R_{OC1} + R_{OC2}} \quad (IV.5)$$

Les cellules solaires fonctionnent au point de puissance maximale correspondant à 80 % de leur tension en circuit ouvert, le diviseur résistif peut alors être réglé sur 80 % de la tension de  $V_{IN\_DC}$ .

Pour les générateurs thermoélectriques et les rectennas, une division résistive avec un rapport de 50 % est généralement utilisée. Le rapport exact du contrôle MPPT peut être optimisé pour répondre aux besoins de la source d'entrée utilisée.

Intérieurement, le convertisseur DC-DC est capable de moduler l'impédance effective du circuit de transfert d'énergie afin de régler la tension d'entrée ( $V_{IN\_DC}$ ) à la tension de référence échantillonnée ( $V_{REF\_SAMP}$ ).

D'autre part, le bq25504 a été conçu pour s'accommoder avec une variété d'éléments de stockage d'énergie (Capacité, Super-condensateur, Batterie Li-Ion rechargeable, Batterie en film mince).

La figure IV.7 montre le circuit dans un boîtier QFN de taille 3 mm x 3 mm, ayant 16 broches [14].

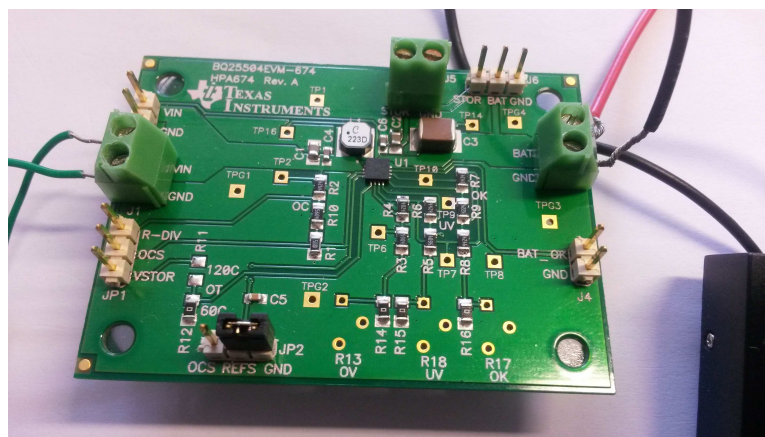


**Figure IV.7** Convertisseur DC-DC bq25504 de Texas Instruments à 16 broches (3mm x 3mm)

Une carte d'évaluation basée sur le convertisseur DC-DC élévateur bq25504, et fabriquée par Texas Instruments sera utilisée pour le démonstrateur (Figure IV.8).

Ce module d'évaluation inclut un élément de stockage d'énergie, matérialisé par une capacité de 100  $\mu$ F.

D'autre part, ce module intègre aussi tous les éléments localisés (résistances, inductances capacités) qui sont associés au composant convertisseur DC-DC bq25504 [16].



**Figure IV.8** Carte d'évaluation du convertisseur DC-DC élévateur bq25504 de Texas Instruments

Le tableau IV.3 ci-dessous, résume les principaux paramètres du module d'évaluation du convertisseur.

Fonction du convertisseur DC-DC	Elévateur
Tension minimale de démarrage du bq25504	330 mV
Tension d'entrée minimale après démarrage du bq25504	130 mV
Contrôle MPPT	78 %

**Tableau IV.3 Principales caractéristiques du module d'évaluation du bq25504 de Texas Instruments**

## **2.3 Antenne à double polarisation circulaire à 2.45 GHz miniaturisée par superstrate**

### **- Description de l'antenne**

Dans ce paragraphe, la principale idée est de reprendre l'antenne patch à double polarisation circulaire à 2.45 GHz décrite dans le deuxième chapitre, afin de la miniaturiser, ceci en introduisant une couche de substrat à permittivité assez élevée ( $\epsilon_{r3} = 10.2$ ) au dessus de celle du patch.

La figure IV.9 donne, en détail, les différentes dimensions de l'antenne miniaturisée.

La couche de substrat supplémentaire est appelée couche superstrate, elle a dans notre cas une épaisseur de 2.49 mm, qui a été choisie dans le but de diminuer suffisamment les dimensions de l'antenne référence (chapitre II), tout en gardant une valeur acceptable de gain d'antenne.

Le substrat d'alimentation utilisé pour l'antenne de référence est l'Arlon 25N ( $\epsilon_r = 3.4$ ,  $h = 1.524$  mm), tandis que celui de l'antenne miniaturisée est l'Arlon TC600 ( $\epsilon_r = 6.15$ ,  $h = 1.524$  mm).

Ici, la permittivité diélectrique du substrat d'alimentation a été modifiée, afin de pouvoir assurer un meilleur niveau d'isolation à 2.45 GHz, entre les deux ports d'entrée de l'antenne miniature.

Les deux lignes d'alimentation parallèles sont, dans notre cas, écartées de 7.56 mm valeur mesurée du bord à bord.

La taille du patch a été réduite de 34.8 mm x 34.8 mm, à 24.8 mm x 24.8 mm.

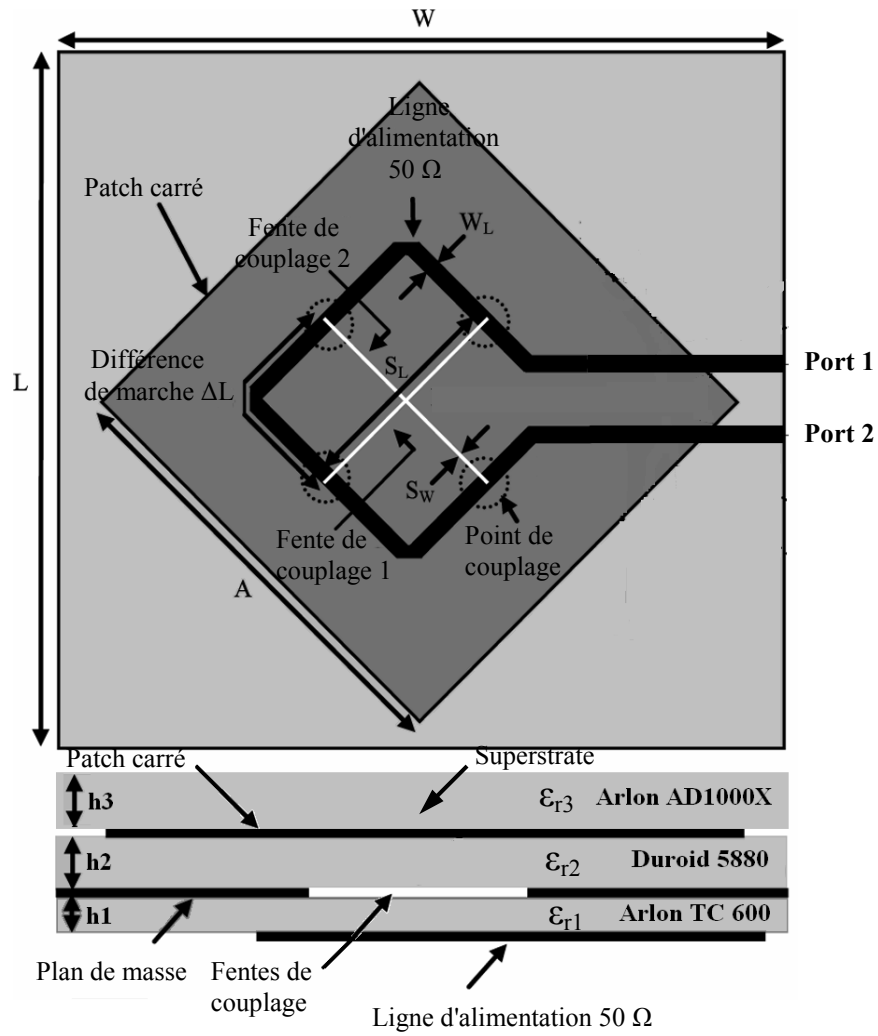
La taille du plan de masse a été réduite de 110 mm x 100 mm à 60 mm x 60 mm, ce qui donne un pourcentage de miniaturisation de 67 %.

Une couche d'air de 120  $\mu\text{m}$  entre le patch et le superstrate a été prévue au cours de la simulation, pour modéliser l'espace qui peut rester, lorsqu'on assemble les différentes couches par vis de fixation.

Une deuxième couche d'air, de même épaisseur, a été aussi prévue entre le plan de masse métallique et le substrat Duroid 5880.

L'antenne miniaturisée a ensuite été réalisée au laboratoire ESYCOM. Les figures IV.10 et IV.11 représentent les faces de l'antenne de dessus et celle de dessous, respectivement.

La petite antenne optimisée en simulation sous HFSS, est caractérisée dans ce qui suit, en termes de paramètres S, de rapport axial, et de gain.

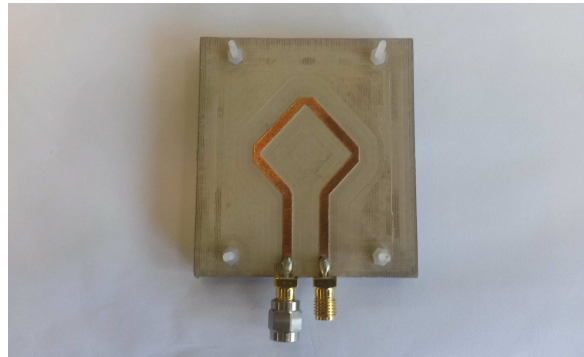


**Figure IV.9 Géométrie de l'antenne miniaturisée à double polarisation circulaire à 2.45 GHz :**

$A= 24.8$  mm,  $W_L=2.3$  mm,  $S_L= 23$  mm,  $S_W= 1.2$  mm,  $h_1= 1.524$  mm,  $h_2= 3.175$  mm,  $h_3= 2.489$  mm,  $W= 60$  mm,  $L= 60$  mm,  $\epsilon_{r1}= 6.15$ ,  $\epsilon_{r2}= 2.2$ ,  $\epsilon_{r3}= 10.2$



**Figure IV.10 Antenne miniature en vue de dessus (Couche Superstrate)**



**Figure IV.11 Antenne miniature en vue de dessous (Couche d'alimentation)**

## - Paramètres S

En simulation HFSS, et dans la bande ISM-2.45 GHz, le  $S_{11}$  reste inférieur à -12 dB, et le  $S_{21}$  reste inférieur à -8 dB avec un minimum de -18 dB à la fréquence de 2.45 GHz.

L'antenne a été caractérisée expérimentalement en paramètres S, par le biais d'un analyseur de réseau vectoriel du type Agilent E8361C, sur la bande fréquentielle située entre 2 GHz et 5 GHz. La figure IV.12 montre les courbes des paramètres S mesurés de l'antenne.

On remarque alors un décalage du minimum du  $S_{21}$  de la fréquence 2.45 GHz en simulation, vers la fréquence 2.32 GHz en mesure.

D'autre part, le  $S_{21}$  mesuré est élevé dans la bande ISM-2.45 GHz, alors que le  $S_{11}$  mesuré reste inférieur à -10 dB dans cette même bande.

Par ailleurs, la propriété de réjection du second harmonique reste vérifiée mais pour la fréquence de 4.64 GHz, avec un  $S_{11}$  supérieur à -3 dB.

A la fréquence 4.9 GHz, on remarque qu'on n'est pas parfaitement désadapté, sachant qu'on a, dans ce cas, un  $S_{11}$  proche de -10 dB.

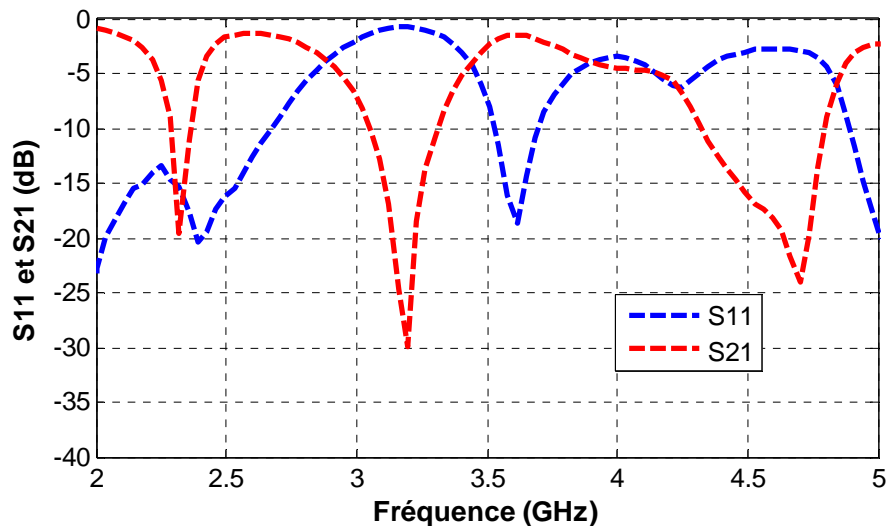


Figure IV.12 Paramètres S mesurés de l'antenne à double accès miniaturisée

## - Rapport axial

La figure IV.13 représente la comparaison entre le rapport axial simulé et mesuré.

Le minimum du rapport axial mesuré est de 0.85 dB et il est situé à 2.36 GHz.

Or ce minimum en simulation est situé à 2.48 GHz, avec une valeur de 0.45 dB.

On constate ici un décalage de 120 MHz entre le minimum du rapport axial mesuré et celui simulé. Ce décalage est dû au fait qu'on ne maîtrise pas parfaitement la valeur du gap d'air entre les différentes couches de l'antenne lorsqu'elles sont assemblées, et précisément l'épaisseur de la couche d'air située entre le patch et le superstrate à permittivité diélectrique assez élevée. Cette épaisseur étant estimée à 120  $\mu\text{m}$  au cours de la simulation.

La bande de fréquence pour laquelle le rapport axial reste inférieur à 3 dB, est située entre 2.37 GHz et 2.55 GHz en simulation (7.2 %), et est située entre 2.29 GHz et 2.47 GHz en mesure (7.6 %).

On remarque que la largeur de la bande à polarisation circulaire est, ici, sensiblement moins élevée que celle de l'antenne à double polarisation circulaire décrite dans le chapitre II (Figure II.10).

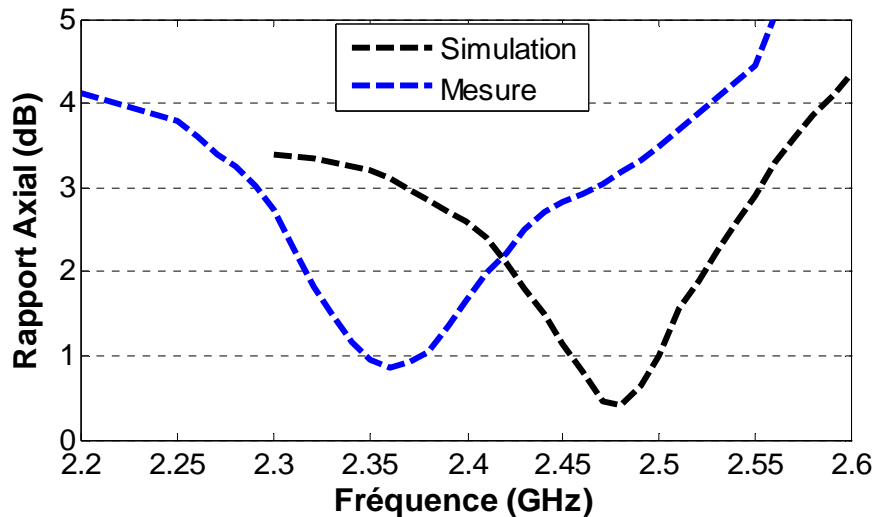


Figure IV.13 Rapport axial simulé et mesuré en fonction de la fréquence

### - Gain

La caractérisation du gain de l'antenne miniaturisée nous permettra ultérieurement de connaître le rendement de conversion RF-DC mesuré de la rectenna correspondante, à partir seulement de la densité de puissance RF incidente.

La valeur du gain total simulé à 2.45 GHz varie entre 5.8 dBi et 6.1 dBi, lorsque l'angle d'incidence azimutal  $\Phi$  varie.

En mesure, le gain total 2.45 GHz est compris entre 1.3 dBi et 3.4 dBi. On constate qu'il y a diminution du niveau de gain par rapport à la simulation, ceci est dû au décalage en fréquence, lors des mesures, du comportement de cette antenne optimisée en simulation à 2.45 GHz.

Toutefois, si on considère le gain total mesuré à 2.35 GHz, fréquence pour laquelle le rapport axial est sensiblement moins élevé que celui à 2.45 GHz, on peut dire qu'on garde ici un niveau de gain plus correct que celui à 2.45 GHz, et situé entre 6.1 dBi et 7.2 dBi (Tableau IV.4). Dans ce qui suit, on caractérisera la rectenna correspondante à cette antenne miniaturisée, à la fréquence 2.35 GHz.

Fréquence	Minimum du gain total	Maximum du gain total
2.45 GHz	1.3 dBi	3.4 dBi
2.35 GHz	6.1 dBi	7.2 dBi

Tableau IV.4 Minimum et maximum du gain total mesuré lorsque l'angle azimutal  $\Phi$  varie

## 2.4 Rectenna à double polarisation circulaire miniaturisée

Comme le montre la figure IV.14, la rectenna basée sur l'antenne miniaturisée a des dimensions de plan de masse 6 cm x 8 cm.

En effet, l'intégration du circuit de conversion RF-DC sur la couche de substrat inférieure (Arlon TC 600), est à l'origine d'un allongement de 2 cm de la largeur du substrat.

Ici, le circuit de conversion RF-DC optimisé à -15 dBm par accès, garde le même principe de fonctionnement que celui du circuit de conversion RF-DC à double accès décrit dans le deuxième chapitre de cette thèse.

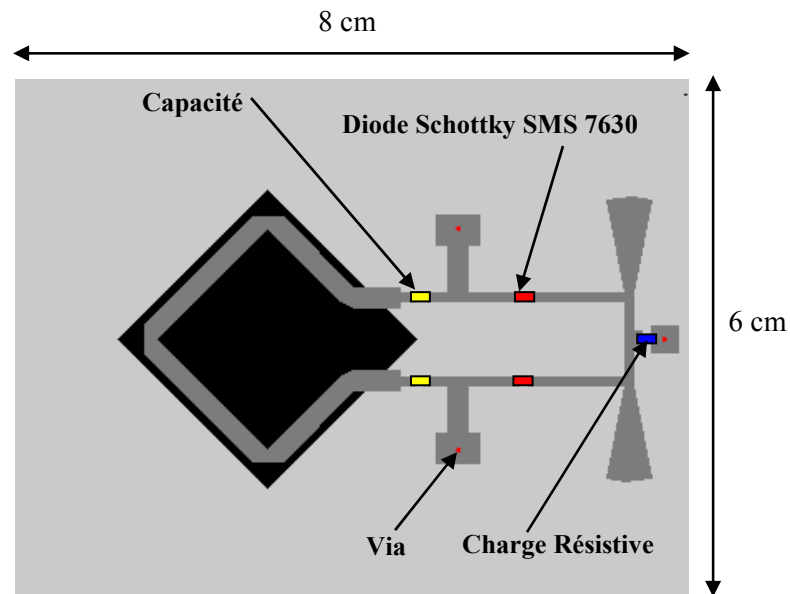


Figure IV.14 Circuit de conversion RF-DC (en gris) superposé au patch (en noir)

La rectenna miniaturisée a été réalisée au laboratoire ESYCOM. Les figures IV.15 et IV.16 représentent les faces supérieure et inférieure de la structure.

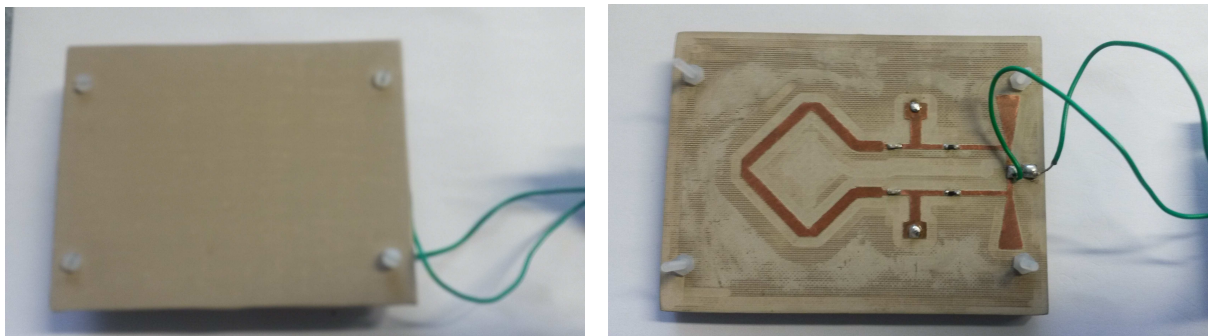


Figure IV.15 Rectenna en vue de dessus (Superstrate) Figure IV.16 Rectenna en vue de dessous (Rectifier)

#### - Charge optimale à -15 dBm par accès

Ici, on considère une orientation du champ E incident selon  $\Phi = 0^\circ$ , pour laquelle on est proche d'une alimentation équilibrée à l'entrée des deux accès du circuit de conversion.

En mesure, la résistance optimale de la rectenna, déterminée pour une puissance RF de -15 dBm par accès est située autour de 1.5 k $\Omega$ , ceci à la fréquence 2.35 GHz, valeur similaire à celle de la résistance optimale de la rectenna développée dans le chapitre II.

#### - Performances en fonction de la densité de puissance RF

Dans ce paragraphe, on présente l'évolution en mesure de la tension DC de sortie ainsi que le rendement de conversion RF-DC de la rectenna miniaturisée, en fonction de la densité

surfacique de puissance RF à 2.35 GHz, et en variant l'angle azimutal  $\Phi$  du champ incident E ( $-90^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ). ( $-15$  dBm par accès ( $\Phi = 0^\circ$ ) correspond à  $1 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ ). Les courbes ci-dessous montrent une fluctuation très faible de la tension de sortie (Figure IV.17) ou aussi du rendement RF-DC (Figure IV.18), lorsque l'angle azimutal  $\Phi$  prend différentes valeurs.

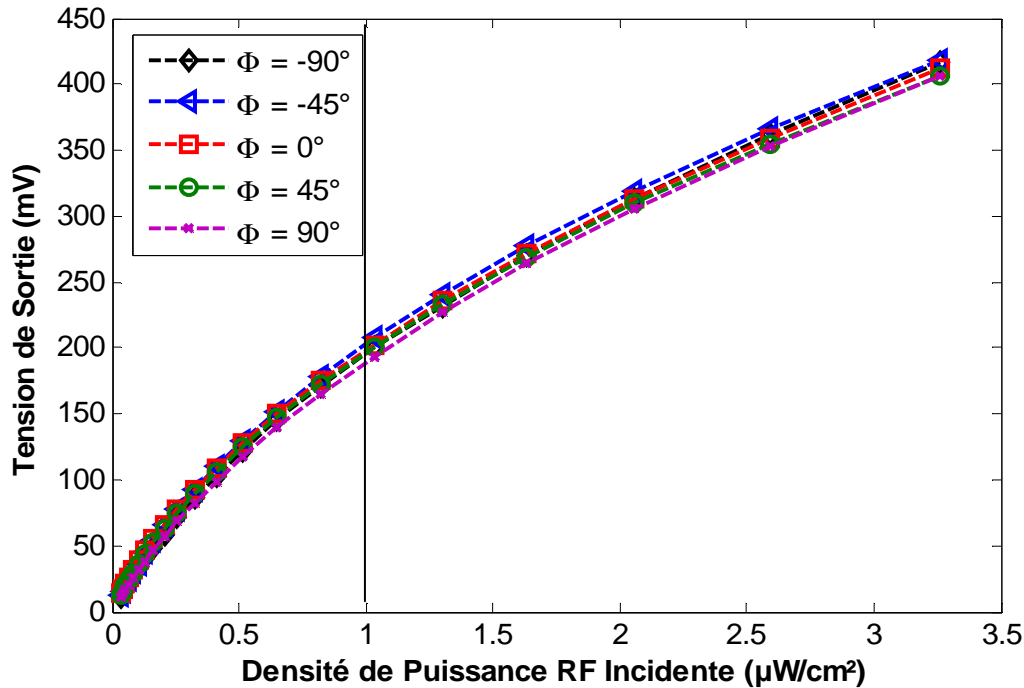


Figure IV.17 Evolution de la tension de sortie mesurée de la rectenna en fonction de la DSP ( $R_L = 1.5 \text{ k}\Omega$ ,  $f = 2.35 \text{ GHz}$ )

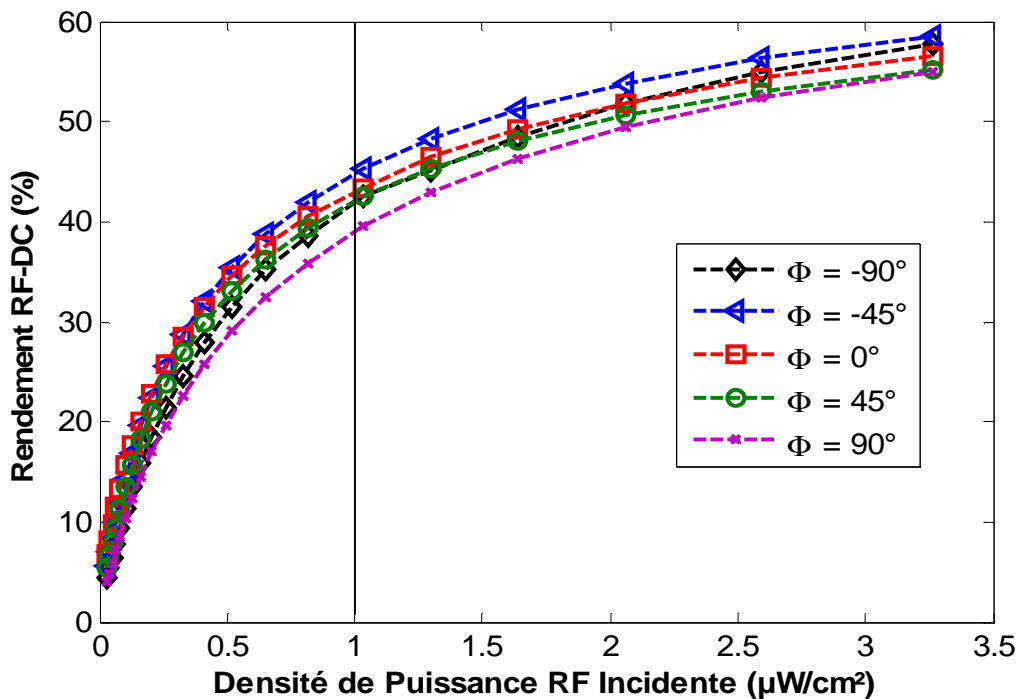


Figure IV.18 Evolution du rendement RF-DC mesuré de la rectenna en fonction de la DSP ( $R_L = 1.5 \text{ k}\Omega$ ,  $f = 2.35 \text{ GHz}$ )

## 2.5 Démonstrateur de la première application

On s'intéresse dans cette partie, à alimenter le capteur de température (Figure IV.1), moyennant la rectenna miniaturisée associée au convertisseur DC-DC élévateur de référence bq25504 de Texas Instruments.

Une carte d'évaluation du convertisseur (Figure IV.8) a été utilisée durant cette première application.

La transmission de l'énergie RF à la rectenna est effectuée, dans ce cas, dans l'espace libre, sans avoir recours à la chambre anéchoïque.

Le schéma en blocs des différents éléments de cette première application est donné par la Figure IV.19. La figure IV.20 montre, ensuite, une photo du démonstrateur utilisé.

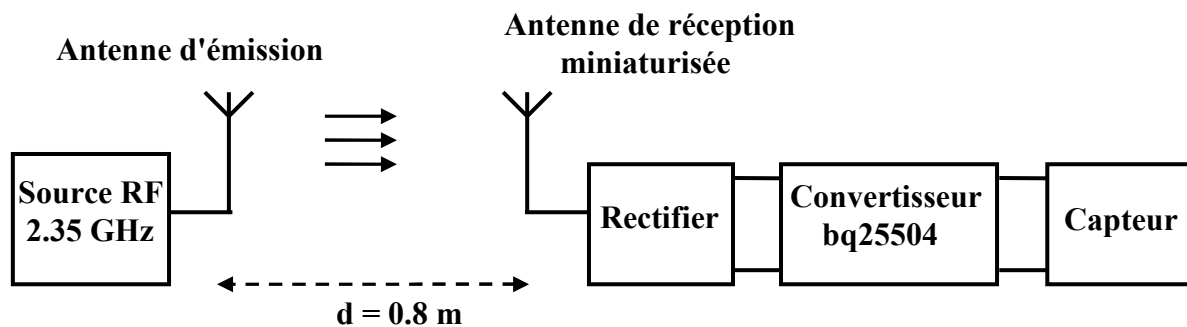


Figure IV.19 Schéma en blocs descriptif des différents éléments de la première application

L'antenne d'émission du type monopôle à polarisation linéaire, présente un gain de 1 dBi à 2.35 GHz. La puissance RF transmise à cette antenne est de 19 dBm, ce qui donne une puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) de 20 dBm (100 mW).

A une distance de 80 cm de l'antenne émettrice, est située la rectenna miniaturisée qui a une surface effective moyenne de 61.3 cm<sup>2</sup>, calculée à partir du gain total moyen de l'antenne miniature à 2.35 GHz (6.7 dBi).

La rectenna est illuminée, dans ce cas, avec un champ E ayant un angle azimutal  $\Phi = 0^\circ$ , ( $E = 2.17$  V/m). La densité de puissance incidente au niveau de la rectenna est de 1.25  $\mu$ W/cm<sup>2</sup>.

La puissance RF reçue par la rectenna est donc de 76.6  $\mu$ W (-11.2 dBm). La tension continue fournie par la rectenna au convertisseur DC-DC est de 350 mV, qui est légèrement supérieure à la tension minimale nécessaire pour permettre le démarrage de l'unité DC-DC (330 mV).

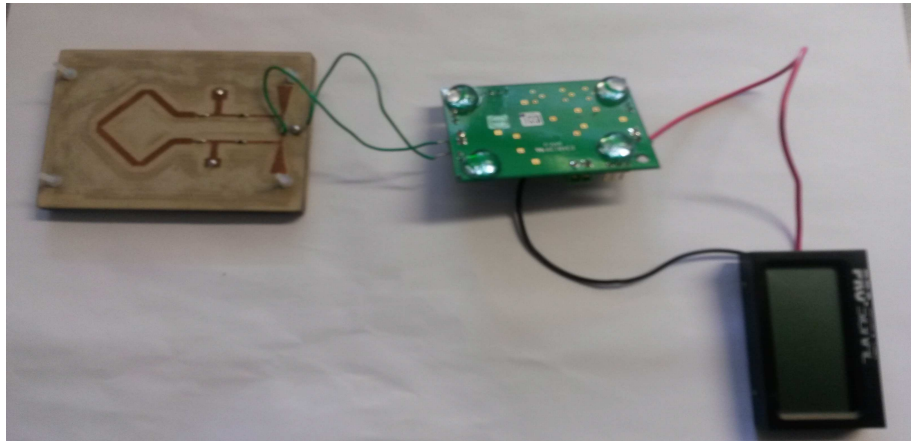
En sortie, la tension continue fournie par le bq25504 au capteur est de 1.2 V.

D'autre part, l'unité de conversion DC-DC possède un circuit interne de stockage de l'énergie (capacité de 100  $\mu$ F), ce qui permet de fournir au capteur le courant suffisant pour qu'il puisse effectuer sa mise à jour de la température affichée (le capteur a besoin dans ce cas d'un courant de 60  $\mu$ A pendant 172 ms toutes les 10 s).

Lorsque le capteur fait sa mise à jour de température, la capacité de stockage d'énergie associée au convertisseur bq25504 se décharge, la tension de sortie de l'unité DC-DC baisse légèrement pendant le temps d'actualisation de l'affichage du capteur.

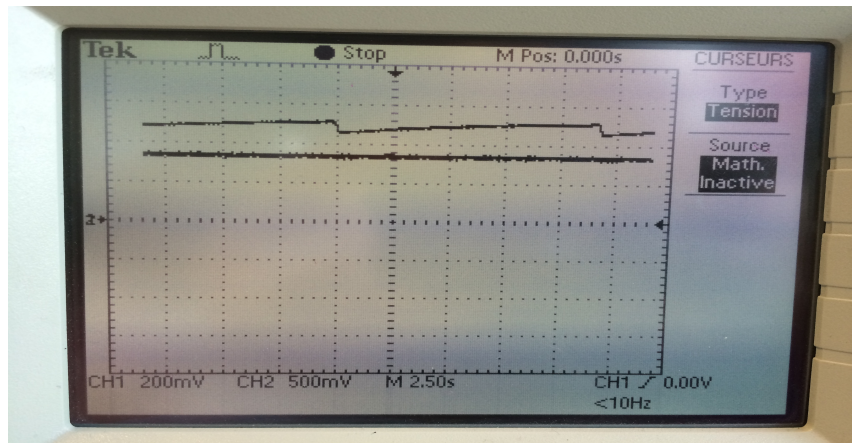
Une fois la mise à jour de température est terminée, la capacité de stockage d'énergie se recharge, on remarque alors que la tension de sortie du bq25504 augmente progressivement.





**Figure IV.20 : Démonstrateur de la première application : Rectenna miniaturisée + Carte d'évaluation DC-DC bq25504 + Capteur de température**

La figure IV.21 montre une fluctuation légère de la tension de sortie du bq25504 autour de 1.2 V au cours du temps. Cependant, la tension DC de sortie de la rectenna demeure stable à la valeur de 350 mV.



**Figure IV.21 Tension sur oscilloscope de sortie de la rectenna miniaturisée (stable de valeur 350 mV) ainsi que celle de sortie du convertisseur DC-DC (fluctue légèrement autour de 1.2 V)**

Enfin, on peut résumer le bilan de performances de ce premier démonstrateur dans le tableau IV.4 présenté ci-dessous:

Fréquence du signal RF récupéré	2.35 GHz
Puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE)	100 mW (20 dBm)
Distance émetteur-récepteur	0.8 m
Densité de puissance RF incidente à la rectenna	1.25 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ (2.17 V/m)
Puissance RF récupérée par la rectenna	76.6 $\mu\text{W}$ (-11.2 dBm)
Tension de sortie de la rectenna	350 mV
Tension de sortie du convertisseur DC-DC bq25504	1.2 V

**Tableau IV.5 Bilan des performances du démonstrateur de la première application**

En conclusion, le seuil de démarrage assez élevé du convertisseur DC-DC bq25504 de 330 mV limite la portée du système. D'autre part, le contrôle MPPT (78 %) de la carte d'évaluation du convertisseur fait que l'impédance d'entrée de ce circuit n'est pas adaptée à la charge optimale de la rectenna ce qui limite la quantité de puissance DC transférée au bq25504.

Dans ce qui suit, un convertisseur DC-DC à contrôle MPPT (50 %) mis en oeuvre au cours du projet ANR, et qui est capable de démarrer à faible niveau de tension d'entrée, sera associé à la rectenna non miniaturisée à 2.45 GHz présentée au cours du deuxième chapitre de cette thèse, afin d'alimenter le même capteur de température utilisé lors de la première application.

### 3. Deuxième Application : utilisation de la rectenna à 2.45 GHz à double polarisation circulaire non miniaturisée avec un convertisseur DC-DC développé au cours du projet ANR

Dans cette partie, nous allons exploiter la rectenna à 2.45 GHz présentée dans le deuxième chapitre de la thèse, associée à un convertisseur DC-DC du type Flyback afin d'assurer l'alimentation sans fil du même capteur de température.

Le capteur fonctionne à partir d'un niveau de tension continue de 1 V et a une consommation de quelques  $\mu\text{W}$ , en dehors du moment pendant lequel son affichage de température est mis à jour.

Un convertisseur DC-DC du type Flyback (Figures IV.22 et IV.24) avec contrôle MPPT, est utilisé pour extraire la puissance maximale de la rectenna et fournir un niveau de tension suffisant pour le capteur. Le circuit de contrôle du Flyback est présenté dans la figure IV.23.

Le convertisseur Flyback, utilisant des composants discrets, a été réalisé par Salah-Eddine ADAMI au cours du projet ANR REC-EM, aux laboratoires Ampère (Lyon) et SATIE (ENS Cachan)[17].

Son impédance d'entrée qui peut être ajustée correspond à la valeur de la charge résistive optimale de la rectenna et qui est située autour de  $1500 \Omega$ .

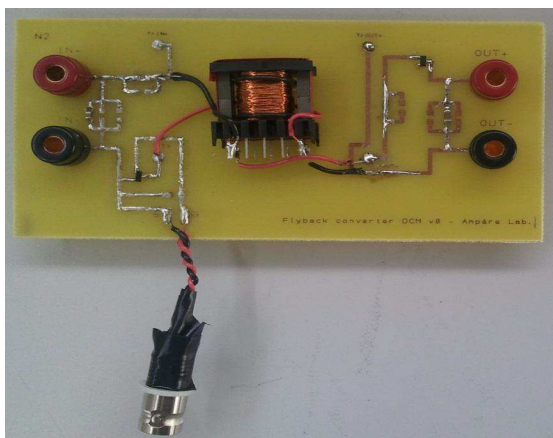


Figure IV.22 Convertisseur DC-DC Flyback

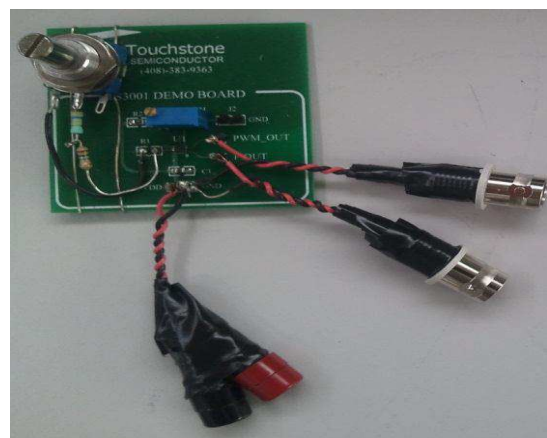


Figure IV.23 Circuit de contrôle du Flyback

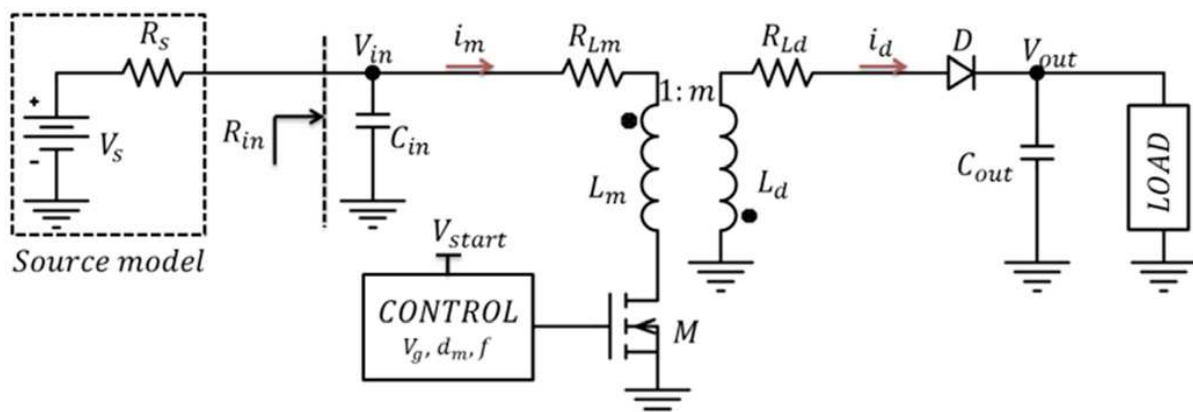


Figure IV.24 Topologie du convertisseur DC-DC Flyback

$V_{gs}(t)$ : Tension grille-source du MOSFET appliquée via le circuit de contrôle  
 $i_m(t)$ : Courant inductance primaire, également courant drain-source du MOSFET  
 $i_d(t)$ : Courant inductance secondaire, également courant diode D  
 $V_{Lm}(t)$ : Tension inductance primaire  
 $f$ : Fréquence du signal de commande  
 $d_m$ : Rapport cyclique du signal de commande

### - Principe de fonctionnement du convertisseur DC-DC Flyback

Le convertisseur DC-DC Flyback, dont le schéma de principe apparaît dans la figure IV.27, fonctionne dans notre cas en mode DCM (mode de conduction discontinu) à fréquence  $f$  fixe, sous trois phases :

*Phase 1* : lorsqu'un niveau haut est appliqué à la grille du MOSFET celui-ci devient passant et équivalent à une résistance  $R_{ds(on)}$ . Grâce à la capacité d'entrée  $C_{in}$  qui maintient un niveau de tension  $V_{in}$  relativement stable, le courant primaire  $i_m$  augmente d'une façon linéaire jusqu'à l'instant  $d_m T$  où il atteint sa valeur maximale  $i_{m\_max}$ .

La chute de tension aux bornes de  $R_{ds(on)}$  peut être négligée, par conséquent, durant cette phase la tension appliquée à l'inductance primaire  $L_m$  est constante et égale à  $V_{in}$ . La chute de tension aux bornes de la diode est égale à  $-(m.V_{in} + V_{out})$ , la diode est par conséquent bloquée durant cette phase comme indiqué sur la figure IV.25.

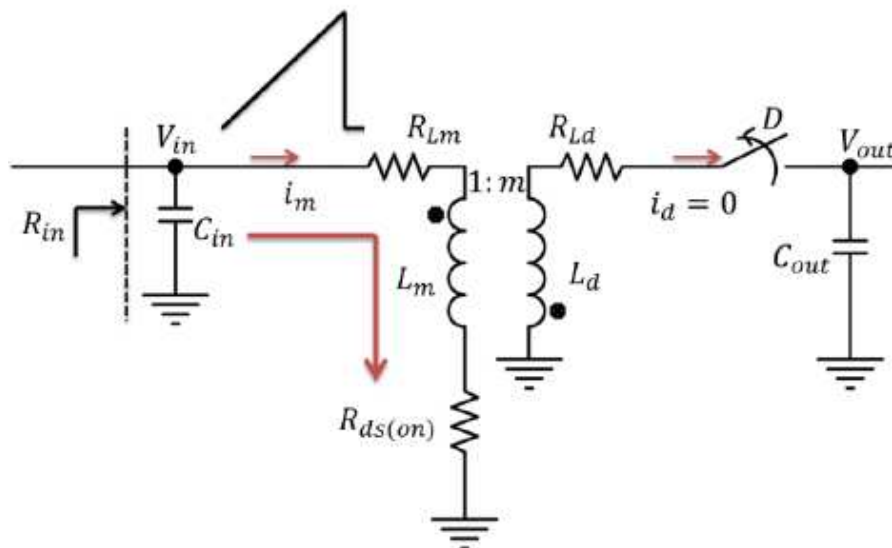


Figure IV.25 Convertisseur Flyback en DCM : Phase 1 (d'après [18])

*Phase 2* : un niveau bas est appliqué sur la grille du MOSFET, il se bloque par conséquent et le courant primaire s'annule (Figure IV.26).

L'énergie stockée dans les inductances couplées est donc directement transférée vers l'inductance secondaire  $L_d$  qui agit comme une source de courant, la tension à ses bornes devient donc égale à  $V_{out} + V_d$ . A l'état passant la diode est équivalente à une source de tension en sens opposé au courant  $i_d$  d'une valeur égale à sa tension de seuil  $V_d$ .

Le courant secondaire  $i_d$  décroît de sa valeur maximale  $i_{d\_max}$  de façon linéaire grâce à la capacité de sortie qui maintient un niveau de tension  $V_{out}$  relativement stable. A la fin de cette

phase le courant  $i_d$  s'annule et la diode se bloque. La durée de cette phase est égale à  $d_d.T$ , avec  $d_d$  le rapport cyclique de cette 2ème phase.

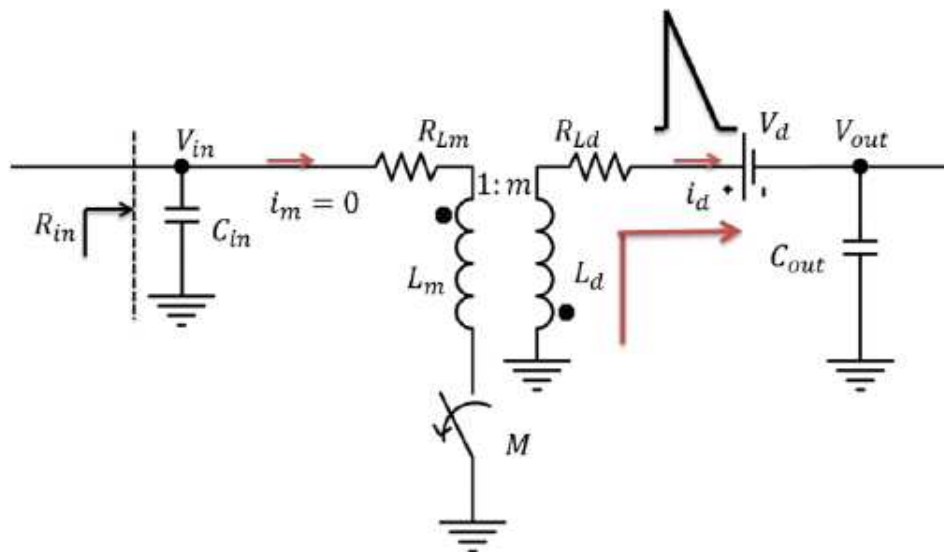


Figure IV.26 Convertisseur Flyback en DCM : Phase 2 (d'après [18])

Phase 3 : le MOSFET ainsi que la diode sont tous les deux bloqués durant cette phase comme le montre la figure IV.27. La charge de sortie est alimentée exclusivement à partir de la capacité de sortie  $C_{out}$ .

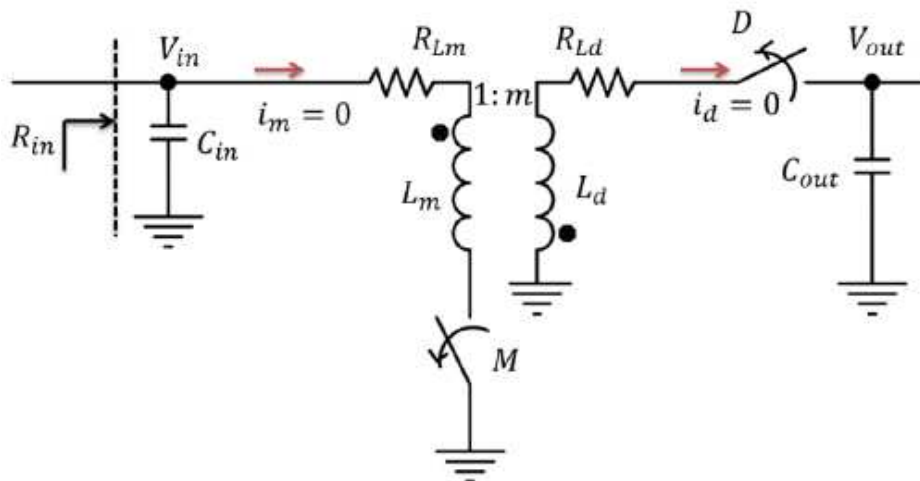


Figure IV.27 Convertisseur Flyback en DCM : Phase 3 (d'après [18])

L'impédance d'entrée  $R_{in}$  du convertisseur Flyback peut être calculée en considérant le rapport entre la tension d'entrée et la valeur moyenne du courant primaire.

L'expression résultante nous permet de constater que l'impédance d'entrée du convertisseur Flyback en DCM ne dépend ni de la tension d'entrée, ni de la charge de sortie. Elle dépend uniquement de 3 paramètres qui sont : l'inductance primaire  $L_m$ , la fréquence  $f$  et le rapport cyclique  $d_m$  du signal de commande du MOSFET, comme suit:

$$R_{in} = \frac{2L_m f}{d_m^2} \quad (IV.6)$$

Pour une application donnée, l'inductance est généralement une valeur fixe et le réglage de l'impédance d'entrée se fait grâce à deux paramètres de contrôle extérieurs qui sont  $f$  et  $d_m$ .

L'adaptation d'impédance est réalisée lorsque l'impédance d'entrée du convertisseur Flyback  $R_{in}$  est égale à l'impédance interne de la source. Ainsi, la tension d'entrée du convertisseur est égale à la moitié de la tension de circuit ouvert de la source (c'est à dire lorsque le pourcentage du contrôle MPPT est égal à 50 %).

La figure IV.28 présente alors les formes d'onde du signal de commande du Flyback ainsi que ceux en entrée et en sortie de ce convertisseur fonctionnant en mode DCM.

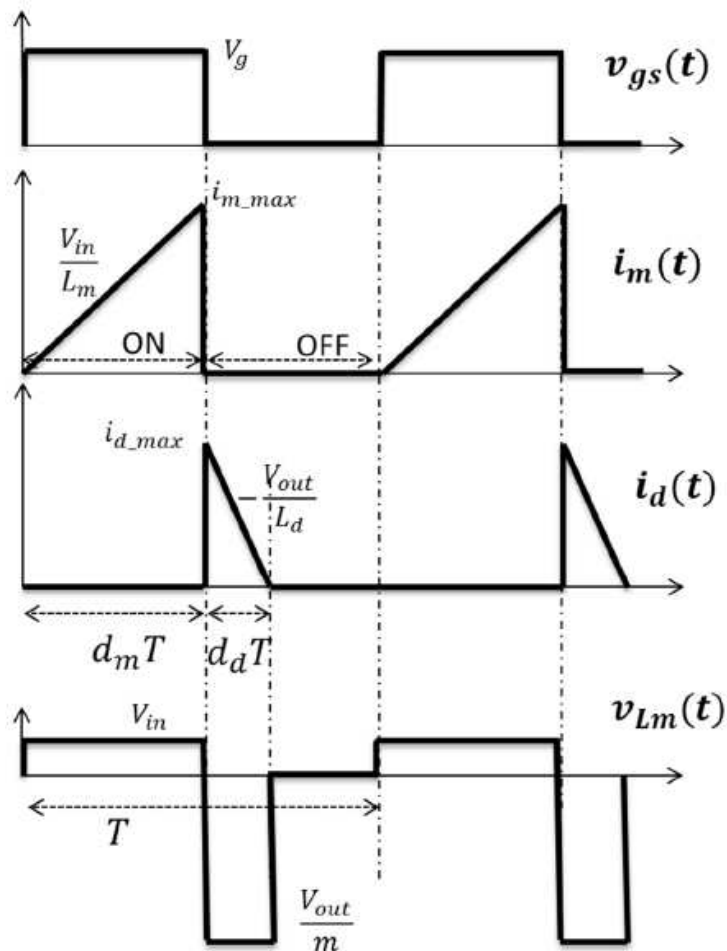


Figure IV.28 Formes d'onde du convertisseur Flyback en mode DCM (d'après [18])

#### - Paramétrage du circuit de contrôle du Flyback

Un circuit de contrôle extérieur applique au niveau de la grille du MOSFET une tension de commande de forme rectangulaire caractérisée par les trois paramètres suivants :

- $V_g$  : Niveau de la tension appliquée au MOSFET
- $d_m$  : Rapport cyclique du signal
- $f$  : Fréquence du signal; la période  $T=1/f$

Le contrôleur sera dans notre application un oscillateur fournissant un signal rectangulaire avec un contrôle sur les paramètres suivants : la fréquence  $f$ , le rapport cyclique  $d_m$ , et la tension d'alimentation  $V_g$  afin d'ajuster l'impédance d'entrée.

Des niveaux de puissance aussi bas que quelques  $\mu\text{W}$  devront être exploitables. Pour cela, la consommation du circuit de contrôle ne doit pas dépasser ce niveau. Le circuit Touchstone TS3001, dont la consommation statique en courant est de  $1 \mu\text{A}$  a été utilisé [19]. La fréquence et le rapport cyclique peuvent être réglés en utilisant 2 potentiomètres comme le montre la figure IV.29.

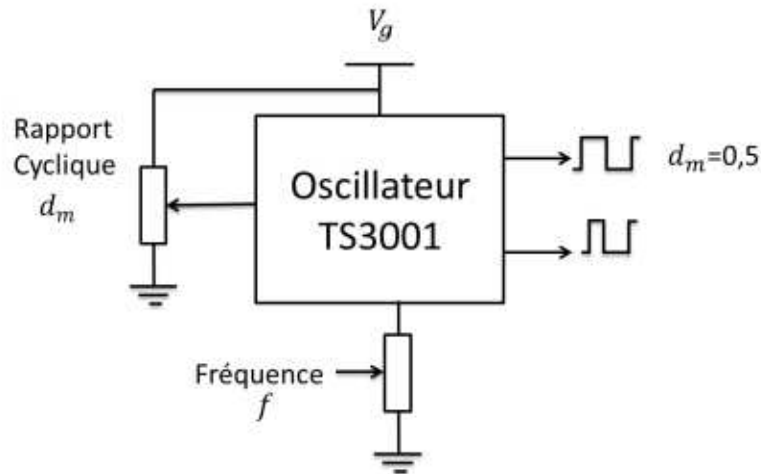


Figure IV.29 Oscillateur Touchstone TS3001 (Circuit de contrôle du Flyback)

La sortie de l'oscillateur peut fournir un courant de quelques mA, ce qui est très largement suffisant pour commander le MOSFET FDV301N.

L'oscillateur TS3001 dispose de deux sorties : une avec un rapport cyclique  $d_m$  de 50 % et l'autre avec un rapport cyclique variable.

La consommation statique du circuit est d'environ  $1 \mu\text{W}$  à 25 kHz et  $0.8 \mu\text{W}$  à 10 kHz.

#### - Facteur d'élévation en tension du Flyback

Le rapport d'élévation en tension du convertisseur Flyback est très intéressant, il vaut 16, 8 et 4 pour une résistance  $R_{load}$  de valeur  $1\text{M}\Omega$ ,  $200 \text{ k}\Omega$  et  $50 \text{ k}\Omega$  respectivement (Figure IV.30). De plus, ce rapport est relativement constant quelle que soit la tension d'entrée.

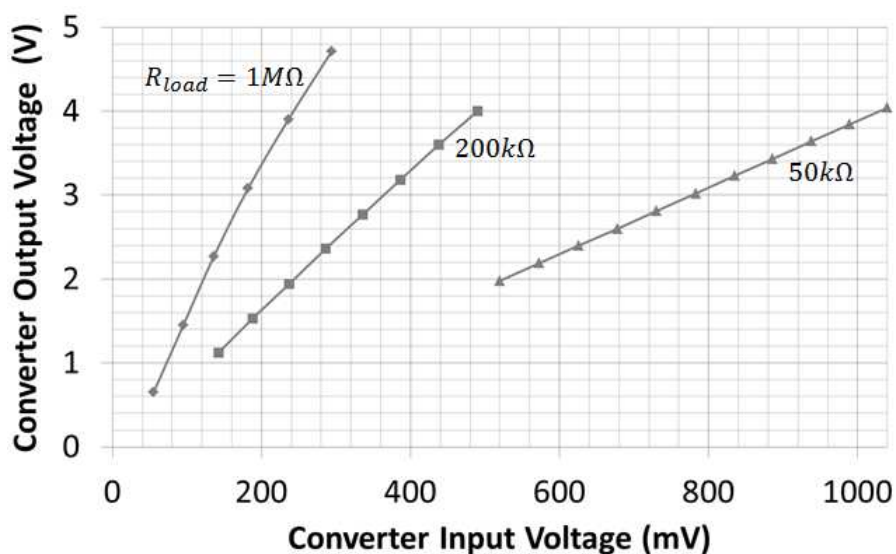


Figure IV.30 Tension de sortie du Flyback en fonction de la tension d'entrée pour 3 valeurs de charge résistive terminale en sortie du Flyback (d'après [18])

Le tableau IV.6 affiche les différents paramètres de contrôle du Flyback ainsi que les références des composants discrets de base utilisés pour réaliser ce convertisseur.

Paramètre	Valeur
MOSFET	FDV301N
Diode	HSMS2822
$L_m$	20 mH
m	1
f	10 kHz
$d_m$	0.5
$V_g$	1.2 V

Tableau IV.6 Différents paramètres du convertisseur DC-DC Flyback

### - Description du démonstrateur de la deuxième application

Afin de garantir l'autonomie du système, le circuit de contrôle du Flyback est alimenté à partir de la sortie du convertisseur Flyback.

Au niveau de la rectenna, la puissance RF totale reçue est de -15 dBm (31.6  $\mu$ W), la densité de puissance étant alors de 0.75  $\mu$ W/cm<sup>2</sup> (E = 1.68 V/m).

Dans ces conditions, la tension produite par la rectenna est d'environ 115 mV, et le courant DC fourni est de 67.4  $\mu$ A, le rendement de conversion RF-DC est alors très proche de 25 %, et la résistance de sortie de la rectenna est de 1700  $\Omega$ .

Lorsque le capteur exécute sa mise à jour périodique de température une fois toutes les 10 s, il a besoin d'un niveau de courant de 60  $\mu$ A sous une tension de 1.2 V. D'où l'idée d'utiliser un dispositif de stockage d'énergie (Capacité de 80  $\mu$ F) à la sortie du Flyback, afin de garantir aussi au capteur, le niveau de courant nécessaire pour actualiser son affichage.

Le schéma donné par la figure IV.31, présente les différents éléments blocs de cette deuxième application.

La manipulation à l'extérieur de la chambre anéchoïque est montrée à la figure IV.32.

### - Bilan de puissance de la deuxième application démonstrative

#### Rectenna

- ✓ Puissance RF totale reçue (à 2.45 GHz) = 31.6  $\mu$ W
- ✓ Tension de sortie rectenna = 115.3 mV
- ✓ Courant de sortie rectenna = 67.4  $\mu$ A
- ✓ Puissance DC délivrée par la rectenna = 7.77  $\mu$ W
- ✓ Rendement rectenna = 24.6 %

#### Capteur

- ✓ Tension de sortie du Flyback (alimentation du capteur) = 1.2 V
- ✓ Courant de consommation du capteur en mode de veille = 3  $\mu$ A
- ✓ Impédance du capteur en mode de veille = 400 k $\Omega$
- ✓ Puissance consommée par le capteur en mode de veille = 3.6  $\mu$ W
- ✓ Courant de consommation du capteur pendant l'actualisation = 60  $\mu$ A

- ✓ Puissance consommée par le capteur pendant l'actualisation = 72  $\mu$ W
- ✓ Impédance du capteur en mode d'actualisation = 20 k $\Omega$

### Flyback

- ✓  $R_{in} = 1700 \Omega$
- ✓ Puissance en sortie du Flyback = 5.75  $\mu$ W
- ✓ Puissance dissipée dans le Flyback :  $7.77 - 5.75 = 2.02 \mu$ W
- ✓ Puissance consommée par le circuit de contrôle du Flyback alimenté par la sortie du Flyback = 2.15  $\mu$ W
- ✓ Rendement du Flyback :  $(5.75 / 7.77) * 100 = 74 \%$
- ✓ Rendement Flyback avec la consommation du circuit de contrôle =  $100 * (5.75 - 2.15) / 7.77 = 46 \%$

### Stockage d'énergie

- ✓ Capacité de stockage en sortie du Flyback : 80  $\mu$ F

En résumé, 23  $\mu$ W sont perdus dans la rectenna, 2  $\mu$ W dans le Flyback, 2.15  $\mu$ W dans le circuit de contrôle et 3.6  $\mu$ W sert à alimenter le capteur. Le rendement global du récepteur est donc d'environ 12 %.

L'antenne d'émission à l'intérieur de la chambre anéchoïque est une antenne cornet à polarisation linéaire, et de gain 12.2 dBi à 2.45 GHz. La puissance injectée à cette antenne est de 7.5 dBm, ce qui donne une PIRE de 19.7 dBm.

Le fait que la densité de puissance RF minimale nécessaire, soit ici inférieure à celle utilisée dans la première application (0.75  $\mu$ W/cm<sup>2</sup> contre 1.25  $\mu$ W/cm<sup>2</sup>), s'explique d'abord par le fait que l'on a besoin de plus de puissance RF pour pouvoir démarrer le convertisseur DC-DC du commerce bq25504 (seuil à 330 mV) comparé à celui développé au cours du projet ANR (seuil inférieur à 100 mV), ce qui fait qu'on a besoin de plus de puissance RF délivrée à la rectenna miniaturisée (76.6  $\mu$ W), par rapport à la rectenna sans superstrate (31.6  $\mu$ W).

Le seul inconvénient du circuit Flyback, c'est que son circuit de contrôle nécessite au début une tension DC externe  $V_g$  de 1.2 V pour démarrer, et ensuite il fonctionnera avec la tension de sortie délivrée par le Flyback, et à ce moment le circuit devient globalement autonome.

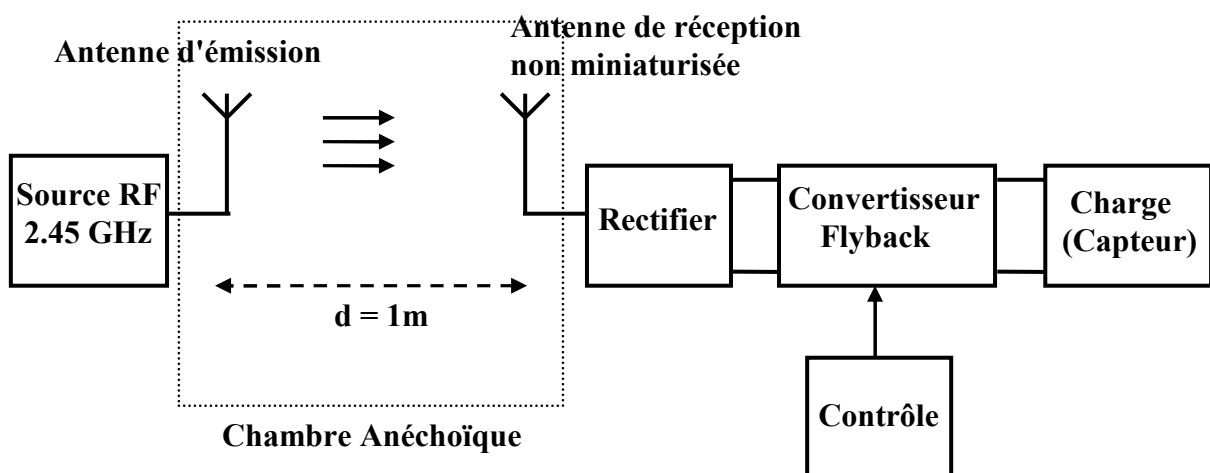


Figure IV.31 Schéma en blocs descriptif de la deuxième application



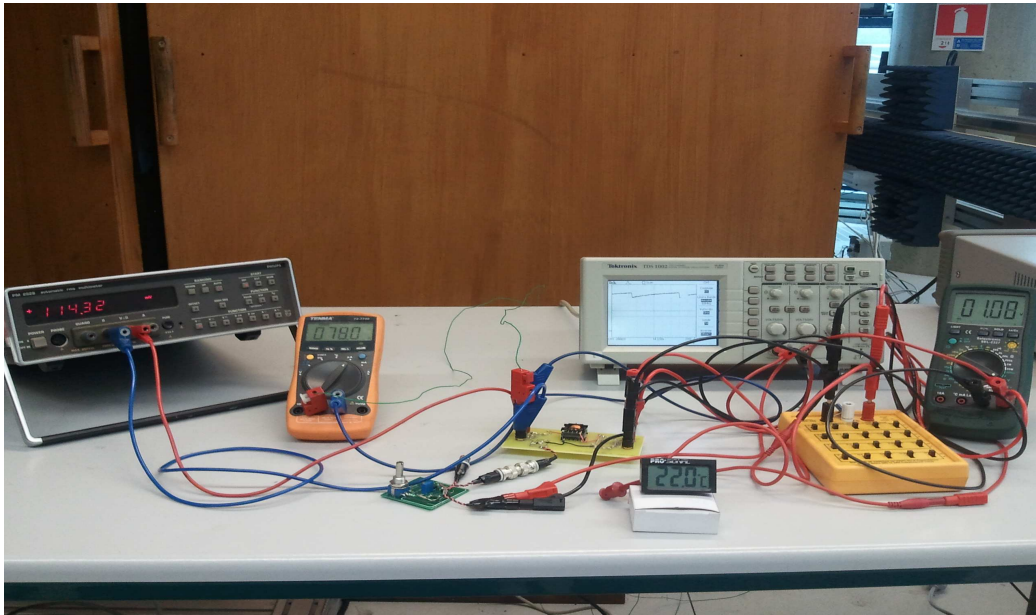


Figure IV.32 Alimentation sans fils d'un capteur de température : extérieur de la chambre anéchoïque

Enfin, on peut résumer le bilan de performances de ce deuxième démonstrateur dans le tableau IV.7 présenté ci-dessous :

Fréquence du signal RF récupéré	2.45 GHz
Puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE)	94 mW (19.7 dBm)
Distance émetteur-récepteur	1 m
Densité de puissance RF incidente à la rectenna	$0.75 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ (1.68 V/m)
Puissance RF récupérée par la rectenna	$31.6 \mu\text{W}$ (-15 dBm)
Tension de sortie de la rectenna	115 mV
Tension de sortie du Flyback	1.2 V

Tableau IV.7 Bilan des performances du démonstrateur de la deuxième application

## 4. Conclusion

Dans ce chapitre, on a utilisé une antenne à double polarisation circulaire miniaturisée pour l'alimentation d'un capteur de température du commerce.

Cette antenne miniaturisée par l'emploi d'une couche superstrate, présente des performances optimales mesurées qui sont décalées à 2.35 GHz.

On a alimenté un capteur de température à affichage LCD (qui fonctionne à partir d'une valeur de tension de 1 V), par un convertisseur DC-DC bq25504 élévateur (booster) du commerce, connecté à la sortie de la rectenna miniaturisée. Cette dernière étant illuminée par une densité de puissance RF incidente de  $1.25 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  à 2.35 GHz qui correspond à un niveau de champ électrique E de 2.17 V/m.

Ensuite, on a mis en oeuvre une deuxième application qui consiste à associer la rectenna à 2.45 GHz à double polarisation circulaire présentée dans le deuxième chapitre de cette thèse,

à un convertisseur DC-DC développé au cours du projet ANR REC-EM par le laboratoire Ampère de l'Ecole Centrale de Lyon.

Ce convertisseur DC-DC de type Flyback est adapté en impédance à cette rectenna sachant que celle-ci est bien opérationnelle à la fréquence 2.45 GHz.

Une capacité de stockage est placée à la sortie du convertisseur Flyback afin de pouvoir fournir au capteur le courant nécessaire pour qu'il puisse actualiser son affichage toutes les 10 secondes.

Enfin, avec seulement une densité de puissance RF de  $0.75 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  à 2.45 GHz ( $E = 1.68 \text{ V/m}$ ), on a réussi à démarrer et à maintenir en état de marche le capteur de température, par le biais de notre deuxième démonstrateur.

## 5. Références

- [IV.1]- Ryo Shigeta, Tatsuya Sasaki, Duong Minh Quan, Yoshihiro Kawahara, Rushi J. Vyas, Manos M. Tentzeris, Tohru Asami, "Ambient-RF-Energy-Harvesting Sensor Device with Capacitor-Leakage-Aware Duty Cycle Control", IEEE Sensors Journal, Volume 13, Issue 8, pages 2973 - 2983, August 2013.
- [IV.2]- Hiroshi Nishimoto, Yoshihiro Kawahara, Tohru Asami, "Prototype Implementation of Ambient RF Energy Harvesting Wireless Sensor Networks", IEEE Sensors 2010 Conference, pages 1282-1287.
- [IV.3]- U. Olgun, C.-C. Chen, J.L. Volakis, "Design of an efficient ambient WiFi energy harvesting system", IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2012, Volume 6, Issue 11, pages 1200–1206.
- [IV.4]- D. Pavone, A. Buonanno, M. D'Urso, F. D. Corte, "Design Considerations For Radio Frequency Energy Harvesting Devices", Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 45, pages 19-35, 2012.
- [IV.5]- Chang-Jun Ahn, "Development of RF Energy Harvesting and Charging Circuits for Low Power Mobile Devices", Recent Researches in Circuits, Systems, Control and Signals Conference, Prague, 2011.
- [IV.6]- K.W. Lui, A. Vilches, C. Toumazou, "Ultra-efficient microwave harvesting system for battery-less micropower microcontroller platform", IET Microwaves, Antennas & Propagation, Volume 5, Issue 7, pages 811–817, 2011.
- [IV.7]- Chang-Hsiu Huang, Powen Hsu, "Superstrate Effects on Slot-Coupled Microstrip Antennas", IEEE Transactions on Magnetics, Volume 27, N° 5, pages 3868-3871, September 1991.
- [IV.8]- Wen-Shyang Chen, Kin-Lu Wong, Jeen-Sheen Row, "Superstrate Loading Effects on the Circular Polarization and Crosspolarization Characteristics of a Rectangular Microstrip Patch Antenna", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 42, N°2, pages 260-264, February 1994.
- [IV.9]- T.K. Lo, Chun-On Ho, Y. Hwang, E.K.W. Lam, B. Lee, "Miniature aperture-coupled microstrip antenna of very high permittivity", Electronics Letters, Vol. 33, N°. 1, pages 9-10, January 1997.
- [IV.10]- Chih-Yu Huang, Jian-Yi Wu, Kin-Lu Wong, "High-gain compact circularly polarised microstrip antenna", Electronics Letters, Vol. 34, N°. 8, pages 712-713, 16th April 1998.
- [IV.11]- Debatosh Guha, Jawad Y. Siddiqui, "Resonant Frequency of Circular Microstrip Antenna Covered With Dielectric Superstrate", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Volume 51, N°7, pages 1649-1652, July 2003.

- [IV.12]- J.-S. Row, "Experimental study of circularly polarised microstrip antennas loaded with superstrate", *Electronics Letters*, Vol. 41, N°. 21, 13th October 2005.
- [IV.13]- M. Biswas, D. Guha, "Input impedance and resonance characteristics of superstrate-loaded triangular microstrip patch", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, Volume 3, Issue 1, pages 92–98, 2009.
- [IV.14]- Texas Instruments bq25504 Ultra Low Power Boost Converter with Battery Management for Energy Harvester Applications, [www.ti.com](http://www.ti.com).
- [IV.15]- Cours d'électronique de puissance : Conversion DC/DC, Professeurs A. Rufer et P. Barrade, Laboratoire d'électronique industrielle, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.
- [IV.16]- Texas Instruments bq25504 EVM – Ultra Low Power Boost Converter with Battery Management for Energy Harvester Applications.
- [IV.17]- Salah-Eddine Adami, Walid Haboubi, Christian Vollaire, Bruno Allard, François Costa, Laurent Cirio, "Ultra-low Power Autonomous Power Management System with Effective Impedance Matching for RF Energy Harvesting", *CIPS 2014*, February, 25–27, 2014, Nuremberg, Germany.
- [IV.18]- Thèse de Salah-Eddine ADAMI, "Optimisation de la récupération d'énergie dans les applications de rectenna", chapitre III, Ecole Centrale de Lyon, 2013.
- [IV.19]- TouchStone, "A 1V/1 $\mu$ A Easy-to-Use Resistor-Tuned Silicon Oscillator/Timer," 2012. <http://touchstonesemi.com>.



---

## **Conclusion générale & Perspectives**

---

## Conclusion générale

Dans cette conclusion générale, on évoquera les principaux résultats qui ont été présentés durant cette thèse.

Le chapitre I nous a permis d'introduire le contexte de cette étude, la problématique et les objectifs visés. Plusieurs points ont été traités au cours de ce chapitre notamment l'intérêt de la polarisation circulaire pour l'antenne de captation, les différentes architectures du circuit de conversion RF-DC, les limites fixées par la réglementation concernant l'exposition du grand public aux champs électromagnétiques, ainsi que les niveaux couramment rencontrés de champ électrique ambiant provenant des différentes sources RF.

Ce chapitre est terminé par un état de l'art des rectennae mono-fréquence à diversité de polarisation (double polarisation linéaire ou polarisation circulaire), ainsi que des rectennae multi-bande présentes dans la littérature et dont l'objectif est d'augmenter le niveau de signal capté par l'antenne.

Au cours du chapitre II, une antenne patch à double polarisation circulaire, alimentée par couplage par fente, a été conçue afin de récupérer des ondes électromagnétiques avec une polarisation arbitraire, ceci dans la bande ISM-2.45 GHz.

Cette antenne a l'avantage d'être compacte car équivalente à deux antennes co-localisées.

Le circuit de conversion RF-DC à deux accès à recombinaison DC en parallèle a montré (en simulation et en mesure) une robustesse en rendement RF-DC contre l'éventuel déséquilibre entre les deux puissances RF reçues sur les deux sorties de l'antenne.

A la fréquence 2.45 GHz pour une densité de puissance constante de  $1.5 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ , on a relevé des tensions de sortie mesurées comprises entre 190 mV et 215 mV avec une fluctuation du rendement RF-DC de seulement 0.4 dB, lorsque l'angle azimutal du champ incident  $E$  varie.

Enfin, entre 2.4 GHz et 2.47 GHz, cette rectenna affiche en mesure un rendement de conversion RF-DC compris entre 24 % et 40 %, avec une puissance RF de -15 dBm par accès, sachant aussi que la tension de sortie continue reste supérieure à 150 mV pour sur cette plage de fréquence.

Dans le chapitre III, afin d'améliorer encore le niveau de puissance DC récupérée, on s'est intéressé aux rectennae opérant sur plus d'une bande de fréquence.

En effet, une antenne bi-fente à polarisation circulaire et fonctionnant dans les bandes GSM-1800 et ISM-2.45 GHz, a été développée. Elle ne présente qu'un seul accès ce qui facilite l'intégration du circuit de conversion. Celui-ci, également bi-bande, ne contient qu'une seule diode Schottky. Ce circuit a été optimisé pour recevoir simultanément une puissance RF de -15 dBm à 1.85 GHz ainsi qu'à 2.45 GHz, et affiche dans ce cas un rendement RF-DC simulé autour de 49 % avec une tension de sortie qui dépasse légèrement 300 mV.

On s'est ensuite basé sur l'antenne bi-fente pour réaliser un réseau constitué de deux éléments et connecté à un circuit de rectification.

Ce réseau d'antennes permet de capter approximativement deux fois plus de puissance RF que l'antenne bi-fente seule. De cette manière, on s'est attaché à optimiser le circuit de conversion RF-DC bi-bande à une puissance RF d'entrée plus basse, et ayant un niveau de -20 dBm par fréquence d'intérêt (1.81 GHz et 2.4 GHz dans ce cas).

A ce niveau de puissance RF, et en présence des deux fréquences, le rendement RF-DC mesuré de la rectenna est situé autour de 30 %, avec une tension de sortie autour de 130 mV, sachant qu'on opère dans ce cas sur une densité de puissance RF de  $0.21 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  ( $E = 0.9 \text{ V/m}$ ) à 1.81 GHz et de  $0.3 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  ( $E = 1.05 \text{ V/m}$ ) à 2.4 GHz.

On souhaite enfin utiliser ces rectennae pour alimenter un capteur de température à affichage LCD dont la période de rafraîchissement était de 10 secondes. On remarque cependant que le niveau de tension DC récupérée reste trop faible pour démarrer ce capteur de température qui nécessite une tension minimale de 1 V pour s'activer. D'où la nécessité d'utiliser un convertisseur DC-DC en sortie de la rectenna de façon à augmenter le niveau de tension de sortie.

Au cours du chapitre IV, on a réussi à maintenir en état de fonctionnement le capteur de température en l'alimentant par un convertisseur DC-DC bq25504 élévateur (booster) du commerce et connecté à la sortie de la rectenna à double polarisation circulaire réduite en dimensions par l'addition d'une couche de diélectrique au dessus du patch.

Cette rectenna a été illuminée par une densité de puissance RF incidente de  $1.25 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  à 2.35 GHz ( $E = 2.17 \text{ V/m}$ ), à une distance de 0.8 m d'une source qui émettait une puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) de 100 mW (20 dBm).

Dans un second temps, on a associé la rectenna à 2.45 GHz à double polarisation circulaire présentée dans le deuxième chapitre, à un convertisseur DC-DC du type flyback réalisé au cours du projet ANR REC-EM par le laboratoire Ampère de l'Ecole Centrale de Lyon et SATIE de l'ENS Cachan.

Ce deuxième démonstrateur est situé à une distance de 1 m d'une source qui émettait une puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) de 94 mW (19.7 dBm), à 2.45 GHz.

Dans ce cas, le capteur de température a été maintenu en fonctionnement avec une densité de puissance RF incidente diminuée à  $0.75 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  ( $E = 1.68 \text{ V/m}$ ), à 2.45 GHz.



## Perspectives

Même si l'on peut s'attendre à une diminution périodique de la consommation énergétique des composants électroniques et à la mise à disposition des convertisseurs DC-DC plus adaptés aux circuits rectennae, un certain nombre de perspectives peuvent se dégager de ces travaux.

-La mise en réseau de l'antenne à double polarisation circulaire pourra permettre d'augmenter la surface de captation et augmenter la sensibilité de la rectenna aux très faibles niveaux de champs ambiants tout en conservant ses propriétés en terme de compensation des 3 dB de perte en puissance. Cela nécessitera un circuit d'alimentation élaboré compte tenu de la présence de deux accès sur l'antenne originale.

-L'emploi de matériaux « artificiel » dit matériaux main gauche à structures périodiques, devrait permettre de diminuer les dimensions des rectennae, surtout mises en réseaux, tout en conservant leurs propriétés tels que le gain.

-La multiplicité des standards de communication rend attrayante l'élaboration de rectennae multi-fréquences à accès unique. On peut viser des structures d'antennes tri ou quadri-bandes, selon le niveau des champs électromagnétique disponibles dans l'environnement. La difficulté viendra également de la conception d'un circuit de rectification, composé d'une ou plusieurs diodes, et qui devra être adapté à ces fréquences.

-Compte tenu des structures de conversion développées dans ce travail de thèse, il serait intéressant de développer ces convertisseurs sous forme intégrée en concevant un « system in package » dans lequel il serait possible de contrôler les caractéristiques de la diode Schottky, élément dans lequel on retrouve la majorité des pertes.

## Communications et publications

- [1] 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.
- [2] Zied Saddi, Hakim Takhedmit, Walid Haboubi, Jean-Daniel Lan Sun Luk, Odile Picon, Laurent Cirio, "*A 1.85 and 2.45 GHz Dual-Band Circularly-Polarized Rectenna for RF Energy Harvesting*", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (soumis).
- [3] W. Haboubi, H. Takhedmit, O. Picon and L. Cirio, "*A GSM-900 MHz and WiFi-2.45 GHz Dual-Polarized, Dual-Frequency Antenna Dedicated to RF Energy Harvesting Applications*", EUCAP Conference 2013, Goteborg, Sweden.
- [4] Zied Saddi, Walid Haboubi, Hakim Takhedmit, Salah-Eddine Adami, Odile Picon, Jean-Daniel Lan Sun Luk, François Costa, Bruno Allard, Christian Vollaire and Laurent Cirio, "*Rectenna à faible niveau de puissance pour la récupération et la conversion d'énergie électromagnétique à 1.8 et 2.45 GHz*", Journées nationales micro-ondes JNM 2013, Paris, France.

## **Titre : Développements de circuits rectennae bi-polarisation, bi-bande pour la récupération et conversion d'énergie électromagnétique à faible niveau**

### **Résumé :**

L'amélioration de l'autonomie énergétique des systèmes communicants constitue aujourd'hui une des préoccupations majeures pour leur déploiement massif dans notre environnement. On souhaite rendre complètement autonome ces dispositifs électroniques (on pense entre autres aux capteurs et réseaux de capteurs) en s'affranchissant des sources d'énergie embarquées qui nécessitent des opérations de remplacement ou de recharge périodiques. Parmi les sources d'énergie disponibles qui peuvent être exploitées, on trouve les ondes électromagnétiques. Le dispositif qui permet de capter cette énergie et la convertir en puissance continue utile est dénommé Rectenna (Rectifying antenna) qui associe une antenne de captation à un circuit de rectification à base de diodes.

Les rectennae ont fait l'objet d'un nombre important de communications dans la littérature ces dernières années avec pour fil conducteur, la recherche de performances optimales compte tenu de l'atténuation des ondes électromagnétiques et des faibles niveaux de champ récupérés.

C'est dans ce contexte que s'est déroulé ce travail de thèse dont le financement a été assuré par un contrat ANR (REC-EM).

Dans ce travail, on s'est attaché à développer, à concevoir et à caractériser expérimentalement des structures planaires qui présentent des propriétés intéressantes :

- En terme de polarisations orthogonales, ceci de façon à s'affranchir de l'orientation arbitraire de l'onde incidente à la rectenna. Une rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz et à double accès sera réalisée pour, de plus, s'affranchir de la perte de 3 dB lorsque l'onde récupérée est à polarisation linéaire à orientation arbitraire.

- En terme de résonances multiples, ceci pour augmenter le niveau de puissance récupérée par l'antenne et optimiser la puissance continue convertie. Une rectenna à double fréquence (1.8 et 2.45 GHz) et à accès unique sera conçue ainsi qu'une rectenna constituée d'un réseau de deux antennes double fréquence.

- En terme de réduction de taille en s'affranchissant de l'utilisation du filtre HF entre l'antenne et le circuit de conversion ceci pour l'ensemble des structures rectennae développées dans ce travail.

Dans tous les cas, il sera nécessaire de développer le circuit de rectification le plus adapté à la topologie de l'antenne de captation et évaluer la technique de recombinaison optimale coté DC pour s'affranchir au mieux des déséquilibres qui peuvent apparaître entre les voies d'accès de l'antenne. Pour contenir les dimensions de la structure globale, des circuits mono diode seront dimensionnés et réalisés pour chacune des structures.

Enfin, on exploitera l'antenne à double polarisation circulaire double accès, dont on cherchera à diminuer les dimensions, pour alimenter un capteur de température à affichage LCD. Pour augmenter le niveau de tension nécessaire au fonctionnement du capteur, nous associerons entre la rectenna et le capteur un convertisseur DC-DC. Il s'agit, dans ce cas, d'un dispositif de gestion d'énergie adapté pour les faibles puissances. Deux convertisseurs seront employés dont celui développé par les laboratoires Ampère de l'Ecole Centrale de Lyon et SATIE à l'ENS Cachan. Ce convertisseur a fait l'objet d'une thèse également financée par l'ANR dans le cadre de ce contrat REC-EM.

**Mots-Clés :** Récupération de l'énergie électromagnétique, antenne imprimée, polarisation circulaire, diode Schottky, techniques de recombinaison en DC, antenne co-localisée, antenne bi-bande, circuit de conversion RF-DC bi-bande, bande GSM-1800, bande ISM-2.45 GHz, convertisseur DC-DC, capteur de température.

---

## **Title : Dual-polarized and dual-band rectennas for low level energy harvesting**

### **Abstract :**

Improving energy autonomy of communication systems constitutes one of the major concerns for their massive deployment in our environment. We want to make these electronic devices (sensors and sensor networks) completely autonomous, avoiding the embedded energy sources that require replacement operations or periodic charging. Among the available energy sources that can be harvested, there are electromagnetic waves. The device that can capture this energy and convert it into useful DC power is called Rectenna (Rectifying antenna), combining antenna with diode-based rectifier.

In recent few years, rectennas have reached a significant number of papers in the literature. The main challenge consists in improving performances in term of efficiency, in an attempt to overcome the electromagnetic wave attenuation and the low available field level.

According to this context, this PhD work supported by the ANR project REC-EM has taken place. In this study, we have developed, designed and characterized planar structures that have interesting properties:

- In term of orthogonal polarizations, so energy harvesting becomes feasible regardless the arbitrary orientation of the incident wave on the rectenna. A dual-circularly polarized rectenna at 2.45 GHz with dual-access will be set up to overcome the 3 dB power loss in the case of linearly-polarized incident wave with unknown orientation.

- In term of multiple resonances, so the amount of total RF power collected by the antenna can be increased and consequently the converted DC power level can also be improved. A dual-frequency rectenna (1.8 and 2.45 GHz) with single access will be designed, as well as a rectenna based upon a dual-frequency antenna array.

- In term of size compactness by avoiding the use of the HF filter between the antenna and the rectifier for all developed rectenna structures during this work.

In all cases, it will be necessary to define the most suitable rectifier topology to each antenna and select, if it is appropriated, the optimum DC recombination technique to overcome the effects of RF power imbalance that may occur between the different antenna accesses. Besides, single-diode circuits will be designed and fulfilled for each structure.

Finally, we will miniaturize the dual-circularly polarized dual-access antenna, and exploit it to power a LCD display temperature sensor. To enhance the DC voltage level required to activate the sensor, a DC-DC converter is inserted between the rectenna and the sensor. Such energy management device should be able to operate under low delivered DC power. Two converters will be used. The first one is developed by Ampere Lab at Ecole Centrale de Lyon and SATIE Lab at ENS Cachan. This converter was the subject of another dissertation also supported by the ANR under the REC-EM project.

**Keywords :** RF energy harvesting, printed antennas, circular polarization, Schottky diode, DC recombination techniques, co-localized antenna, dual-band antenna, dual-band rectifier, GSM-1800 band, 2.45-GHz ISM band, DC-DC converter, temperature sensor.