Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université Mohamed Seddik Ben Yahia –Jijel

THÈSE

Présentée à la faculté des sciences et de la technologie
Département d'électronique
En vue d'obtention du diplôme de
Doctorat 3ème Cycle
Par

KHEMAR ADEL

Thème

Alimentation hyperfréquence de dispositifs à faible consommation par la récupération de l'énergie EM

Soutenue le 27/02/2018 devant le jury composé de :

Mr KEMIH Karim	Professeur	U. Mohamed Seddik Benyahia-Jijel	Président
Mr KACHA Abdellah	Professeur	U. Mohamed Seddik Benyahia-Jijel	Rapporteur
Mr TAKHEDMIT Hakim	MCF	U. Paris-Est Marne-la-Vallée	Co-rapporteur
Mr BENATIA Djamel	Professeur	U. Batna 2 - Batna	Examinateur
Mr BOUKROUCHE Abdelhani	Professeur	U. 8 Mai 1945 - Guelma	Examinateur

Au nom d'Allah le tout miséricordieux le très miséricordieux

Remerciements

Louange à ALLAH, Seigneur des mondes. Que la bénédiction et le salut soient sur notre maître Mohammad, le maître des prophètes et l'imâm des pieux, ainsi que sur sa famille et ces compagnons. Je ne saurai commencer ce rapport sans remercier ALLAH le tout puissant, le tout miséricordieux, qui m'a donné grâce et bénédiction pour mener à terme ce projet.

Je tiens à remercier le département d'électronique et la faculté des sciences et de technologies de l'Université de Jijel de m'avoir accepté et donné cette occasion afin d'effectuer ce travail de thèse. Je remercie l'ensemble de l'équipe, M. **Remmouche Riad**, ancien Chef de département et son successeur M. **Toufik Benkedidah**. Je remercie, sincèrement M. **Bouridah Hachemi,** Responsable de la formation doctorale 3ème cycle, Electronique et Optoélectronique (EOP), et M. **Birouk Boubkeur** ancien Vice doyen chargé de la Post-Graduation et de la recherche scientifique.

J'exprime ma gratitude et mes remerciements à M. **Kacha Abdallah**, Professeur à l'Université de Jijel et mon directeur de thèse, pour sa disponibilité, ses conseils, ses remarques pertinentes tout au long de ce travail et pour la confiance qu'il m'a témoignée.

Je remercie vivement et très chaleureusement mon co-directeur de thèse M. **Takhedmit Hakim**, Maître de Conférences et responsable du Master 1 Electronique, Energie Electrique et Automatique à l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée, pour son encadrement, ses précieux conseils et encouragements et ses déplacements réguliers pour le suivi de mon travail de thèse. Je le remercie également pour les discussions fructueuses que nous avons eues ensemble pendant nos différentes réunions et qui m'ont beaucoup aidé à progresser dans mon travail de thèse. Qu'Allah lui rétribue avec la meilleure rétribution.

J'exprime ma profonde reconnaissance et mes remerciements à M. **Abib Idir Ghalid,** Maître de Conférences à l'Institut Télécom Sud-Paris, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire EPH et pour m'avoir beaucoup aidé à réaliser mes circuits et également lors des premières campagnes de mesures au début de ma thèse. Je le remercie également pour ses conseils avisés et ces propositions pertinentes qui m'ont permis de gagner un temps précieux et de progresser dans mes travaux de thèse. Qu'il trouve ici le témoignage de toute ma gratitude et qu'Allah lui rétribue avec la meilleure rétribution.

Je tiens à remercier également le professeur **Badr-Eddine BENKELFAT**, Directeur du département EPH à l'Institut Télécom Sud-Paris pour m'avoir accepté au sein de laboratoire EPH.

Je remercie également M. **Stéphane PROTAT**, Ingénieur de Recherche au laboratoire ESYCOM pour m'avoir fourni les documents récents des logiciels de simulation électromagnétique.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements aux membres du jury, qui ont accepté d'évaluer mon travail de thèse. M. **KEMIH Karim,** Professeur à l'Université de Jijel qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de soutenance de thèse. M. **BENATIA Djamel,** Professeur à l'Université Batena 2 et M. **Boukrouche Abdelhani,** Professeur à l'Université de Guelma pour avoir accepté d'être examinateurs de ma thèse.

Je tiens à terminer en témoignant ma sympathie à toute ma famille et à mes deux amis de la faculté de droit le Dr. **Grimes Abdelhak** et M. **Boukhira Hocine** ainsi que M. **Sofiane Mendaçi**, Maître de Conférences à l'Université de Guelma pour leur convivialité et leur soutien moral. Et à toute personne ayant contribué d'une manière ou d'une autre à l'aboutissement de ce travail de thèse.

Résumé

Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans la thématique de la transmission et de la récupération d'énergie sans fil, appliquée à l'alimentation à distance de capteurs, de réseaux de capteurs et d'actionneurs à faible consommation énergétique. Cette étude porte sur la conception, la caractérisation, et la mesure expérimentale des circuits Rectennas (Rectifying antenna) à polarisation rectiligne, mono-bande, double bande et large bande. Ils sont par ailleurs compacte et à rendement de conversion RF-DC optimisé. La physique à la base de la conversion RF-DC n'est pas nouvelle en soit, elle prend son origine dans les années 1950. Les besoins récents en alimentation sans fil pour dispositifs autonome a donné un regain d'intérêt à ces circuits, mais à l'échelle du micro Watt voire du nano Watt. Les connaissances de ce processus sont nombreuses pour certaines technologies, telle que le micro-ruban. Mais la nécessité de perçage dans ces structures de guide d'onde peut être contraignante et causer des disparités dans une chaîne de construction. Ceci a motivé les travaux présentés dans ce mémoire qui utilise une technologie de guide d'onde coplanaire (CPW) peu exploitée jusqu'à maintenant.

Plusieurs rectennas ont été réalisées en technologie CPW et validées expérimentalement. Le rendement mesuré avec un niveau de puissance RF de -10 dBm est de l'ordre de 78 % pour la rectenna large bande et d'environ 45 % pour les rectennas mono-bande et bi-bande.

Mots clés:

Transmission d'Energie Sans Fil (TESF); Récupération d'énergie; Rectenna; Rendement de Conversion RF-DC; Convertisseur DC-DC; Caractéristique non-linéaire; Diode Schottky; réseau d'antennes; Technologie micro ruban; Technologie coplanaire; Standard de communication;

Abstract

The work presented in this thesis is within the subject of wireless power transmission and RF energy harvesting, applied to the remote supplying of wireless sensors, networks of sensors and actuators with low power consumption. This study focuses on the design, characterization, and measurement of the rectenna circuits (rectifying antenna) with a linear polarization at different frequencies. The rectennas with CPW technology has been optimized and characterized experimentally to operate at different frequencies. The physics behind the RF-to-dc conversion is not new; this corresponds to a new demand in terms of wireless supply solutions for wireless sensors and small devices in the range of µW and nW. The behavior of this process is since well-known in the several waveguide such technology as micro strip. But the need of drill and via-holes in those waveguide circuits may be inconvenient and lead to discrepancy from one circuit to another. This was the motivational keystone to the work addresses in this PhD thesis which uses coplanar waveguide (CPW) over micro strip. The design of such devices goes through a good conceptual and experimental understanding of the waveguide technology.

The rectennas were realized in CPW technology and validated experimentally. Conversion efficiency of 78 % has been measured with a power level of -10 dBm, for broadband rectenna and about 45 % for single-band and dual-band rectennas.

Keywords:

Wireless Power Transmission; energy harvesting; Rectenna; RF-to-dc Conversion Efficiency; Non-linear characteristic; Schottky Diode; Antenna array; Microstrip Technology; Coplanar waveguide technology; Communication standard;

Table des matières

Introduction générale 21

Chapitre I : Etat de l'art des rectennas et évaluation de la puissance RF ambiante

I.1 Introduction 27

I.2 La transmission d'énergie sans fil (TESF) par micro-onde 27

I.2.2 Principe de la transmission d'énergie sans fil 32

I.2.3 Structure globale et principe de fonctionnement d'une rectenna faible puissance 32

I.3 Etat de l'art des rectennas 33

I.3.1 Quelques applications de la récupération de l'énergie électromagnétique 39

I.4 Quantification de la puissance rayonnée disponible dans le milieu environnant 40

I.4.1 Niveaux limites d'émission RF 40

I.4.2 Mesure d'énergie RF ambiante 41

I.4.3 Mesure de la puissance RF ambiante à Paris 44

I.4.4 Mesure de la puissance RF ambiante à Jijel 47

I.5 Conclusion 49

I.6 Références bibliographiques 50

Chapitre II : Etude et optimisation des antennes

II.1 Introduction 55

II.2 Notions fondamentales 55

II.2.1 Quelques rappels d'électromagnétisme 55

II.2.2 Une manière simple de comprendre l'origine du rayonnement électromagnétique 55

II.2.3 Présentation des équations de Maxwell 56

II.3 Caractéristiques des antennes 58

II.3.1 Antenne omnidirectionnelle ou isotrope 59

II.3.2 Zones de rayonnement 59

II.3.3 Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture 60

II.3.4 Modèle électrique et comportement fréquentiel 62

II.3.5 Polarisation d'une antenne 64

II.3.6 Directivité, gain et rendement d'une antenne 66

II.4 Différents types d'antennes 67

II.4.1 Antennes Filaires 67

II.4.2 Antennes planaires 70

II.4.3 Antennes volumiques 74

II.4.4 Positionnement des antennes large-bandes par rapport aux multi-bandes 75
II.5 Optimisation et réalisation des antennes larges bande dédiées à la récupération d'énergie EM 76
II.5.1 Nouvelle topologie d'antennes larges bande à base des fentes 76
II.5.2 Antennes patch circulaire large bande 85
II.5.3 Réseau d'antennes. 95
II.6 Conclusion 100
II.7 Références bibliographiques 101

Chapitre III : Conception et optimisation de circuits de conversion RF-DC

III.1 Introduction 105
III.2 Les différentes topologies des redresseurs à diodes 105
III.2.1 Topologies 105
III.2.2 Choix de la diode de conversion 107
III.3 Circuit de conversion mono-bande en topologie série 110
III.3.1 Co-simulation de convertisseur RF-DC 111
III.3.2 Simulations ADS et études paramétriques de convertisseurs RF-DC 112
III.3.3 Circuit final optimisé 112
III.3.4 Etude de l'adaptation du redresseur série 113
III.3.5 Influence de la charge RL sur le rendement 113
III.3.6 Influence de la puissance d'entrée RF sur le rendement 114
III.3.7 Influence de la capacité CMS du filtre DC sur le rendement 115
III.3.8 Influence de la longueur de la ligne CPW4 entre la diode et la capacité du filtre DC 115
III.3.9 Influence des inductances du filtre HF sur le rendement 116
III.3.10 Influence de la longueur de la ligne CPW2 116
III.3.11 Influence de la longueur de la ligne CPW3 117
III.3.12 Influence de la capacité de jonction Cj0 sur le rendement 117
III.3.13 Influence de la résistance série RS de la diode sur le rendement 118
III.4 Etude expérimentale du convertisseur série mono-bande 118
III.4.1 Banc de mesure 119
III.4.2 Résultats de mesures 119
III.4.3 Comparaison de résultats de mesures à la simulation 121
III.5 Circuit de conversion bi-bande en topologie série 124
III.5.1 Influence de l'inductance $L_{série}$ sur le rendement 125
III.5.2 Influence de $L_{parallèle}$ sur l'adaptation et le rendement 126
III.5.3 Influence de la capacité CMS du filtre DC sur le rendement 126
III.5.4 Influence de la charge R_L sur le rendement 126
III.6 Etude expérimentale du convertisseur série Bi-Bande. 129

III.7 Circuit de conversion large bande double alimentation en topologie série 132
III.7.1 Simulation ADS sous HB du circuit de conversion RF-DC large bande 132
III.7.2 Réalisation et caractérisation de circuit de conversion RF-DC large bande à double alimentation. 133
III.8 Conclusion 138
III.9 Références bibliographiques 139
Chapitre IV : Réalisation des rectennas et application pour la récupération de l'énergie électromagnétique
IV.1 Introduction 142
IV.2 Réalisations et mesures des rectennas 142
IV.2.1 Rectenna mono bande 142
IV.2.2 Rectenna bi bande fonctionnant dans les bandes GSM 1800 et UMTS 1 152
IV.2.3 Rectenna large bande à base de réseau d'antennes 157
IV.3 Conclusion 161
IV.4 Références bibliographiques 162
Conclusion générale 165

Liste des abréviations

ADS : Adavanced Design System
ANF : Agence Nationale des Fréquences
ANFR : Agence Nationale des Fréquences France
CENELEC : Comité Européen de Normalisation Electrotechnique
CMS : Composant Monté en Surface
CPW : Coplanar Waveguide
CPWG : Coplanar Waveguide Grounded
CPS : Coplanar Stripline
DC : Direct Current (régime continu)
FDTD : Finite Difference Time Domain
FEM : Finite Element Method
FM : Frequency Modulation
FNRAE : Fondation de Recherche pour l'Aéronautique et l'Espace
GPS : Global Position System
GSM : Global System for Mobile Communications
HB : Harmonic Balance
HF : Hyperfréquence (Haute Fréquence)
HFSS : High Frequency Structural Simulator
ICNIRP : Internationnal Commission on Non-Ionizing Radiation Protection
IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISM : Industrial Scientific Medical
LSSP : Large Signal S-Parameter
LTE : Long Term Evolution
MoM : Method of Moment
OMS : Organisation Mondiale de la Santé
PEC : Perfect Electric Conductor (conducteur parfait)
PML : Perfectly Matched Layer
RECTENNA : RECTifying+antENNA
RF : Radio Frequency
RFID : Radio Frequency IDentification
SP : S-Parameter
SPS : Solar Power System

TESF : Transmission d'Energie Sans Fil ou Transport d'Energie sans Fil

TF : Transformée de Fourier

TLM : Transmission Line Matrix

TNT : Télévision Numérique Terrestre

UMTS : Universal Mobile Telecommunications System

UPML: Uniaxial Perfectly Matched Layer

WID : Wireless Impedance Device

Wi-Fi : Wireless Fidelity

WiMAX : Worldwide Interoperability for Microwave Access

WLAN : Wireless Local Area Network

WPT : Wireless Power Transmission

Liste des figures

Figure I. 1– La tour Wardenclyffe utilisée par Nicolas Tesla [5] 28
Figure I. 2 – Le système de base de Tesla pour la transmission sans fil de l'énergie électrique 29
Figure I. 3 – Prototype de drone sous test en octobre 1964 de W.C. Brown 30
Figure I. 4 – Alimentation de l'avion SHARP 30
Figure I. 5 – Prototype de drone MILAX testé sur une route au Japon 31
Figure I. 6 – Diagramme fonctionnel d'un système TESF classique 32
Figure I. 7 – Schéma bloc d'une rectenna classique 33
Figure I. 8 – Structure de la rectenna à double polarisation circulaire [22] 34
Figure I. 9 – Structure de l'antenne patch circulaire à 2.45 GHz 34
Figure I. 10 – Circuit de conversion RF-DC à 2.45 GHz 35
Figure I. 11 – Architecture du réseau de rectennas multi-bandes (N=4 bandes). (a) Sommation de tension aux sorties de rectennas à bande unique. (b) Sommation de courant aux sorties de rectennas à bande unique 35
Figure I. 12 – Réseau de rectennas avec les PMM pour chaque rectenna. 35
Figure I. 13 – Description de la rectenna à 2.45 GHz à double accès [25] 36
Figure I. 14 – Topologie du circuit de conversion RF-DC avec un réseau d'adaptation d'impédance à deux branches. 37
Figure I. 15 – Mesure de la rectenna à vide à l'intérieur en fonction de la puissance RF ambiante 37
Figure I. 16 – Topologie et prototype fabriqué du convertisseur RF-DC à six bandes 38
Figure I. 17 – La puissance reçue mesurée en fonction de la fréquence et la tension de sortie mesurée de la rectenna à vide dans l'environnement ambiant extérieur 38
Figure I. 18 – Rectenna multi-bandes à base d'un réseau de quatre dipôles croisés. 39
Figure I. 19 – Prototype de l'étude dans le cadre du projet MIMOSA (CEA-LETI) [31] 39
Figure I. 20 – Alimentation sans fil d'un capteur WID sur l'Alamosa Canyon Bridge [32] ... 40
Figure I. 21 – CORNET ED85EX - Mesureur de champ 8GHz 42
Figure I. 22 – Répartition des bandes fréquentielles par l'ANFR en France [34]. 43
Figure I. 23 – Mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Paris ... 44
Figure I. 24 – Mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Jijel 48
Figure II. 1 – Historique des radiocommunications 55
Figure II. 2 – Rayonnement électromagnétique créé par la variation d'un courant dans un circuit de petite taille [2] 56
Figure II. 3 – Evolution de la densité de puissance en fonction de la distance [5]. 60
Figure II. 4 – Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne 61
Figure II. 5 – Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture 61
Figure II. 6 – Angle d'élévation 61
Figure II. 7 – Modèle d'impédance complexe d'une antenne 62
Figure II. 8 – Bande passante et coefficient de réflexion 64
Figure II. 9 – Polarisation linéaire du champ électrique E. 64
Figure II. 10 – Exemple de polarisation circulaire du champ électrique E. 65
Figure II. 11 – Exemple de polarisation elliptique du champ électrique E. 65
Figure II. 12 – Pertes de polarisation 65
Figure II. 13 – Circulation du courant dans un dipôle. 63
Figure II. 14 – Doublet demi-onde 68
Figure II. 15 – Diagramme de rayonnement d'un dipôle demi-onde (a) 3D, (b) 2D 68

Figure II. 16 – Diagrammes de rayonnement pour différentes longueurs du dipôle. 69
Figure II. 17 – Antenne monopôle 69
Figure II. 18 – Antennes imprimées à plusieurs formes rayonnantes. 70
Figure II. 19 – Exemples d'antennes patch. 70
Figure II. 20 – Structure d'une antenne patch. Figure II. 21 – Rayonnement d'une antenne patch 70
Figure II. 22 – Alimentation par une ligne micro-ruban (a) axiale (b) décalée (c) axiale avec encoche. 72
Figure II. 23 – Antenne PIFA multi-bande pour les bandes GSM, DCS et UMTS [16] 72
Figure II. 24 – Antenne cornet (modèle R&S HF906 1 – 18 GHz) 74
Figure II. 25 – Exemples d'antennes 3D [20]. 74
Figure II. 26 – Antenne de base double fentes 77
Figure II. 27 – Mesure de l'adaptation de l'antenne 77
Figure II. 28 – Antenne double fentes Cadre 78
Figure II. 29 – Mesure de l'adaptation de l'antenne 78
Figure II. 30 – Antenne double fentes modifiée 79
Figure II. 31 – Simulation de l'adaptation de l'antenne 79
Figure II. 32 – Antenne double fentes-préfractale 80
Figure II. 33 – Simulation de l'adaptation de l'antenne double fentes-préfractale 80
Figure II. 34 – Diagramme de rayonnement dans le plan H ($\varphi = 0°$) 81
Figure II. 35 – Diagramme de rayonnement dans le plan E 82
Figure II. 36 – Intensité du champ électromagnétique dans les fentes, à plusieurs fréquences 82
Figure II. 37 – (a) : Antenne réalisée, (b) : Caractérisation de l'antenne au VNA 83
Figure II. 38 – Comparaison du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence 84
Figure II. 39 – Variation du gain maximum en fonction de la fréquence 84
Figure II. 40 – Diagramme de rayonnement mesuré. 85
Figure II. 41 – étapes de conception de l'antenne patch circulaire 86
Figure II. 42 – (a) Antenne patch circulaire, (b) ligne d'excitation CPW 86
Figure II. 43 – Variation de coefficient de réflexion S_{11} simulé en fonction de la fréquence. . 87
Figure II. 44 – Variation du gain maximum de l'antenne en fonction de la fréquence 87
Figure II. 45 – Diagrammes de rayonnement à différentes fréquences 88
Figure II. 46 – Distribution du courant sur le patch rayonnant à plusieurs fréquences 89
Figure II. 47 – Design II de l'antenne patch circulaire. 89
Figure II. 48 – Variation du gain maximum de l'antenne (design II) en fonction de la fréquence 89
Figure II. 49 – Variation de coefficient de réflexion S_{11} simulé et mesuré en fonction de la fréquence. 90
Figure II. 50 – Design III de l'antenne patch circulaire. 90
Figure II. 51 – Comparaison des coefficients de réflexion S_{11} simulés des designs III et II en fonction de la fréquence 91
Figure II. 52 – Variation du gain maximum de l'antenne en fonction de la fréquence 91
Figure II. 53 – Diagrammes de rayonnement à différentes fréquences 92
Figure II. 54 – Diagramme de rayonnement dans le plan E à différentes fréquences 93
Figure II. 55 – Prototype d'antenne patch circulaire 94
Figure II. 56 – Comparaison du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence 94
Figure II. 57 – Diagramme de rayonnement mesuré. 95
Figure II. 58 – Réseau d'antennes à deux éléments 96
Figure II. 59 – Variation du gain max en fonction de la fréquence. 96
Figure II. 60 – Comparaison de diagrammes de rayonnement à 1GHz 97
Figure II. 61 – Comparaison de diagrammes de rayonnement à 2.5GHz 97

Figure II. 62 – Réseau d'antennes réalisées 98
Figure II. 63 – Comparaison de variation du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence 98
Figure II. 64 – Diagramme de rayonnement (a): $\varphi = 90^{\circ}$, (b): $\varphi = 0^{\circ}$ 98
Figure II. 65 – Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence (Design III) 99
Figure II. 66 – Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence (Réseau d'antennes) 99
Figure III. 1 – Différentes topologies de redresseurs à diodes 106
Figure III. 2 – Figure de mérite en fonction de la puissance RF pour différentes structures [4] 107
Figure III. 3 – Modèle petit signal électrique d'une diode Schottky. 108
Figure III. 4 – Modèle électrique équivalent de la diode Schottky SMS7630-040LF 109
Figure III. 5 – Schéma électrique équivalent du circuit série 110
Figure III. 6 – Circuit de redressement série sous Harmonic Balance. 111
Figure III. 7 – Co-simulation HB + Momentum du circuit de redressement série 111
Figure III. 8 – Schéma équivalent du circuit série 113
Figure III. 9 – Le paramètre S_{11} du redresseur série en fonction de la fréquence 113
Figure III. 10 – Rendement et tension de sortie en fonction de la charge résistive. 114
Figure III. 11 – Influence de la puissance d'entrée, (a) : Rendement en fonction de la puissance RF, (b) : Tension en fonction de la puissance RF 115
Figure III. 12 – Rendement en fonction de la capacité du filtre DC 115
Figure III. 13 – (a) : Rendement en fonction de la ligne CPW4 (b) : Le paramètre S_{11} en fonction de la ligne CPW4 116
Figure III. 14 – Rendement en fonction des inductances, (a) : en fonction de $L_{série}$, (b) : en fonction de $L_{Parallèle}$ 116
Figure III. 15 – Rendement en fonction de la ligne CPW_2, (a) : Influence de la ligne sur le rendement, (b) : Influence de la ligne sur le S_{11} 117
Figure III. 16 – Rendement en fonction de la ligne CPW_3 117
Figure III. 17 – Rendement en fonction de la capacité de jonction (C_{j0}) de la diode 117
Figure III. 18 – Rendement en fonction de la résistance série (R_s) de la diode. 118
Figure III. 19 – Rendement et tension de sortie en fonction de la fréquence 118
Figure III. 20 – Banc de mesure 119
Figure III. 21 – convertisseur RF-DC mono bande 119
Figure III. 22 – Tension DC en fonction de la charge R_L 120
Figure III. 23 – Rendement en fonction de la fréquence 120
Figure III. 24 – Tension DC en fonction de la fréquence 120
Figure III. 25 – Tension DC en fonction de la puissance RF d'entrée 121
Figure III. 26 – Rendement en fonction de la fréquence 121
Figure III. 27 – S_{11} en fonction de la fréquence : comparaison entre simulation et mesure .. 122
Figure III. 28 – Comparaison de la tension DC simulé avec la tension mesurée 122
Figure III. 29 – Comparaison de rendement simulé avec le rendement mesuré 123
Figure III. 30 – Circuit de redressement bi-bande en technologie CPW 124
Figure III. 31 – Layout de conversion bi-bande sur Momentum 125
Figure III. 32 – Rendement en fonction de $L_{série}$ 125
Figure III. 33 – Influence de $L_{parallèle}$ (a) : Rendement en fonction de $L_{parallèle}$, (b) : S_{11} en fonction de $L_{parallèle}$ 126
Figure III. 34 – Rendement en fonction de la capacité du filtre DC 126
Figure III. 35 – Rendement en fonction de la charge résistive 127
Figure III. 36 – S11 du circuit série Bi-bande en fonction de la fréquence 127
Figure III. 37 – Rendement du convertisseur bi-bande en fonction de la fréquence 128
Figure III. 38 – Rendement du convertisseur bi-bande en fonction de la fréquence 128

Figure III. 39 – Prototype de convertisseur bi-bande réalisés et mesurés 129
Figure III. 40 – Tension DC en fonction de la puissance RF 129
Figure III. 41 – Rendement en fonction de la charge R_L 130
Figure III. 42 – Rendement en fonction de la fréquence 130
Figure III. 43 – Rendement en fonction de la fréquence dans la bande GSM1800 130
Figure III. 44 – S_{11} en fonction de la fréquence : comparaison entre simulation et mesure .. 131
Figure III. 45 – Tension continue mesurée en fonction de la fréquence 131
Figure III. 46 – Rendement mesuré en fonction de la fréquence 132
Figure III. 47 – Circuit de redressement série large bande sous Harmonic Balance. 133
Figure III. 48 – Schéma de rectifier large bande double alimentation en technologie CPW . 133
Figure III. 49 – Schéma de rectifier large bande double alimentation en technologie CPW . 134
Figure III. 50 – Mesure de convertisseur RF-DC large bande double alimentation 134
Figure III. 51 – S_{11} mesuré en fonction de la fréquence 135
Figure III. 52 – Rendement en fonction de la charge R_L 135
Figure III. 53 – Tension continue en fonction de la fréquence 136
Figure III. 54 – Rendement en fonction de la fréquence avec R_L = 900 Ω 136
Figure III. 55 – Tension continue en fonction de la fréquence avec R_L = 1500 Ω 137
Figure III. 56 – Rendement en fonction de la fréquence avec R_L = 1500 Ω 137

Figure IV. 1 – Structure de la rectenna mono bande à base d'antenne double fentes 142
Figure IV. 2 – Prototype de rectenna mono bande réalisé et testé. 143
Figure IV. 3 – Banc de mesure de la rectenna dans l'espace libre 143
Figure IV. 4 – Photo du banc de test de la rectenna mono bande. 144
Figure IV. 5 – Tension DC mesurée à la sortie de la rectenna. 144
Figure IV. 6 – Rendement mesuré à la sortie du rectenna mono bande 145
Figure IV. 7 – Capteur de température à affichage digital 145
Figure IV. 8 – Profil de consommation en courant du capteur de température PSG03551 .. 146
Figure IV. 9 – Convertisseur à capacité commutée commandé par un oscillateur en anneau 147
Figure IV. 10 – Structure originale d'élévation du signal grâce à deux convertisseurs Boost inductifs 147
Figure IV. 11 – (a) : Convertisseur DC-DC Flyback, (b) : Circuit de contrôle du Flyback .. 148
Figure IV. 12 – Structure du convertisseur DC-DC Flayback. 148
Figure IV. 13 – Carte d'évaluation du convertisseur DC-DC élévateur bq25504 149
Figure IV. 14 – Carte d'évaluation du convertisseur DC-DC élévateur bq25504 150
Figure IV. 15 – Alimentation sans fils d'un capteur de température dans l'espace libre. 150
Figure IV. 16 – Alimentation directe du capteur de température 151
Figure IV. 17 – Mesure de tension continue à la sortie de la rectenna en fonction du signal RF ambiant 151
Figure IV. 18 – Structure de rectenna bi-bande à base d'antenne monopole cercle 152
Figure IV. 19 – Banc de mesure de la rectenna dans l'espace vide 152
Figure IV. 20 – Prototype de rectenna double bande réalisée. 153
Figure IV. 21 – Tension DC mesurée à la sortie du rectenna en fonction de la fréquence. ... 153
Figure IV. 22 – Rendement mesuré à la sortie du rectenna pour la bande UMTS1. 154
Figure IV. 23 – Rendement mesuré à la sortie du rectenna pour la bande GSM1800. 154
Figure IV. 24 – Alimentation direct du capteur de température à 1960 MHz 155
Figure IV. 25 – Alimentation direct du capteur de température avec P_{RF} = - 9 dBm 155
Figure IV. 26 – Alimentation direct du capteur de température à 2.14 GHz 156
Figure IV. 27 – Alimentation sans fil du capteur de température à 1980 MHz 156
Figure IV. 28 – Mesure de tension continue à la sortie du rectenna en fonction du signal RF ambiant 157

Figure IV. 29 – Tension DC en fonction du temps dans le milieu urbain 157
Figure IV. 30 – Prototype de rectenna large bande réalisée..... 158
Figure IV. 31 – Tension DC en fonction de la fréquence 158
Figure IV. 32 – Rendement en fonction de la fréquence..... 159
Figure IV. 33 – Mesure de la tension continue à la sortie du rectenna en fonction du signal RF 159
Figure IV. 34 – Tension DC en fonction du temps 160
Figure IV. 35 – Alimentation sans fil du capteur de température 160
Figure IV. 36 – Comparaison de rendement de rectennas 160

Liste des tables

Tableau I. 1 – Niveaux de référence pour les émissions RF définis par l'ANFR..... 41
Tableau I. 2 – Bandes de fréquence d'intérêt [39] 44
Tableau II. 1 – Présentation des équations de Maxwell 57
Tableau II. 2 – Comparaison des guides microruban et CPW 74
Tableau II. 3 – Comparaison des antennes large-bandes à multi-bandes..... 76
Tableau II. 4 – Gain mesuré pour déférentes fréquences 84
Tableau II. 5 – Gain mesuré pour déférentes fréquences 94
Tableau III. 1 – Comparaison des différentes structures de circuits de conversion..... 106
Tableau III. 2 – Paramètres du modèle SPICE de la diode SMS7630 [12] 110
Tableau III. 3 – Dimensions du circuit de conversion série mono diode..... 113
Tableau III. 4 – Dimensions du circuit de conversion série double-bande 128
Tableau IV. 1 – Caractéristiques physiques du capteur de température avec affichage. 146

Introduction générale

Introduction générale

La consommation d'énergie dans le monde a explosé depuis deux siècles. D'abord lancée en Europe et aux États-Unis lors de la 1re révolution industrielle, elle a augmenté de façon exponentielle avec les trente glorieuses (1945-1975). Depuis, la croissance économique des grands pays émergents (Chine, Inde, Brésil et autres) a pris le relai. La croissance démographique, l'augmentation du niveau de vie et des mobilités, les dynamiques de la mondialisation, tout cela concourt à une dépense effrénée d'énergie.

Charbon, gaz naturel et surtout pétrole, ces trois sources d'énergie fossile couvrent environ 80 % des besoins dans le monde. Le pétrole est véritablement l'énergie sur laquelle repose notre mode de vie, en raison de ses multiples qualités (pouvoir calorifique, facilité de stockage et d'utilisation, abondance, faible coût). Certes, depuis les chocs pétroliers (1973, 1979 et 2007-2008), son coût s'est notablement renchéri, et les réserves les plus accessibles sont aujourd'hui en voie d'épuisement. Mais son importance dans l'économie mondiale est toujours absolument capitale.

Nous vivons dans un monde énergivore. Selon l'agence internationale de l'énergie (AIE), la consommation d'électricité dans le monde devrait augmenter de 75 % entre 2007 et 2030, passant de 19756 TWh à 34292 TWh. Chine et Inde en tête, les pays en voie de développement seraient à l'origine de plus de 80 % des nouveaux besoins, la consommation d'électricité augmentant avec le niveau de développement. La croissance annuelle moyenne de la consommation d'électricité au niveau mondial serait ainsi de 2.4 % contre seulement 1.5 % pour la consommation d'énergie primaire. Par ailleurs, la production électrique est aujourd'hui responsable de plus de 40 % des émissions de gaz à effet de serre liées à l'énergie, le mix électrique mondial reposant principalement sur les combustibles fossiles. Les défis énergétiques sont notablement exacerbés dans le secteur électrique : la consommation électrique connaît une croissance supérieure à la consommation d'énergie primaire, la production électrique est très largement dépendante des combustibles fossiles et elle est le principal contributeur aux rejets de gaz à effet de serre.

Aujourd'hui, des orientations politiques sont mises en œuvre pour encourager la maîtrise de notre consommation d'énergie et l'exploitation des énergies renouvelables (hydraulique, solaire, RF (RadioFréquence), éolien, géothermie et biomasse). Ces énergies renouvelables se développent intensément partout dans le monde, portées par la nécessité de lutter contre le réchauffement climatique en réduisant les émissions de gaz à effet de serre. L'exploitation de ces énergies possède un double caractère ; économique et écologique. Elles sont gratuites, non polluantes et, a priori, inépuisables.

La récupération de l'énergie RF ambiante constitue une solution très prometteuse pour l'alimentation durable des systèmes portables communicants. Bien que les densités d'énergies exploitées dans ce cas soient relativement faibles par rapport aux autres micro-sources, l'énergie RF offre des performances supérieures en termes de disponibilité, de mobilité, de flexibilité et de facilité de déploiement, ce qui ouvre ainsi les portes à un panel applicatif très large.

Avec l'avènement des dispositifs sans fils, il est devenu de plus en plus courant d'utiliser des capteurs, des réseaux de capteurs et des actionneurs sans fil dans un large domaine d'applications (spatial, militaire, médical, domestique, …), et plus particulièrement dans des endroits qui sont dangereux et difficiles d'accès. La récupération et la conversion de l'énergie

RF en tension continue pour alimenter ces dispositifs est possible grâce à l'utilisation de la rectenna (Rectifying Antenna). Un circuit rectenna classique comprend une antenne de réception suivie d'un circuit de conversion RF-DC à caractéristique non-linéaire.

Les recherches sur les rectennas sont nombreuses, aussi bien au niveau des antennes de réception qu'au niveau de circuits de conversion RF-DC. Néanmoins, en dépit du nombre grandissant d'antennes en technologie imprimée micro-ruban [1], [2], [3], peu de recherches sont orientées vers les rectennas en technologie imprimée en guide d'onde coplanaire qui est une alternative intéressante pour faciliter l'insertion des composants discrets et s'affranchir de l'utilisation de vias de retour à la masse métallisée très coûteux. Les quelques recherches existantes [4], [5], sont destinées à des applications de forte puissances avec un dimensionnement large ou 3D, encombrant, qui alourdit la réalisation et l'intégration. Aussi la plupart des chercheurs visent une seule fréquence ou un seul standard de communication [6], [7], [8] qui limite les niveaux de puissance RF captés par l'élément antennaire. La multiplicité des standards de communication rend attrayante l'élaboration de rectennas multi-bande et large bande, en utilisant des antennes large bande selon le niveau des champs électromagnétique (EM) disponibles dans l'environnement. La difficulté viendra particulièrement de la conception d'un circuit de rectification, composé d'une ou plusieurs diodes, et qui devra être adapté en impédance et efficace sur toute la largeur de bande. Par ailleurs, la plupart des rectennas développées récemment sont testées aux laboratoires avec une source dédiée [9], [10], [11], [12]. Des mesures en environnement ambiant ont été rapportées ces dernières années. Elles permettent de caractériser la rectenna dans les conditions réelles de fonctionnement et donnent un aperçu plus précis du potentiel de la récupération d'énergie électromagnétique. Ces mesures sont souvent précédées par des compagnes de mesures du champ électromagnétique ambiant.

Notre objectif dans le cadre de cette thèse est de concevoir, optimiser, réaliser et caractériser expérimentalement des nouvelles structures de circuits rectennas innovants en technologie guide d'onde coplanaire (CPW) compacts et à hauts rendements pour l'alimentation de dispositifs à faible consommation. La recherche est axée autour des rectennas multi-bande et large bande, en utilisant des antennes large bande selon le niveau des champs électromagnétique (EM) disponibles dans l'environnement. La rectenna est pensée autour de deux notions principales. La première notion est l'autonomie, signifie que le système ne nécessite aucune source d'énergie auxiliaire ni aide extérieure au démarrage. Cette notion signifie également qu'il doit fonctionner sans aucune intervention extérieure (source d'énergie). La deuxième notion est l'efficacité énergétique, signifie qu'il doit réaliser un transfert d'énergie entre la source et la charge avec le meilleur rendement possible en plus d'assurer que la source fonctionne à son point optimal.

Le présent manuscrit comporte quatre chapitres. Dans le premier chapitre de ce travail, nous commencerons par un rappel sur l'énergie sans fil, historiquement depuis les fortes puissances vers les plus faibles puissances d'aujourd'hui. Puis, nous introduirons l'architecture générale d'une rectenna et son principe de fonctionnent. Par la suite, un état de l'art des rectennas publiées dans la littérature, à diversité de bande de travail, mono-bande, bi-bande et large bande sera présenté. Ce chapitre traitera aussi les résultats de mesures de la densité de puissance EM environnante qui ont été menées pour choisir la ou les bandes fréquentielles contenant le plus de puissance RF disponible. Ces mesures ont montré que la majorité de la puissance RF est disponible dans la bande 0.9 – 3 GHz.

Le deuxième chapitre de cette thèse est consacré à l'étude de l'élément antennaire capable de capter les ondes rayonnées. Premièrement, nous rappelons les principales caractéristiques d'une antenne (type, taille, gain, directivité, largeur de bande, polarisation…), cela nous permettra de choisir certaines géométries, simulées et optimisées sous HFSS (High Frequency Structure Simulator). Le fonctionnement de ces antennes sera évalué expérimentalement et commenté.

Le troisième chapitre abordera la conception de système de conversion RF-DC. Il décrit son principe de fonctionnement. L'étude du circuit de rectification à configuration série sera détaillée et nous insisterons sur la prise en compte de tous les paramètres relatifs à ce circuit et qui influenceront le rendement de conversion. Trois circuits RF-DC en technologie coplanaire (CPW : Coplanar WaveGuide) seront présentés et analysés avec une structure conventionnelle à base d'une diode Schottky SMS7630-040LF montée en série. Le logiciel commercial Keysight ADS (Advanced Design System) sera utilisé pour la simulation et l'optimisation des différents circuits de conversion RF-DC. Un couplage entre le simulateur circuit Harmonic Balance (HB) et le simulateur électromagnétique Momentum sera effectué afin de prendre en compte les couplages éventuels entre les différentes parties du circuit, en revanche ce logiciel ne permet pas la simulation globale de la rectenna (antenne et circuit de conversion).

Le quatrième chapitre reprend l'ensemble des deux éléments (antenne + redresseur RF-DC) pour former la rectenna. Le circuit de rectification sera intégré à l'antenne, trois structures y seront développées et mesurées au laboratoire et à l'extérieur en milieu ambiant. Des résultats de mesures expérimentales seront présentés pour valider le bon fonctionnement en termes de rendements de conversion RF-DC en récupération mono-bande, bi-bande ou large bande lorsqu'une source est présentée dans l'environnement.

La thèse se termine par une conclusion qui résume les performances des circuits réalisés et les résultats obtenus, ainsi que les perspectives d'évolution dans le domaine des rectennas et de la récupération de l'énergie électromagnétique.

Références bibliographiques

[1] T. Shanmuganantham, K. Balamanikandan, and S. Raghavan, "CPW-Fed Slot Antenna for Wideband Applications", International Journal of Antennas and Propagation Volume 2008 (2008), Article ID 379247, 4 pages.

[2] Y. Rajput, T-S. Rawat and L. Varshney, "CPW Feed Patch Antenna for GPS Applications", International Journal of Computational Engineering Research, Vol. 2 (Oct 2012) Issue. 6.

[3] I. Zahraoui, J. Zbitou and A. Errkikl, "A CPW-Fed Multiband Planar Antenna for Mobile Phone Applications", International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS) 2014.

[4] G. Monti, L. Corchia, and L. Tarricone, "ISM Band Rectenna Using A Ring Loaded Monopole", Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 33, 1-15, 2012.

[5] G. Monti, F. Congedo, D. De Donno, and L. Tarricone, "Monopole-Based Rectenna for Microwave Energy Harvesting of UHF RFID Systems", Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 31, 109-121, 2012.

[6] J. Rivière, A. Douyère, F. Alicalapa and J-D Lan Sun Luk, "An ISM Band Conventional CPW Rectenna for Low Power Levels", Progress In Electromagnetics Research C, January 2017.

[7] U. Olgun, C-C. Chen and J-L. Volakis, "Investigation of Rectenna Array Configurations for Enhanced RF Power Harvesting", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 10, 2011.

[8] C. Mikeka, H. Arai, A. Georgiadis and A. Collado, "DTV Band Micropower RF Energy-Harvesting Circuit Architecture and Performance Analysis", IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications, 2011.

[9] M-J Nie, X-X. Yang, G-N. Tan, and B. Han, "A Compact 2.45-GHz Broadband Rectenna Using Grounded Coplanar Waveguide", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 14, 2015.

[10] A. Okba, A. Takacs, H. Aubert, S. Fredon, L. Despoisse, "Récupération de l'énergie micro-onde pour l'alimentation de capteurs sans fil à bord des satellites", XIX^{ème} Journées Nationales Microondes 3-4-5 Juin 2015 – Bordeaux.

[11] Zied Saddi, "Conception d'un dispositif de récupération d'énergie mixte vibratoire-électromagnétique pour l'alimentation des dispositifs à faible consommation", Université Paris-Est, 2016.

[12] A. Okba, A. Takacs and H. Aubert, "Rectenna à 2.45 GHz utilisant une antenne à dipôle arrondi", Journées Nationales Micro-ondes, May 2017, Saint Malo, France. 6p., 2017.

Chapitre I : Etat de l'art des rectennas et évaluation de la puissance RF ambiante

Ce chapitre présente l'état de l'art des rectennas et la quantification de l'énergie EM. Il expose également les résultats des mesures de la densité de puissance RF disponible dans le milieu environnant. Il sera donc composé de deux parties. La première partie sera consacrée à l'état de l'art des rectennas et à la transmission d'énergie sans fil (TESF). L'étude des rectennas sera plus axée autour des rectennas à faible niveau de puissance. La deuxième partie sera consacrée à la définition des limites en termes de puissance de la transmission d'énergie sans fils et la récupération de l'énergie EM ambiante.

I.1 Introduction

Depuis quelques années, nous vivons dans un monde où la consommation d'énergie ne cesse de s'accroître, à l'image des applications sans fil (FM, TV, GSM, Wi-Fi, 4G LTE….) de faibles ou grandes puissances, qui ont envahi notre environnement. L'évolution des téléphones portables provoque une demande croissante en communication de données par les utilisateurs, ce qui crée une multiplication des émetteurs RF dans le milieu environnant. De plus le développement des micro-technologies et de la micro-électronique de puissance, a permis de réduire considérablement la consommation des dispositifs électronique (du Watt au microWatt). Il est ainsi devenu de plus en plus courant d'utiliser des capteurs et des actionneurs sans fil dans divers domaines (domestique, médical, militaire, spatial…).

L'un des problèmes à résoudre et qui représente l'enjeu de cette étude, est l'autonomie énergétique des dispositifs électroniques. Les techniques d'alimentation classiques par pile ou par batterie restent difficiles à envisager dans certaines applications : elles sont limitées en autonomie, nécessitent des remplacements périodiques et leur recyclage est coûteux. Parmi ces applications, on peut citer par exemple l'alimentation et le suivi de certaines fonctions de vérification de capteurs embarqués à bord de drones. Une batterie embarquée prend de la place et augmente le poids du drone.

La disponibilité de l'énergie EM rayonnante peut devenir intéressante pour certaines applications de faible consommation. La récupération de cette énergie EM peut représenter une alternative énergétique capable de remplacer, totalement ou en partie, la batterie de certains microsystèmes. Afin de rendre ces dispositifs électroniques plus autonomes, le concept de la transmission d'énergie sans fil (TESF) se présente comme une alternative aux systèmes d'alimentation classiques.

I.2 La transmission d'énergie sans fil (TESF) par micro-onde

I.2.1 Historique

Historiquement en 1825, William Sturgeon invente l'électroaimant, un fil conducteur enroulé autour d'un noyau de fer. Le principe de l'induction électromagnétique, un champ magnétique fluctuant induit un courant électrique dans un fil électrique est découvert par Michael Faraday en 1831. Combinant ces deux découvertes, Nicholas Joseph Callan est le premier en 1836 à faire la démonstration d'une transmission d'une énergie électrique sans fil. L'appareil à bobine d'induction de Callan est constitué de 2 bobines isolées appelées bobinages primaire et secondaire placées autour d'un noyau de fer. Une batterie connectée par intermittence au primaire (induit) une tension dans le secondaire, provoquant une étincelle [1], [2].

Dans une bobine d'induction ou un transformateur électrique, qui peut avoir un cœur ferreux ou de l'air, la transmission d'énergie se fait par simple couplage électromagnétique aussi connu par le terme induction mutuelle. Avec cette méthode, il est possible de transmettre de l'énergie sur de grandes distances. Cependant, pour diriger l'énergie dans la bonne direction, les deux bobines doivent être placées suffisamment proches. Dans le cas de couplage résonnant, où les bobines sont réglées sur la même fréquence, une puissance significative peut être transmise sur plusieurs mètres.

En 1864, James Clerk Maxwell réalise une modélisation mathématique du comportement des radiations électromagnétiques. En 1888, Heinrich Rudolf Hertz réalise une transmission sans fil d'ondes radio, validant les modèles mathématiques de Maxwell. L'appareil d'Hertz est considéré comme le premier transmetteur radio. Quelques années plus tard, Gugliemo Marconi [3] améliore le transmetteur, en y ajoutant un conducteur élevé et une connexion à la terre.

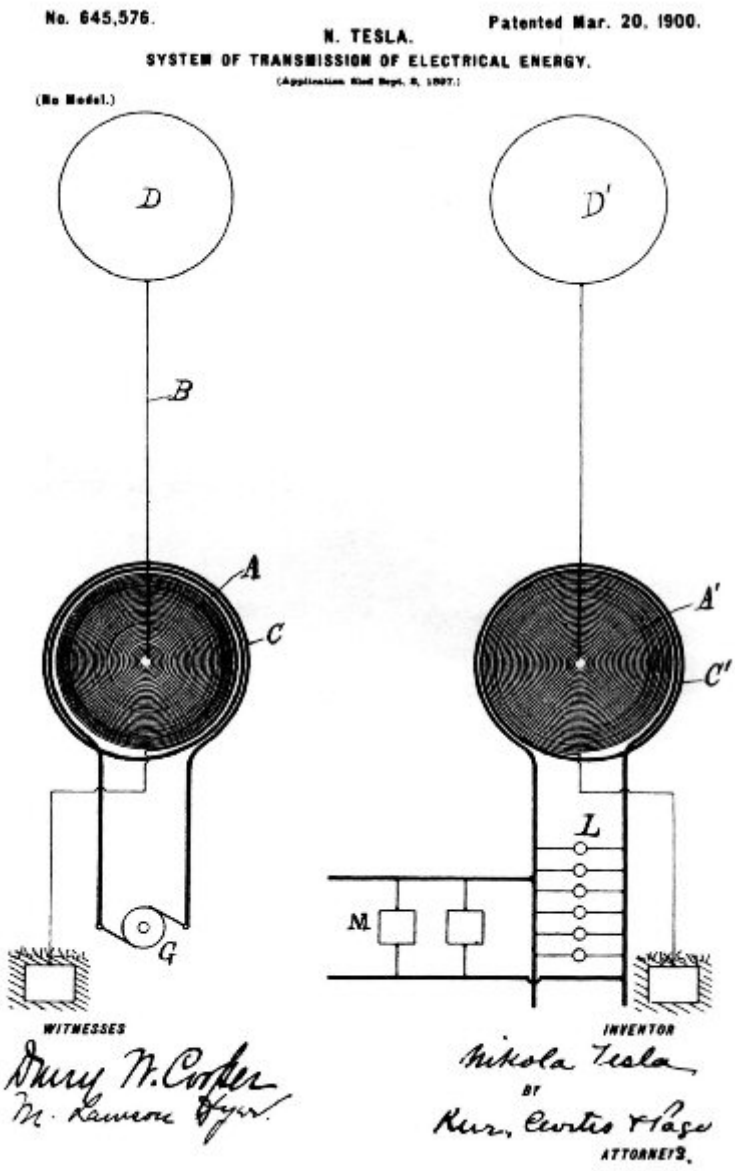
Toujours dans l'histoire de l'énergie électromagnétique, la première personne à avoir pensé au transport d'énergie sans fil était Nicolas Tesla en 1903 [4]. L'idée était d'acheminer l'électricité dans la ville de New York sans utiliser de câbles. En utilisant une antenne bobine de 90 cm de diamètre, placée sur une tour de soixante mètres de hauteur, Tesla a essayé de transporter de l'énergie électromagnétique vers une seconde antenne identique, distante de 58 mètres (Figure I.1). Le signal qui alimentait l'antenne avait une puissance de 300 kW à la fréquence 150 KHz. Le rendement énergétique était très faible et ce premier essai ne fut donc pas été très encourageant [4].

Figure I. 1– La tour Wardenclyffe utilisée par Nicolas Tesla [5]

Cependant, cette tour n'a pas été complètement opérationnelle et a été démolie au cours de la première guerre mondiale, car le gouvernement américain craignait que les espions allemands puissent l'utiliser [6]. La figure I.2 montre le système de base utilisé par Nicolas Tesla pour la transmission sans fil de l'énergie électrique [7]. En 1926, Hidetsugu Yagi a publié son premier document sur l'antenne Yagi [8].

En 1959 pendant la guerre froide, l'idée a été relancée après la réalisation d'un puissant émetteur d'onde électromagnétique (magnétron) par W.C. Brown [9], pour alimenter un avion espion (Figure I.3) destiné à survoler la Russie pendant plusieurs heures, voire plusieurs jours. Le projet, appelé Raytheon Airborne Microwave Platform (RAMP), était basé sur le principe de la télé-alimentation (Wireless Power Transmission (WPT)). Le signal émis en direction de l'avion était émis à la fréquence de 2.45 GHz. Celui-ci était capté par des dipôles suivis de

redresseurs constituant un réseau d'antennes redresseuses permettant de fournir un signal d'alimentation pour moteur continu. Pour un bon fonctionnement de ce drone, une puissance de 200 W était nécessaire [10] [11]. Un essai de cet avion était réalisé en octobre 1964, le drone n'a pu voler qu'à une altitude de 19 m au-dessus de l'antenne émettrice [11].



US Patent 645,576 was issued March 20, 1900 and provides the basis for Tesla's system for the wireless transmission of electrical power .

Figure I. 2 – Le système de base de Tesla pour la transmission sans fil de l'énergie électrique

En 1968, le premier satellite à puissance solaire (SPS solar power satellite) avec un système pour transmettre sans fil l'énergie solaire captée dans l'espace a été proposé dans [12].

En 1977, William Brown a amélioré la conception des réseaux de rectenna en introduisant des rectennas (rectifying antenna) gravées en film mince [13]. D'autres travaux ont été menés par la suite, le 17 septembre 1987 au centre de recherches sur les communications canadien [14], le projet SHARP dont le but était de faire voler un avion uniquement par un faisceau micro-onde a vu le jour.

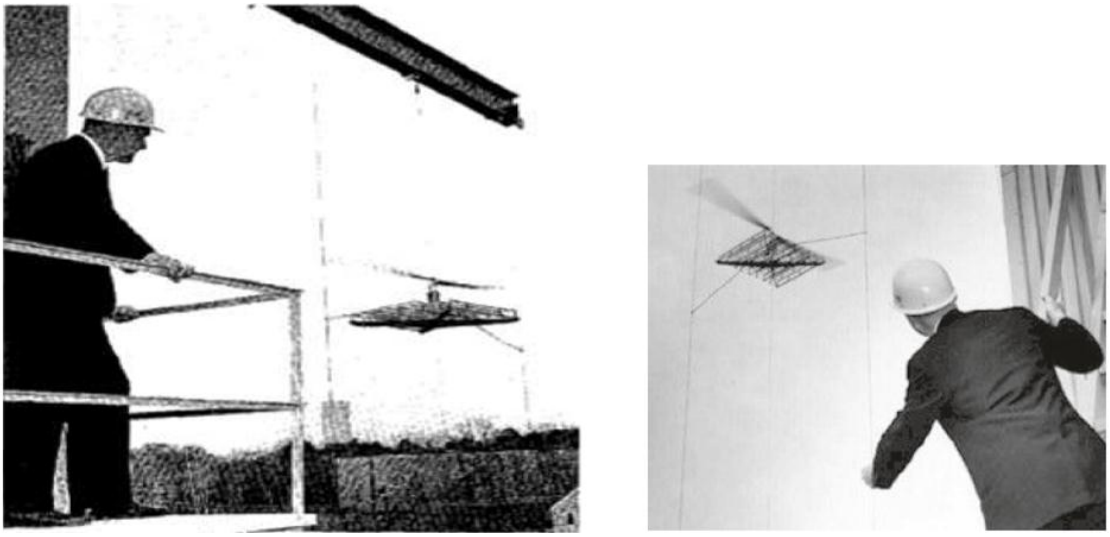


Figure I. 3 – Prototype de drone sous test en octobre 1964 de W.C. Brown

L'avion devait être utilisé en guise de station relais à une altitude de 21 km (Figure I.4) et permettre ainsi d'arroser une zone de 1000 km de diamètre [15]. Le dessous de l'avion était recouvert de milliers d'antennes redresseuses en couche mince qui convertissent l'énergie RF reçue en courant continu. Avec une surface de 100 m² d'antennes redresseuses, la puissance continue est estimée à 35 kW, dont 25 kW sont destinés pour alimenter le moteur électrique de l'avion, le reste était disponible pour les équipements électroniques de la station relais à bord [15]. La génération d'ondes électromagnétiques incidentes était assurée au sol par quatre-vingt antennes paraboliques de 4.5 m de diamètre chacune. La puissance émise par chaque antenne était de 10 kW, à la fréquence 2.45 GHz (Figure I.4). Pour valider l'étude théorique de ce projet, les tests ont montré que le SHARP s'est maintenu en vol pendant 20 minutes sur une altitude de 150 m [15].

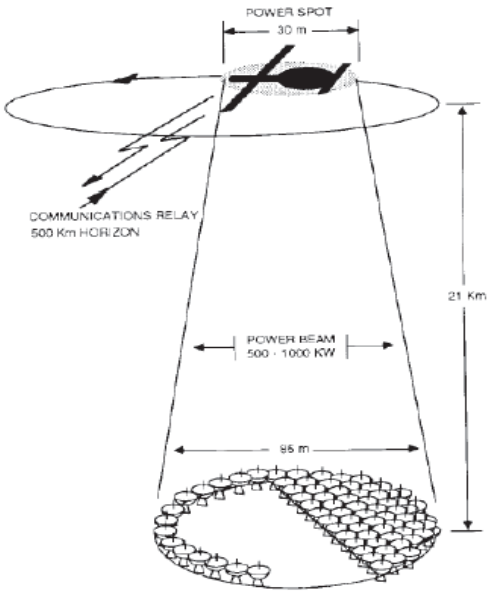


Figure I. 4 – Alimentation de l'avion SHARP

En 1992, un avion japonais a été piloté à l'aide de la puissance micro-ondes (projet MILAX (Microwave Lifted Airplane eXperiment)). 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.5) [16]. Deux cameras reconnaissaient les contours de l'avion, transmettaient l'information sur l'emplacement à un ordinateur qui orientait le réseau vers la direction de l'avion. Le réseau d'antennes est placé dans un véhicule utilitaire qui se déplaçait aussi pendant le test.

Lors de ce test le MILAX qui est très léger (moins de 4 kg), a volé avec succès pendant 40 secondes à une altitude d'environ 15 m. L'émetteur à balayage électronique était placé sur le toit de la voiture pilotée par un ordinateur pour orienter le faisceau RF vers le MILAX. La puissance RF était de l'ordre de 1 kW. Six réseaux d'antennes redresseuses, composé chacun de vingt rectennas sont installés sur le fond plat de l'avion MILAX. Les antennes de réception utilisées étaient des antennes patch circulaires micro-ruban en structure de nid d'abeille. Ces antennes sont suivies par des diodes Schottky de type AVAGO 5082-2835. Le rendement de conversion RF-DC était de l'ordre de 52 % [17].

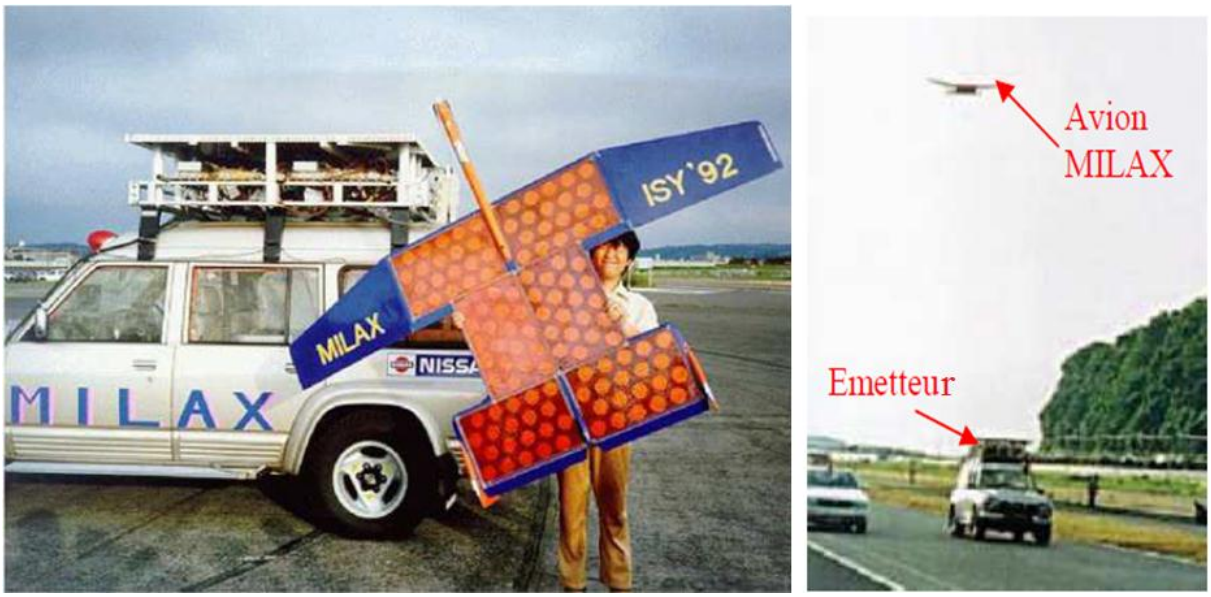


Figure I. 5 – Prototype de drone MILAX testé sur une route au Japon

Depuis 1994, le laboratoire d'Electronique, d'Energétique et des Procédés de l'université de la Réunion, en collaboration avec l'équipe japonaise de l'ISAS (Institute of Space and Astronautical Science), s'est lancé dans un projet d'envergure qui consistait à étudier la faisabilité d'un transport d'énergie sans fil pour alimenter l'île de Grand Bassin, région qui est fortement accidentée et difficilement accessible. La puissance d'émission était de 800 W sur une distance de 40 m. En réception, une rectenna composée de 2376 antennes dipôles réparties sur une surface de 11.76 m² a été utilisée pour collecter et convertir une partie de l'énergie RF émise. La densité de puissance au niveau des antennes de réception est estimée à une dizaine de W/m². Trois lampes de 9 W furent allumées grâce au dispositif développé, ce dernier présentait un rendement global d'environ 5 % [18].

Par ailleurs, des chercheurs de l'université 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 % [19]. Ce réseau est destiné pour récupérer le signal micro-ondes émis par les satellites à puissance solaire (SPS). 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. Cette étude a été financée par le SERT (Scientific Exploratory Research and Technology).

I.2.2 Principe de la transmission d'énergie sans fil

La TESF ou télé-alimentation est basée sur l'utilisation de deux types de transferts ou couplages possibles : couplage inductif (magnétique), pour des distances inferieures à D^2/λ (champ proche) et le couplage radiatif (électromagnétique), pour des distances supérieures à D^2/λ (champ lointain) où D est le diamètre de la surface équivalente de l'antenne et λ est la longueur d'onde du signal.

L'énergie électrique fournie à l'antenne émettrice sera rayonnée sous forme d'ondes électromagnétiques qui seront captées à distance par une seconde antenne et converties par la suite en électricité. La communication sans fil est basée sur ce même principe. Le signal informatif émis par la station de base sera capté à distance par une ou plusieurs antennes, ce signal sera amplifié et traité à la réception pour récupérer l'information. Dans ce cas, le rendement du transfert d'énergie entre les deux antennes n'a pas d'importance puisque le signal sera régénéré après l'amplification. Le rendement du transfert d'énergie prend un sens lorsqu'il s'agit de récupérer la puissance du signal et non pas seulement l'information. Dans ce cas ce rendement dépend de plusieurs facteurs. Il est égal au rapport de la puissance reçue par la puissance émise. Il dépend de la fréquence utilisée et de l'atténuation du signal dans l'espace séparant les deux antennes ainsi que du rendement de polarisation des antennes.

Comme le montre le schéma synoptique de la figure I.6, un système de transmission d'énergie sans fil est constitué d'un bloc de conversion d'énergie continue en énergie micro-onde capable d'assurer la transmission en espace libre par l'intermédiaire d'une antenne émettrice. La réception est assurée par une antenne réceptrice suivie d'un système de redressement RF-DC. Chaque élément du système TESF peut être caractérisé par son efficacité.

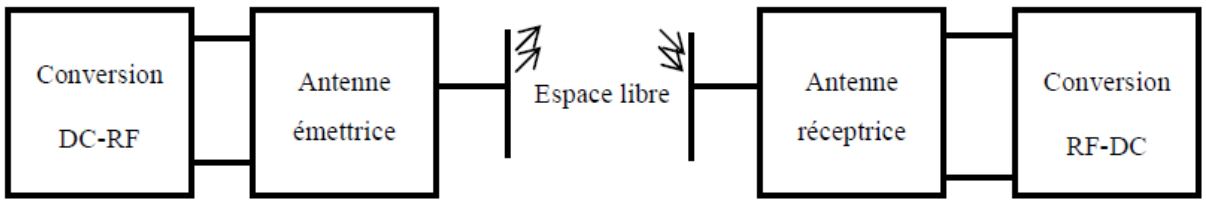


Figure I. 6 – Diagramme fonctionnel d'un système de TESF classique

I.2.3 Structure globale et principe de fonctionnement d'une rectenna faible puissance

La rectenna inventée par William C. Brown dans les années 1950 est un dispositif dont les rendements initiaux étaient peu élevés aux fortes puissances de fonctionnement [20]. En effet, l'efficacité de l'élément clé de la rectenna, la diode, est dégradée en raison des temps de communication de fonctionnement très courts. Ce n'est qu'avec l'apparition et l'évolution des diodes Schottky en arséniure de gallium (GaAs) que l'étude des rectenna est apparue pour des faibles niveaux de puissance (mW). A la suite de cette évolution, les recherches dans le domaine du transport de l'énergie sans fil et des rectennas se sont multipliées.

La rectenna tire son nom de la contraction des mots (rectyfing + antenna). Comme son nom l'indique elle est composée d'une antenne de réception associée à un circuit de redressement. L'antenne collecte l'énergie RF et convertit en une onde guidée pour ensuite la transmettre au

circuit de conversion. Par la suite, le circuit de redressement RF-DC, mono ou multi diode, transforme le signal HF en tension continue. Mais la diode, élément non linéaire, génère aussi en plus, des harmoniques d'ordre supérieur qui peuvent être réfléchis vers la charge ainsi que vers l'antenne de réception. Le schéma bloc d'une rectenna classique est montré sur la figure I.7.

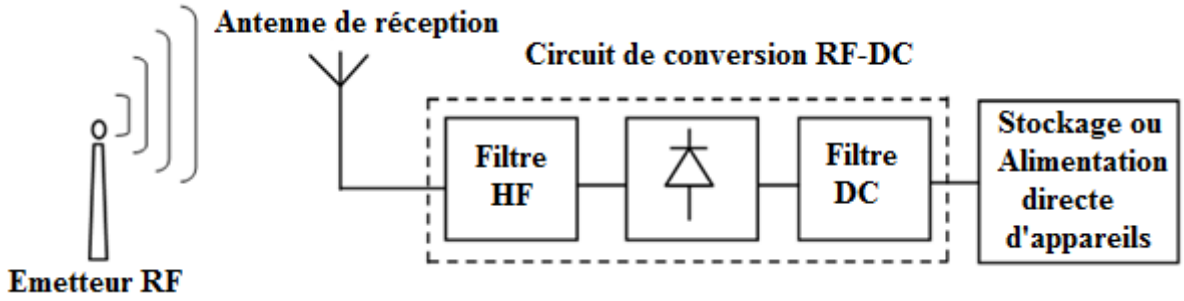


Figure I. 7 – Schéma bloc d'une rectenna classique

En amont de la diode de Schottky se trouve un filtre HF (passe-bande ou passe-bas). Ce filtre remplit deux fonctions, la première est de filtrer les harmoniques générées par la diode pour les empêcher d'être rayonnées par l'antenne et assure une adaptation d'impédance conjuguée entre l'antenne et le circuit de conversion RF-DC afin de garantir un transfert maximum de puissance entre les deux.

Le rôle du filtre de sortie DC, de nature passe-bas est de bloquer toutes les composantes RF, y compris la composante fondamentale générée par la diode dans le signal de sortie, et ne laisse passer que la composante DC vers la charge. Le signal délivré à la charge résistive est alors continu.

I.3 Etat de l'art des rectennas

Cette synthèse propose une présentation des recherches récentes et des développements des rectennas durant les sept dernières années (2010-2017). Afin de permettre une bonne compréhension des travaux développés dans cette thèse.

Trois rectennas innovantes, en technologie micro-ruban, ont été développées, optimisées et caractérisées expérimentalement dans [21]. Elles fonctionnent à 2.45 GHz et elles ne contiennent ni filtre d'entrée HF ni vias de retour à la masse. Des rendements supérieurs à 80 % ont pu être mesurés avec une densité surfacique de puissance de l'ordre de 0.21 mW/cm² (E = 28 V/m). Une tension DC de 3.1 V a été mesurée aux bornes d'une charge optimale de 1.05 kΩ, lorsque le niveau du champ électrique est égal à 34 V/m (0.31 mW/cm²). Des réseaux de rectennas connectées en série et en parallèle ont été développés. Les tensions et les puissances DC ont été doublées et quadruplées à l'aide de deux et de quatre éléments, respectivement.

Dans [22], une rectenna à double polarisation circulaire opérant à 2.45 GHz a été développée (figure I.8). Les deux polarisations sont obtenues en utilisant deux fentes croisées gravées dans un plan de masse et couplées à une ligne d'alimentation micro-ruban. Deux accès permettent de recevoir soit le sens LHCP (left-hand circular polarization), soit le sens RHCP (right-hand circular polarization).

Grâce à la technique d'alimentation par couplage électromagnétique, il n'est pas nécessaire d'insérer un filtre d'entrée entre l'antenne et le redresseur. En effet, le filtre est intégré dans l'antenne qui possède des propriétés de rejection d'harmoniques à 4.9 GHz. La rectenna à diode série présente un maximum d'efficacité de 63 % et une tension continue de sortie de 2.82 V pour une densité de puissance de 0.525 mW/cm^2 (E_{eff} = 44.5 V/m).

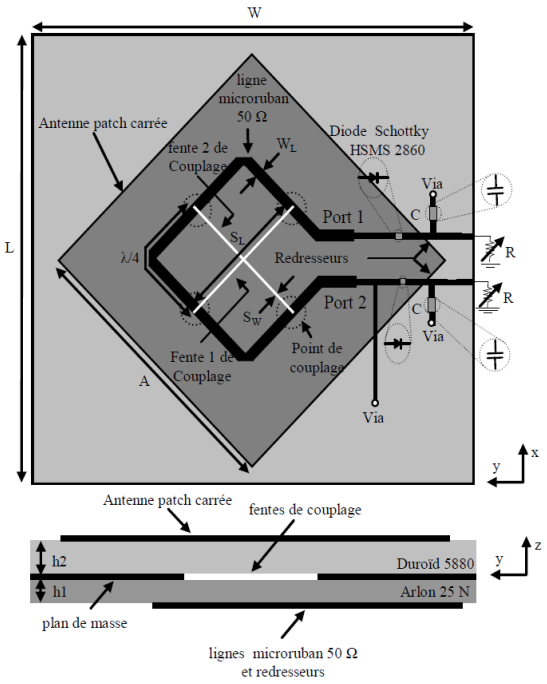


Figure I. 8 – Structure de la rectenna à double polarisation circulaire [22]

Dans la rectenna à 2.45 GHz avec rejection d'harmoniques [23], l'antenne en forme de patch circulaire à 2.45 GHz (figure I.9) présente 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.

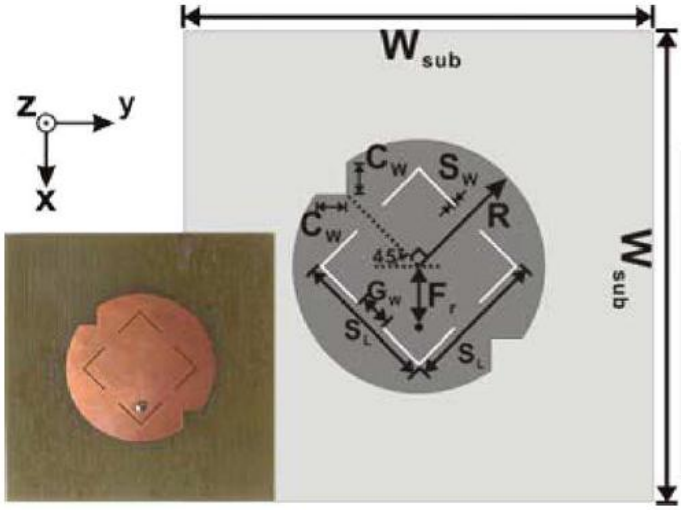


Figure I. 9 – Structure de l'antenne patch circulaire à rejection d'harmoniques à 2.45 GHz

Le circuit de conversion RF-DC est formé par un doubleur de tension utilisant des diodes Schottky du type HSMS 286C, la charge terminale résistive étant de 30 kΩ (Figure I.10). Le rendement maximal de la rectenna est de 37.8 % avec une tension continue de sortie de 2.76 V pour une densité surfacique de puissance RF de 25.7 µW/cm^2 [23].

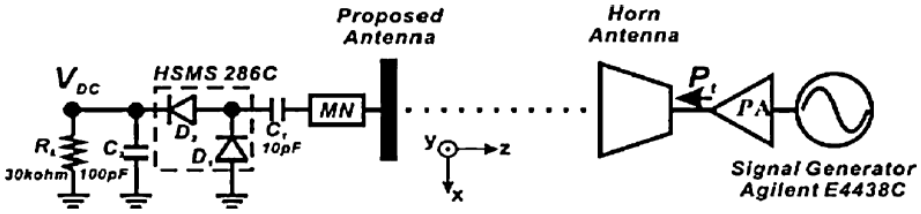


Figure I. 10 – Circuit de conversion RF-DC à 2.45 GHz

Les objectifs dans [24] étaient la réalisation d'un réseau de rectennas pour récupérer les niveaux de puissance RF ambiants typiques dans les milieux urbains et semi-urbains. Quatre rectennas comprenant l'antenne, le circuit d'adaptation d'impédance, le redresseur RF-DC, le MPPT (Maximum Power Point Tracking) et l'élément de stockage ont été conçus pour couvrir quatre bandes de fréquences des plus grands standards de communications (DTV, GSM900, GSM1800 et UMTS). La figure I.11 présente l'architecture du réseau de rectenna multi-bandes. La figure I.12 montre les quatre circuits du réseau de rectennas associées avec les cartes PMM BQ25504.

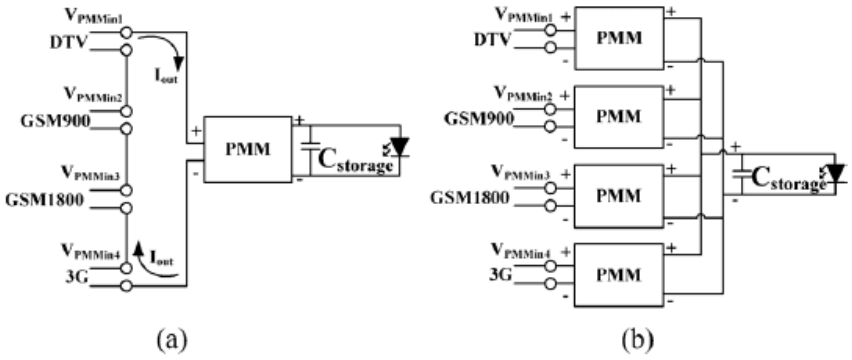


Figure I. 11 – Architecture du réseau de rectennas multi-bandes (N=4 bandes), (a) : Sommation de tension aux sorties de rectennas à bande unique, (b) : Sommation de courant aux sorties de rectennas à bande unique.

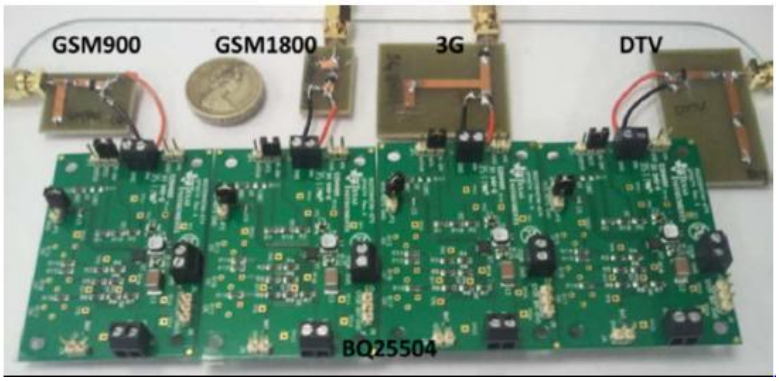


Figure I. 12 – Réseau de rectennas avec les PMM pour chaque rectenna.

Il a été démontré que les rectennas à bande unique peuvent fonctionner avec des rendements allant jusqu'à 40 % dans un environnement (semi-urbain) et peuvent commencer à fonctionner à partir d'un niveau de puissance aussi bas que -25 dBm.

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 [25].

Le circuit de conversion RF-DC à deux accès RF en parallèle a montré une robustesse en rendement RF-DC contre d'éventuels déséquilibres entre les deux puissances RF reçues sur les deux sorties de l'antenne. La figure I.13 montre le descriptif de la rectenna avec le circuit de conversion RF-DC à double accès.

Á la fréquence 2.45 GHz pour une densité de puissance constante de 1.5 $\mu W/cm^2$, des tensions de sortie mesurées comprises entre 190 mV et 215 mV ont été relevées 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.

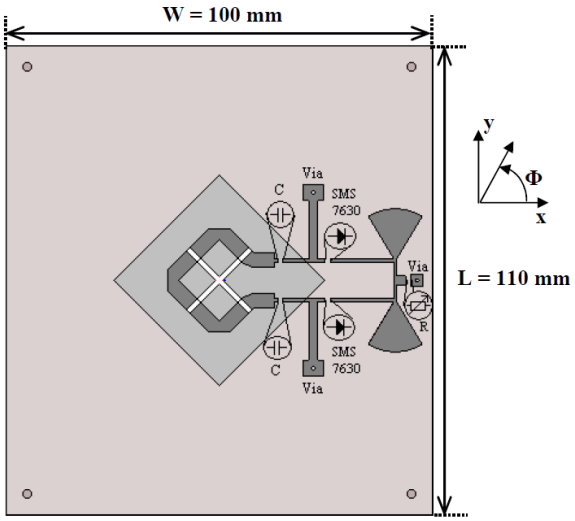


Figure I. 13 – Description de la rectenna à 2.45 GHz à double accès et à polarisation arbitraire [25]

Une rectenna large bande avec un rendement efficace pour la récolte d'énergie sans fil ambiante a été proposée dans [26]. Un nouveau circuit de conversion large bande avec un nouveau circuit d'adaptation d'impédance à deux branches a été conçu pour collecter des signaux RF ambiants avec une densité de puissance relativement faible (figure I.14). Le rendement de conversion maximum de cette rectenna est d'environ 55 % pour un niveau de puissance d'entrée de -10 dBm dans la bande de 1.8 à 2.5 GHz.

Cette rectenna large bande pourrait être utilisée pour alimenter de nombreux appareils et capteurs électroniques de faible consommation en puissance, la figure I.15 montre la tension de sortie mesurée à l'aide d'un voltmètre. La tension continue mesurée à vide à la sortie

de la rectenna varie entre 250 et 300 mV pour un niveau de puissance RF compris entre -20 et -12 dBm.

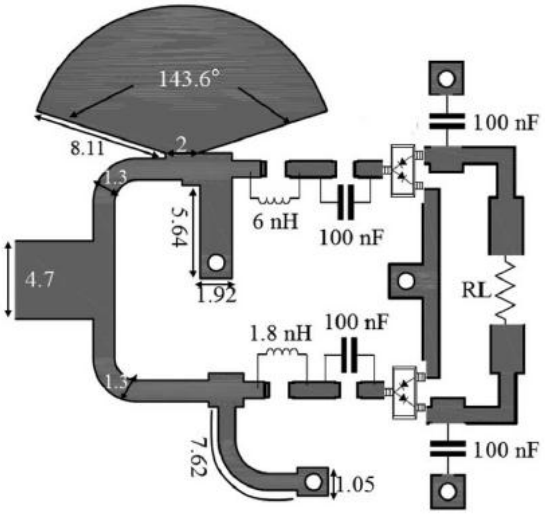


Figure I. 14 – Topologie du circuit de conversion RF-DC avec un réseau d'adaptation d'impédance à deux branches.

Figure I. 15 – Mesure de la rectenna à vide dans un environnement indoor

Une rectenna à six bandes, utilisant une antenne réceptrice large bande allant de 550 MHz à 2.5 GHz et une taille compacte a été proposée dans [27]. Une structure à base d'une bague annulaire et une nouvelle technique d'alimentation sont utilisées afin de réduire la taille de la rectenna et améliorer les performances de l'antenne. La figure I.16 montre la topologie et le prototype fabriqué du convertisseur RF-DC six bandes. Les résultats de mesures montrent que la puissance continue maximale récoltée à la sortie de la rectenna dans l'environnement ambiant extérieur est de 26 µW et 8 µW dans l'environnement ambiant intérieur, sur une

charge optimale qui varie de 10 kΩ à 75 kΩ. La figure I.17 montre la tension de sortie à vide mesurée à l'aide d'un voltmètre dans le milieu ambiant.

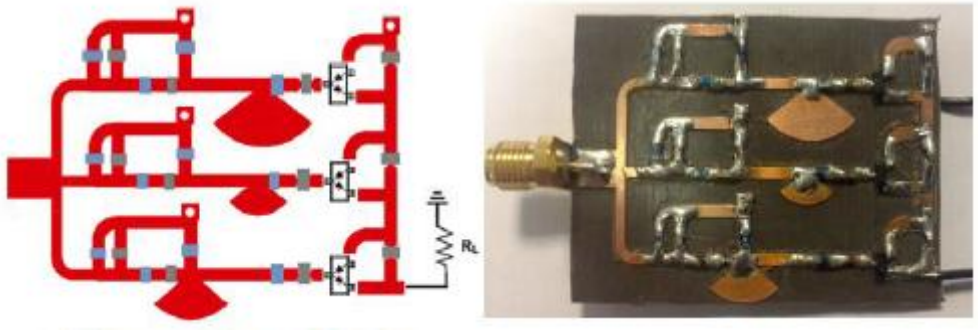


Figure I. 16 – Topologie et prototype fabriqué du convertisseur RF-DC à six bandes

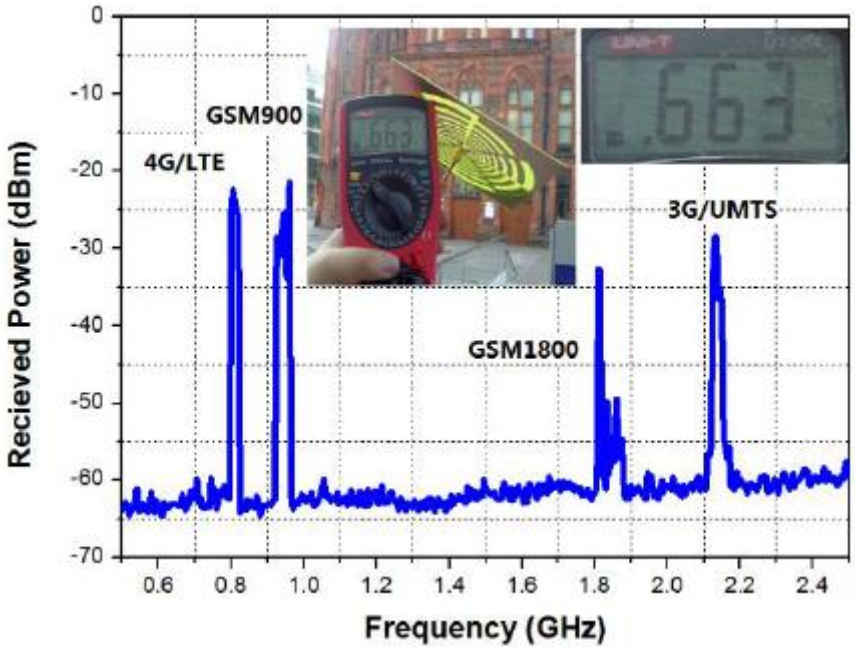


Figure I. 17 – La puissance reçue mesurée en fonction de la fréquence et la tension de sortie mesurée de la rectenna à vide dans l'environnement ambiant extérieur.

Une nouvelle rectenna multi-bandes dédiée à récupération d'énergie électromagnétique à bord de satellites géostationnaires a été développée dans [28]. L'objectif est de récupérer l'énergie électromagnétique rayonnée par les antennes placées à bord du satellite. L'énergie ainsi récupérée est alors utilisée pour alimenter des capteurs autonomes sans fil. Cette rectenna compacte est basée sur l'utilisation d'un réseau de quatre antennes dipôles croisés (Figure I.18). Les résultats expérimentaux montrent qu'une puissance continue supérieure à 1 mW peut être récoltée dans la bande K_u (12 GHz) pour une amplitude de champ électrique supérieure à 38 V/m. Un rendement de conversion RF-DC maximal de 41% a été obtenu pour une charge de 300 Ω avec un champ électrique incident de 51 V/m. Cette rectenna présente un comportement multi-bandes qui correspond aux trois fréquences de résonance de l'élément rayonnant de la rectenna.

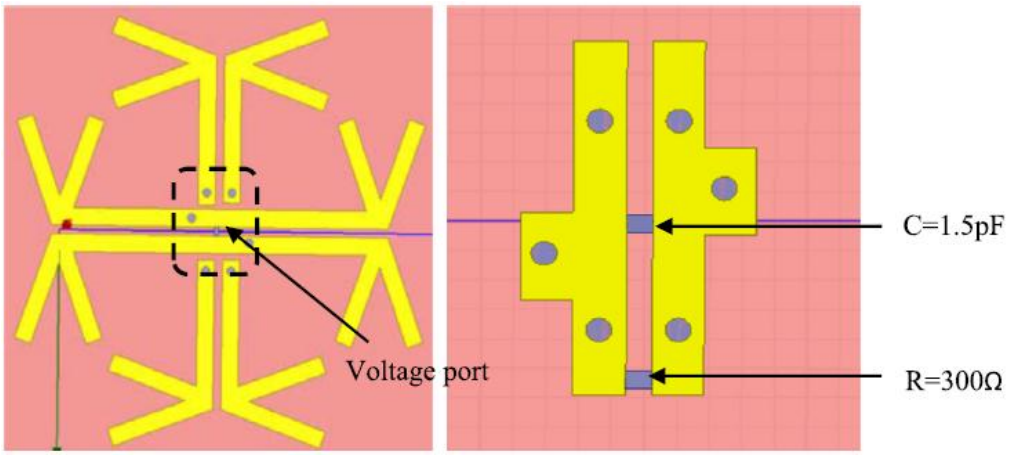


Figure I. 18 – Rectenna multi-bandes à base d'un réseau de quatre dipôles croisés.

I.3.1 Quelques applications de la récupération de l'énergie électromagnétique

Dans le contexte de la récupération de l'énergie électromagnétique, un projet européen MIMOSA (MIcrosystemes platform for MObile Service and Applications) mené, en 2004, par le laboratoire LETI (Laboratoire d'Electronique de la Technologie de l'Information) du CEA (Commissariat à l'énergie atomique) en collaborations avec STMicroelectronics (Crolles) a permis de récupérer l'énergie RF émise par un portable dans la bande 889-915 MHz [29]. Le dispositif de récupération est constitué d'une antenne imprimée sur un substrat FR4 d'une épaisseur de 0.8 mm. Cette antenne présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel avec un gain de l'ordre de 1.4 dBi. Elle était associée à un convertisseur RF-DC constitué par des diodes HSMS2850 dont la topologie est celle du doubleur de tension. L'énergie récupérée est stockée dans une super capacité. Pour une puissance RF égale à 100 µW à l'entrée du convertisseur RF-DC, l'énergie récupérée est d'environ 0,75 J avec une capacité de 5 F après 10 heures de charge [30]. Le rendement de conversion global varie suivant la puissance captée par l'antenne entre 20 % et 50 %. Pour une puissance émise par le portable égale à 2 W, la puissance RF récupérée par l'antenne, à une distance d'un mètre, est égale à 1.9 mW et 0.5 mW pour une distance de 2 m. Pour la puissance RF de 1.9 mW le rendement de conversion RF-DC obtenu est de 41%. [31].

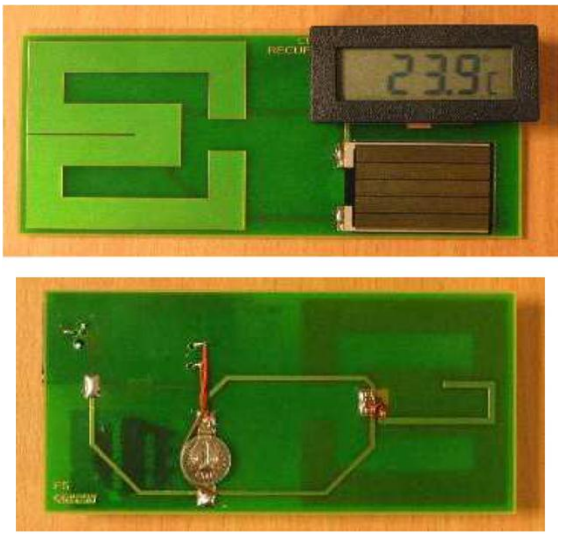


Figure I. 19 – Prototype de l'étude dans le cadre du projet MIMOSA (CEA-LETI) [31]

Un capteur WID (Wireless Impedance Device) alimenté à distance par des ondes électromagnétiques à 2.4 GHz a été rapporté dans [32]. Deux réseaux de rectennas, en doubleur de tension, à 18 puis 36 éléments ont été utilisés. La puissance d'émission est limitée à 1 W. Un super condensateur de 0.1 F est utilisé pour stocker de l'énergie électrique, il est chargé à 3.6 V au bout de 27 secondes. Le système développé a été testé et mesuré sur un pont instrumenté (Alamosa Canyon Bridge) au Nouveau Mexique. Le réseau de capteurs déployé tout au long du pont renvoie des informations sur l'état de stress de la structure vers une station de base pour le post-traitement des données collectées.

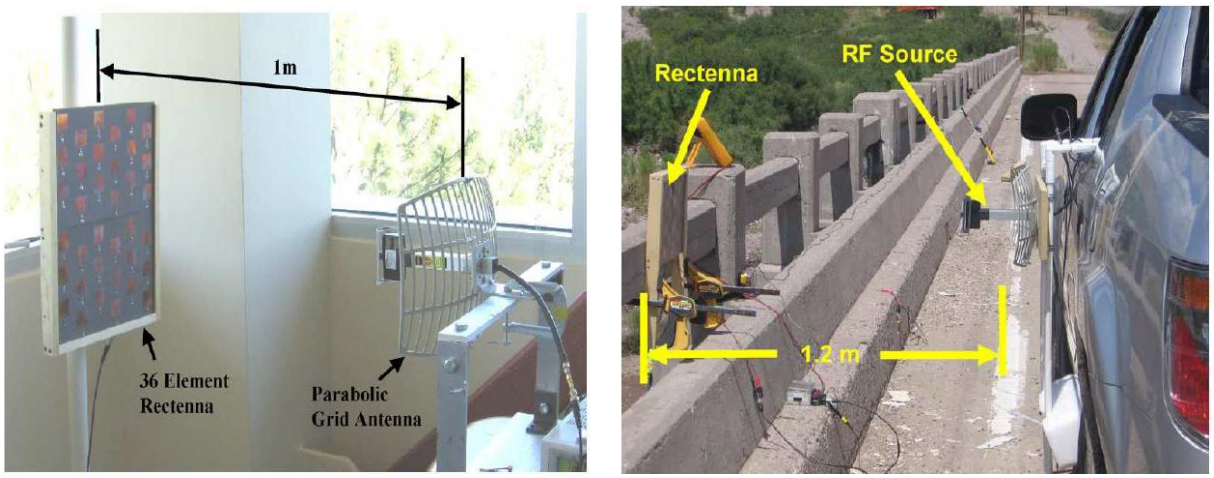


Figure I. 20 – Alimentation sans fil d'un capteur WID sur l'Alamosa Canyon Bridge [32]

I.4 Quantification de la puissance rayonnée disponible dans le milieu environnant

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

Dans cette deuxième partie de ce chapitre nous présentons les limites des émissions RF définies par la règlementation. Nous présentons également les mesures de la puissance RF rayonnée disponible dans le milieu urbain. Enfin, nous conclurons sur les possibilités éventuelles de l'exploitation de l'énergie EM ambiante.

I.4.1 Niveaux limites d'émission RF

Dans chaque pays, des normes fixant les limites des émissions électromagnétiques dans l'espace public et professionnel sont définies. Ces normes sont très souvent inspirées des recommandations données par la CIPRNI (Commission Internationale de Protection contre les Rayonnements Non-Ionisants). La CIPRNI est une organisation non-gouvernementale reconnue officiellement par l'OMS (Organisation Mondiale de la Santé). Au niveau européen les recommandations sont données par l'ECC (European Communication Committee).

Au niveau national, c'est l'ANF (Agence Nationale des Fréquences) qui donne ces recommandations. L'ANF, est un établissement public à caractère industriel et commercial (EPIC) doté de la personnalité morale et de l'autonomie financière. L'ANF s'est vue confier des missions de gestion, de planification et de contrôle du spectre des fréquences

radioélectriques par l'Etat. L'ANF est placée sous la tutelle du Ministre de la Poste, des Télécommunications, des Technologies et du Numérique [33].

En France, c'est l'ANFR (Agence Nationale des RadioFréquences) qui se charge de réguler et de contrôler l'utilisation des bandes fréquentielles [34].

Les recommandations données par la CIPRNI sont basées sur des résultats scientifiques du monde entier et reflètent en conséquence l'état des connaissances actuelles dans le domaine. De plus, des mises à jour sont réalisées périodiquement au niveau des bandes fréquentielles ainsi qu'au niveau des limites maximales recommandées en fonction des évolutions technologiques et des avancées des recherches scientifiques dans le domaine [35].

La détermination de ces limites d'exposition repose sur des tests expérimentaux réalisés sur des animaux. En effet, le sujet est exposé à un champ électromagnétique que l'on augmente graduellement. Le seuil est pris lorsque l'on détecte un changement comportemental subtil de l'animal. Par la suite, la CIPRNI applique un facteur de sécurité de 10 vis-à-vis de la densité de puissance dans le cas des expositions professionnelles et un facteur 50 dans le cas des expositions publiques. Ce facteur constitue donc une marge de sécurité très confortable pour les utilisateurs et pour le grand public [35].

Le tableau I.1 donne les bandes fréquentielles exploitées dans la gamme 9 kHz – 3000 MHz ainsi que les niveaux d'émission maximaux appelés aussi niveaux de référence issue du décret 2002-775 du 3 mai 2002 [36].

Bande	Service	Champ électrique E (V/m)	
		Public	Professionnel
9 kHz – 30 MHz	Services HF	28	63
30 MHz – 87.5 MHz	PMR	28	63
87.5 MHz – 108 MHz	FM	28	63
108 MHz – 880 MHz	PMR – Balises	28	63
47 – 68 MHz ; 174 – 223 MHz ; 470 – 830 MHz	TV	28	63
880 MHz – 960 MHZ	GSM 900	40.4	90.3
960 MHz – 1710 MHz	Radars – DAB	42.6	95
1710 MHz – 1880 MHz	GSM 1800	56.8	127
1880 MHz – 1900 MHz	DECT	59.6	133
1900 MHz – 2200 MHz	UMTS	59.9	134
2200 MHz – 3000 MHz	Radars – BLR-FH	61	136

Tableau I. 1 – Niveaux de référence pour les émissions RF définis par l'ANFR

I.4.2 Mesure d'énergie RF ambiante

L'évaluation du niveau de puissance EM est un processus délicat à cause des fluctuations temporelles et spatiales de celle-ci dans les environnements non-contrôlés. L'objectif étant de quantifier les niveaux de puissance récupérables les plus élevés, par plages fréquentielles. Pour se faire, nous avons utilisé un mesureur de champs électromagnétique portatif, commercialisé par la société américaine CORNET (Figure I.21) [37]. Le mesureur de champ ED-85 est un appareil compact permettant de faire des mesures rapides de champ

électromagnétique et de densité de puissance RF dans l'environnement ambiant dans la bande 1 MHz à 8 GHz, avec une plage de sensibilité de -55 à 0 dBm.

Il est équipé d'un connecteur de type SMA afin d'y connecter la source à mesurer ou une antenne ainsi que les filtres et les atténuateurs. Il est conçu en particulier pour la mesure et la vérification des réseaux Wi-Fi, WLAN, Bluetooth, DECT, systèmes radio AM / FM, réseaux de téléphonie mobile, ainsi que des fuites de four à micro-ondes, des systèmes sans fil, surveillance vidéo sans fil, transmetteurs RF, micros espion, etc. Il permet également de vérifier le niveau de sûreté du champ électrique ambiant.

Figure I. 21 – CORNET ED85EX - Mesureur de champ 8GHz

Caractéristiques :

- Ecran LCD rétro éclairé
- Affichage de la mesure instantanée
- Représentation graphique des 30 dernières mesures
- Affichage en bargraph
- Fonction de gel de l'affichage
- Affichage des maxi enregistrés
- Affichage des niveaux de sécurité par LEDs
- Antenne externe sur connecteur SMA (50 Ohms)

Caractéristique techniques

- Unités de mesure : dBm, $\mu W/m^2$, V/m
- Plage de fréquences : 1 MHz à 8 GHz
- Dynamique : 60 dB
- Sensibilité : -55 à 0 dBm, (25 mV/m à 14,8 V/m)
- Densité de rayonnement : 1,5 $\mu W/m^2$ à 0.58 W/m^2
- Signaux: ANALOGIQUES AM et FM, NUMÉRIQUES Wi-Fi, DECT, etc
- Alimentation par pile 9V
- Autonomie: 20h environ.
- Dimensions : 130 x 65 x 25 mm
- Poids : 110 g

En Algérie, l'agence nationale de fréquence (ANF) a les responsabilités suivantes:

- Contrôle physique des réseaux radioélectriques.
- Contrôle électronique: du spectre des fréquences (9 kHz à 30 MHz) bande HF.
- Contrôle du spectre au-delà de 30 MHz.
- Brouillage.
- Gestion du spectre de fréquences.
- Gestion des sites radioélectriques: Il s'agit d'autoriser la mise en service de nouveaux émetteurs et/ou de régulariser la situation d'anciens émetteurs sur avis de la commission nationale des points hauts.

L'année 2010 est la première année pour l'ANF où les opérations de mesures dans la bande haute ont été effectuées concrètement, grâce à l'acquisition de deux stations mobiles, et de quatre stations transportables de contrôle des fréquences dans des bandes V/UHF. Les premiers travaux seront réalisés dans toutes les zones à fortes utilisations des moyens de transmissions radioélectriques. Cette étape appelée état des lieux confortera, d'une part, la base de données du système de gestion centralisé des fréquences de l'ANF, et d'autres part, fera ressortir les émissions non conformes et permettra une meilleure gestion et une utilisation efficace et optimale du spectre de fréquences radioélectriques au service du développement des TIC en particulier, et de l'économie nationale en général.

En France, l'agence nationale des fréquences (ANFR) a la responsabilité de planifier et gérer l'utilisation du spectre fréquentiel. Chaque application nécessitant l'émission d'ondes électromagnétiques doit être autorisée par l'ANFR, qui lui attribue une bande de fréquence et définit le niveau de puissance nécessaire pour le bon fonctionnement de l'application, afin que cela ne perturbe pas le fonctionnement des autres appareils.

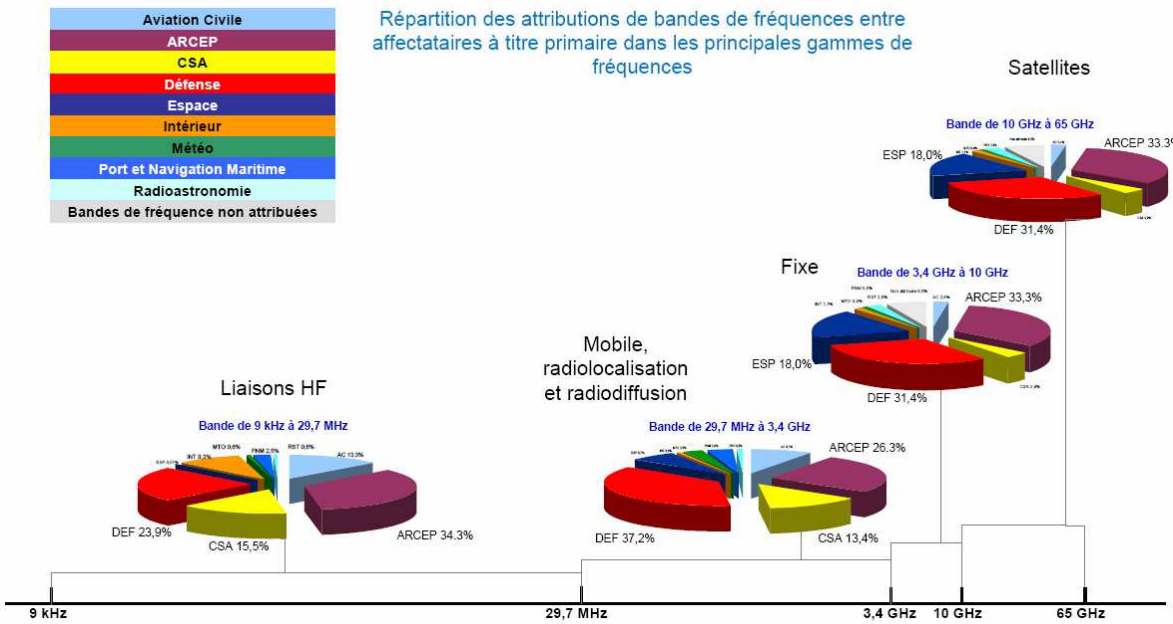


Figure I. 22 – Répartition des bandes fréquentielles par l'ANFR en France [34].

I.4.3 Mesure de la puissance RF ambiante à Paris

Les mesures de la puissance RF dans le milieu ambiant ont été effectuées dans un premier temps, à différentes localisations de la ville de Paris, à plusieurs distances de différentes stations de base. Ces mesures ont été réalisées par le mesureur de champs électromagnétique portatif CORNET ED85EX et enregistrées en fonction du temps pour nous faire une idée de l'évolution des signaux RF. Ces mesures sont présentées par la figure I.23, et qui montre la variation de la puissance des signaux RF, en µW en fonction de la fréquence dans la bande de fréquence 1 MHz – 8 GHz.

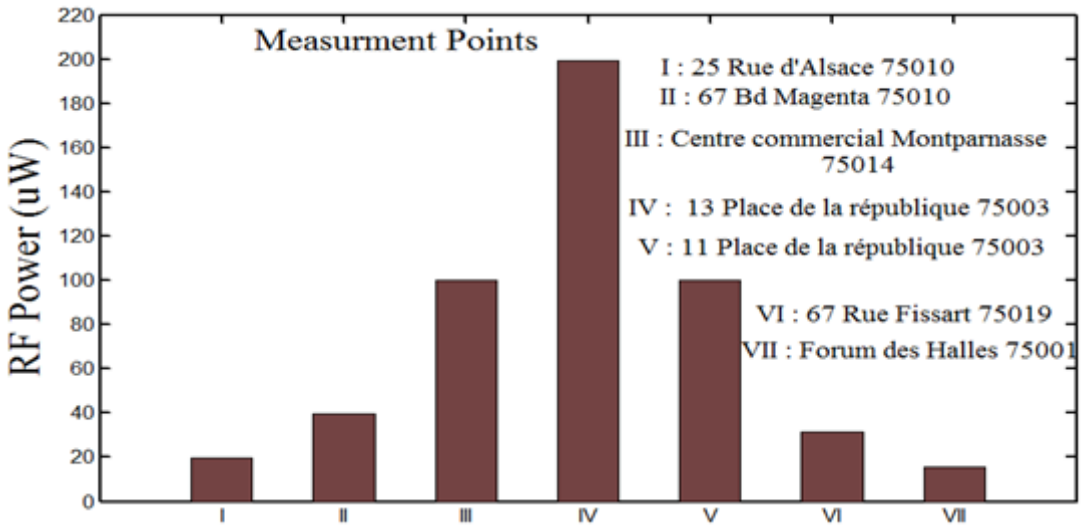


Figure I. 23 – Mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Paris.

La puissance RF mesurée varie de 20 µW à 200 µW selon le point de mesure. On remarque que les niveaux de puissance sont faibles et qu'un maximum de 200 µW (-7 dBm) est mesuré à la "Place de la République". Ce signal est issu des antennes relais de l'opérateur Orange dans les bandes GSM 1800 / LTE 2600 / UMTS 2100 [38].

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés par ces signaux RF qui sont quasi constants dans le temps. Le tableau I.2 résume les bandes de fréquences des standards de communication d'intérêt.

Bande	Uplink Frequencies UE transmit (MHz)	Downlink Frequencies UE receive (MHz)
GSM900/LTE Band 8	880-915	925-960
GSM1800/LTE Band 3	1710-1785	1805-1880
UMTS Band 1	1920-1980	2110-2170
ISM Wi-Fi 2.4 GHz	2400-2495	
LTE Band 7	2500-2570	2620-2690

Tableau I. 2 – Bandes de fréquence d'intérêt [39].

L'ANFR, en collaboration avec des laboratoires de mesures certifiés, effectue régulièrement des mesures de niveaux des puissances des ondes électromagnétiques partout en France, pour contrôler la bonne utilisation du spectre fréquentiel et s'assurer que les niveaux de puissance

émis soient bien respectés et qu'ils n'exposent pas la population à un risque sanitaire. Ces mesures sont accessibles sur le site internet de l'ANFR [34], [40].

Nous comparons nos mesures avec celles de l'ANFR faites dans les mêmes endroits que nos mesures. À titre d'exemple (Fiche mesure N° 24481: 1 Rue Pierre Lescot 75001 Paris) les signaux les plus intenses mesurés par l'ANFR sont localisés dans la bande GSM900, GSM1800, et UMTS où l'intensité du champ électromagnétique mesurée était de 8.7316 V/m (GSM900) et 4.3684 V/m (UMTS 2100), et la valeur moyenne est de 10.5839 V/m. Le niveaux d'intensité moyenne du champ électromagnétique disponible à notre point de mesure est égale à 1.242 V/m.

La différence entre les résultats de l'ANFR et les notre peut être expliquée principalement par le choix des points de mesure, c'est-à-dire les coordonnées de ce dernier. Dans ses rapports de mesure, l'ANFR ne précise pas les coordonnées exactes des points de mesures. Les seules données que l'on puisse trouver sont la distance qui sépare le point de mesure de l'antenne relais la plus proche, et la nature de la mesure, c'est-à-dire à l'intérieur ou à l'extérieur. Ces données seules rendent difficile la localisation précise du point de mesure de l'ANFR. Aussi, du point de vue fréquentiel nos mesures ne sont pas pointées sur les fréquences centrale des standards de communications GSM900, GSM1800, Wifi, et UMTS...,etc. notre mesureur de champ donne la moyenne de la densité du champ mesurée dans la plage de fréquence de 1 à 8 GHz, ce qui ne nous donne pas la possibilité de connaitre les niveaux de puissance RF à chaque fréquence de transmission. La présence des immeubles, ou tout autre objet proche ou loin de l'émetteur, provoque des réflexions multiples des ondes électromagnétiques et sont à l'origine de l'apparition d'ondes stationnaires (Fading) variables d'un point à un autre.

Fiche mesure ANFR N° 24481 - Synthèse

Par le laboratoire AEXPERTISE
Mesure effectuée suivant le protocole ANFR/DR 15-2.1

Lieu : PARIS 01 (75)

Référence du point de mesure : 24 481

Date de la mesure : 16/11/2011

Situation et caractéristiques du point de mesure

Localisation précise du point de mesure

N° : 1 Rue : Pierre Lescot

Place/Autre :

Code postal : 75001

Ville : PARIS 01

Caractéristiques du point de mesure

Intérieur

Type d'environnement : Centre commercial

Emetteurs visibles

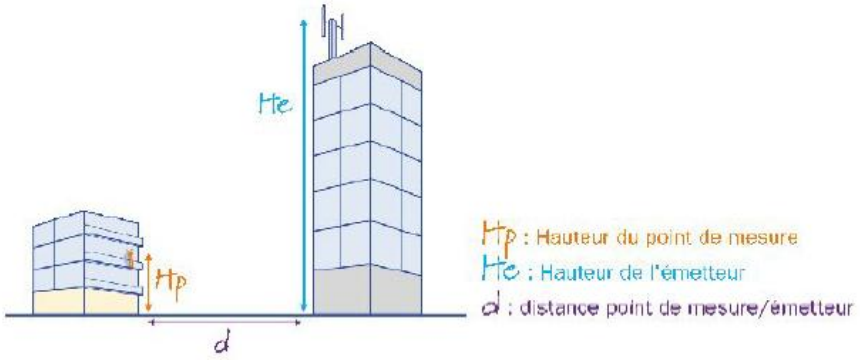


Schéma type : dans certains cas, Hp est supérieur ou égal à He

Emetteurs	Hp	He	d
GSM/UMTS INDOOR	1 m	3 m	1 m
GSM/UMTS INDOOR	1 m	3 m	6 m

Synthèse des résultats

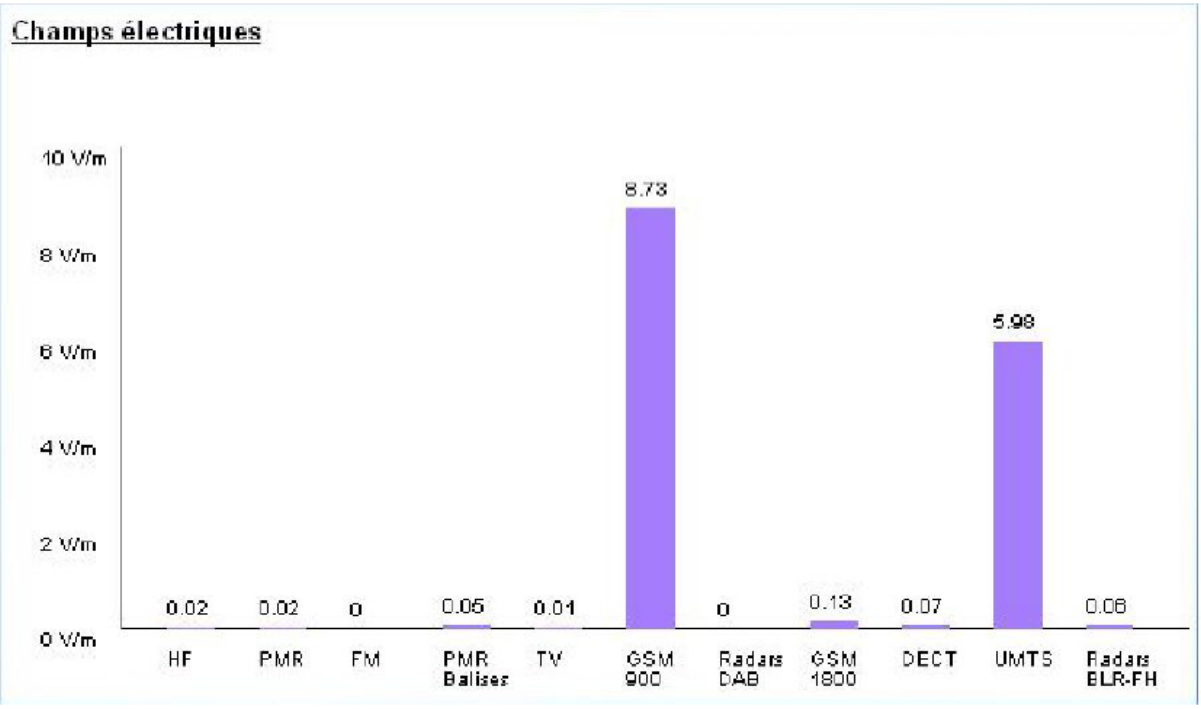
Valeur limite respectée		Le champ Electrique total du site Etotal est
Par fréquence :	Oui	2,6 fois plus petit que la valeur limite la plus faible.
Par l'ensemble des émetteurs :	Oui	

Résultats des mesures réalisées à l'analyseur de spectre

Relevé des mesures réalisées sur toutes les fréquences dont le niveau est supérieur au 1/1000ème de la valeur limite fixée par le décret du 3 mai 2002

Fréquence (en MHz)	Service	Ei= Champ électrique efficace moyen (en V/m)	Valeur limite (en V/m)	Niveau du Champ Electrique mesuré par rapport à la valeur limite fixée par le décret du 3 mai 2002
0,3940	HF	0,0176	87,00	4931 fois inférieur
7,9090	HF	0,0079	30,94	3918 fois inférieur
31,3590	PMR	0,0126	28,00	2227 fois inférieur
31,6730	PMR	0,0124	28,00	2252 fois inférieur
55,6140	TV	0,0053	28,00	5298 fois inférieur
56,7640	TV	0,0049	28,00	5726 fois inférieur
88,1340	FM	0,0032	28,00	8616 fois inférieur
90,4070	FM	0,0034	28,00	8315 fois inférieur
390,4440	PMR Balises	0,0328	28,00	854 fois inférieur
393,6290	PMR Balises	0,0325	28,00	862 fois inférieur

953,0000	GSM 900	**8,7316**	42,45	**5 fois inférieur**
1 697,7300	Radars DAB	**0,0021**	56,65	**26850 fois inférieur**
1 705,9100	Radars DAB	**0,0023**	56,79	**24997 fois inférieur**
1 855,6000	GSM 1800	**0,1297**	59,23	**457 fois inférieur**
1 862,0000	GSM 1800	**0,0141**	59,33	**4207 fois inférieur**
1 895,6400	DECT	**0,0623**	59,87	**961 fois inférieur**
1 897,2700	DECT	**0,0303**	59,89	**1976 fois inférieur**
2 112,8000	UMTS	**4,0826**	61,00	**15 fois inférieur**
2 117,8000	UMTS	**4,3684**	61,00	**14 fois inférieur**
2 462,0000	Radars BLR-FH	**0,0338**	61,00	**1803 fois inférieur**
2 472,1800	Radars BLR-FH	**0,0519**	61,00	**1176 fois inférieur**
Champ Electrique total du site $E_{Total} = \sqrt{\sum E_i^2} =$		**10,5839 V/m**	28,00 V/m	est la valeur limite la plus faible fixée par le décret du 3 mai 2002



I.4.4 Mesure de la puissance RF ambiante à Jijel

Les mesures effectuées dans un premier temps à Paris ont été reproduites dans un deuxième temps de la même façon en Algérie précisément à la ville de Jijel. Sur le site de l'ANFR, on trouve des fiches de relevés de mesures de champs EM. En revanche, sur le site de l'ANF (Algérie), aucune fiche de mesure n'est disponible. Par conséquent, nous ne pouvons pas localiser les antennes relais. Les mesures ont été donc effectuées au hasard et les résultats sont présentés à la figure I.24.

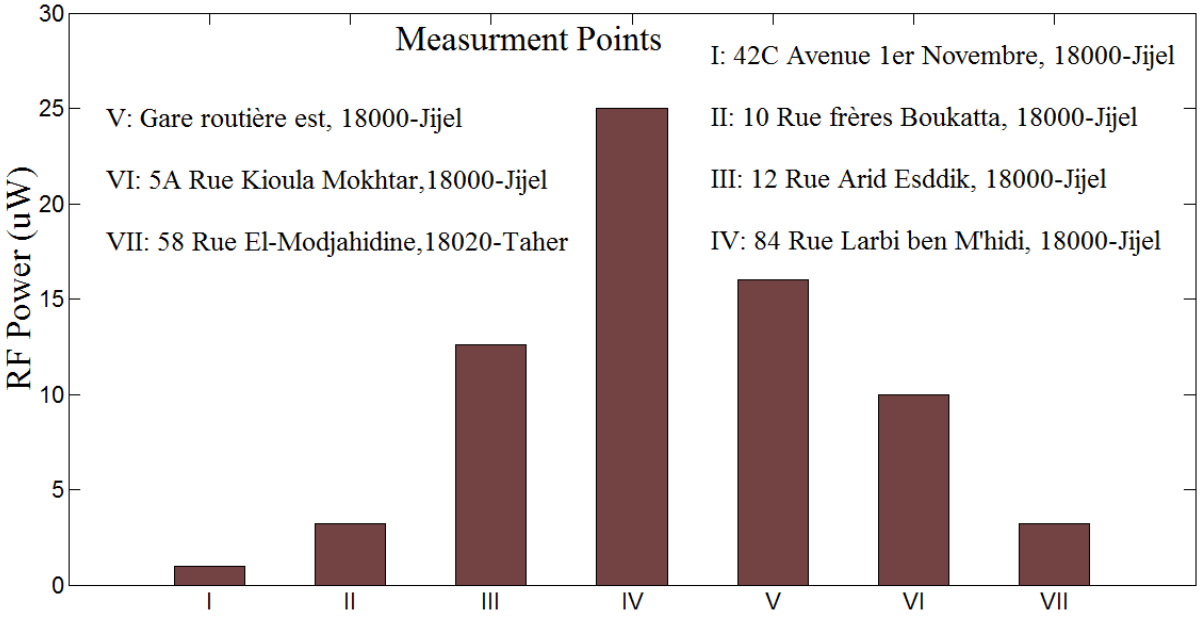


Figure I. 24 – Mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Jijel

Les niveaux de puissance RF mesurés varient entre - 35 et - 20 dBm, selon le point de mesure. On remarque que les niveaux de puissance sont très faibles et que le maximum est de -20 dBm est mesuré au 84 rue Larbi Ben M'hidi sur le toit de l'immeuble à 8 mètre de l'antenne de l'opérateur téléphonique Mobilis.

I.5 Conclusion

Le présent chapitre se divise en deux parties. Dans la première partie, nous avons rappelé l'intérêt porté à la transmission d'énergie sans fil (TESF) par micro-onde, historiquement depuis les fortes puissances jusqu'aux plus faibles puissances. On a rappelé également l'architecture générale d'une rectenna. Cette partie présente aussi un état de l'art des rectennas récentes (2010-2017) publiées dans la littérature, à diversité de polarisation, mono-bande, ainsi que celles fonctionnant dans plusieurs bandes de fréquence. Des travaux développés dans le domaine de la transmission d'énergie sans fil pour des applications d'alimentation à distance de capteurs et de dispositifs à faible consommation ont été cités à la fin de cette première partie du chapitre.

La deuxième partie de ce chapitre nous a permis de discuter de la quantification et de l'évaluation de l'énergie EM ambiante. En effet, à cause de la généralisation des systèmes de télécommunications sans fils, les ondes EM sont de nos jours omniprésentes dans notre environnement.

La densité de puissance mesurée dans le milieu urbain de la ville de Paris est très variable d'un point à un autre. Elle dépend de la distance entre l'émetteur et le point de mesure, des obstacles en présence, des caractéristiques physiques du milieu de propagation et de la fréquence du signal. Parmi les mesures effectuées par l'ANFR, ce sont les bandes de GSM900, GSM1800, et UMTS qui restent les plus intéressantes en termes de puissance disponible et les plus répandues. Cette énergie RF disponible en permanence dans le milieu urbain peut être une alternative énergétique pour alimenter partiellement ou totalement des dispositifs électroniques à faible consommation, tels que des capteurs, et donc rendre ces dispositifs autonomes. En Algérie les niveaux de puissances varient d'un point à un autre avec une densité de puissance mesurée entre 0.05 mW /m² et 3.5 mW /m², soit entre -45 et -20 dBm.

L'analyse des rayonnements électromagnétiques en milieu urbain montre clairement que les niveaux de puissance RF ambiante sont très fluctuants spatialement et temporellement et restent en général relativement faibles et insuffisants en l'état pour l'alimentation des systèmes portables. L'exploitation de ces faibles niveaux d'énergie rayonnés doit surmonter quelques difficultés spécifiques, non encore résolues, en termes d'intégration d'antennes, d'efficacité de conversion, de gestion et de stockage. Les objectifs de cette thèse consistent à optimiser, réaliser et caractériser expérimentalement des circuits de récupération d'énergie EM innovants pour l'alimentation à distance et sans fil de capteurs et d'actionneurs autonomes et sans fil.

I.6 Références bibliographiques

[1] Reville, William, "Nicholas Callan – Priest Scientist at Maynooth", University College, Cork this article first appeared in The Irish Times, February 21, 2002.

[2] "Induction Coils", Disponible sur le site : physics.kenyon.edu

[3] "Marconi Wireless Tel", Co. v, United States, 320 U.S.1, US Supreme Court Center, 1943.

[4] T-K. Mandal, "Wireless Transmission of Electricity – Development and Possibility", Sixth International Symposium Nikola TESLA, Belgrade, SASA, Serbia, October 18 – 20, 2006.

[5] http://www.tfcbooks.com/articles/tws8b.htm

[6] N. Tesla, "The future of the wireless art". In: Wireless Telegraphy and Telephony. Walter W. Massie & Charles R. Underhill, (1908), pp. 67–71.

[7] T-F. Valone, "Tesla's Wireless Energy... For the 21st Century!!! One Step Beyond Direct TV", Extra Ordinary Technology, 1, no. 4, Oct / Nov / Dec 2003.

[8] H. Yagi, "Beam transmission of ultra-shortwaves", Proceedings of the IRE, 16, (1928), 715–740.

[9] W-C. Brown, "The history of power transmission by radio waves", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-32 N°9, pp.1230-1242, September1984.

[10] W-C. Brown, J-R. Mims and N-I. Heenan, "An experimental microwave-powered helicopter", IEEE IRE International Convention Record, vol. 13, part 5, pp. 225-235, 1965.

[11] R-M. Dickinson, "Evaluation of a microwave high-power reception-conversion array for wireless power transmission", Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, Pasadena, CA, Technical Memorandum 33-741, September 1975.

[12] Glaser, P. E, "Power from the Sun: Its future". Science, 22 Nov 1968:Vol. 162, Issue 3856, pp. 857-861. DOI: 10.1126/science.162.3856.857.

[13] 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.

[14] A. Alden and T. Ohno, "A power reception and conversion system for remotely-powered vehicles", IEEE Antennas and Propagation, 1989. ICAP 89, Sixth International Conference on (Conf. Publ. No.301), Vol.1, pp. 535-538, 4-7 Apr 1989.

[15] J. Schlesak, A. Alden and T. Ohno, "A Microwave Powered High Altitude Platform", Microwave Symposium Digest, 1988, IEEE MTT-S international, Vol.1, pp. 283 – 286, 1988.

[16] 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.

[17] http://www.kurasc.kyoto-u.ac.jp/docs/top/shokai/space/sps/milax-e.html

[18] A. Celeste, P. Jeanty and G. Pignolet, "Case Study in Reunion Island", Sciences Directes, Acta Astronaumica 54, 2004, pp 253-258.

[19] 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, May 2003, pp. 1548-1553.

[20] W-C. Brown, "The history of the development of the rectenna", In Solar Power Satellite Microwave Power Transmission and Reception. Bd. 2141, 1980, S. 271.

[21] H. Takhedmit, "Modélisation et Conception de Circuits de Réception Complexes pour la Transmission d'Énergie Sans Fil à 2.45 GHz", École doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon. Octobre 2010.

[22] Z. 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.

[23] F-J. Huang, T-C. Yo, C-M. Lee, C-H. Luo, "Design of Circular Polarization Antenna With Harmonic Suppression for Rectenna Application", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.11, 2012, pages 592-595.

[24] M. Pinuela, P-D. Mitcheson and S. Lucyszyn, "Ambient RF Energy Harvesting in Urban and Semi-Urban Environments" in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.61, no.7, July 2013, pp. 2715-2726.

[25] W. Haboubi, H. Takhedmit, J-D. Lan Sun Luk, S-E. Adami, B. Allard, F. Costa, C. Vollaire, O. Picon and L. Cirio, "An Efficient Dual-Circularly Polarized Rectenna for RF Energy Harvesting in the 2.45 GHz ISM Band", in Progress In Electromagnetics Research, Vol. 148, 2014, pp. 31-39.

[26] C. Song, Y. Huang, J. Zhou, J. Zhang, S. Yuan and P. Carter, "A high-efficiency broadband rectenna for ambient wireless energy harvesting", in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, august 2015, Vol. 63, no. 8, pp. 3486-3495.

[27] C. Song, Y. Huang, P. Carter, J. Zhou, S. Yuan, Q. Xu and M. Kod, "A Novel Six-Band Dual CP Rectenna Using Improved Impedance Matching Technique for Ambient RF Energy Harvesting", in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 64, Issue. 7, July 2016, pp. 3160-3171.

[28] A. Okba, A. Takacs, H. Aubert, S. Charlot and P-F. Calmon, "Multiband rectenna for microwave applications", in Elsevier Masson SAS on behalf of Académie des sciences. C. R. Physique 18 (2017), pp. 107–117.

[29] P. Ancey, "Ambient functionality in MIMOSA from technology to services", Joint sOc-EUSAI Conference, Grenoble, October 2005, pp. 35-38.

[30] "MIcrosystems platform for MObile Services and Applications", Disponible sur le site: http://cordis.europa.eu/project/rcn/71247_en.html.

[31] http://www.mimosa-fp6.com/index.php?id=127

[32] K-M. Farinholt, G. Park and C-R. Farrar, "RF Energy Transmission for a Low-Power Wireless Impedance Sensor Node", IEEE Sensors Journal, Vol. 9, no. 7, July 2009, pp. 793-800.

[33] http://www.anf.dz/apropos.php

[34] http://www.anfr.fr

[35]"Champs_electromagnetiques_extremement_basse_frequence_DGS_2014.pdf", Disponible sur le site : http://solidarites-sante.gouv.fr/IMG/pdf/

[36] "ANRF, Protocole de mesure in situ, 2004", Disponible sur le site: http://www.anfr.fr, http://www.anfr.fr/fileadmin/mediatheque/documents/expace/protocole%20de%20mesure%20DR15-2_1.pdf.

[37] "Mesureur d'ondes électromagnétiques hautes et basses fréquences Cornet ED178S" Disponible sur le site: https://www.geotellurique.fr/detecteurs-toutes-frequences/716-mesureur-d-ondes-electromagnetiques-cornet-ed178s.html

[38] "Point de mesure Place de la république", Disponible sur le site : http://www.cartoradio.fr/cartoradio/web/#lonlat/2.364017/48.866973/ 5937.

[39] A. Khemar, A. Kacha, H. Takhedmit, G. Abib, "Design and Experiment of a Printed Monopole Antenna Array for Ambient RF Energy Harvesting", The Second International Conference on Applied Automation and Industrial Diagnostics, ICAAID 16-17 Sep 2017, DJELFA, Algeria, Paper ID Number 39.

[40] http://www.anfr.fr/fileadmin/mediatheque/documents/Rapports/ANFR_Rapport_2016.pdf

Chapitre II : Etude et optimisation des antennes

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

II.1 Introduction

Le développement des radiocommunications est basé sur la théorie de l'électromagnétisme, mise au point au XIXe siècle et améliorée au XXe siècle (figure II.1). Les ondes électromagnétiques, support des radiocommunications, ont été prévues de manière théorique dans le cadre des équations de Maxwell et mises en évidence expérimentalement par Hertz à la fin du XIXe siècle. Une liaison radioélectrique est un canal de transmission entre un émetteur et un récepteur, dont la transmission est assurée par des ondes électromagnétiques.

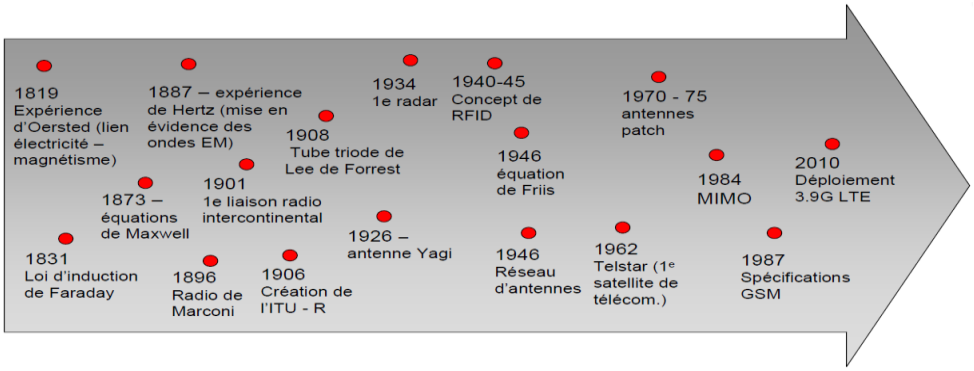


Figure II. 1 – Historique des radiocommunications

II.2 Notions fondamentales

Le but de ce paragraphe est de revenir sur certaines notions fondamentales d'électromagnétisme avant de se concentrer sur les antennes. Il s'agit de répondre aux questions suivantes : Qu'est-ce qu'une onde électromagnétique ? Pour quoi une antenne rayonne-t-elle ?

II.2.1 Quelques rappels d'électromagnétisme

Soit une zone de l'espace où existent des charges électriques avec une densité volumique ρ exprimée en Coulombs par m^3. Ces charges sont en mouvement dans l'espace ce qui veut dire qu'ils existent alors dans cette zone des courants électriques volumiques de densité *j*. Les densités volumiques de charge ρ et de courant *j* dépendent à priori du temps et de la position ce qui constitue le cas le plus général $\rho = \rho(x, y, z, t)$ et $j = j(x, y, z, t)$.
La présence de charges électriques conduit immanquablement à l'existence dans cette zone de l'espace d'un champ électrique lui-même fonction du temps et de la position : $E = E(x,y,z,t)$. La présence de courants électriques conduit immanquablement à l'existence dans cette zone de l'espace d'un champ magnétique lui-même fonction du temps et de la position : $B = B(x,y,z,t)$, ρ et *j* sont les sources de *E* et *B*. Ainsi un champ électrique variable au cours du temps crée un champ magnétique dépendant du temps; et crée donc un champ électrique qui dépend du temps qui crée un champ magnétique et ainsi de suite. On peut ainsi s'attendre à un effet boule de neige qui est responsable du phénomène de propagation électromagnétique [1].

II.2.2 Une manière simple de comprendre l'origine du rayonnement électromagnétique

Toute charge et tout mouvement de charge sont capables de créer des champs électriques et magnétiques autour d'eux et devraient être capables de produire un rayonnement électromagnétique (création d'une onde électromagnétique qui se propage librement dans l'espace). Cependant, dans la nature, quasiment tous les objets ne rayonnent pas. En effet,

la plupart des objets contiennent des charges positives et négatives en équilibre, si bien que les champs électriques que chacune de ces charges génèrent s'annulent.
Alors comment une antenne fait-elle pour rayonner ? Intuitivement, on sent qu'il faut qu'il y ait un déséquilibre dans la distribution de charges, par exemple produit par toute variation temporelle du courant parcourant l'antenne ou toute discontinuité dans l'antenne conduisant à une accumulation de charges. Ceci pour empêcher l'annulation de la contribution de chaque charge et de chaque élément de courant de l'antenne. Dans l'exemple suivant [2], un courant continu se met à parcourir une petite boucle carrée à t = 0. Bien que les contributions des 2 côtés de la boucle (notés éléments 1 et 2) soient identiques en amplitude et de signe inverse, la contribution de l'élément1de l'antenne arrive un peu avant celle de l'élément 2 (ou les contributions des 2 éléments sont déphasées), permettant la création d'un rayonnement électromagnétique pendant un temps très bref. Si maintenant un courant variable se met à parcourir la boucle, un rayonnement électromagnétique sera produit continuellement.

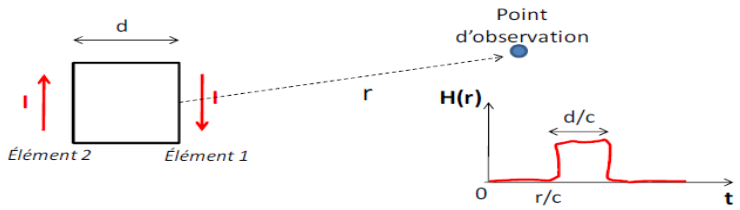


Figure II. 2 – Rayonnement électromagnétique créé par la variation d'un courant dans un circuit de petite taille [2]

II.2.3 Présentation des équations de Maxwell

La répartition des champs électriques et magnétiques dans l'espace produite par une distribution donnée de charges et de courants peut être déterminée en résolvant les équations de Maxwell. En outre, celles-ci permettent de déterminer comment l'onde électromagnétique se propage dans l'espace. Les équations (1) à (4) correspondent au cas d'un milieu homogène et isotrope (cas général de la propagation en espace libre ou guidée).

Equation de Maxwell-Gauss $div\ \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon}$ (1)	L'équation de Maxwell-Gauss (issue du théorème de Gauss) indique que toute distribution de charges dans l'espace conduit à l'apparition d'un champ électrique, de telle sorte que pour tout volume contenant ces charges, le flux du champ électrique sortant de cette surface est proportionnel à la somme de toutes les charges.
Equation de Maxwell-Thompson $div\ \vec{B} = 0$ (2)	L'équation de Maxwell-Thompson indique qu'un courant induit un champ magnétique qui forme une boucle autour de ce courant. Contrairement au champ électrique créé par une charge, le flux de champ magnétique sortant de toute surface entourant la ligne parcourue par un courant est nul. En comparant cette équation avec celle de Maxwell-Gauss, on peut en conclure qu'il n'y a pas de charges magnétiques analogues aux charges électriques.

Equation de Maxwell-Faraday $\overrightarrow{rot}\,\vec{E} = -\mu\frac{d\vec{H}}{dt}$ (3)	L'équation de Maxwell-Faraday est issue de la loi de Faraday et décrit le phénomène d'induction d'une force électromotrice par un champ magnétique variable. Le flux d'un champ magnétique variable à travers toute surface incluse à l'intérieur d'un contour fermé donne naissance à une force électromotrice.
Equation de Maxwell-Ampère $\overrightarrow{rot}\,\vec{H} = \sigma\vec{E} + \varepsilon\frac{d\vec{E}}{dt}$ (4)	L'équation de Maxwell-Ampère permet de relier le champ magnétique au courant circulant dans un circuit. Elle est issue de la loi d'Ampère $\overrightarrow{rot}\vec{H} = \vec{I}c$ qui relie le champ magnétique au courant de conduction $Ic = \sigma E$. Il s'agit du flux d'électrons apparaissant dans un conducteur électrique entre chaque molécule lorsqu'on le soumet à une force électromotrice. Cependant, cette équation n'est pas suffisante pour expliquer l'existence d'un courant alternatif dans un circuit comprenant un condensateur. L'isolant présent entre chaque armature d'un condensateur ne permet pas la présence d'un courant de conduction à travers celui-ci. Toutefois, sous l'influence du champ électrique variable apparaissant entre les 2 armatures chargées du condensateur, la variation de charge est identique sur les 2 armatures. Ce flux de charge en mouvement est appelé courant de déplacement $Id = \varepsilon\frac{dE}{dt}$.

Tableau II. 1 – Présentation des équations de Maxwell

Avec :

- ✓ ρ : densité volumique de charge (C/m^3)
- ✓ ε : permittivité électrique (F/m). À noter ε_0 : permittivité diélectrique dans le vide (= 8.85 10^{-12}) et ε_r : permittivité électrique relative telle que $\varepsilon = \varepsilon_0 \times \varepsilon_r$
- ✓ μ : perméabilité magnétique (H/m). À noter μ_0 : perméabilité diélectrique dans le vide (= $4\pi\ 10^{-7}$) et μ_r : perméabilité magnétique relative telle que $\mu = \mu_0 \times \mu_r$.

La résolution des équations de Maxwell va nous permettre de déterminer l'équation de propagation des champs. Nous ne considérerons ici que le cas d'un milieu de propagation sans pertes caractérisé par une constante diélectrique et magnétique réelle, où il n'y a donc aucune charge et courant. En combinant alors les équations de Maxwell-Ampère et de Maxwell-Faraday, il est possible d'écrire les 2 équations différentielles dites de propagation :

$$\Delta\vec{E} - \varepsilon\mu\frac{d^2\vec{E}}{dt^2} = \vec{0} \quad (5)$$

$$\Delta\vec{H} - \varepsilon\mu\frac{d^2\vec{H}}{dt^2} = \vec{0} \quad (6)$$

Les solutions à ces 2 équations se comportent comme des ondes qui se propagent à la vitesse $v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}}$. Dans le vide ou dans l'air, cette vitesse est égale à $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = 3.10^8\ m/s$. De manière générale, la vitesse peut s'écrire $v = \frac{C}{\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}}$, en fonction de la permittivité électrique relative ε_r et la perméabilité magnétique relative du milieu μ_r.

Une onde qui se propage est appelée onde progressive. En régime sinusoïdal et en considérant l'axe z comme la direction de propagation, la solution aux équations de propagation s'écrit :

$$\vec{E}(z,t) = \vec{E}.exp\ j(\omega t - \beta z) = \vec{E}(z).exp\ j(\omega t).exp\ j(-\beta z)$$

$$\vec{H}(z,t) = \vec{H}.exp\ j(\omega t - \beta z) = \vec{H}(z).exp\ j(\omega t).exp\ j(-\beta z) \quad (7)$$

β est la constante de phase et caractérise la propagation :

$$\beta = \frac{\omega}{v} = \omega\sqrt{\varepsilon.\mu} = \frac{2.\pi}{\lambda} \quad (8)$$

λ est la longueur d'onde, dépend de la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu qu'elle traverse.

II.3 Caractéristiques des antennes

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

Cependant, il est nécessaire de supprimer toute distinction entre antenne émettrice et antenne réceptrice, en introduisant le principe de réciprocité : toute structure qui reçoit une onde électromagnétique peut transmettre une onde électromagnétique. Une antenne passive peut réciproquement être utilisée en émission et en réception. Une antenne est dite passive si elle se comporte de manière linéaire. Concrètement, il existe une relation linéaire entre la puissance électrique incidente et la puissance rayonnée. Si le signal d'entrée est sinusoïdal, l'onde EM produite l'est aussi. Si on double la puissance du signal d'entrée, celle transportée par l'onde double aussi. Si aucun dispositif non linéaire n'est placé en entrée du circuit, l'antenne est alors généralement considérée comme passive (rappelons-nous qu'il ne s'agit que d'un morceau de conducteur métallique). Les propriétés de l'antenne resteront les mêmes qu'elle soit utilisée en émission ou en réception.

Nous rappelons ci-dessous les divers paramètres et définitions permettant de caractériser les principales fonctions des antennes.

II.3.1 Antenne omnidirectionnelle ou isotrope

Dans le cas d'une antenne sans pertes et d'une propagation dans un milieu homogène et isotrope, une antenne isotrope est une source ponctuelle qui rayonne une onde sphérique, c'est-à-dire de manière constante dans toutes les directions de l'espace la puissance P_A fournie par l'alimentation. Bien qu'une telle antenne n'ait pas de réalité physique, elle est considérée comme une antenne de référence [3]. La puissance rayonnée par unité d'angle solide est :

$$P(\theta,\varphi) = \frac{P_A}{4.\pi} \tag{9}$$

Cette puissance est parfois appelée intensité de rayonnement, exprimée en Watts/stéradian. La puissance rayonnée par unité de surface, ou la densité surfacique de puissance rayonnée, à la distance r, est donnée par :

$$P(r,\theta,\varphi) = \frac{P_A}{4.\pi.r^2} \tag{10}$$

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

$$P_r(r,\theta,\varphi) = \frac{E^2}{240.\pi}\ (w/m^2) = \frac{P_A}{4.\pi.r^2}(w/m^2) \tag{11}$$

Ce qui donne une intensité du champ électrique égale à : $E = \sqrt{\frac{60P_A}{D^2}}\ (V/m)$ (12)

Remarque : En espace libre et en champ lointain, la puissance transportée par l'onde est donnée par le vecteur de Poynting : $P = \frac{1}{2}\vec{E}\Lambda\overrightarrow{H^*}\ (W/m^2)$ et les champs E et H sont perpendiculaires, en phase et reliés par l'impédance d'onde.

II.3.2 Zones de rayonnement

Le champ électromagnétique rayonné ne varie pas de la même façon en tout point extérieur aux antennes. Par analogie avec l'émission laser et d'après les travaux de G. Gobau [4] et H. kogelnik [5], on peut distinguer trois zones de rayonnement (Figure. II.3).

La première zone est la zone du champ proche (dite zone de Rayleigh). Cette zone est limitée par une distance d, entre l'émetteur et le récepteur, comprise entre 0 et $\frac{D^2}{2.\lambda}$ ($0 < d < \frac{D^2}{2.\lambda}$).
La définition la plus employée est $0 < d < 0.62\frac{D^3}{\lambda}$, avec D le diamètre de la surface circulaire équivalente à la surface effective de rayonnement de l'antenne. Dans cette zone, la densité de puissance est quasi constante.

La deuxième zone intermédiaire (dite zone de Fresnel), correspond à la zone telle que la distance d est comprise dans l'intervalle $\frac{D^2}{2.\lambda}$ < d < $\frac{2D^2}{2.\lambda}$. On remarque qu'il y a une fluctuation de la densité de puissance qui augmente en fonction de la distance (Figure II.3).

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

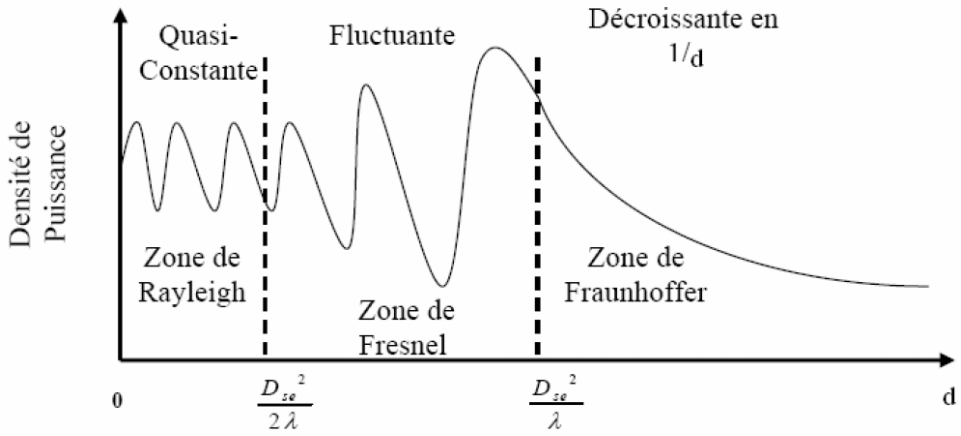


Figure II. 3 – Evolution de la densité de puissance en fonction de la distance [5].

II.3.3 Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture

II.3.3.1 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement représente les variations de la puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. Il indique les directions de l'espace (θ_0, φ_0) dans lesquelles la puissance rayonnée est maximale. Le diagramme de rayonnement change d'une antenne à une autre, il peut être omnidirectionnel comme dans le cas d'une antenne isotrope. En réalité, les antennes sont rarement omnidirectionnelles et émettent ou reçoivent dans des directions privilégiées. On trace dans le diagramme de rayonnement la fonction caractéristique de rayonnement r (θ, φ), qui varie entre 0 et 1 selon la direction. Celui-ci peut se représenter sous différentes formes (Figure II.4). En général, le diagramme de rayonnement d'une antenne est représenté dans les plans horizontaux (θ = 90°) et verticaux (φ = constante), ou bien dans les deux plans (φ = 90°) et (φ = 0°).

$$r\ (\theta,\varphi) = \frac{P(\theta,\varphi):puissance\ rayonnée\ dans\ une\ direction\ quelconque}{P_0(\theta_0,\varphi_0):Puissance\ rayonnée\ Max} \qquad (13)$$

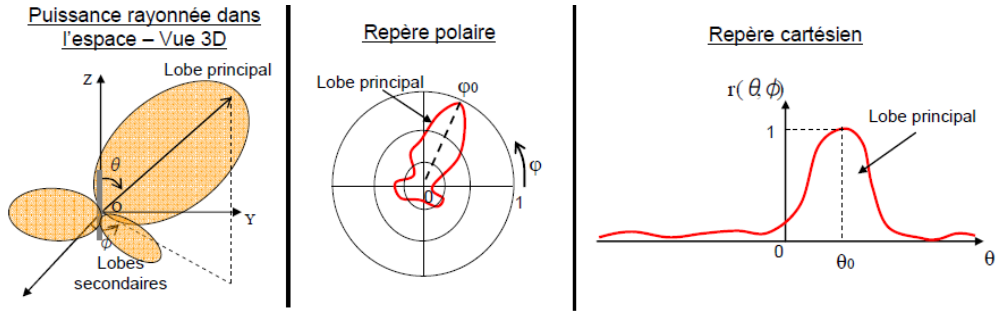


Figure II. 4 – Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est principalement relié à sa géométrie mais peut aussi varier avec la fréquence. Hormis les antennes omnidirectionnelles, les antennes ne rayonnent pas la puissance de manière uniforme dans l'espace. Dans ce cas, la fonction caractéristique de rayonnement est égale à 1 quel que soit la direction considérée. En général, la puissance est concentrée dans un ou plusieurs « lobes ». Le lobe principal correspond à la direction privilégiée de rayonnement. Les lobes secondaires sont généralement des lobes parasites où l'énergie rayonnée est perdue. Nous cherchons donc à les atténuer.

II.3.3.2 Angle d'ouverture

L'angle d'ouverture (beamwidth) caractérise la largeur du lobe principal. L'angle d'ouverture à 3 dB noté $2\theta_3$ (figure II.5) représente la portion de l'espace dans lequel la majeure partie de la puissance est rayonnée. Il s'agit de l'angle entre les 2 directions autour du lobe principal où la puissance rayonnée est égale à la moitié de la puissance rayonnée dans la direction de rayonnement maximal.

D'autres grandeurs sont utilisées pour caractériser l'ouverture d'une antenne et sa capacité à focaliser la puissance rayonnée dans une direction donnée. On trouve l'angle entre la direction de rayonnement maximale et le premier zéro.

Pour les stations de base de la téléphonie mobile (figure II.6), on trouve aussi les paramètres suivants : l'ouverture horizontale ou azimuth beamwidth et l'ouverture verticale ou elevation beamwidth. Celles-ci sont conçues pour couvrir une portion donnée du sol, dont l'ouverture horizontale dépend du secteur qu'elles ont à couvrir (120° par exemple). L'ouverture verticale doit rester faible et ne couvrir que le sol à proximité de l'antenne (moins de 10°).

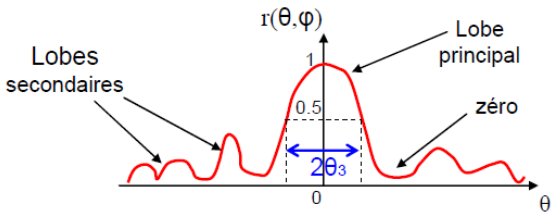


Figure II. 5 – Diagramme de rayonnement et angle d'ouverture

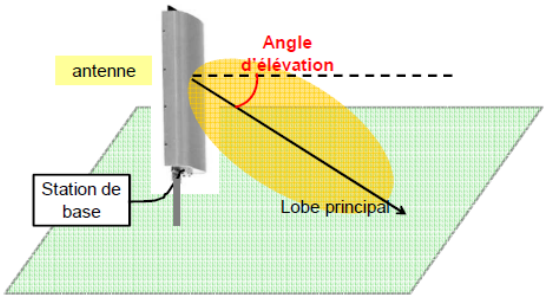


Figure II. 6 – Angle d'élévation

Pour caractériser la direction verticale du lobe principal, on utilise l'angle d'élévation. En pratique, cet angle doit être ajusté à toute installation d'antenne en lui ajoutant un *tilt*. Celui-ci peut être contrôlé mécaniquement (ajustement à l'installation de l'angle que fait l'antenne avec la verticale) ou électriquement (par le contrôle de phase des excitations de chaque élément rayonnant de l'antenne).

II.3.4 Modèle électrique et comportement fréquentiel

Lorsqu'un signal variable excite une antenne, des charges sont mises en mouvement le long de l'antenne donnant naissance à un rayonnement. La résonance correspond à une situation où ces charges sont en oscillation permanente. Pour représenter ce comportement résonant qui varie avec la fréquence, il est possible de modéliser l'antenne par un circuit passif RLC équivalent. La connaissance de ce modèle est cruciale pour déterminer comment l'antenne va convertir la puissance électrique incidente en puissance rayonnée. Afin d'éviter toute perte liée à la désadaptation entre la source électrique et l'antenne, il est nécessaire d'assurer les conditions d'adaptation.

II.3.4.1 Modèle électrique d'une antenne

On peut résumer le comportement de l'antenne passive (qui présente un comportement linéaire) ainsi : une antenne stocke des charges (comportement capacitif = stockage sous forme d'énergie électrique), s'oppose aux variations des courants qui y circulent (comportement inductif = stockage sous forme d'énergie magnétique) et dissipe une partie de l'énergie (pertes ohmiques et par rayonnement) [2]. D'un point de vue électrique, une antenne passive peut donc être modélisée par un circuit équivalent RLC (Fig. II.7, valable pour une antenne dipôle) et l'impédance Z_{in} vue à l'entrée de l'antenne est donnée par l'équation (14). À noter que les valeurs du modèle ne sont valides que sur des bandes étroites.

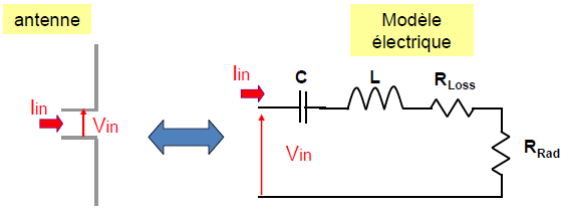


Figure II. 7 – Modèle d'impédance complexe d'une antenne

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = R_{in} + i.X_{in} \qquad (14)$$

$X_{in} = iL\omega + \frac{1}{iC\omega}$: partie réactive

$R_{in} = R_{rad} + R_{Loss}$: partie active

R_{rad} : résistance de rayonnement.

R_{Loss} : résistance de pertes

Par exemple, prenons le cas d'une antenne dipôle. L'inductance et la capacité sont liées à la longueur de l'antenne. En basses fréquences, l'inductance est négligeable et l'antenne se contente de stocker des charges. Lorsque la fréquence augmente, l'effet de la capacité diminue alors que celui de l'inductance augmente et une partie de l'énergie est stockée sous forme d'énergie magnétique. À une fréquence particulière appelée fréquence de résonance, les réactances associées sont égales en amplitude et leurs effets s'annulent. L'antenne est alors équivalente à une résistance pure. Si les pertes ohmiques sont négligeables, la puissance fournie à l'antenne est alors entièrement rayonnée. Sa capacité à rayonner est alors liée à la résistance de rayonnement.

II.3.4.2 Résistance de rayonnement

Il ne s'agit pas de la résistance liée aux pertes ohmiques de l'antenne, mais de la perte de puissance liée à l'onde électromagnétique rayonnée par l'antenne. Il s'agit donc d'une puissance active. Une grande résistance de rayonnement indique une forte capacité à convertir l'énergie électrique incidente (liée au courant qui passe dans la résistance de rayonnement) en énergie électromagnétique. En effet, la puissance électrique qui lui est fournie est une puissance égale à :

$$P_{rad} = \frac{1}{2} R_{rad} I_{in}^2 \quad (15)$$

À partir de la connaissance du courant en tout point de l'antenne, il est possible de calculer la puissance rayonnée. Cependant, cette définition suppose que le courant soit constant en tout point de l'antenne. En pratique, on considèrera le point où le courant est maximum. L'efficacité d'une antenne est reliée au rapport entre la puissance rayonnée et la puissance dissipée totale comme suit :

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_A} = \frac{R_{rad}}{R_{rad}+R_{loss}} \quad (16)$$

II.3.4.3 Adaptation et condition d'adaptation

Pour assurer un transfert maximal de puissance entre l'alimentation et l'antenne, il est nécessaire d'assurer une adaptation d'impédance. L'adaptation permet d'annuler le coefficient de réflexion Γ_{in} ou S_{11} en entrée de l'antenne. Le coefficient de réflexion est le rapport entre l'onde réfléchie en entrée de l'antenne et l'onde incidente. Il dépend de l'impédance d'entrée de l'antenne (Z_{in}) et de l'impédance caractéristique (Z_C).

$$S_{11} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in}-Z_c}{Z_{in}+Z_c} \quad (17)$$

II.3.4.4 Bande passante et facteur de qualité

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

En pratique et selon le type d'application de l'antenne, certaines de ces grandeurs seront plus critiques que d'autres. Néanmoins, et en particulier pour les antennes nous concernant, l'adaptation en puissance de l'antenne constitue le critère le plus limitatif. Dans ce cas, la bande passante d'une antenne est définie comme l'excursion de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à une valeur donnée (figure II.8), d'une façon générale -10 dB [6].

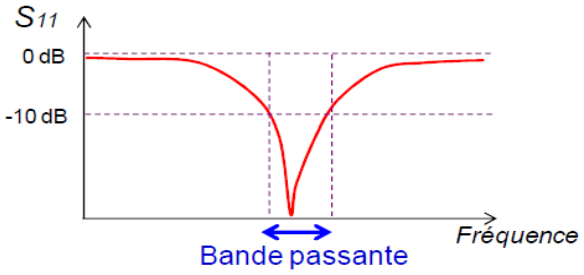


Figure II. 8 – Bande passante et coefficient de réflexion.

D'un point de vue électrique, nous avons vu que l'antenne pouvait être vue comme un circuit résonant RLC. La bande passante BW (bande passante à 3 dB de la valeur du champ) est liée au facteur de qualité Q du circuit RLC à la fréquence de résonance f_{res}. Le facteur de qualité représente la quantité de résistance présente lors de la résonance (équation (18) pour un circuit résonant série).

$$\frac{1}{Q} = \frac{R_{ant}}{2\pi f_{res} L_{ant}} \tag{18}$$

Une antenne avec un grand facteur de qualité rayonne très efficacement à la fréquence de rayonnement sur une bande de fréquence très étroite, ce qui peut limiter les interférences hors bande. Cependant, si la bande passante est trop étroite, tout signal émis ou reçu près des limites de la bande de fréquence de fonctionnement sera atténué. Une antenne avec un faible facteur de qualité est large bande mais collecte le bruit présent sur la bande de fonctionnement, dégradant ainsi la qualité du signal reçu.

II.3.5 Polarisation d'une antenne

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

La polarisation linéaire (dite aussi rectiligne) : Elle est définie par l'orientation constante du champ électrique E par rapport à un repère, en fonction du temps et de l'espace. Cette polarisation est dite horizontale, si l'orientation du champ électrique E est horizontale par rapport au sol. Elle est dite verticale si l'orientation du champ est perpendiculaire au sol (Figure. II.9).

Figure II. 9 – Polarisation linéaire du champ électrique E.

La polarisation circulaire : C'est une polarisation du champ E qui varie en fonction du temps. L'orientation du champ électrique E décrit un cercle. L'intensité du champ est toujours la même. L'orientation décrit une rotation vers la droite ou la gauche, d'où l'appellation de polarisation circulaire droite ou de polarisation circulaire gauche (Figure II.10).

Figure II. 10 – Exemple de polarisation circulaire du champ électrique E.

La polarisation elliptique : Est une polarisation du champ électrique E qui est variable en fonction de temps. L'orientation et module du champ E décrivent une ellipse. De même que la polarisation circulaire, deux cas sont possibles : la polarisation elliptique droite et la polarisation elliptique gauche (Figure II.11). La polarisation circulaire est un cas particuliers de la polarisation elliptique.

Figure II. 11 – Exemple de polarisation elliptique du champ électrique E.

Pour optimiser la réception d'un signal radioélectrique, la polarisation de l'onde électromagnétique et celle de l'antenne réceptrice doivent être les mêmes (Figure 12). Dans le cas d'une liaison entre 2 antennes à polarisation rectiligne, la perte de polarisation dépend de l'angle **α** entre les 2 antennes qui représente la différence d'alignement.

$$L_{pol}(dB) = 20.log(cos\alpha) \qquad (19)$$

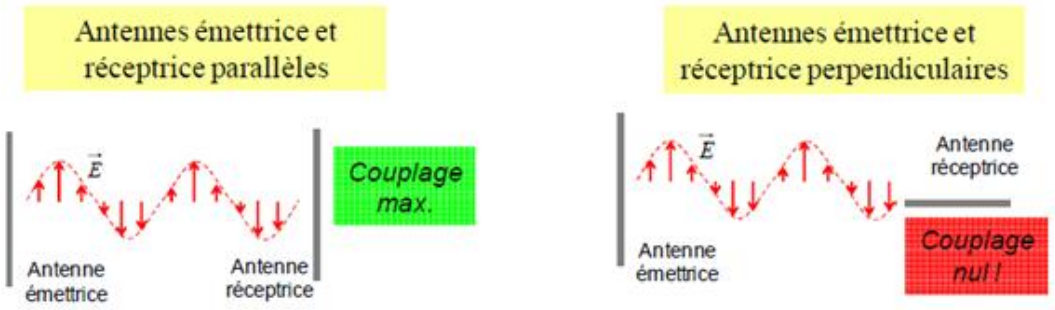


Figure II. 12 – Pertes de polarisation.

II.3.6 Directivité, gain et rendement d'une antenne

Ces 3 grandeurs permettent de caractériser la façon dont une antenne convertit la puissance électrique incidente en puissance électromagnétique rayonnée dans une direction particulière. Le gain et la directivité permettent de comparer les performances d'une antenne par rapport à l'antenne de référence qu'est l'antenne isotrope.

II.3.6.1 Directivité

La directivité D (θ, φ) d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée P (θ, φ) et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope.

$$D(\theta,\varphi) = \frac{P(\theta,\varphi)}{\frac{P_R}{4.\pi}} = 4.\pi \frac{P(\theta,\varphi)}{P_R} \qquad (20)$$

II.3.6.2 Gain

Le gain G (θ, φ) d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée P (θ, φ) sur la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes. En général, le gain G correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal (θ_0, φ_0). Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction.

$$G(\theta,\varphi) = 4.\pi \frac{P(\theta,\varphi)}{P_A} \Rightarrow G = 4.\pi \frac{P(\theta_0,\varphi_0)}{P_A} \qquad (21)$$

Si l'antenne est omnidirectionnelle et sans pertes, son gain vaut 1 ou (0 dB). Le gain est généralement exprimé en dB ou en dBi car une antenne isotrope est utilisée comme référence. On trouve aussi parfois le gain exprimé en dBd, lorsqu'une antenne dipôle est utilisée comme référence. On utilise aussi le dBic dans le cas d'une antenne polarisée circulairement.

II.3.6.3 Rendement d'une Antenne

Le rendement η d'une antenne traduit sa capacité à transmettre la puissance électrique en entrée P_A sous forme de puissance rayonnée P_R. On le définit comme le rapport entre la puissance totale rayonnée par une antenne et la puissance qui lui est fournie. Le rendement est lié aux pertes dans le réseau de polarisation et dans les éléments rayonnants. En comparant les équations 20 et 21, on voit que le rendement relie le gain et la directivité :

$$P_R = \eta.P_A \Rightarrow G = \eta.D \qquad (22)$$

II.3.6.4 Lien entre gain et angle d'ouverture

Intuitivement, on voit que le gain est dépendant de l'ouverture d'une antenne. Plus le gain d'une antenne est grand, plus l'angle d'ouverture du lobe principal est faible, ce que montre le résultat suivant.

$$G = \eta . 4.\pi \frac{P(\theta_0,\varphi_0)}{P_R} \quad \text{et} \quad P_R = \int_0^{4\pi} P(\theta,\varphi)d\Omega = \int_0^{4\pi} r(\theta,\varphi)P(\theta_0,\varphi_0)\,d\Omega$$

(23)

$$G = \eta \frac{4.\pi}{\int_0^{4\pi} r(\theta,\varphi)d\Omega}$$

II.4 Différents types d'antennes

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

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

II.4.1 Antennes Filaires

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

II.4.1.1 Antenne dipôle demi-onde

Une antenne dipôle est une antenne filaire. Elle est représentée par un fil de longueur multiple de λ/2 *(l = k.λ/2*), généralement *k=1* et donc *l=λ/2* et de diamètre fin (d < λ/100), connecté à une source d'excitation. Ce fil métallique, parcouru par un courant, rayonnera des ondes électromagnétiques dans toutes les directions à l'exception toutefois de la direction dans l'alignement des brins. L'intensité du rayonnement dépend de l'intensité du courant circulant dans le dipôle (Figures II.13 et II.14). Le maximum de rayonnement se situe dans le plan médian du dipôle où l'intensité du courant est maximale (Figure. II.13). Ce type d'antenne est très utilisé dans les stations d'émissions radios, TV…

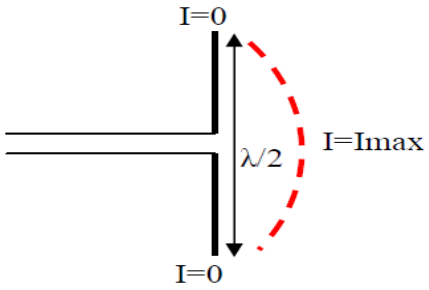


Figure II. 13 – Circulation du courant dans un dipôle.

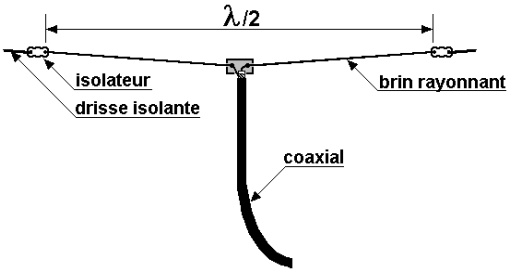
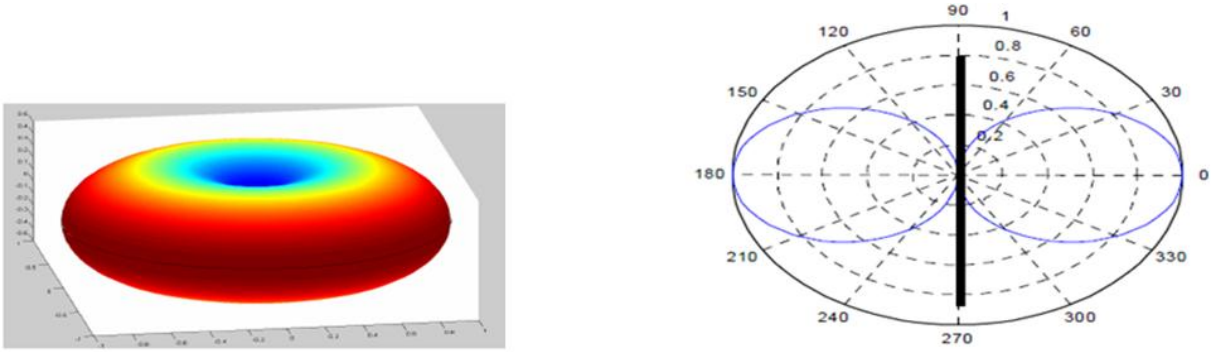


Figure II. 14 – Doublet demi-onde.

Pour un dipôle fin, lorsque la longueur du dipôle L est égale à λ/2 ou λ, l'antenne est alors en résonance. La fréquence de résonance est donc égale à :

$$L = \frac{\lambda}{2} \quad <==> \quad f_{res} = \frac{C}{2.L} \tag{24}$$

Un dipôle épais présente un diamètre d tel que d > λ/100. Dans ce cas, l'extraction des propriétés devient compliquée et la fréquence de résonance apparaît pour une longueur L légèrement inférieure à λ/2.



(a) (b)

Figure II. 15 – Diagramme de rayonnement d'un dipôle demi-onde (a) 3D, (b) 2D.

Le diagramme de rayonnement dépend de la longueur de dipôle, ci-dessous quelques représentations (Figure. II.16). Elles montrent que l'augmentation de la longueur d'antenne engendre une augmentation de la directivité et du nombre de lobes secondaires.

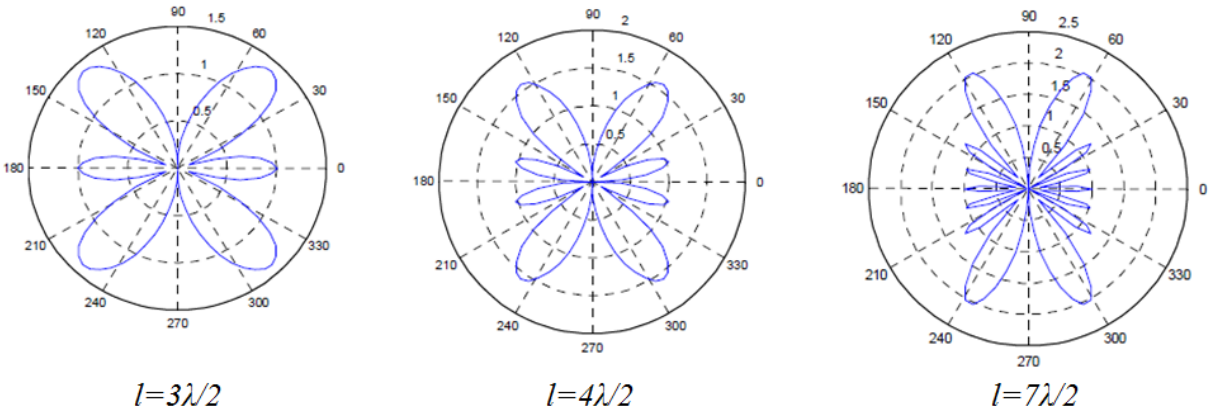


Figure II. 16 – Diagrammes de rayonnement pour différentes longueurs du dipôle.

II.4.1.2 Antenne monopôle

La présence d'un plan de masse en dessous d'un dipôle va modifier ses propriétés et son diagramme de rayonnement, en raison de la réflexion produite par le plan métallique. Un monopôle correspond à un cas particulier où un demi-dipôle demi-onde (une seule tige de longueur l), est placé verticalement au-dessus d'un plan de masse supposé idéal. L'excitation est connectée entre la tige restante et le plan de masse (Fig. II.17).

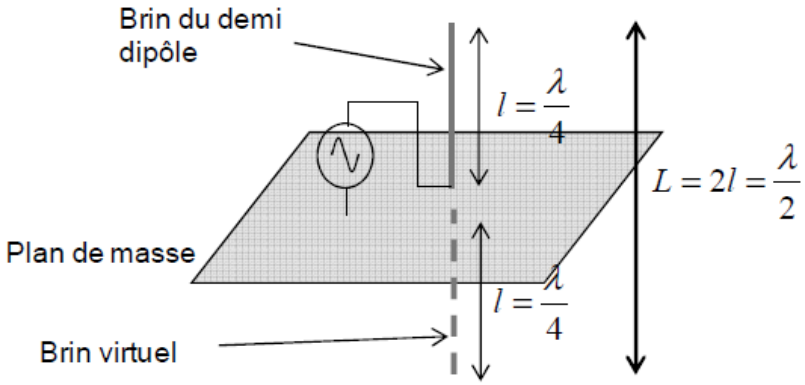


Figure II. 17 – Antenne monopôle

Selon la théorie des images [8], l'antenne monopôle fonctionne comme une antenne dipôle. L'image du monopôle par rapport au plan de masse reconstitue la partie manquante du dipôle. La partie réelle de l'impédance de cette antenne est de l'ordre de 37.5 Ω [9], ce qui nécessite une adaptation entre l'excitation et l'antenne, qui est souvent assurée par une ligne quart d'onde.

Le plan de masse créé donc un deuxième brin virtuel sous le premier et parcouru aussi par un courant I_1 opposé en phase. Ces 2 brins forment donc un dipôle demi-onde. Le monopôle aura donc les mêmes propriétés qu'une antenne dipôle pour un encombrement deux fois plus faible. Ce type d'antennes est très utilisé. On la trouve notamment sur les toits des véhicules, dans les stations d'émissions radios, etc.

II.4.2 Antennes planaires

Les antennes imprimées ou « patch » en anglais sont des éléments rayonnants planaires. L'antenne est réalisée par gravure d'un circuit imprimé. Généralement, les antennes imprimées n'utilisent qu'une seule couche de substrat, et sont très utilisées dans de nombreuses applications à partir des bandes VHF. Ces éléments rayonnants présentent différentes formes: carrées, rectangulaires, triangulaires, circulaires, elliptiques ou d'autres formes plus complexes (Figure. II.18).

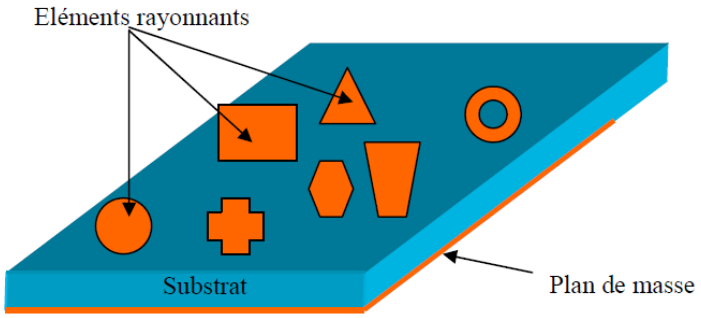


Figure II. 18 – Antennes imprimées à plusieurs formes rayonnantes.

Figure II. 19 – Exemples d'antennes patch.

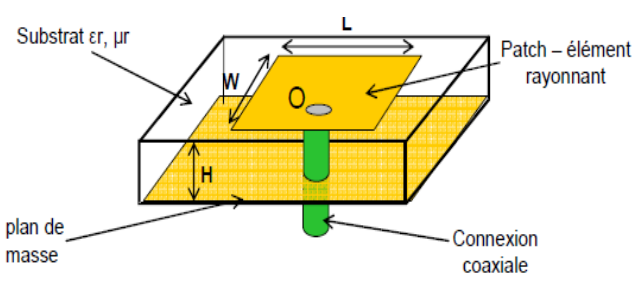


Figure II. 20 – Structure d'une antenne patch

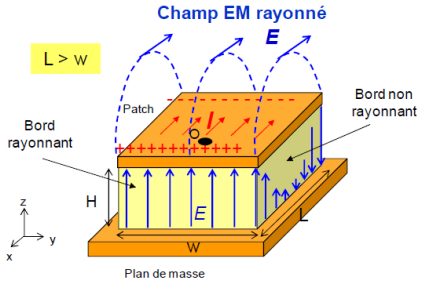


Figure II. 21 – Rayonnement d'une antenne patch

II.4.2.1 Avantages et limitations des antennes patch

Les antennes en technologie imprimée présentent de nombreux avantages comparées aux antennes micro-ondes classiques. De plus, elles sont opérationnelles sur un large domaine de fréquence: 100 MHz à 100 GHz. On peut énumérer les avantages suivants [10] :

- Faible poids, encombrement réduit, conformabilité possible
- Faible coût de fabrication, production en masse facile
- Rayonnement en polarisation linéaire et circulaire possibles
- Antennes multi-bandes, multi-polarisations
- Compatibilité avec les circuits hybrides (composants discrets rapportés sur le substrat) et les MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit, composants intégrés dans les substrats AsGa ou Si)
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Toutefois, les antennes micro-ruban ont également des limitations que ne présentent pas les antennes traditionnelles :

- Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérances de fabrication
- Généralement faible gain (6 dB)
- Sur un grand plan de masse, ces antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan
- Supportent uniquement des faibles puissances (< 100 W)
- Pertes de rayonnement par ondes de surfaces dans le substrat diélectrique

Ces limitations sont connues depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés depuis pour améliorer les performances des antennes patch.

II.4.2.2 Alimentation des éléments rayonnants

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

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

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

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

L'alimentation par ligne coplanaire, ou coaxiale est la technique la plus utilisée pour les antennes imprimées [11]. L'alimentation peut se faire par connexion directe avec une ligne micro-ruban généralement d'impédance caractéristique 50 Ω dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément (Figure II.22a) ou décalé par rapport à cet axe de symétrie (Figure .22b) ou encore de façon axiale mais avec une encoche ce qui permet une meilleure adaptation d'impédance (Figure II.22c).

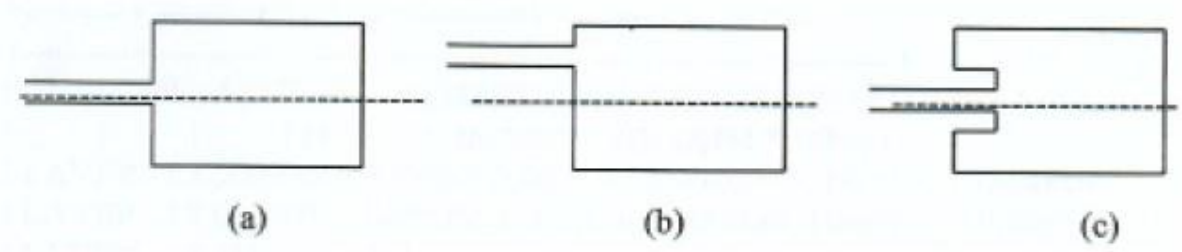


Figure II. 22 – Alimentation par une ligne micro-ruban (a) axiale (b) décalée (c) axiale avec encoche.

Les antennes imprimées sont difficiles à étudier en raison de la non homogénéité du milieu qui les supporte (substrat/air). Les conditions aux limites deviennent très complexes, en particulier à l'interface air-substrat, ce qui rend difficile la résolution des équations de Helmholtz [12] [13].
En raison de cette difficulté, différentes méthodes numériques approchées ont été proposées pour la détermination des caractéristiques radioélectriques des antennes imprimées (fréquence de résonance, bande passante, gain, impédance d'entrée, directivité…) en se basant sur la détermination de la distribution surfacique du courant. Parmi ces méthodes on peut citer la méthode des Moments (MoM : Method of Moment). Il s'agit d'une méthode du domaine fréquentiel à deux dimensions et demie (2.5D). Elle nécessite un maillage triangulaire ou rectangulaire ou les deux combinés.
La méthode des éléments finis (FEM : Finite Element Method) est aussi, une méthode du domaine fréquentiel, elle nécessite un maillage en trois dimensions (3D) sous forme de petits éléments finis, souvent des tétraèdres.

La méthode des différences finies (FDTD Finite Difference in Time Domain) est une méthode du domaine temporel. Elle nécessite un maillage en trois dimensions sous forme de cubes [14-15]. Ces dernières années plusieurs formes d'antennes imprimées ont été développées dans différentes applications telles que les antennes IFA, les antennes PIFA (Figure II.23) et les antennes fractales.

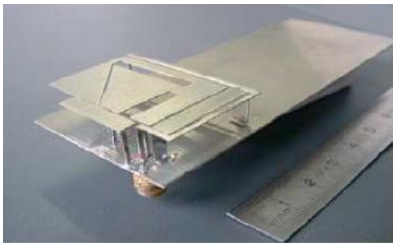
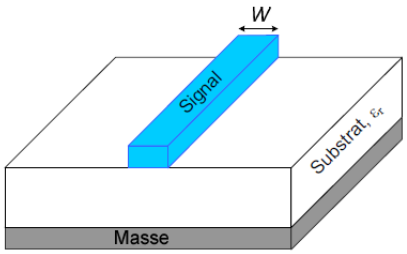
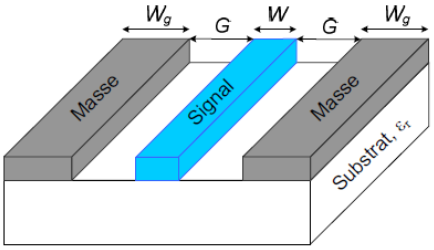


Figure II. 23 – Antenne PIFA multi-bande pour les bandes GSM, DCS et UMTS [16].

II.4.2.3 Lignes de propagation classiques.

L'évolution de la microélectronique conduit à utiliser des structures de propagation planes. Ainsi, avec la montée en fréquence et le développement de substrats performants, les guides micro-ruban et coplanaire CPW (CoPlanar Waveguide) sont actuellement très largement utilises. Le tableau II.2 dresse un comparatif des caractéristiques essentielles de ces deux guides d'ondes.

	Micro-ruban	CPW
Topologie	Introduite en 1952 [17], la ligne micro-ruban comporte un ruban métallique de largeur *W* déposé sur un substrat. La seconde face du substrat est entièrement métallisée et constitue le plan de masse. La structure d'une ligne micro-ruban est présentée à la figure II.23.  Figure II.24 – Schéma d'une ligne micro-ruban.	La ligne CPW, dont la géométrie est représentée à la figure II.24, a été introduite en 1969 [18]. La structure est composée de trois rubans métalliques : le ruban central de largeur *W* et deux plans de masse de largeur *Wg* sur la même face, séparés par des fentes de largeurs *G* égales.  Figure II.25 – Schéma d'une ligne CPW
Modes	Le mode fondamental est un mode hybride car le milieu n'est pas homogène. Toutefois, les composantes longitudinales des champs électrique et magnétique sont négligeables et le mode se propageant dans cette structure est quasi-TEM.	Deux modes : mode coplanaire impair dont le plan de symétrie peut être remplacé par un court-circuit magnétique et le mode fente pair dont le plan de symétrie peut être remplacé par un court-circuit électrique. Tout défaut dans la symétrie engendre l'excitation du mode fente qui peut être court-circuité par l'utilisation de ponts à air ou de « bondings » entre les deux masses latérales.
Dispersion	Faible	Très faible
Impédance caractéristique	En PCB, toutes les impédances caractéristiques de 10 Ω a 200 Ω. En intégré, les fortes impédances caractéristiques nécessitent la diminution de *W*, entrainant une forte augmentation des pertes.	Plus de souplesse qu'en micro-ruban pour la réalisation d'une large gamme de valeurs d'impédances caractéristiques car le concepteur dispose d'un degré de liberté supplémentaire : le paramètre *G*. La réalisation de faibles impédances caractéristiques nécessite parfois des fentes étroites non réalisables technologiquement.
Compacité	Ligne très compacte.	Plus encombrant que la ligne micro ruban.

Couplage	Le plan de masse réalise un blindage qui limite naturellement la pénétration du champ électromagnétique. Il est nécessaire de tenir compte du couplage entre deux lignes de propagation adjacentes.	La présence de masses sur le même plan que le signal permet d'assurer un certain blindage électromagnétique vis-à-vis de structures adjacentes.
Connexions	Difficulté d'implantation d'éléments en parallèle. Des vias coûteux et parasites doivent être créés pour accéder à la masse.	Topologie uni planaire, donc la connexion d'éléments en parallèle est simplifiée.
Coût	Faible coût.	Faible coût.

Tableau II. 2 – Comparaison des guides micro-ruban et CPW.

II.4.3 Antennes volumiques

Les antennes volumiques (3D) correspondent à un autre type d'antenne où la structure de l'élément rayonnant est repartie en trois dimensions à l'instar des antennes cornets ou paraboliques. La figure ci-dessous (Figure II.24) présente un exemple d'antenne cornet ainsi que son diagramme de rayonnement [19].

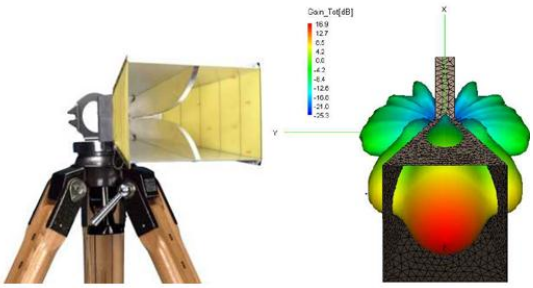


Figure II. 24 – Antenne cornet (modèle R&S HF906 1 – 18 GHz).

Les dimensions de ces éléments jouent un rôle très important sur leurs caractéristiques (gain, directivité, largeur de bande). Ces dernières années, nous constatons un intérêt de plus en plus marqué pour ce type d'antenne. Plusieurs nouvelles antennes 3D ont été développées telles que l'antenne bouton (Figure II.25) [20-21].

Figure II. 25 – Exemples d'antennes 3D [20].

Dans le cas de notre problématique de récupération de l'énergie électromagnétique, l'antenne jouera un rôle très important car ce sera elle qui récoltera l'énergie RF et qui la transmettra vers le circuit de redressement. Elle sera placée dans un environnement où nous n'avons aucune information sur la position des antennes émettrices, ni sur les puissances des ondes

rayonnées. L'utilisation d'une antenne omnidirectionnelle avec un gain élevé, peut résoudre le problème de la directivité, car cette antenne sera capable de capter des ondes provenant de plusieurs directions, et de maximiser la puissance RF captée. Un travail d'optimisation de cet élément sera essentiel pour une récupération maximale de l'énergie RF.

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

II.4.4 Positionnement des antennes large-bandes par rapport aux multi-bandes

Une antenne large bande est une antenne dont les performances sont indépendantes ou quasi indépendantes de la fréquence. Ces antennes sont caractérisées par la largeur de leur bande de fonctionnement ainsi que les dimensions minimales et maximales fixant respectivement la plus haute et la plus basse fréquence de fonctionnement.
Une antenne multi-bande, par définition, est une antenne fonctionnant dans deux ou plusieurs bandes de fréquence avec des performances assez similaires dans ces bandes. Le fonctionnement d'une antenne sur une bande de fréquence se traduit généralement par une adaptation « raisonnable » de l'antenne pour toutes les fréquences de la bande.

Pour un nombre donné de bandes de fréquence à couvrir, les deux topologies d'antennes peuvent être utilisées. Toutefois, suivant les performances recherchées (diagramme de rayonnement, type de polarisation, gain,..) ainsi que les contraintes fréquentielles (largeur de bande, espacement entre deux bandes successives et nombre de bandes à couvrir), une configuration est préférée par rapport à l'autre.

Concernant les contraintes fréquentielles, le premier critère de choix est l'écart fréquentiel entre la première et la dernière bande. En effet, les antennes large-bandes sont limitées en largeur de bande. Ainsi, pour un écart qui n'est pas assez important la configuration à base d'antennes large bandes est beaucoup plus commode. Dans les cas d'un écart faible, le nombre de bandes à couvrir est le deuxième paramètre à considérer. En effet, plus le nombre de bandes à couvrir est grand plus une conception à l'aide d'antennes multi-bandes est difficile voire impossible.

Enfin, l'écart entre les bandes successives permet aussi de privilégier une configuration par rapport à une autre du moment où il n'est pas aisé d'avoir une configuration large-bandes que multi-bande avec des bandes relativement serrées. Dans le cas des communications large bande, le signal transmis possède une largeur de bande très importante, quelques GHz en pratique (dit de façon équivalente une résolution temporelle très fine). Comme la fenêtre d'observation du récepteur est très étroite, les réflexions multiples arrivées avec un retard de l'ordre de la nanoseconde peuvent être additionnées pour donner un gain comparable à celui obtenu dans le cas d'une propagation par trajet unique et direct. Cette caractéristique permet à la technologie ULB d'être performante dans des environnements encombrés (en pleine rue par exemple).

Le tableau (II.3) résume les différents points forts et points faibles des antennes large bandes et multi-bandes.

	Antennes large-bandes	Antennes multi-bandes
Points forts	- Conception relativement facile - Moins sensible aux erreurs de fabrication - L'antenne peut être également utilisée pour d'autres applications contenues dans la largeur de bande couverte (récupération d'énergie)	- Forte sélectivité. - Post traitement simplifié
Points faibles	- Adaptation d'impédance souvent délicate dans toute la largeur de la bande. - Largeur de bande limitée	- Faible maitrise des rapports de fréquences de fonctionnement - Nombre de bandes à couvrir limité - Plus sensible aux erreurs de fabrication - L'évanouissement du signal dû à la propagation par trajets multiples peut sensiblement réduire l'efficacité des systèmes de communications classiques.

Tableau II. 3 – Comparaison des antennes large-bandes à multi-bandes.

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

II.5 Optimisation et réalisation des antennes larges bande dédiées à la récupération d'énergie EM

Comme nous l'avons montré dans le premier chapitre, les bandes fréquentielles qui nous intéressent pour un système de récupération d'énergie électromagnétique environnante sont : GSM900/LTE Band8, la bande GSM1800/LTE Band3, UMTS Band 1, ISM Wi-Fi 2.4 GHz et LTE Band 7. Dans cette partie de ce paragraphe nous présentons les résultats de l'étude des antennes larges bande capables de couvrir la bande fréquentielle 900 - 3000 GHz.

Dans toutes les simulations, le substrat utilisé est du FR4 avec une permittivité relative égale à 4.4 et une tangente de perte égale à 0.02. L'épaisseur de ce substrat est égale à 1.6mm. Le simulateur électromagnétique utilisé est HFSS qui est basé sur la méthode des éléments finis [22].

II.5.1 Nouvelle topologie d'antennes larges bande à base des fentes

II.5.1.1 Etude paramétrique et optimisation

Compte tenu de l'étude précédente sur les antennes et considérant les besoins de notre application, nous allons tout d'abord considérer l'étude d'une antenne large bande omnidirectionnelle. La première antenne de base large bande utilisée pour effectuer l'étude de différentes structures est une antenne double fentes. La géométrie de l'antenne proposée est illustrée par la figure II.26, sa structure de base est composée de deux fentes imbriquées, de

formes circulaires de rayons r_1 et r_3, gravées dans le plan de masse rectangulaire d'un substrat simple face de dimension 80 mm x 75 mm.

L'étude est réalisée à l'aide du logiciel HFSS, en fonction des trois rayons (r_1, r_2 et r_3) et de la distance d séparant les centres des cercles de rayons r_1 et r_2. L'alimentation des deux fentes est assurée par une ligne coplanaire CPW, de largeur W = 3 mm espacées du plan de masse par une fente de largeur S = 0.4 mm. Le choix d'un substrat simple-face permet à l'antenne de rayonner de manière omnidirectionnelle. Cette antenne sera conçue et adaptée pour travailler dans la bande de fréquence de 0.9 à 3 GHz, car les standards de communications les plus intéressants (GSM 900/1800, UMTS, DETC et le Wifi) où la quantité d'énergie électromagnétique est importante sont inclus dans cette bande de fréquence.

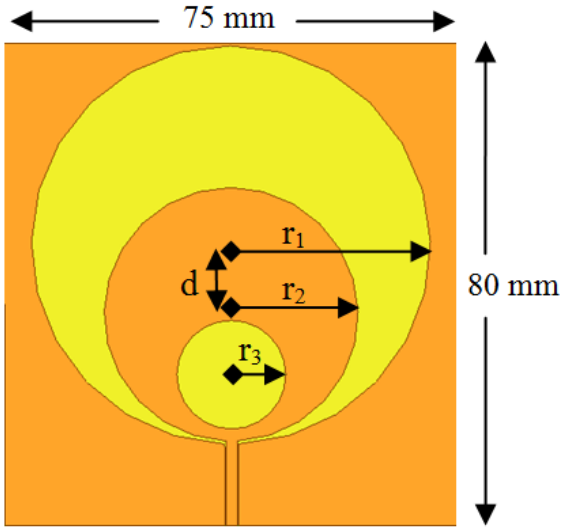


Figure II. 26 – Antenne de base double fentes.

La figure II.27 montre que l'antenne est adaptée entre 1.365 et 3.5 GHz. En revanche, les quatre paramètres de l'antenne : r_1, r_2, r_3 et d ne nous assurent pas la bande de fréquence dont on a besoin, avec un coefficient de réflexion ($|S_{11}|$) en dessous de - 10 dB sur toute la bande souhaitée.

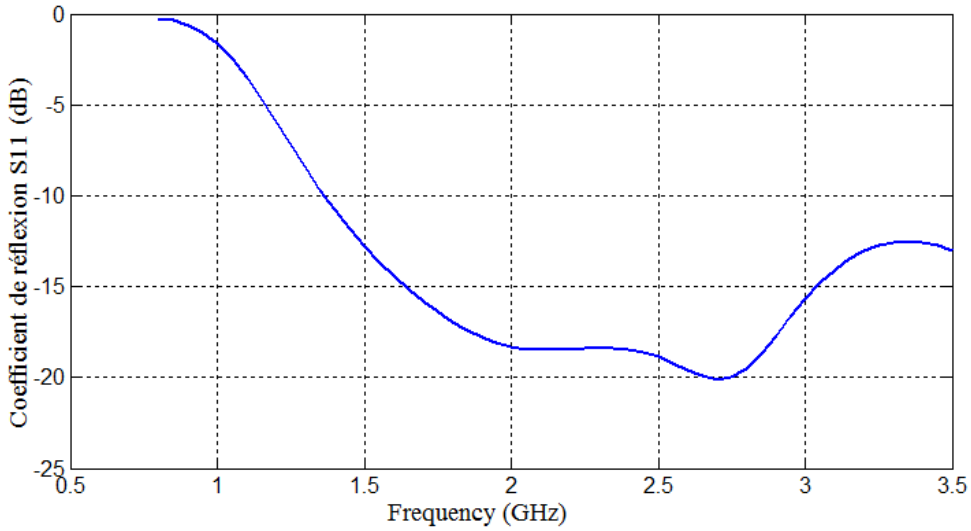


Figure II. 27 – Mesure de l'adaptation de l'antenne.

La première innovation que nous avons apportée a été l'ajout d'un cadre gravé autour de l'antenne à double fente illustrée à la figure II.28 [23]. Afin d'élargir sa bande de fréquence de fonctionnement, en particulier vers les basses fréquences. La figure II.29 présente en dB le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence sur l'intervalle [0.8-3.5] GHz. L'antenne apparaît comme adaptée entre 1.2 et 3.5 GHz. Or, comme nous l'avons montré précédemment, la bande fréquentielle où l'intensité de puissance RF est importante est la bande fréquentielle compris entre 0.9 et 3 GHz. Le coefficient de réflexion S_{11} en dB en fonction de la fréquence montre bien l'effet de cette modification pour l'ajustement de la fréquence de résonance et le décalage de la bande de fréquence vers les basses fréquences.

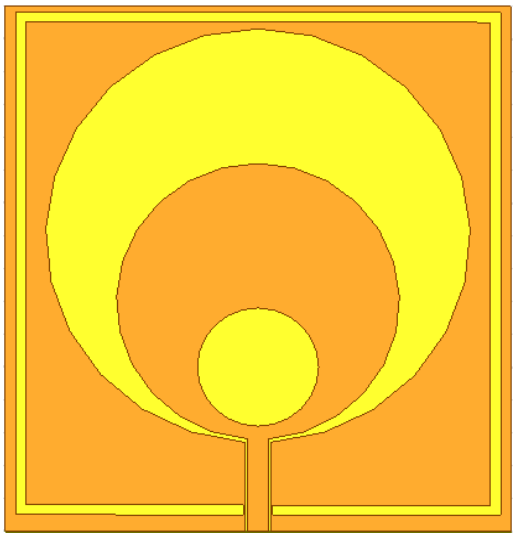


Figure II. 28 – Antenne double fentes Cadre.

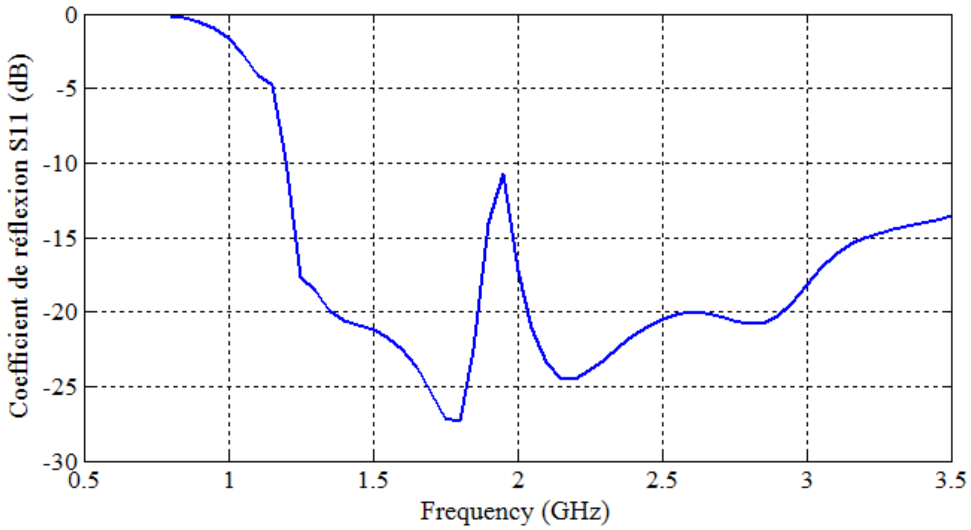


Figure II. 29 – Mesure de l'adaptation de l'antenne.

Néanmoins, l'adaptation est essentielle pour le bon fonctionnement de notre antenne et le concepteur doit tenir compte de son comportement inductif et aussi capacitif. Donc, si l'on arrive à annuler la partie imaginaire de l'impédance d'entrée, c'est grâce aux modifications intelligentes du plan de masse de l'antenne. De nombreuses parties de métal ont été enlevées tout autour de l'antenne double fente, qui forme des encoches E_1, E_2…E_n. Des encoches ont

également été gravées sur le cercle 2 de l'antenne. La figure II.30 montre la nouvelle géométrie de l'antenne. Ces encoches sont des critères qui ramènent l'antenne à résonner autour de 1 GHz. Ceci souligne le fait que chaque rectangle P_1, P_2…P_n pourrait avoir sa propre signature dépendamment de la forme et des dimensions spatiales.

La figure II.31 montre que l'antenne est bien adaptée entre 1.05 GHz et 3.5 GHz, c'est-à-dire que nous avons gagné 150 MHz, par rapport au premier design. Ces encoches gravées sur le plan de masse a fait décaler la bande de fréquence de fonctionnement, vers les basses fréquences avec un S_{11} < -10 dB. Ce qui prouve que la surface métallique de ces antennes affecte considérablement leurs adaptations.

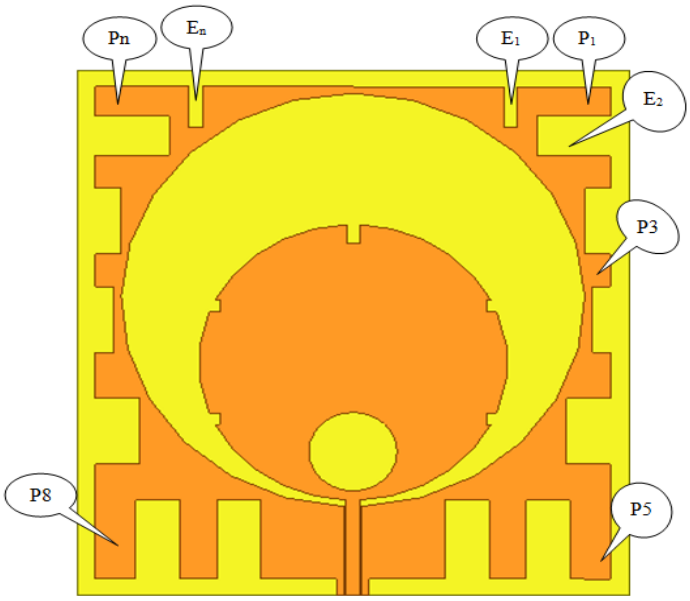


Figure II. 30 – Antenne double fentes modifiée.

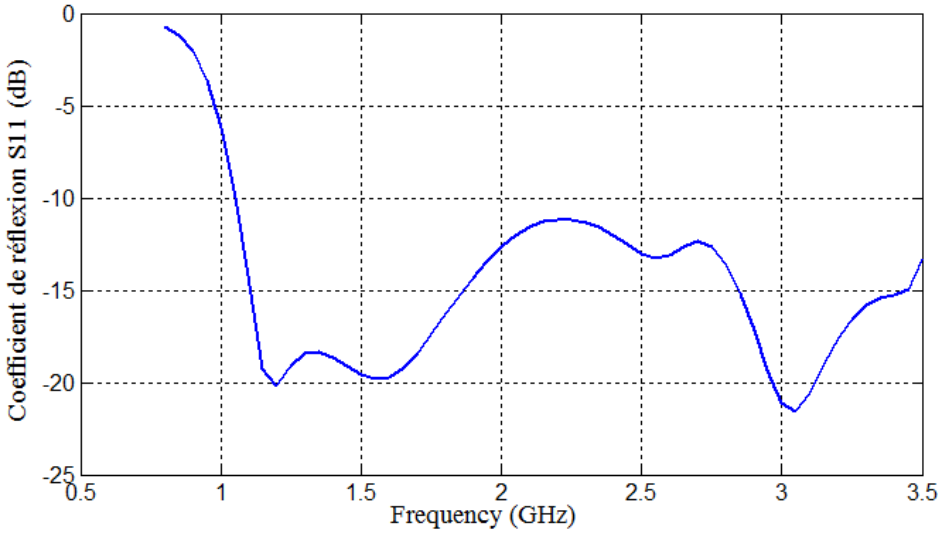


Figure II. 31 – Simulation de l'adaptation de l'antenne.

Cependant, si on enlève de métal du côté droit et aussi de celui de gauche, on modifie ainsi les dimensions des ouvertures. Comme illustré dans la Figure II.32, un petit cercle a été ajouté au

centre de la fente mineure. Enfin, une ellipse et deux petits cercles ont été ajoutés aussi sur la fente majeure pour mieux adapter l'antenne, c'est-à-dire pour garder le S_{11} inférieurs à -10 dB sur toute la bande de fonctionnement.

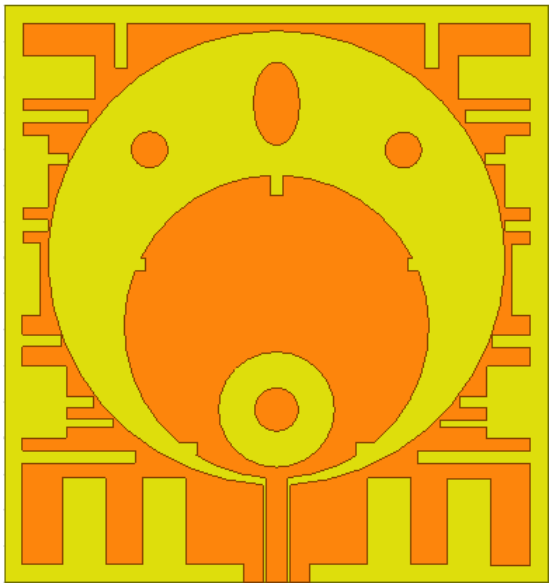


Figure II. 32 – Antenne double fentes-préfractale.

Après plusieurs simulations (à chaque fois que l'antenne était gravée), nous avons constaté des résultats intéressants. Le coefficient de réflexion S_{11} en dB présenté dans la figure II.33 en fonction de la fréquence montre bien l'effet de ces modifications pour l'ajustement des fréquences de résonance. Le S_{11} est davantage plus petit autour de 1 GHz. Ainsi, le concepteur d'antenne peut modifier le nombre des encoches à enlever pour réduire le S_{11} en particulier vers les basses fréquences et ajuster les fréquences de résonance. La figure II.33 montre que l'antenne est bien adaptée entre 917 MHz et 3 GHz, soit un gain en bande passante de 448 MHz, par rapport au premier design. Ceci nous permet la couverture de la bande GSM 900, de 925 MHz à 960 MHz pour la réception des puissances venant du réseau.

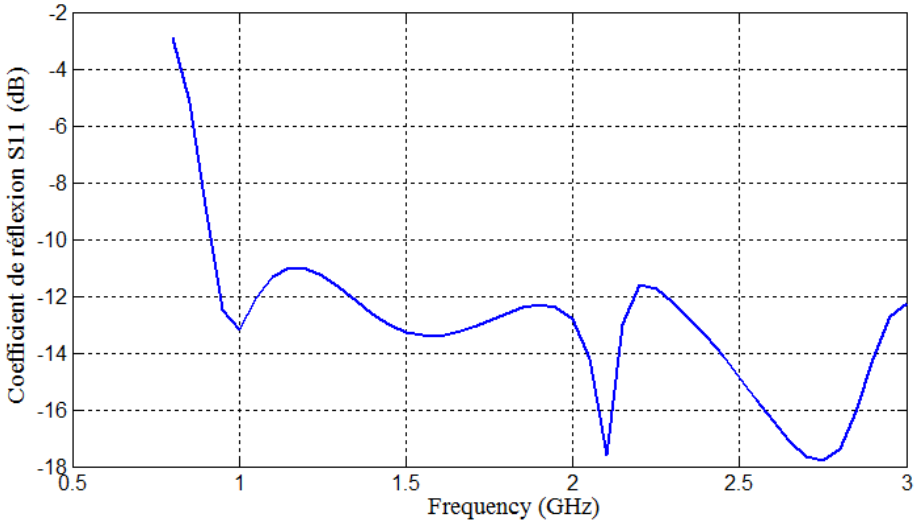


Figure II. 33 – Simulation de l'adaptation de l'antenne double fentes-préfractale.

Cette innovation que nous avons apportée, a conduit à une structure rapprochée des antennes préfractales, qui résonnent sur plusieurs bandes de fréquence quand les deux bandes adjacentes sont presque superposées, elles peuvent apparaître en tant qu'une seule large bande.

La répartition de l'énergie rayonnée dans l'espace est présentée sur les figures II.34 et II.35. Ces figures montrent le diagramme de rayonnement de l'antenne double fentes préfractales dans les plans φ = 0° et φ = 90°, aux fréquences 0.95 GHz, 1.8 GHz, 1.9 GHz, 2.1 GHz, 2.45 GHz et 3 GHz. Dans le plan φ = 0°, on remarque que pour les basses fréquences, nous avons un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel [0.9 - 2.45] GHz alors que pour 3 GHz, nous avons plutôt un diagramme directif avec deux lobes principaux.

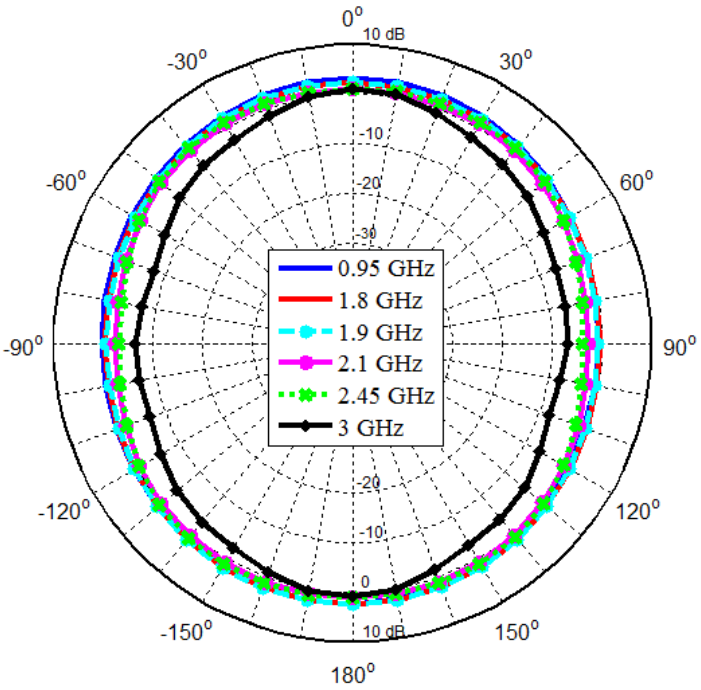
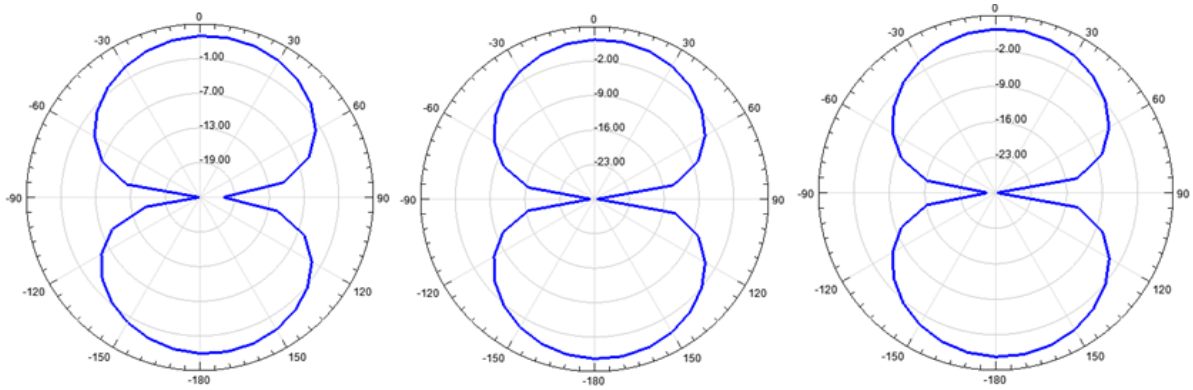


Figure II. 34 – Diagramme de rayonnement dans le plan H (φ = 0°).

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement de l'antenne double fente, dans le plan E (φ = 90°) pour six fréquences particulières.



f = 0.95 GHz f = 1.8 GHz f = 1.9 GHz

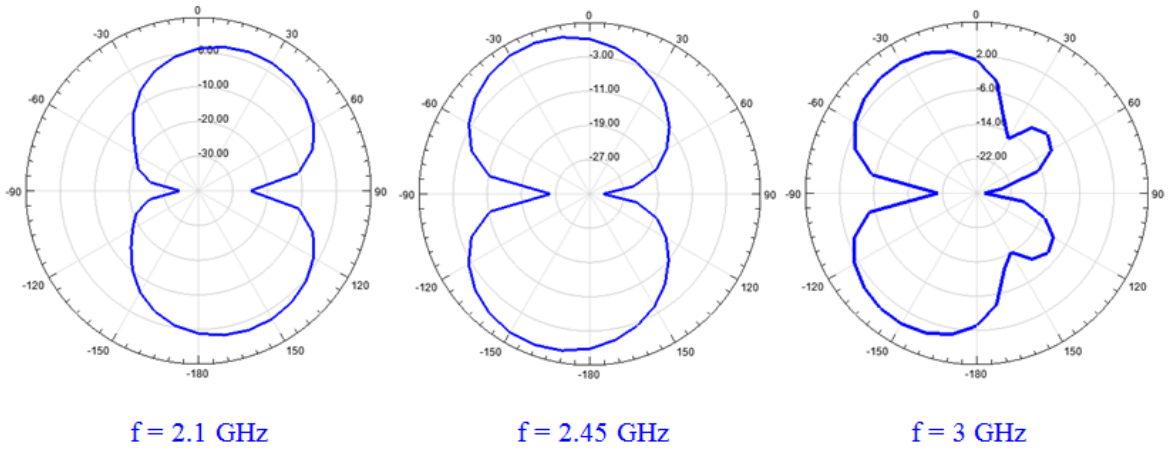


Figure II. 35 – Diagramme de rayonnement dans le plan E.

En basses fréquences (de 0.9 à 2.45 GHz), le diagramme de rayonnement reste directif et l'ouverture angulaire à 3 dB est quasiment constante. Par contre des lobes secondaires apparaissent à partir de 2.6 GHz, mais ils sont de faible amplitude.
Le nombre de directions principales croît au-delà de 2.8 GHz du fait de l'apparition d'ondes stationnaires au niveau des deux fentes (Figure II.36), ce qui augmente le nombre de maximums en fonction de la fréquence. Ces maximums d'intensité dans les fentes peuvent être considérés comme un réseau d'antennes ponctuelles. Plus le nombre de ces sources ponctuelles est grand, plus le nombre des lobes augmente.

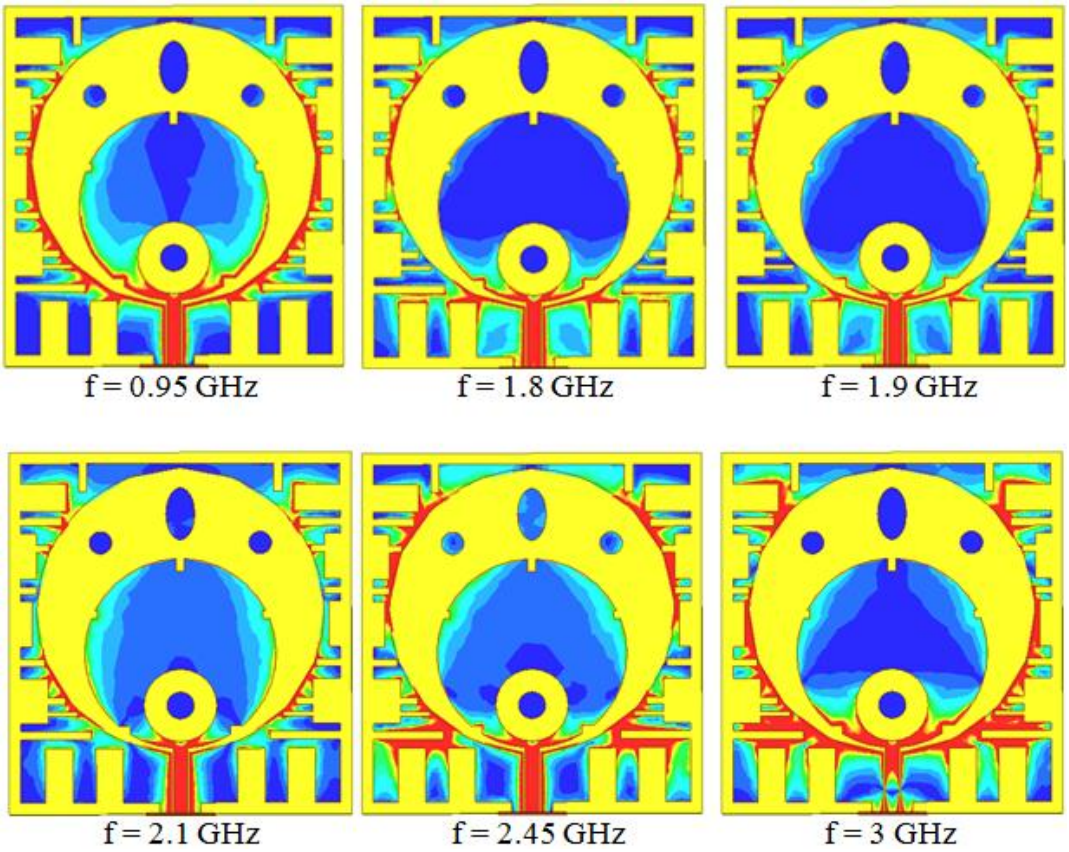
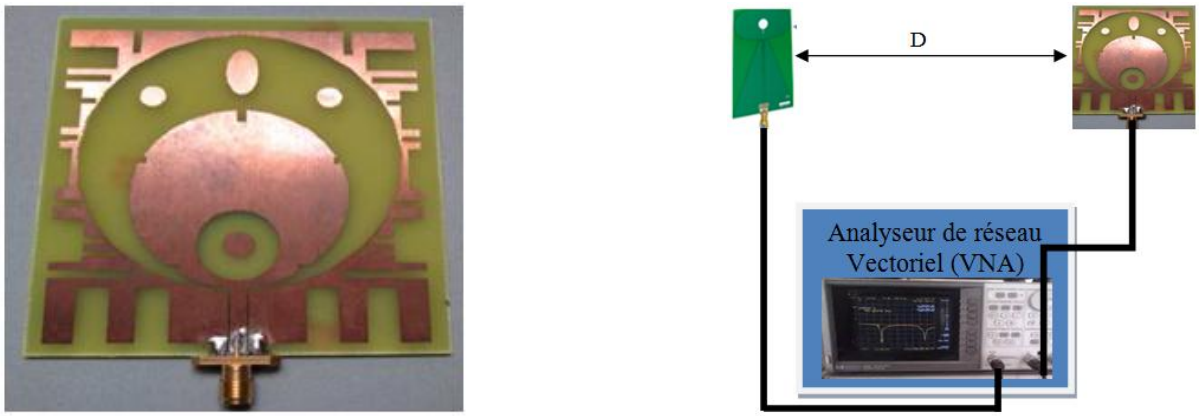


Figure II. 36 – Intensité du champ électromagnétique dans les fentes, à plusieurs fréquences.

II.5.1.2 Mesure de l'antenne double fentes dans le domaine fréquentiel.

Un prototype de cette antenne à double fente a été réalisé (Figure II.37 (a)). Les mesures du coefficient de réflexion de l'antenne ont été effectuées en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (VNA : Vector Network Analyzer) et une antenne d'émission [24]. Le principal souci est l'absence d'une chambre anéchoïde, dont les parois absorbent les ondes électromagnétiques, en reproduisant des conditions de champ libre et ne provoquant donc pas d'écho pouvant perturber les mesures. C'est-à-dire en l'absence de composantes ayant subi une réflexion sur des parois. La figure II.37 (b) présente la chaîne de mesures utilisée classiquement dans le domaine fréquentiel.



(a) (b)

Figure II. 37 – (a) : Antenne réalisée, (b) : Caractérisation de l'antenne au VNA

Une étape de calibration est nécessaire afin d'éliminer les effets d'atténuation et de dispersion des câbles de connexion. La bande de fréquences balayée par l'analyseur de réseau vectoriel est de 800 MHz à 3 GHz et la distance séparant les deux antennes doit respecter les conditions de champ lointain, et est égale ici à D = 1.2 m.

La mesure du coefficient de réflexion de l'antenne montre une bonne corrélation avec la simulation. La figure II.38 compare le résultat obtenu par le simulateur HFSS à la mesure. Le coefficient de réflexion est inférieure à -10 dB dans les bande de fréquence allant de 866 MHz à 1.41 GHz et de 1.7 GHz à 3 GHz. Cela correspond à une bande passante relative de 103 %. Ce qui permet aussi à l'antenne de récolter de l'énergie électromagnétique dans plusieurs standards de communications tels que le GSM 900/1800, DECT, UMTS, Wi-Fi, LTE et ISM.

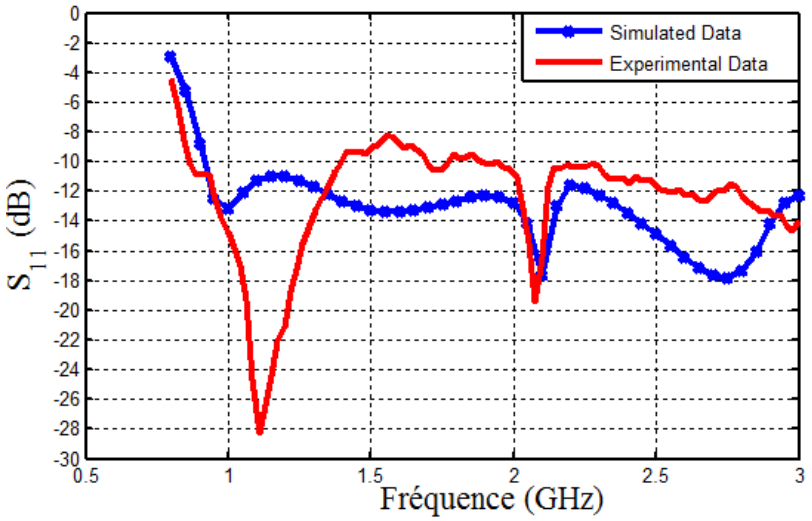


Figure II. 38 – Comparaison du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence.

Nous avons également mesuré le gain maximal de l'antenne pour les différentes fréquences. Pour cette mesure de gain nous avons utilisé la méthode de mesure directe. C'est à dire qu'en utilisant l'équation des télécommunications (ou équation de Friis), une antenne d'émission dont le gain est connu pour diverses fréquences et le VNA. On détermine alors le gain de notre antenne qui est le seul inconnu de l'équation. Le tableau ci-dessous montre le gain mesuré pour déférentes fréquences allant de 0.9 à 3 GHz.

Fréquence (GHz)	0.9	1.8	1.9	**2.1**	2.4	2.45	2.7	3
Gain (dBi)	1.25	2.09	2.91	**4.94**	4	2.61	2.68	2

Tableau II. 4 – Gain mesuré pour déférentes fréquences.

Les mesures de rayonnement de l'antenne montrent que le gain maximal de l'antenne augmente en fonction de la fréquence jusqu'à 4.94 dBi à 2.1 GHz, puis diminue jusqu'à 2 dBi au-delà de cette fréquence (Figure II.39). Ces pertes sont dues au nombre de lobes secondaires qui augmentent en fonction de la fréquence.

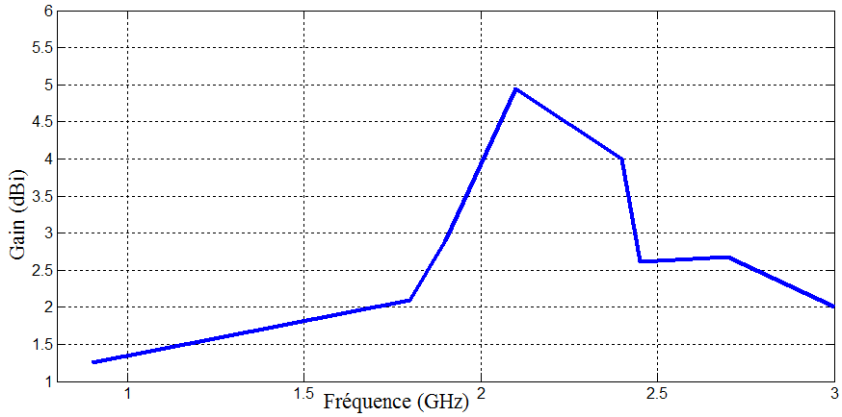


Figure II. 39 – Variation du gain maximum en fonction de la fréquence.

Le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne double fentes-préfractale dans le plans φ = 0° est représenté sur la figure II.40. Il est omnidirectionnel pour la bande de 0.9 à 2.7 GHz.

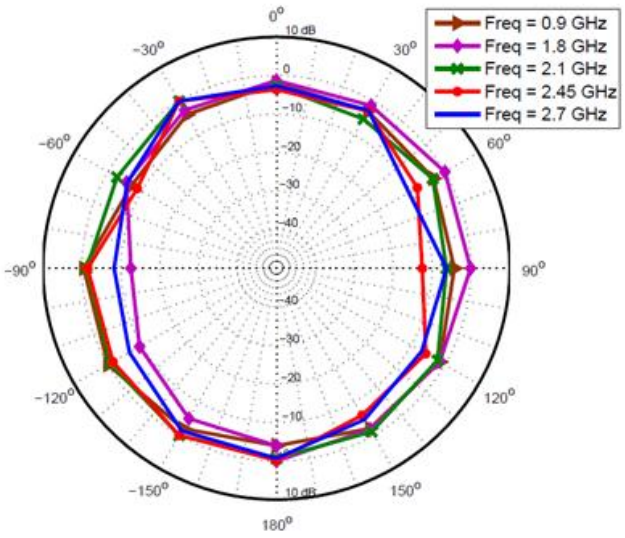


Figure II. 40 – Diagramme de rayonnement mesuré.

Avec un coefficient de réflexion (S_{11}) en dessous de -10 dB pour les fréquences au-delà de 870 MHz, et une répartition omnidirectionnelle de la puissance rayonnée avec un gain maximal supérieur à 4 dBi pour les bandes de fréquences couvrant les standards de communications 3G et Wi-Fi, l'utilisation de cette antenne à double fente présente donc un intérêt évident dans un système de récupération d'énergie électromagnétique. Son seul inconvénient concerne sa polarisation linéaire, qui ne lui permet de capter qu'une seule polarisation électromagnétique incidente.

L'originalité de notre travail est de donner aussi au concepteur d'antenne la possibilité de graver des encoches sur le plan de masse pour créer des ouvertures *Ei* (*i =22*) afin d'augmenter le nombre de chemins que pourrait prendre le courant surfacique partant du point d'alimentation et arrivant aux bords du conducteur pour se transformer ensuite en énergie rayonnée dans l'espace libre.

II.5.2 Antennes patch circulaire large bande

Généralement les antennes patchs rectangulaires possèdent une polarisation rectiligne et une bande étroite. En revanche, les antennes patchs circulaires font exception en présentant quant-à-elles une largeur de bande plus importante tout en gardant une polarisation rectiligne [25].

II.5.2.1 Design et optimisation.

Les étapes de conception de l'antenne patch circulaire sont illustrées par la figure II.41. La géométrie de départ est composée d'un patch circulaire simple de rayon r. Le diamètre du patch circulaire fixe la fréquence basse de la bande passante de l'antenne. Plus le diamètre est grand plus la limite inférieure de la bande passante est petite.

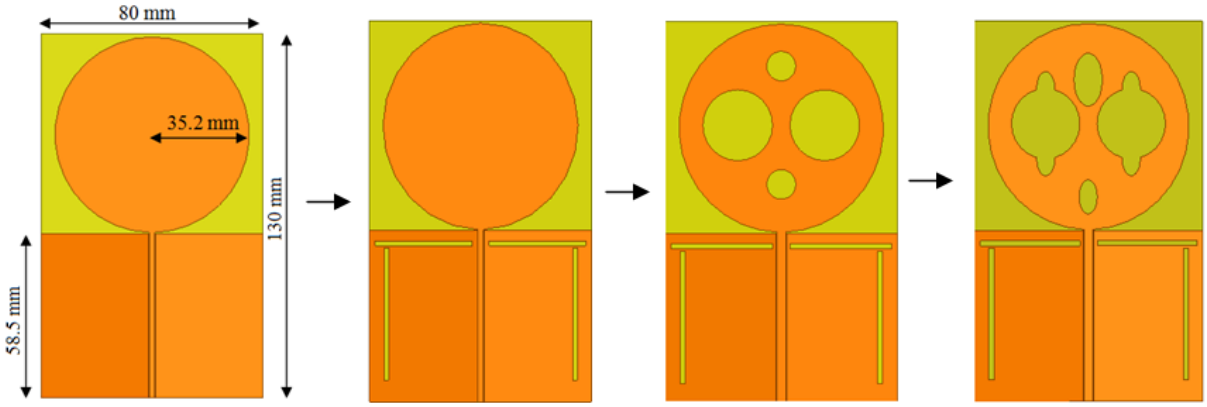


Figure II. 41 – étapes de conception de l'antenne patch circulaire.

Notre objectif est de concevoir une antenne qui présente une bonne adaptation (S_{11} en dessous de -10 dB) dans la bande 0.9 – 3 GHz avec un gain élevé, car l'antenne précédente ne couvre pas à 100 % le GSM 900 et son gain est faible, entre 1.25 et 2 dBi au niveau des basses fréquences.

La conception sous HFSS de ce type d'antenne imprimée sur substrat FR4 d'épaisseur 1.6 mm, a permis de réaliser une structure un peu plus grande que l'antenne double fentes précédente avec comme dimensions L x W = 80 mm x 130 mm. L'alimentation de cette antenne est assurée par une ligne CPW d'une largeur égale à 3 mm espacées du plan de masse par une fente de largeur S = 0.4 mm.

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

Le design de départ représenté sur la figure II.42 (a) couvre une bande de fréquences allant de 872 MHz à 3 GHz, comme montré par la figure II.43 où le coefficient de réflexion S_{11} est inférieure à -10 dB sur toute la bande fréquentielle de travail 0.9 – 3 GHz.

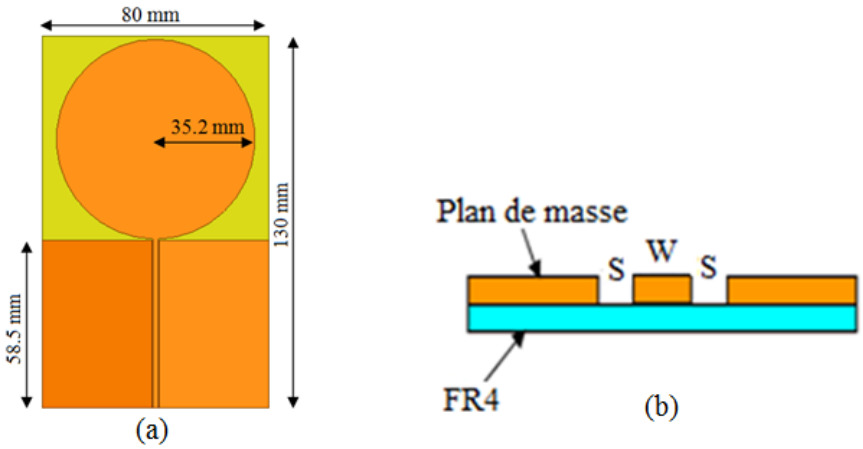


Figure II. 42 – (a) Antenne patch circulaire, (b) ligne d'excitation CPW.

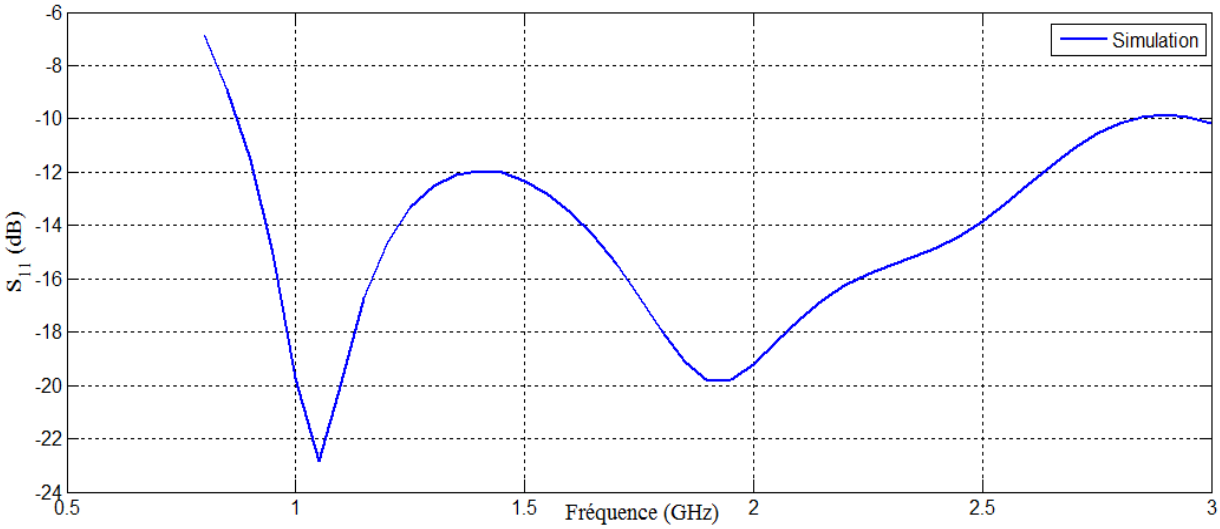


Figure II. 43 – Variation de coefficient de réflexion S_{11} simulé en fonction de la fréquence.

La figure II.44 représente le gain de l'antenne cercle dans le plan H, on remarque qu'il augmente en fonction de la fréquence jusqu'à 2.1 GHz et est environ égal à 4.45 dBi. En revanche et à partir de 2.25 GHz, on note un effondrement du gain. Cela est dû au fait qu'à partir de cette fréquence (2.25 GHz), la dimension maximale de l'antenne commence à devenir trop importante par rapport à la longueur d'onde.

Les diagrammes de rayonnement de cette antenne, à différentes fréquences, sont présentés à la figure II.45. Le rayonnement est omnidirectionnel pour les fréquences basses comprises entre 0.9 et 2.5 GHz. Pour des fréquences supérieures à 2.5 GHz, on remarque l'apparition de lobes secondaires qui se multiplient en fonction de la fréquence.

Cette déformation du diagramme de rayonnement pour les fréquences plus élevées est due au mode de circulation du courant dans le patch rayonnant, c'est-à-dire à la multiplication des nœuds de courant, compte tenu de sa taille par rapport à la longueur d'onde de plus en plus petite (figure II.46).

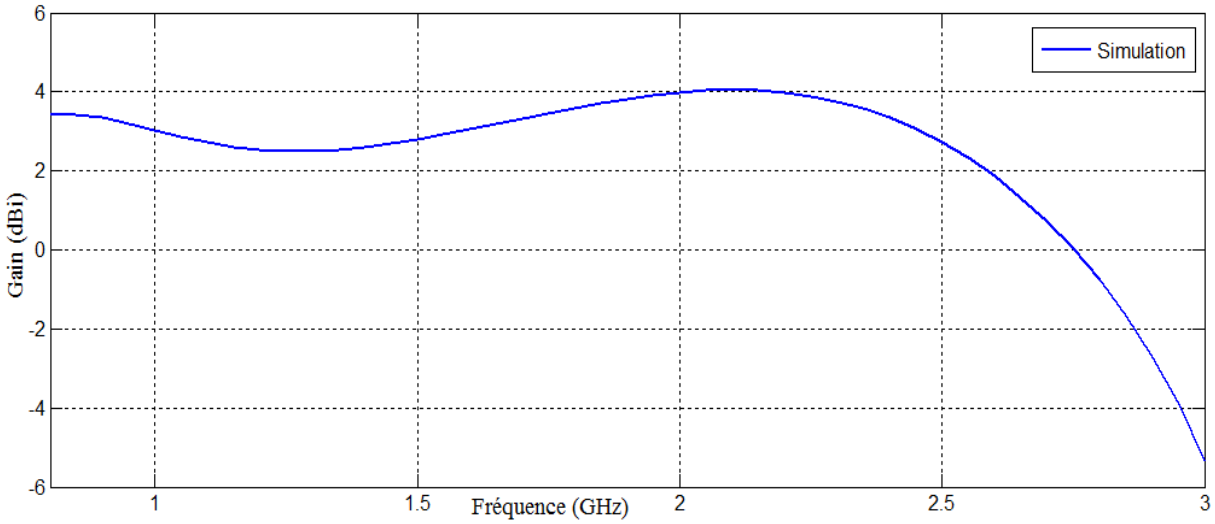


Figure II. 44 – Variation du gain maximum de l'antenne en fonction de la fréquence.

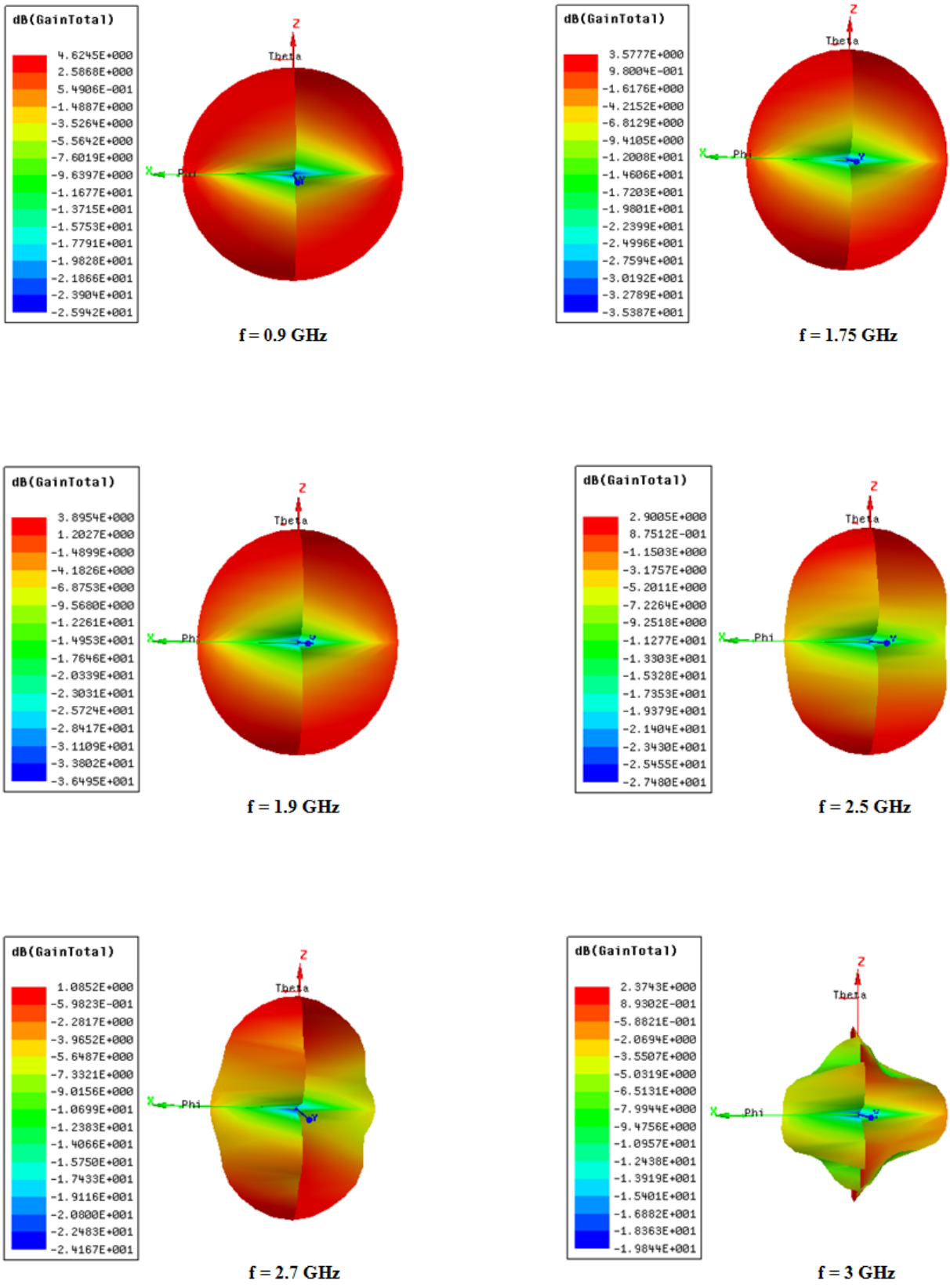


Figure II. 45 – Diagrammes de rayonnement à différentes fréquences.

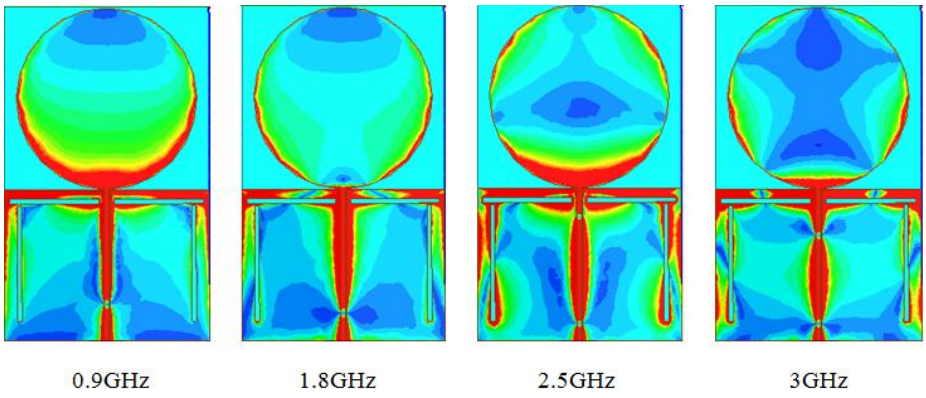


Figure II. 46 – Distribution du courant sur le patch rayonnant à plusieurs fréquences.

Afin de résoudre ce problème et d'augmenter le gain en hautes fréquences, sans augmenter les dimensions de l'antenne, l'innovation que nous avons apportée a été l'ajout de quatre petits cercles gravés dans le cercle principal de l'antenne patch, ainsi que l'ajout de deux fentes gravées dans sa partie basse, des deux côtés. Ceci dans le but d'ajuster sa bande de fréquence de fonctionnement, en particulier vers les hautes fréquences. La figure II.48 montre le nouveau design de l'antenne patch circulaire.

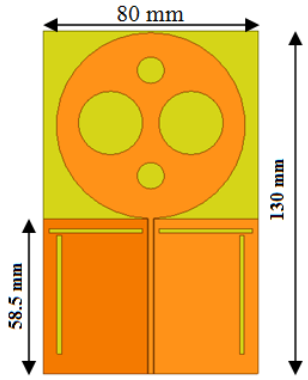


Figure II. 47 – Design II de l'antenne patch circulaire.

La figure II.48 montre que le gain maximal de l'antenne patch circulaire modifiée est supérieur à 2.3 dBi sur toute la bande fréquentielle 0.9 - 2.72 GHz.

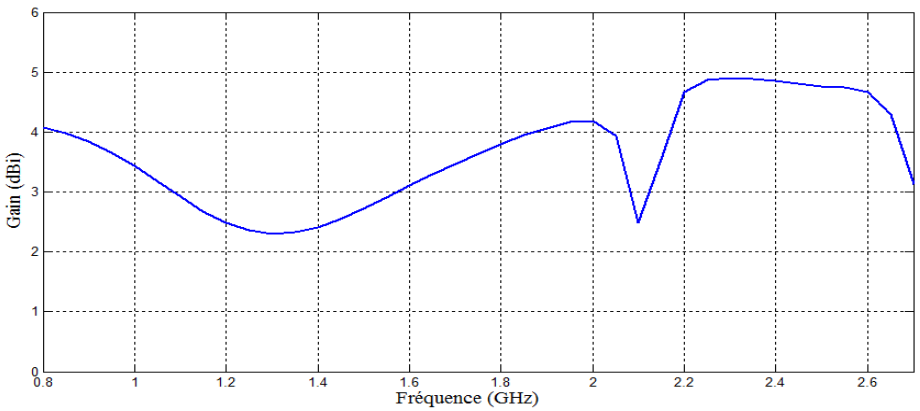


Figure II. 48 – Variation du gain maximum de l'antenne (design II) en fonction de la fréquence.

Un prototype de cette antenne cercle a été réalisé et mesuré, la figure II.49 compare le résultat de la simulation à la mesure de S_{11}. Le coefficient de réflexion est inférieure à -10 dB dans les bande de fréquence allant de 0.9 à 1 GHz, de 1.1 à 1.5 GHz, de 1.61 à 1.72 GHz et de 2.05 à 3 GHz. Cela ne correspond pas à notre bande passante recherchée 0.9 – 3 GHz.

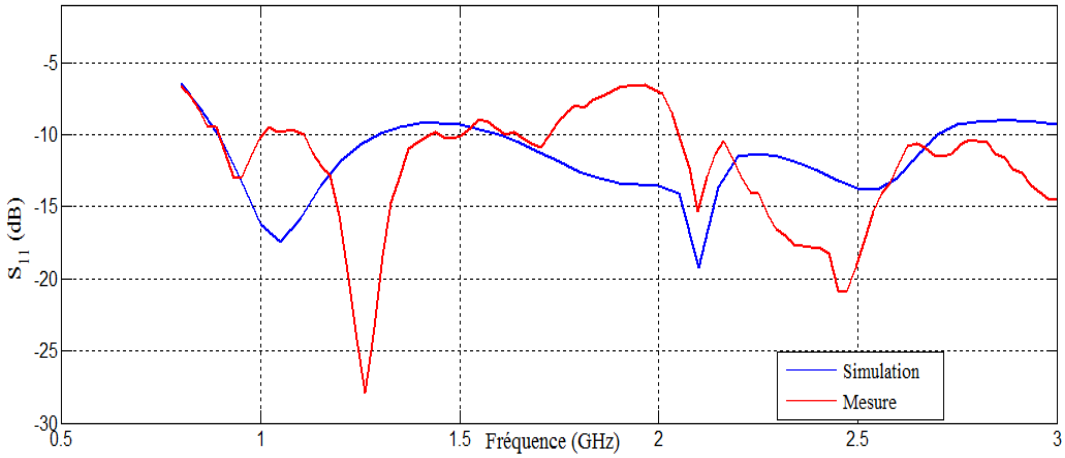


Figure II. 49 – Variation de coefficient de réflexion S_{11} simulé et mesuré en fonction de la fréquence.

Afin de mieux adapter l'antenne et d'élargir plus encore la bande passante vers les hautes fréquences, sans augmenter les dimensions de l'antenne, nous avons introduit dans les petits cercles des petites ellipses et nous avons également transformé les deux cercles verticaux en ellipse (Figure II.50). Cette piste a permis de mieux adapter l'antenne et d'élargir la bande passante vers les hautes fréquences autour de 3 GHz [26].

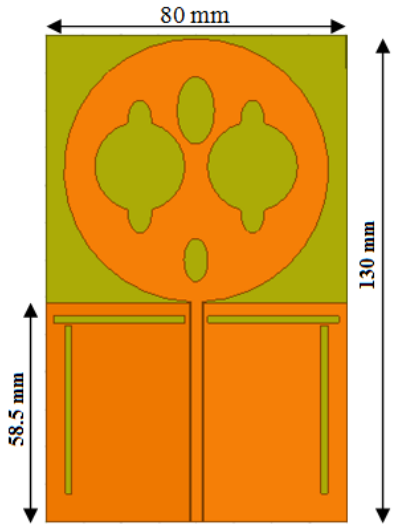


Figure II. 50 – Design III de l'antenne patch circulaire.

La figure II.51 montre une comparaison de simulation du coefficient de réflexion S_{11} entre les deux designs II et III de l'antenne patch circulaire en fonction de la fréquence. Le S_{11} du design III est davantage plus petit par rapport à celui du design II entre 2.7 et 3 GHz. Ce qui permet d'élargir la bande passante de l'antenne cercle vers les hautes fréquences, autour de 3 GHz.

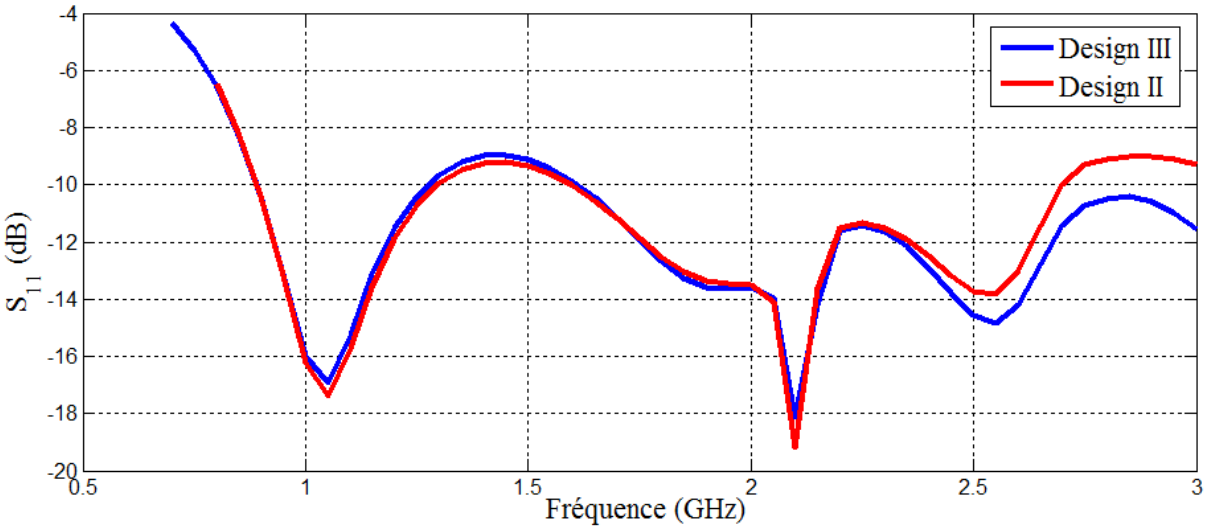


Figure II. 51 – Comparaison des coefficients de réflexion S_{11} simulés des designs III et II en fonction de la fréquence.

Sur toute la bande 0.9 - 2.7 GHz, le gain maximal simulé de l'antenne cercle (design III) varie de 2.5 à 4.7 dBi selon la fréquence (figure II.52).

Les figures II.53 et II.54 représentent les diagrammes de rayonnement de l'antenne patch circulaire modifiée (design III), à différentes fréquences. Le rayonnement est omnidirectionnel pour les fréquences basses comprises entre 0.9 et 2.5 GHz. Pour des fréquences supérieures à 2.5 GHz, on remarque l'apparition de lobes secondaires qui se multiplient en fonction de la fréquence (figure II.55).

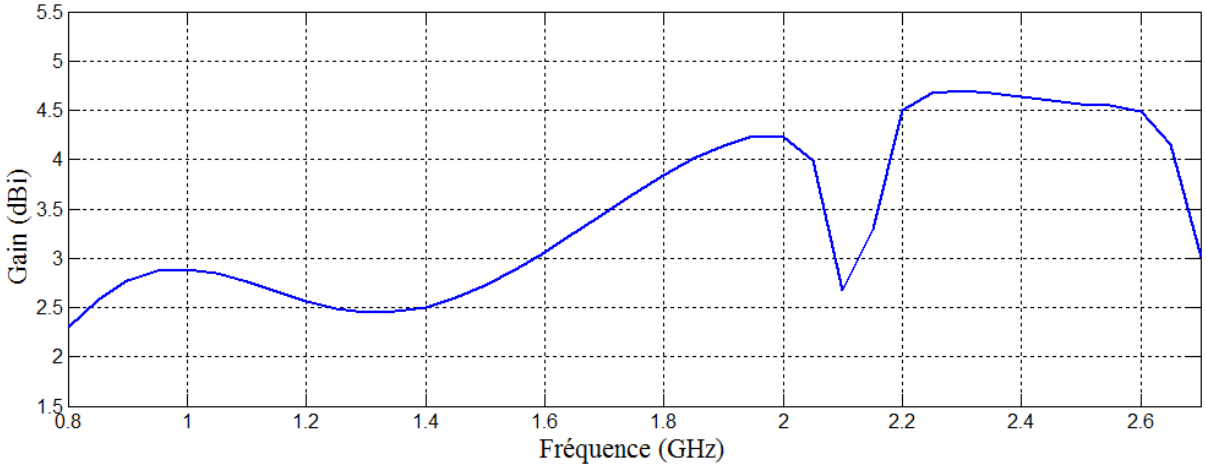


Figure II. 52 – Variation du gain maximum de l'antenne en fonction de la fréquence.

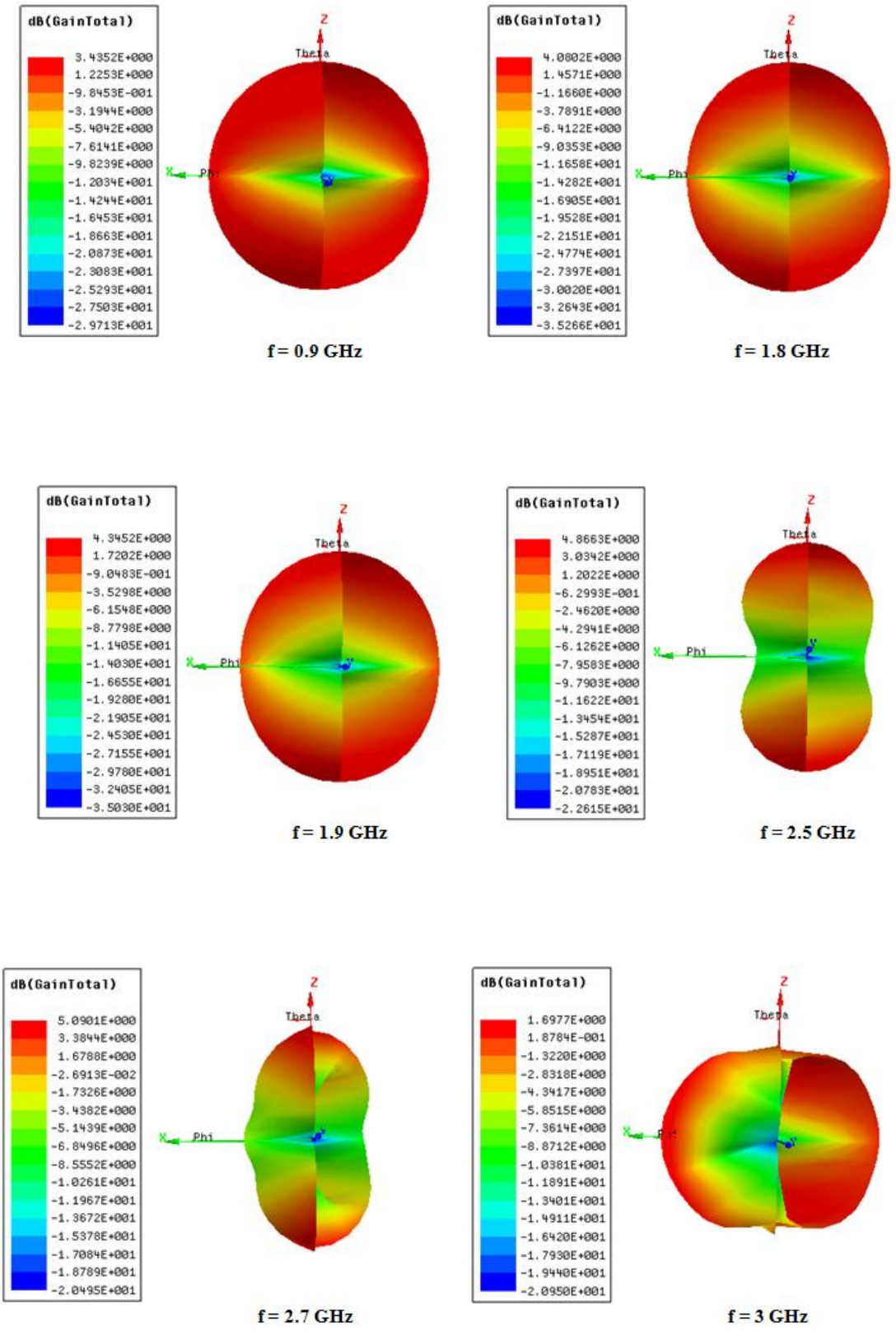


Figure II. 53 – Diagrammes de rayonnement à différentes fréquences.

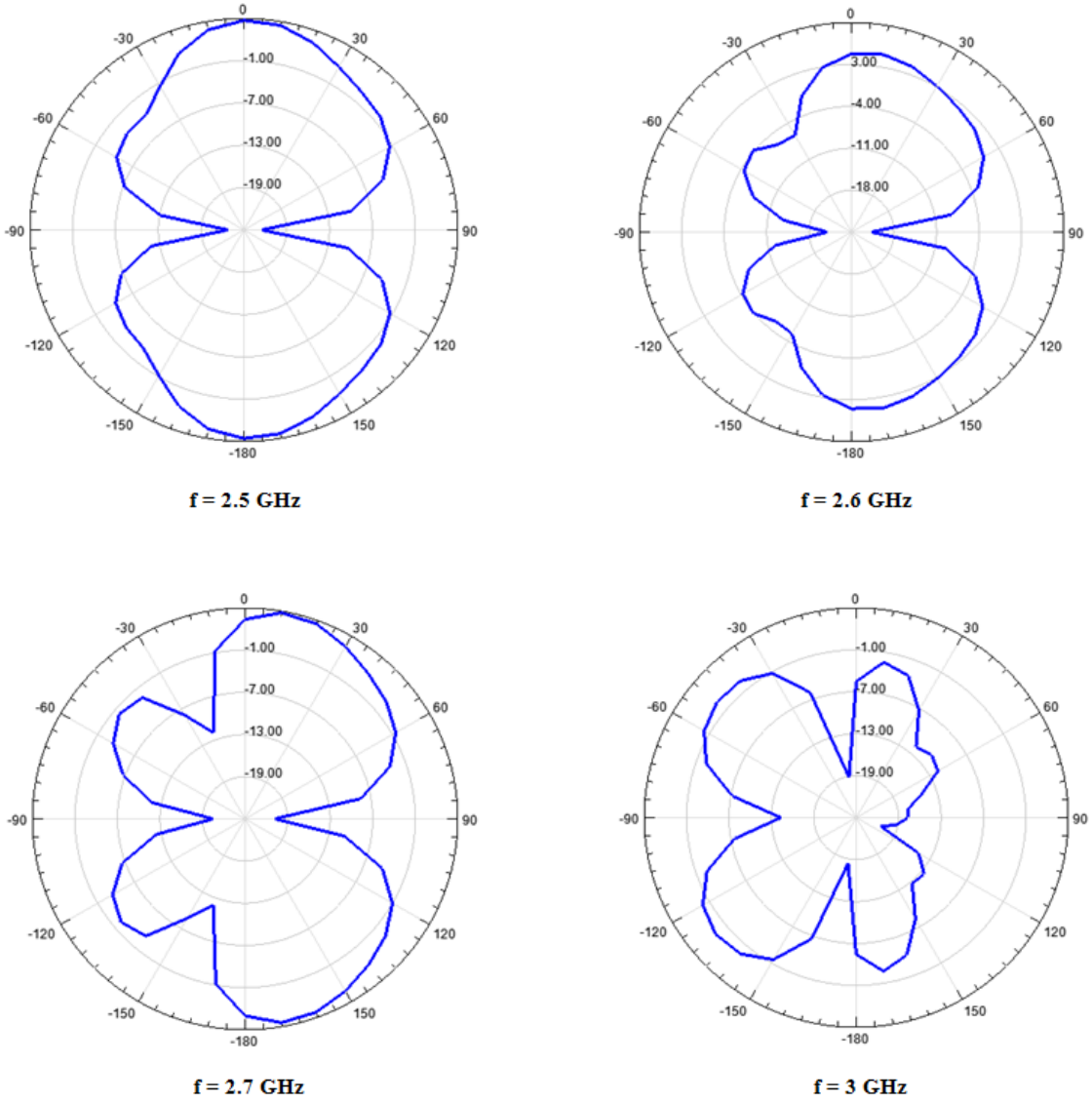


Figure II. 54 – Diagramme de rayonnement dans le plan E (φ = 90°) à différentes fréquences.

II.5.2.2 Réalisation et mesure de l'antenne patch circulaire.

Un prototype de cette antenne patch circulaire (design III) a été réalisé et est montré par la figure II.55. Les mesures du coefficient de réflexion de l'antenne ont été effectuées en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (VNA) et une antenne d'émission, même procédure utilisée et expliquée au niveau du paragraphe II.5.1.2.

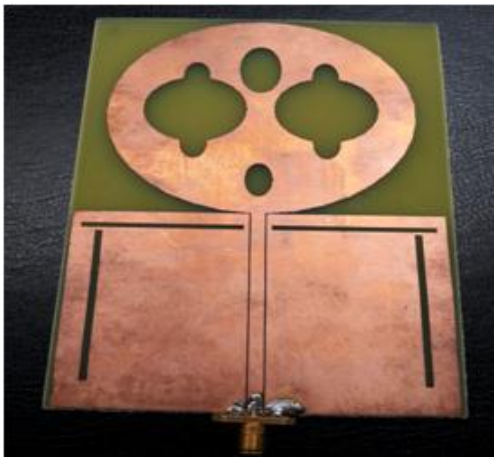


Figure II. 55 – Prototype d'antenne patch circulaire.

La figure II.56 compare le résultat de la simulation à la mesure de S_{11}. Le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB dans la bande de fréquence allant de 0.8 à 3 GHz. Cela correspond à une bande passante relative de 116 %. Ce qui permet à l'antenne de couvrir à 100 % les standards de communications les plus intéressants, tels que le GSM 900/1800, DECT, UMTS, Wi-Fi et 4G LTE.

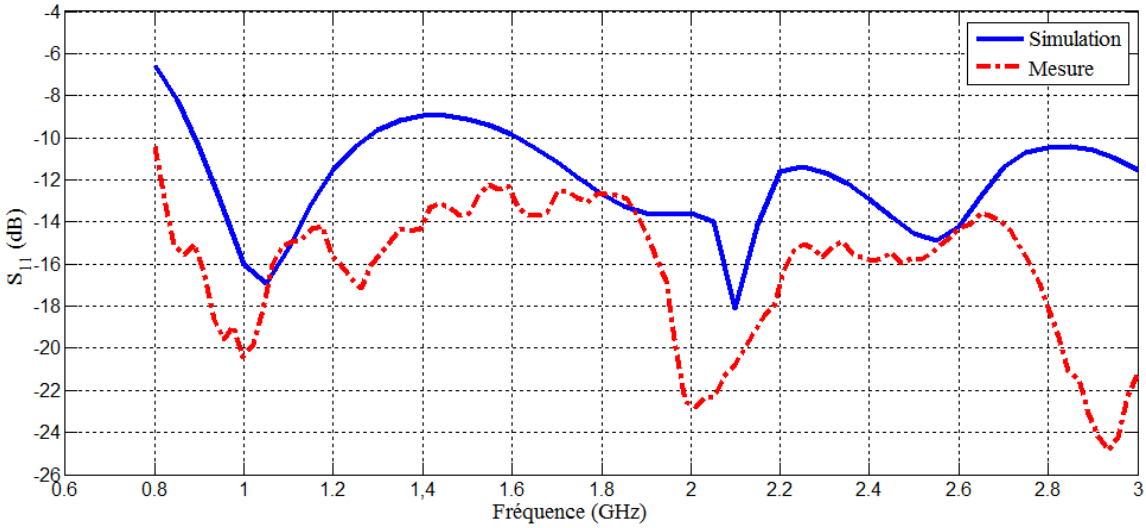


Figure II. 56 – Comparaison du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence.

Le tableau II.5 ci-dessous montre le gain mesuré pour différentes fréquences allant de 0.9 à 2.7 GHz.

Fréquence (GHz)	0.9	1.8	1.9	2.1	**2.4**	2.45	2.7
Gain (dBi)	2.6	3.6	2.6	3.8	**5.1**	4.7	3.2

Tableau II. 5 – Gain mesuré pour déférentes fréquences.

Les mesures de rayonnement de l'antenne montrent que le gain maximal de l'antenne augmente en fonction de la fréquence jusqu'à 5.1 dBi à 2.4 GHz, puis diminue à 3.2 dBi

à 2.7 GHz. Ces pertes sont dues au nombre de lobes secondaires qui augmentent en fonction de la fréquence.

Le diagramme de rayonnement mesuré de l'antenne patch circulaire (design III) dans le plan φ = 0° est représenté sur la figure II.57. Il est quasi-omnidirectionnel pour la bande de fréquence 0.9 à 2.7 GHz.

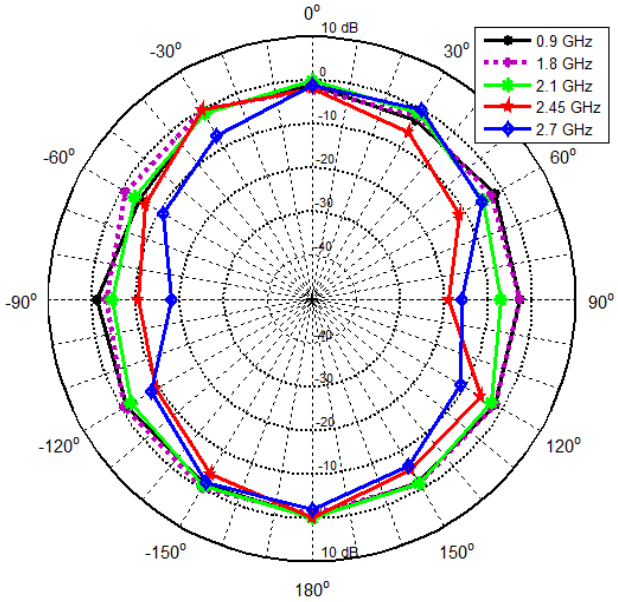


Figure II. 57 – Diagramme de rayonnement mesuré.

Cette antenne patch circulaire est très intéressante pour la suite de notre étude d'un système de récupération d'énergie électromagnétique, en répondant aux critères souhaités pour maximiser l'énergie RF captée. La bande passante présentée par cette antenne couvre la bande de notre étude (0.9 – 3 GHz), avec un coefficient de réflexion S_{11} en dessous de -10 dB au-delà de 0.8 GHz, ce qui minimise les pertes par réflexion. Le gain simulé dépasse les 2.5 dBi dans la bande d'étude avec un rayonnement omnidirectionnel et une polarisation rectiligne du champ E capable de capter plusieurs polarisations (Horizontale et Verticale).

II.5.3 Réseau d'antennes.

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

II.5.3.1 Réseau d'antennes patch circulaires larges bandes

Le réseau d'antennes est constitué de deux antennes patch circulaires identiques, analogue à celle étudiée précédemment (design III). Les antennes sont espacées de λ/2, cette distance est la distance minimale pour éviter un couplage mutuel entre les éléments d'un réseau. En ce qui concerne le substrat nous avons utilisé le même substrat utilisé dans la conception des antennes précédentes (patch circulaire et antenne double fentes). Ce réseau d'antennes est

imprimé sur un substrat de L x W = 160 mm x 145 mm. La figure II.58 montre le design du réseau à base d'antennes patch circulaire modifiée.

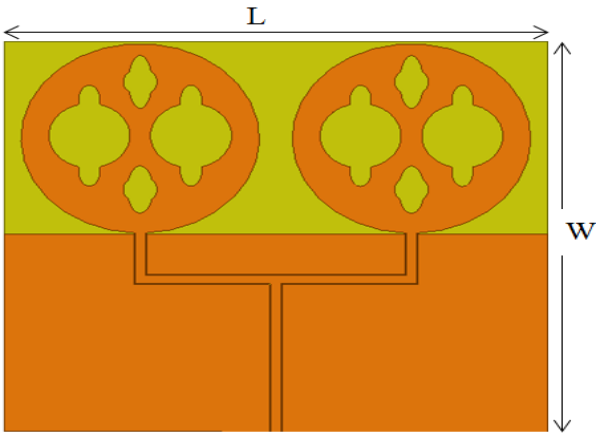


Figure II. 58 – Réseau d'antennes à deux éléments.

L'association d'une deuxième antenne a permis au gain de ce réseau d'augmenter par rapport à celui d'une antenne seule et d'atteindre un gain de 7 dBi, contre 4.7 dBi dans le cas d'une seule antenne à la fréquence de 2.35 GHz (figure II.59). Cette augmentation de gain est due à l'augmentation de la surface de captation. Néanmoins, le gain diminue jusqu'à 2.5 dBi à 2.7 GHz. Ces pertes sont dues au nombre de lobes secondaires qui augmente en fonction de la fréquence.

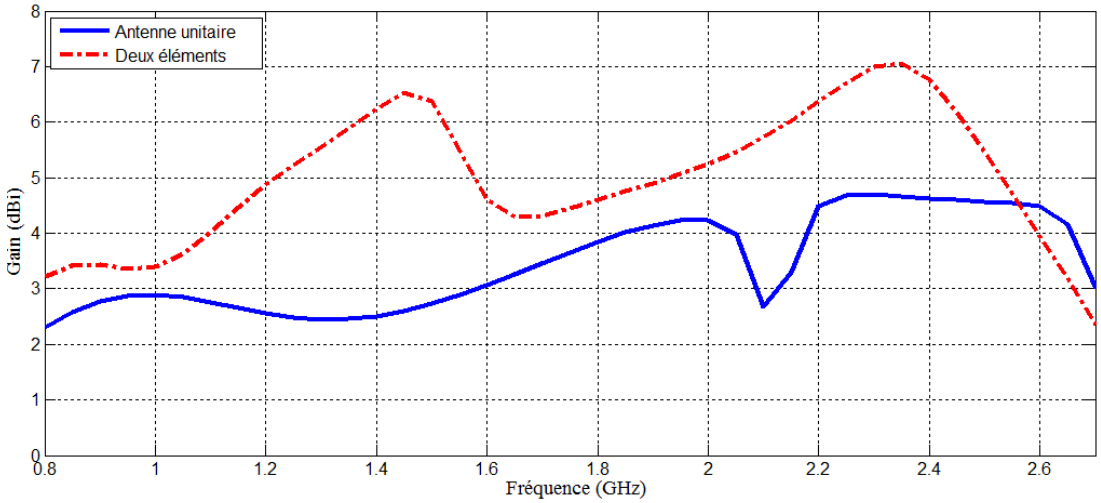


Figure II. 59 – Variation du gain max en fonction de la fréquence.

Ce réseau composé de deux éléments, est très intéressant en termes de gain et de rayonnement omnidirectionnel pour les basses fréquences. Les figures II.60 et II.61 représentent une comparaison du diagramme de rayonnement du réseau à l'antenne unitaire. Le rayonnement est omnidirectionnel pour les fréquences basses. Pour des fréquences hautes, on remarque toujours l'apparition de lobes secondaires qui se multiplient en fonction de la fréquence.

La figure II.62 montre le prototype de réseau d'antennes réalisé. Le coefficient de réflexion simulé et mesuré sont présentés ci-dessous (figure II.63). Le réseau montre une bande passante à -10 dB allant de 0.86 à 1.52 GHz et de 1.7 à 3 GHz.

La figure II.64 représente les diagrammes de rayonnement simulés du réseau d'antennes dans les plans φ = 90° (a) et φ = 0° (b), pour différentes fréquences: 0.85, 0.9, 1, 1.8, 1.95, 2.15, 2.45 et 2.6 GHz. Le rayonnement est omnidirectionnel pour les basses fréquences entre 0.9 et 2.15 GHz (figure II.64 (a)). Pour des fréquences supérieures à 2.2 GHz, nous remarquons l'apparition de lobes latéraux qui augmentent en fonction de la fréquence.

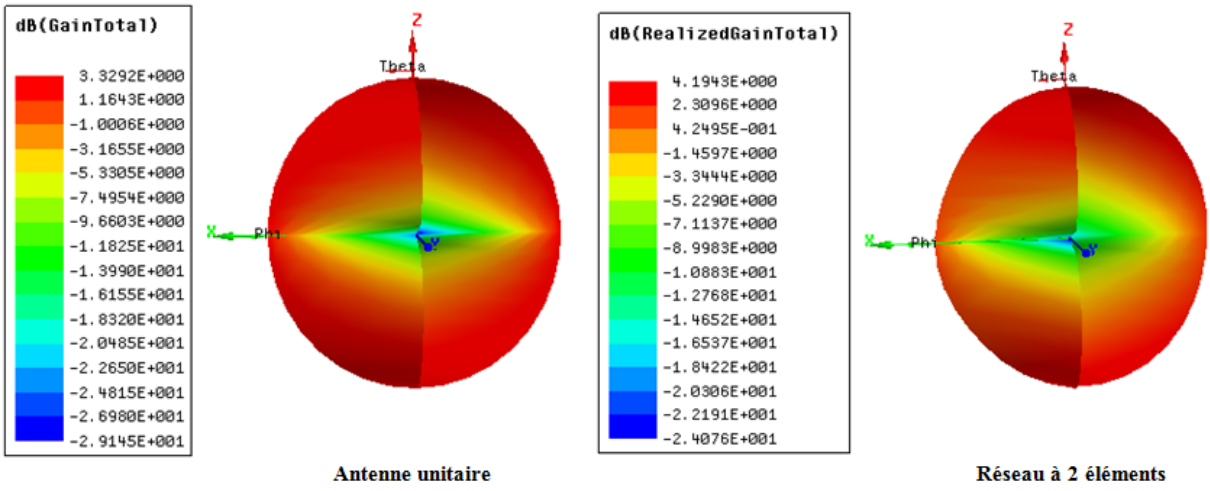


Figure II. 60 – Comparaison de diagrammes de rayonnement à 1 GHz.

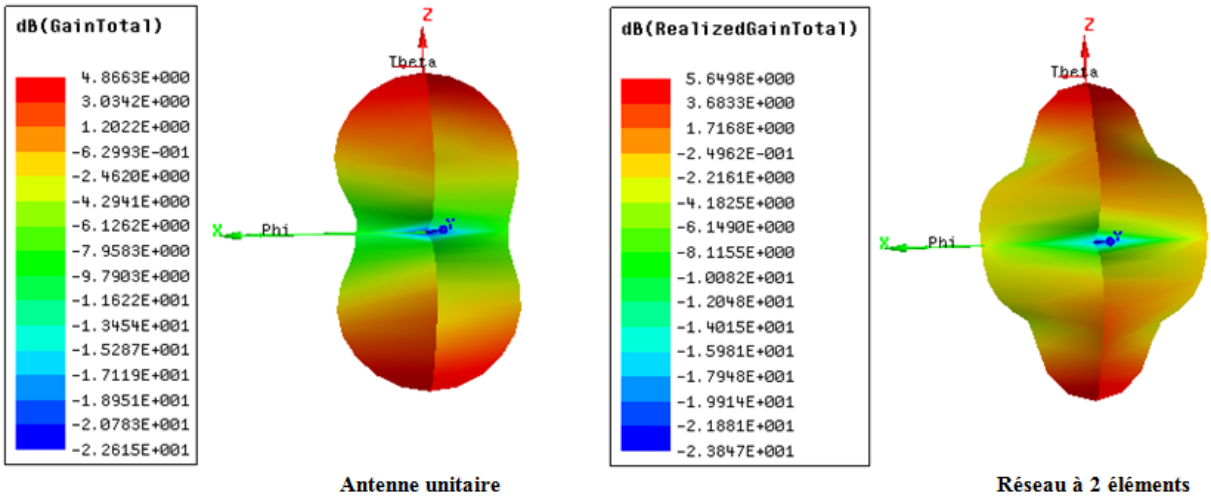


Figure II. 61 – Comparaison de diagrammes de rayonnement à 2.5 GHz.

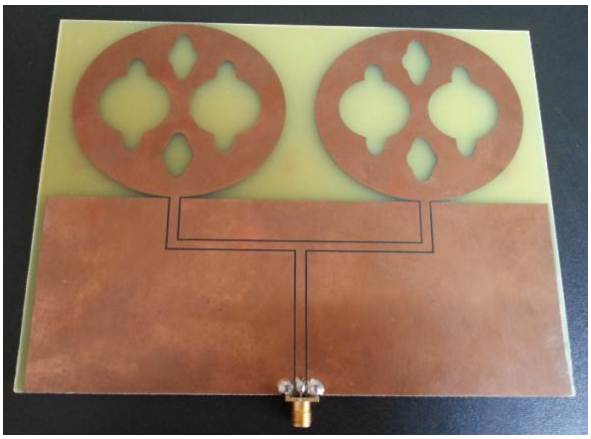


Figure II. 62 – Réseau d'antennes réalisées.

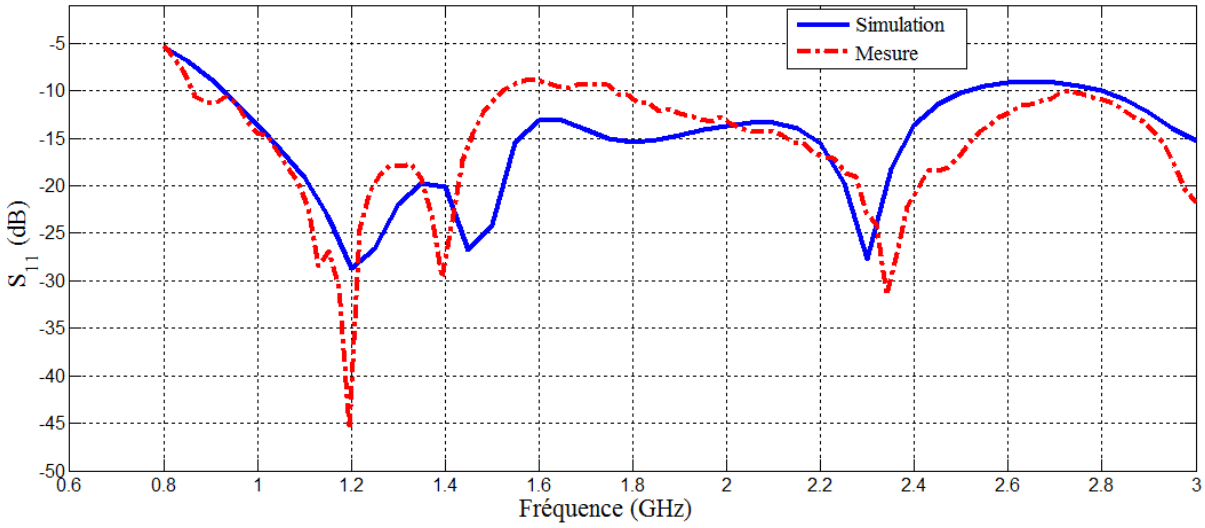


Figure II. 63 – Comparaison de variation du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence.

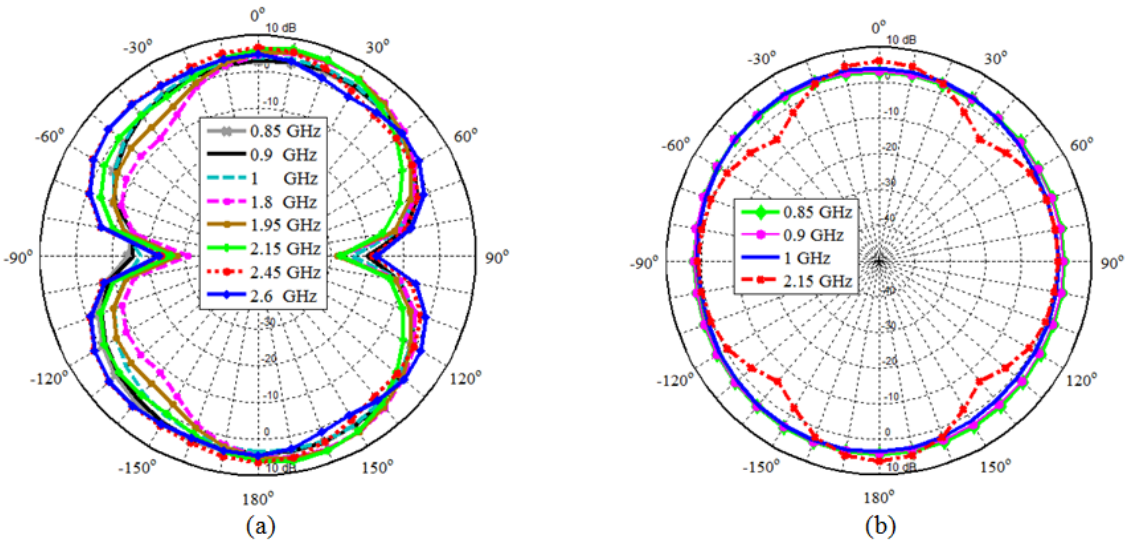


Figure II. 64 – Diagramme de rayonnement (a): $\varphi = 90^{\circ}$, (b): $\varphi = 0^{\circ}$

Les figures II.65 et II.66 montrent la variation du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence, enregistré du VAN pour l'antenne patch circulaire (Design III) et le réseau d'antenne.

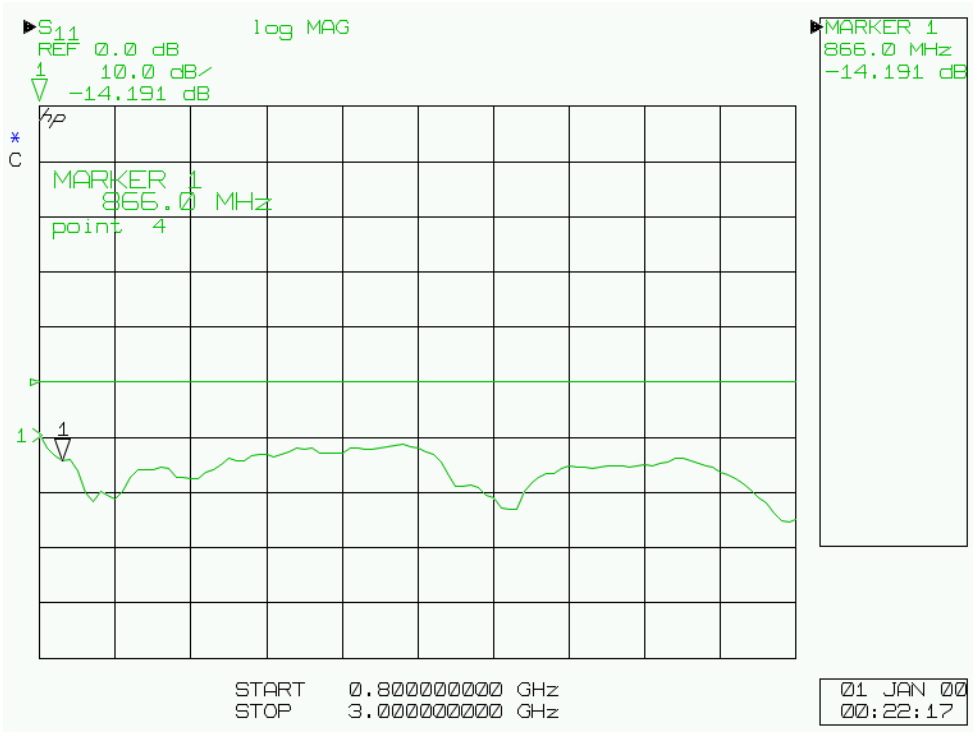


Figure II. 65 – Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence (Design III).

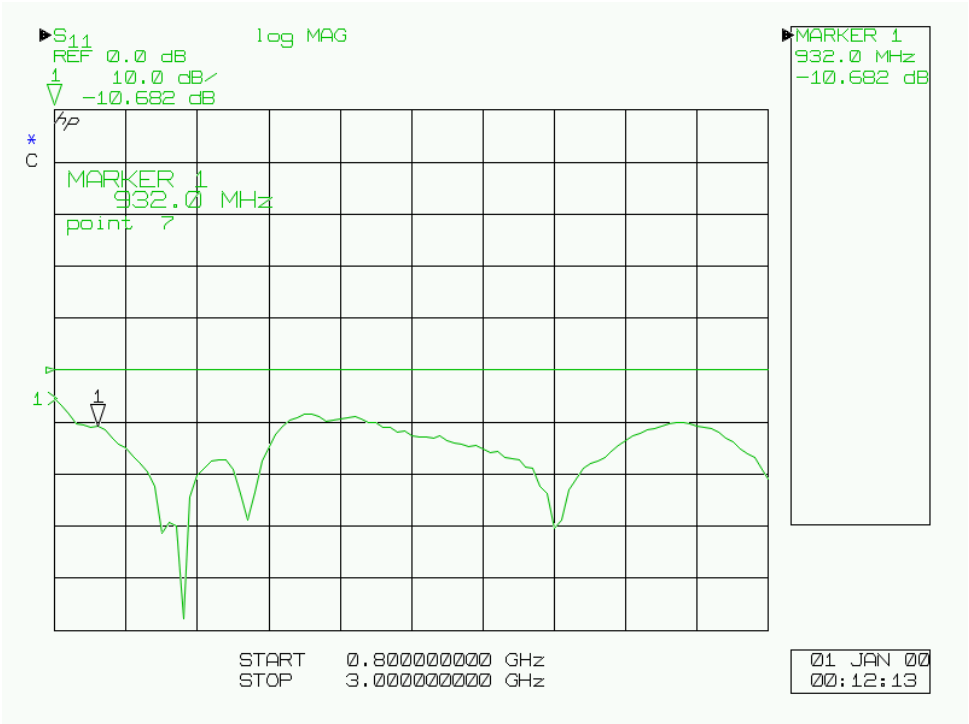


Figure II. 66 – Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence (Réseau d'antennes).

II.6 Conclusion

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

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord étudié des antennes larges bandes, l'antenne fente et l'antenne cercle avec des gains supérieurs à 2.5 dBi entre 0.9 et 3 GHz. Elles possèdent d'autre part toutes les deux la particularité d'être omnidirectionnelles. Ainsi, bien que leur gain soit malgré tout relativement faible, ces deux antennes sont particulièrement bien adaptées pour la récupération d'énergie rayonnée sur une large bande fréquentielle.

Les résultats les plus intéressants, en matière de récupération d'énergie, concernaient l'antenne patch circulaire avec un coefficient de réflexion très faible, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel, un gain autour de 3 dBi et une polarisation linéaire (horizontale et verticale).

Dans l'objectif d'augmenter le gain de l'élément rayonnant, nous avons étudié un réseau d'antennes à base d'une antenne étudiée dans ce chapitre. Le réseau d'antennes cercle est le plus intéressant pour un système de récupération d'énergie RF.

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

II.7 Références bibliographiques

[1] "Électromagnétique", http://www.fresnel.fr/perso/stout/electromag/Cours_Elec_Mag.pdf.

[2] D-M. Dobkin, "The RF in RFID – Passive UHF RFID in Practice", Newness, 2008, 978-0-7506-8209-1.

[3] COSTANTINE-A.BALANIS, "Antenna Theory Analysis and Design", second edition Arizona state university, copyright 1989, John Wiley & Sons.

[4] G. Gobau, F. Schwering, "On the guide propagation of electromagnetic wave beams", IRE transactions on antennas and propagation, vol. 9, Issue3, May 1961, pp. 248-256.

[5] H. kogelnik and T. Li, "Laser Beams and Resonators", Applied Optics, Vol.5, No.10, October 1966.

[6] O. Picon et Coll,"Les-antennes-théorie-conception-et-application", Disponible sur le site : http://solger.free.fr/liens/Livres/les-antennes-theorie-conception-et-application.pdf.

[7] http://www.anfr.fr/

[8] COSTANTINE-A.BALANIS, "Advanced Engineering Electromagnetics", second edition Arizona state university, copyright 1989, John Wiley & Sons.

[9] J-P. Muller, "Les antennes" : http://www.ta-formation.com/cours/e-antennes.pdf.

[10] V. BLADEL, J.: "Some remarks on green's dyadic for infinite space", Antennas and Propagation, IEEE Transactions. Vol. 9, Issue 6, Nov 1961 pp. 563–566.

[11] J. BERAMOU, B. DESPRÈS, "A domain decomposition Method for the Helmholtz equation and related optimal control problems", INRIA, Disponible sur le site: www.inria.fr/rrrt/rr2791.html, Feb. 1996.

[12] S. Loizeau, A. Sibille, "Optimization of a Multi-Band Reconfigurable PIFA Antenna", Antennas and Propagation, EuCAP 2009, 3rd European Conference on 23-27 March 2009, pp.796 – 800.

[13] J-M. Floc'h, F. Queudet, E. Fourn, "Radio-electric characterizations of jeans buttons Antennas and Propagation", 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on 11-16 Nov. 2007 Page(s):1-4.

[14] D-H. Werner, "A Method of Moments Approach for the Efficient and Accurate Modeling of Moderately Thick Cylindrical Wire Antennas", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, VOL. 46, NO. 3, MARCH 1998, pp. 373-382.

[15] P. D'Atanasio, A. Zambotti, A. Moro and R. Casilli, "Application of FDTD/Kirchhoff Method for Radiation Pattern Calculation", Microwave Conference, 2005 European, Vol. 2, 4-6 Oct. 2005 pp.4.

[16] P. Ciais, R. Staraj, G. Kossiavas, C. Luxey, "Design of an Internal Quad-Band Antenna for Mobile Phones", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 14, no 4, pp. 148-150, April. 2004.

[17] D-D. Grieg and H-F. Engelmann, "Microstrip-A New Transmission Technique for the Klilomegacycle Range", Proceedings of the IRE, vol. 40, no. 12, pp. 1644-1650, 1952.

[18] C-P. Wen, "Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 17, no. 12, pp. 1087-1090, Dec. 1969.

[19] http://www2.rohde-schwarz.com/en/

[20] J-M. Floc'h, F. Queudet, E. Fourn, "Radio-electric characterizations of jeans buttons Antennas and Propagation", EuCAP 2007, The Second European Conference on 11-16 Nov. 2007, pp. 1-4.

[21] B. Sanz-Izquierdo, F. Huang and J-C. Batchelor, "Covert dual-band wearable button antenna", Electronics Letters, Vol. 42, Issue 12, 8 June 2006 pp. 668-670.

[22] Ansoft HFSS, "An Introduction to HFSS: Fundamental Principles, Concepts, and Use", http://e-science.ru/sites/default/files/upload_forums_files/8u/HFSSintro.pdf.

[23] A. Khemar and A. Kacha, "Rectenna Design for Electromagnetic Energy Harvesting", Intern. Conf. on Nanoelectronics, Communications and Renewable Energy, Jijel, Algeria, 2013 Sep 22–23.

[24] "Antenne BAT8 CORNET large bande de type logarithmique", Disponible sur le site : http://www.expercem.com/product.php?id_product=308.

[25] K. Gupta, K. Jain and P. Singh, "Analysis and Design of Circular Microstrip Patch Antenna at 5.8 GHz", International Journal of Computer Science and Information Technologies, Vol. 5 (3), 2014, pp. 3895-3898.

[26] A. Khemar, A. Kacha, H. Takhedmit and G. Abib, "Design and Experiments of a Dual-Band Rectenna for Ambient RF Energy Harvesting in Urban Environments", IET Microwaves, Antennas and Propagation , 8 pp. DOI: 10.1049/iet-map.2016.1040, Print ISSN 1751-8725, Online ISSN 1751-8733. Available online: 04 September 2017.

Chapitre III : Conception et optimisation de circuits de conversion RF-DC

Dans ce chapitre on s'intéresse aux systèmes de conversion RF-DC. Une étude des différentes topologies de redresseurs sera également présentée, cette étude sera plus axée autour des redresseurs à faible niveau de puissance. Une optimisation du rendement du convertisseur RF-DC en fonction de la charge sera également présentée pour la topologie choisie. Ensuite, une partie sera consacrée à la présentation des résultats expérimentaux.

III.1 Introduction

La conversion RF-DC est un processus non-linéaire. Toutefois, dans les systèmes de transmission d'énergie aux fréquences microondes, les diodes Schottky sont les plus utilisées, peu à partir de transistors. L'utilisation des transistors peut être utile dans certains cas spécifiques pour ajuster le niveau de la tension DC ou dans le cas des redresseurs synchrones où l'on utilise des transistors MOSFET pour augmenter le rendement des alimentations à découpage [1]. L'un des paramètres les plus importants de ce type de circuits est le rendement de conversion. Toutefois, cette caractéristique non linéaire rend plus difficiles les étapes de conception et d'optimisation. En effet, le rendement de conversion dépend à la fois du niveau de puissance à convertir et de la fréquence de travail. Cela s'explique tout d'abord par l'efficacité des diodes qui dépend de la tension à leurs bornes. Il y a également le problème de l'impédance des diodes qui varie en fonction de la puissance d'entrée et de la fréquence. Cela modifie l'adaptation des différentes parties du circuit et affecte par conséquent le rendement.
Plusieurs technologies forment le bloc redresseur qui réalise la conversion RF-DC en fonction de l'application :

- Convertisseur à base de tubes à vide (Cyclotron Wave Converter, CWC) : pour de fortes puissances comme dans le cas de la transmission d'électricité sans fils [2].
- Convertisseur à base de transistors : pour les fréquences en dessous du GHz et pour les niveaux de puissance moyens.
- Convertisseur à base de diodes Schottky : pour les fréquences entre 800 MHz et plusieurs GHz et pour les faibles niveaux de puissance et de tension.

Nous proposons dans ce chapitre la conception, l'optimisation et l'analyse de trois circuits de conversion RF-DC en technologie coplanaire. Les circuits sont des structures conventionnelles à base d'une diode Schottky montée en série. Le premier circuit est mono-bande optimisé pour travailler dans la bande 2100 MHz. Le second est double bande, vise les deux standards de communication GSM 1800 et USMTS Band 1. Le troisième circuit est un convertisseur RF-DC large-bande, double alimentation.
La simulation et l'optimisation de ces circuits ont été effectuées sous ADS [3] avec un couplage entre Harmonic Balance (HB) et Momentum. Pour améliorer les rendements de ces circuits, il est important de localiser les différentes sources de pertes et de tenter de les minimiser.
Les circuits optimisés ont été réalisés et caractérisés expérimentalement au laboratoire. Trois types de mesures ont été effectués, des mesures de la tension DC en fonction de la fréquence, de la puissance d'entrée et de la charge. Les résultats obtenus expérimentalement seront systématiquement comparés aux résultats simulés.

III.2 Les différentes topologies des redresseurs à diodes

III.2.1 Topologies

Dans le domaine des hyperfréquences, l'utilisation des diodes et plus particulièrement des diodes Schottky est très répondue au niveau du bloc redresseur. En effet, la tension de seuil d'une diode Schottky peut atteindre des niveaux très bas, ce qui la rend très sensible aux faibles niveaux de puissance délivrés par l'antenne. De plus, la diode Schottky présente un temps de commutation très rapide grâce à sa très faible capacité de jonction (inférieure au pF), ce qui justifie son utilisation très répondue dans les applications hyperfréquence. En fonction de l'application visée, plusieurs topologies de redresseurs à base de diode sont possibles

(Figure III.1). Le Table III.1 donne une comparaison vis-à-vis des performances et de l'utilisation typique de chaque structure.

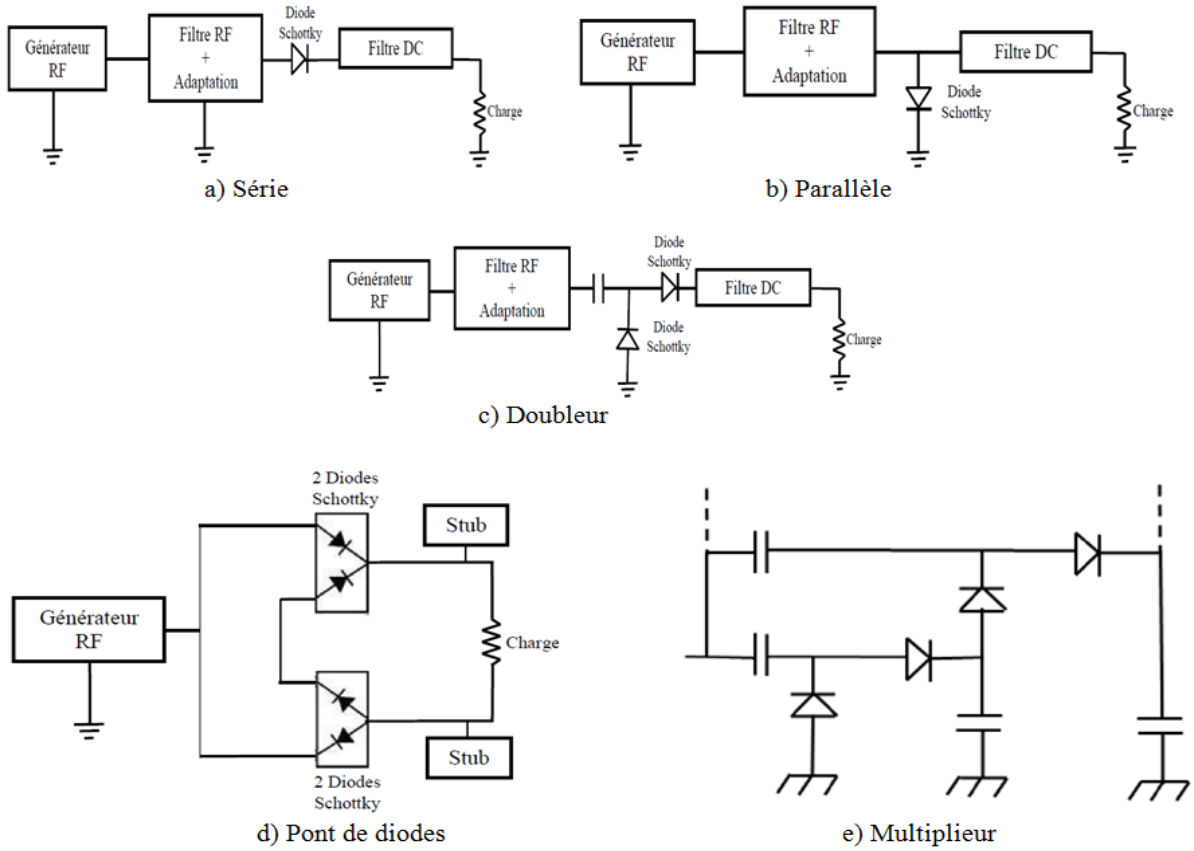


Figure III. 1 – Différentes topologies de redresseurs à diodes.

Topologie	Description	Avantages	Inconvénients	Application
Mono diode série	La plus simple, elle utilise une simple diode pour redresser le signal RF. Très utilisée dans les applications de très faible puissance	Adaptée aux très faibles puissances	Tension de sortie faible	Récupération Energie ambiante
Mono diode shunt	Cette topologie est semblable à la topologie série, les performances sont similaires. Ce circuit permet de redresser l'alternance négative en BF.	Adaptée aux très faibles puissances	Tension de sortie faible	Récupération Energie ambiante
Doubleur	Cette structure est une structure qui redresse les deux alternances. Cette notion est valable uniquement en BF	Double alternance ; tension de sortie plus élevée	Rendement moins bon que la structure simple diode	Récupération et transfert d'énergie sans fils
Multiplieur	Ce circuit permet d'obtenir une tension de sortie élevée.	Tension de sortie plus élevée	Pertes dans les diodes, rendement dégradé	Récupération et transfert d'énergie sans fils
Pont de diodes	Cette structure utilise le pont de Graëtz généralement utilisé en électronique de puissance BF. Destinée aux fortes puissances RF	Bon rendement à forte puissance	Pas sensible aux petites tensions	Transfert d'énergie sans fils

Tableau III. 1 – Comparaison des différentes structures de circuits de conversion

Les structures monodiode, doubleur et multiplieur trouvent très souvent leurs applications dans les systèmes à très faible niveau de puissance, c.-à-d. de grappillage de l'énergie ambiante. La structure multiplieur est particulièrement utilisée lorsque l'on cherche à avoir un niveau de tension élevé au niveau de la sortie de la rectenna.

L'utilisation de la structure en pont est plutôt réservée aux applications qui font intervenir des forts niveaux de la puissance RF ; c.-à-d. les applications de transmission de l'énergie sans fils. La figure de mérite [4] est un paramètre très utile pour le choix final d'une topologie donnée. En fait, c'est le produit normalisé de la tension de sortie de la rectenna par le rendement énergétique de celle-ci. La Figure III.2 présente la figure de mérite en fonction du niveau de la puissance RF en entrée de la rectenna pour différentes structures.

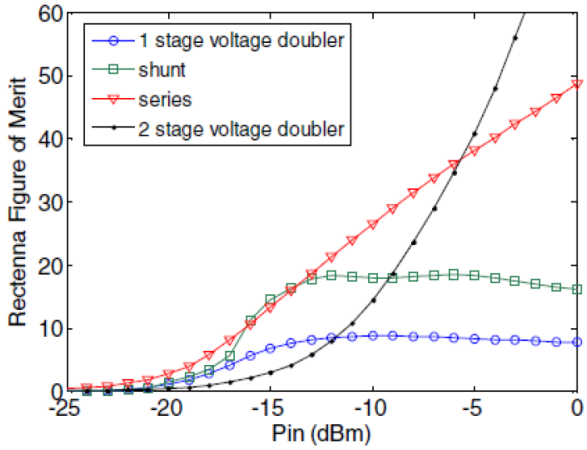


Figure III. 2 – Figure de mérite en fonction de la puissance RF pour différentes structures [4]

On constate d'après la Figure III.2, parmi les structures développées dans [4], c'est la structure mono diode série qui présente le meilleur compromis entre la tension de sortie et le rendement énergétique sur la gamme des faibles niveaux de puissance ce qui correspond bien à notre étude et simulation sur ADS.

III.2.2 Choix de la diode de conversion

Le circuit de redressement est basé sur une ou plusieurs diodes Schottky, dans le cas de la récupération d'énergie RF environnante. Vu la très faible puissance reçue, qui est comprise généralement entre 20 µW et 200 µW, il est important de concevoir un circuit de redressement de forte sensibilité pour avoir une quantité de puissance DC exploitable. La sensibilité du redresseur est directement liée à la sensibilité des diodes utilisées. Les diodes les plus sensibles du marché sont des diodes à contact Schottky (contact métal semi-conducteur) [5]. Elles sont souvent utilisées dans les détecteurs et dans les mélangeurs RF et hyperfréquences. Ces diodes présentent des tensions de seuils plus faibles que les diodes à jonction classiques de type PN. En revanche, la limitation en fréquence d'une diode Schottky est très supérieure à celle d'une simple jonction PN. Cette limitation peut être repoussée au-delà de 100 GHz avec des diodes Schottky à base d'arséniure de gallium [6]. Le modèle équivalent en petit signal d'une diode Schottky sans boîtier, monté en parallèle avec une charge R_L, est représenté figure III.3 [7].

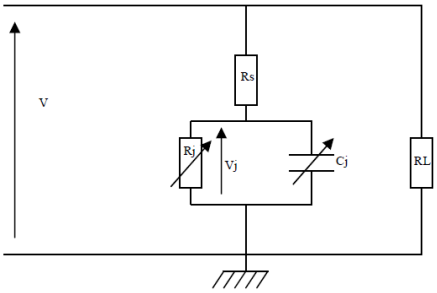


Figure III. 3 – Modèle petit signal électrique d'une diode Schottky.

Avec R_s : résistance du semi-conducteur,
R_j : résistance de la jonction,
C_j : capacité de la jonction,
R_L : résistance de charge,
V_j : tension aux bornes de la jonction métal semi-conducteur.

La résistance de jonction R_j peut être exprimée par la relation suivante [8] :

$$R_j \frac{nkT}{q(Is+Ib)} \tag{25}$$

Avec n : facteur d'idéalité,
k = 1.38 10^{-23} J/°K: constante de Boltzmann,
T : température de jonction en °K,
q = 1.6 10^{-19}: charge électrique d'un électron,
I_s : courant de saturation,
I_b : courant de polarisation.

Le rendement de conversion RF-DC d'une diode dépend de la charge, de la tension continue aux bornes de la charge, des éléments internes de la diode (R_s, C_j, R_j, V_j…) et de la fréquence du signal [9]. Le courant de saturation I_s est généralement très faible, et si le courant de polarisation I_b est nul, la résistance de jonction R_j devient très élevée. Elle est égale à 8.8 kΩ à la température ambiante, pour la diode HSMS2850 [10], ce qui provoque une chute de la valeur de la tension redressée comme le montre la relation suivante [11] :

$$V_{out} = V_{DC} \frac{R_l}{R_l+R_j} \tag{26}$$

Avec V_{out} : tension redressée aux bornes de la charge,
V_{DC} : tension continue aux bornes de la barrière Schottky,
R_L : résistance de charge.

Le rendement en puissance de la conversion RF-DC d'après J. O. McSpadden [9], peut être exprimé par la relation suivante :

$$\eta = \frac{Pdc}{Prf} = \frac{1}{1+A+B+C} \tag{27}$$

Avec :

$$A = \frac{R_L}{\pi R_s}\left(1+\frac{V_j}{V_{out}}\right)^2\left[\varphi\left(1+\frac{1}{2Cos^2(\varphi)}\right)-1.5\tan(\varphi)\right] \quad (28)$$

$$B = \frac{Rs\ Rl\ C_j^2}{\pi Rs}\left(1+\frac{V_j}{V_{out}}\right)^2\left[\frac{\pi-\varphi}{Cos^2(\varphi)}+\tan(\varphi)\right] \quad (29)$$

$$C = \frac{R_l}{\pi R_s}\left(1+\frac{V_j}{V_{out}}\right)\frac{V_j}{V_{out}}\left[\tan(\varphi)-\varphi\right] \quad (30)$$

$$\tan(\varphi)-\varphi = \frac{\pi R_s}{\pi R_s\left(1+\frac{V_j}{V_{out}}\right)} \quad (31)$$

$$C_j = C_{j0}\sqrt{\frac{V_j}{V_j+V_{out}}} \quad (32)$$

Avec : C_{j0} : tension de jonction à 0 V,
φ : déphasage pendant lequel la diode est passante.

La référence choisie pour nos travaux en laboratoire qui est caractérisée par de faibles densités de puissance est la diode Schottky SMS 7630-040LF [12]. Cette diode est conçue pour des applications sensibles jusqu'à 10 GHz. Son modèle électrique équivalent est montré dans la figure III.4 (a). Les caractéristiques de performance typiques du SMS7630-040LF sont illustrées à la figure III.4 (b). Les paramètres du modèle SPICE de la diode SMS7630 sont reportés dans le tableau III.2 [12].

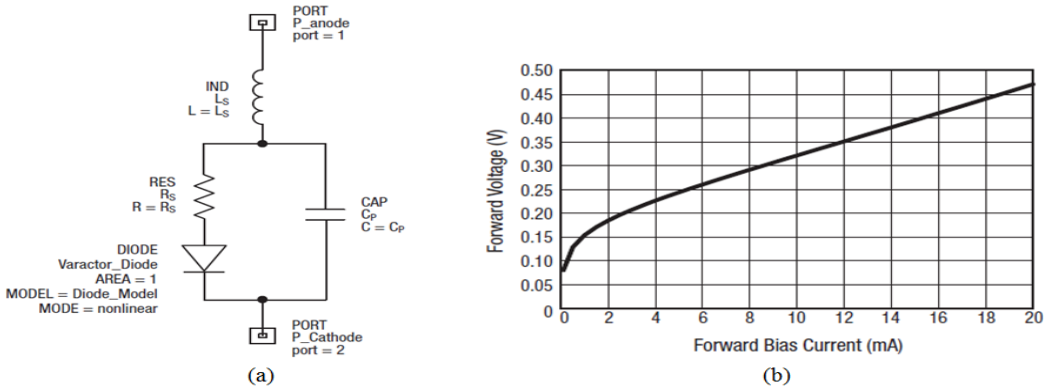


Figure III. 4 – Modèle électrique équivalent de la diode Schottky SMS7630-040LF.

Paramètre	Valeurs	Paramètre	Valeurs
I_S (A)	5e-6	X_{TI}	2
R_S (Ω)	20	F_C	0.5
N	1.05	B_V (V)	2
T_T (sec)	1e-11	I_{BV} (A)	1e-4
C_{J0} (pF)	0.14	V_J (V)	0.51
M	0.4	L_S (nH)	0.05
E_G (eV)	0.69	C_P (pF)	0.005

Tableau III. 2 – Paramètres du modèle SPICE de la diode SMS7630 [12].

III.3 Circuit de conversion mono-bande en topologie série

Le premier circuit développé [13] est en topologie série (figure III.5). Cette configuration du redresseur utilise une seule diode en topologie série. Le circuit est alimenté par une ligne coplanaire d'impédance caractéristique 50 Ω. Le circuit a été gravé sur un substrat FR4 avec une permittivité relative égale à 4.4 et une tangente de perte égale à 0.02. L'épaisseur de ce substrat est égale à 1.6 mm.

Deux filtres HF et DC ont été utilisés de part et d'autre de la diode afin de confiner tous les harmoniques générés. Le filtre HF est un passe bas en éléments localisés, formé d'une inductance série et d'une autre inductance parallèle. Il a été dimensionné pour laisser passer le signal à 2.15 GHz et bloquer tous les autres signaux harmoniques. Il aura pour rôle aussi d'assurer une bonne adaptation d'impédance au niveau du générateur à l'aide des lignes CPW_1, CPW_2 et CPW_3 (figure III.6) et de permettre la récupération de l'énergie qui est contenue dans les harmoniques et qui sont générées par la diode. Le filtre DC est constitué d'une capacité CMS (Composant Monté en Surface) de 180 pF. La ligne de longueur CPW_4 = 11.5 mm située entre la diode et la capacité est choisie de manière à maximiser le rendement de conversion.

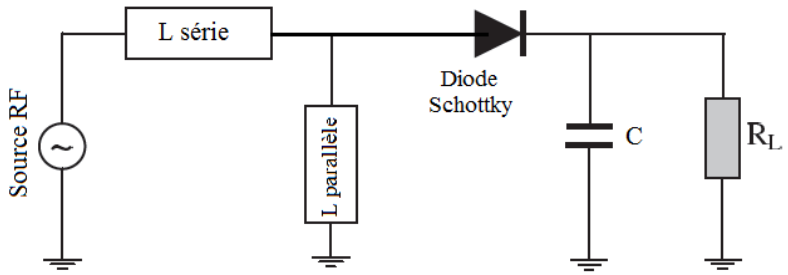


Figure III. 5 – Schéma électrique équivalent du circuit série.

Dans un premier temps, la simulation et l'optimisation du circuit série ont été effectuées avec le simulateur Harmonic Balance (HB) [14]. La figure III.6 présente le schéma de simulation sous ADS du circuit mono diode avec des éléments comme des sections de lignes, des transitions, des gaps, des probes, ont été utilisés. Les couplages possibles entre les différents éléments ne sont pas pris en compte.

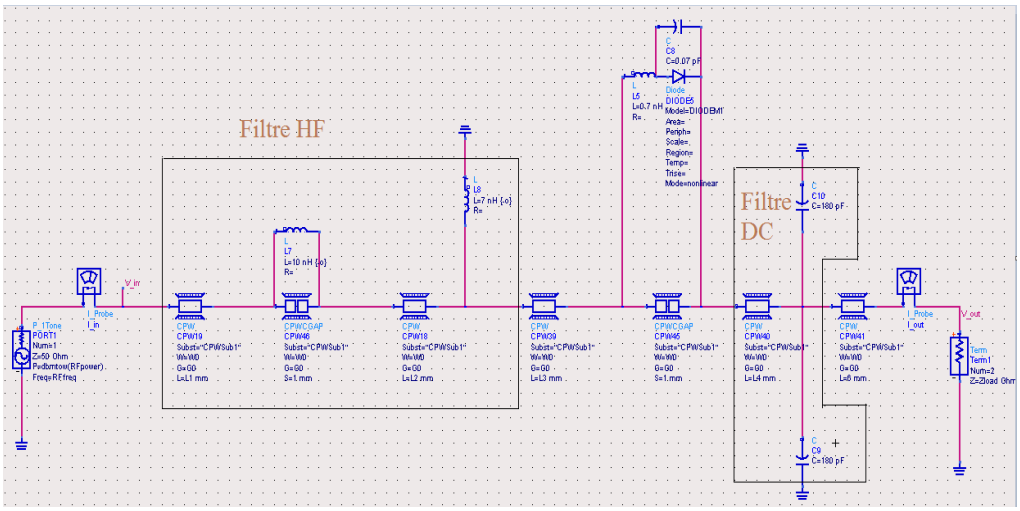


Figure III. 6 – Circuit de redressement série sous Harmonic Balance.

L'objectif principal du processus d'optimisation est le rendement de conversion. Les autres objectifs comme l'adaptation, la réjection des harmoniques, l'isolation de la charge, … sont liés au rendement de conversion, ils sont pris en compte de manière automatique. Les paramètres importants à optimiser sont : la charge R_L, le filtre d'entrée HF et le filtre DC qui contient la capacité et le tronçon de ligne entre la diode et la capacité CMS du filtre.

III.3.1 Co-simulation de convertisseur RF-DC

Dans un second temps, pour tenir compte des éléments parasites des lignes de transmission, le boîtier de la diode de redressement, ainsi que des pertes dans les diélectriques, nous avons effectué une co-simulation électrique et électromagnétique sous Momentum. L'accès d'alimentation 50 Ω ainsi que les points de connexion des composants localisés sont remplacés par des ports d'excitation. HB utilise le modèle en matrice S de la partie distribuée et les modèles électriques des composants localisés afin d'effectuer une analyse globale électromagnétique-circuit (figure III.7). Le passage de HB vers HB+Momentum se traduit souvent par une diminution du rendement, qui peut être considérable selon les cas. Pour tenter d'y remédier, certains paramètres nécessitent d'être ré-optimisés.

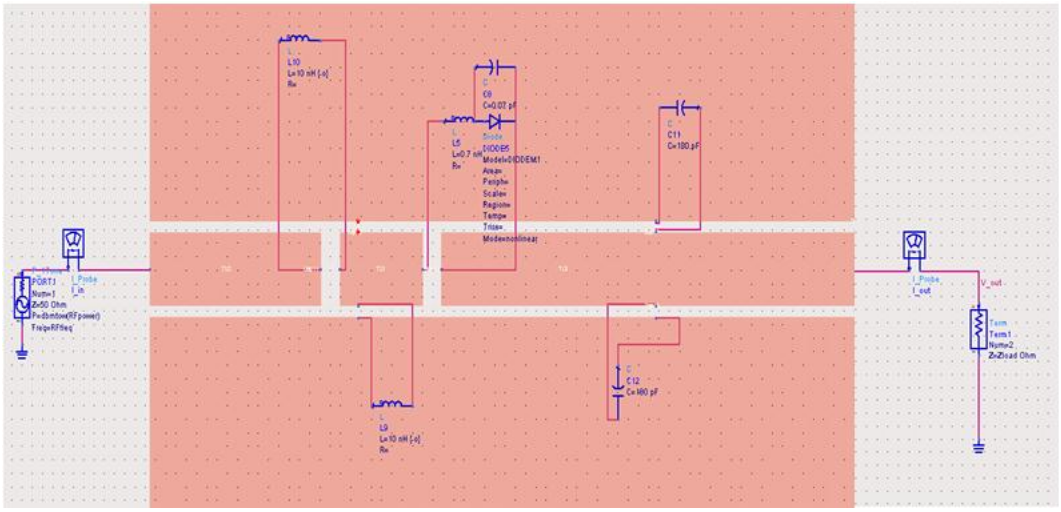


Figure III. 7 – Co-simulation HB + Momentum du circuit de redressement série.

III.3.2 Simulations ADS et études paramétriques de convertisseurs RF-DC

Dans ce paragraphe nous présentons l'étude de redresseur mono bande (2110-2170 MHz). Comme nous l'avons montré dans le paragraphe I.4.3 du premier chapitre, la densité maximale de puissance RF se trouve dans les bandes fréquentielle GSM 1 800 et UMTS bande 1. L'adaptation large bande du redresseur étant très difficile à réaliser uniquement avec des composants passifs, nous avons décidé dans un premier temps d'étudier la possibilité de récupérer la puissance RF d'une bande étroite correspondant à un maximum d'énergie rayonné et pour laquelle nous pouvons facilement réaliser un circuit d'adaptation.

Les performances de convertisseur RF-DC sont généralement évaluées en utilisant deux grandeurs : le niveau de sa tension de sortie (V_{out}) et son rendement de conversion RF-DC (η). C'est d'ailleurs ces deux grandeurs qui sont le plus souvent utilisées comme objectif dans l'optimisation de convertisseur.

Nous trouvons donc des convertisseurs qui sont optimisés pour avoir plus de tension de sortie et d'autres pour avoir un meilleur rendement. Aussi, un convertisseur peut-être optimisée afin d'avoir un équilibre entre tension de sortie et rendement. L'influence de certains paramètres du circuit sur le rendement de conversion sera déterminée à travers des études paramétriques. Il est à noter que lorsqu'un paramètre varie, tous les autres paramètres sont optimaux.

La complexité du circuit de conversion vient du fait que tous ses blocs constitutifs sont liés. L'optimisation d'un tel circuit doit être considérée dans son ensemble. Des études sur la sensibilité du rendement vis-à-vis de certains paramètres ont été effectuées afin de pouvoir faire des choix sur les composants et réduire les temps d'optimisation. L'efficacité de la diode change en fonction de la tension appliquée à ses bornes, donc en fonction de la puissance d'entrée P_{RF}. Cependant, cette efficacité est limitée par la génération d'harmoniques d'ordre supérieur. Elle décroit rapidement dès que la tension aux bornes de la diode atteint la tension inverse de claquage B_V. La puissance P_{RF} critique, à partir de laquelle la tension de sortie DC est limitée, est donnée par l'équation (33).

$$P_{RF}^{Critique} = \frac{B_V^2}{4R_L} \tag{33}$$

Le rendement de conversion RF-DC (η) est défini comme étant le rapport entre la puissance DC prélevée aux bornes de la charge R_L et la puissance P_{RF} maximale que le générateur débite sur une charge adaptée (50 Ω).

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} = \frac{U_L^2}{P_{RF}R_L} \tag{34}$$

Avec P_{DC} = puissance DC aux bornes de la charge R_L
U_L = tension DC de la charge

III.3.3 Circuit final optimisé

Le circuit de conversion final optimisé est montré sur la figure III.8 et ses dimensions sont données dans le tableau III.3.

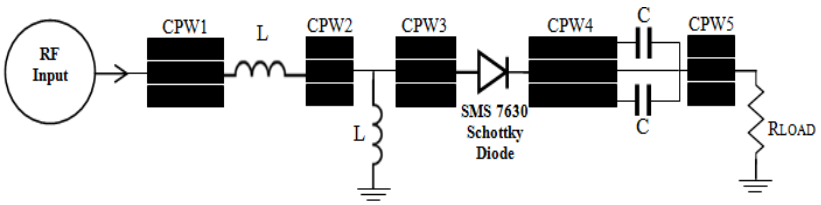


Figure III. 8 – Schéma équivalent du circuit série.

CPW1	L	CPW2	CPW3	CPW4	C	CPW5
8.15 mm	10 nH	1 mm	1.84 mm	11.5 mm	180 pF	4 mm

Tableau III. 3 – Dimensions du circuit de conversion série mono diode

III.3.4 Etude de l'adaptation du redresseur série

Pour déterminer les éléments du circuit susceptibles de conduire à l'amélioration du rendement de conversion, nous avons effectué une étude paramétrique dont les résultats optimaux sont exposés dans le tableau III.3. Pour cela, nous avons fait varier, à chaque fois, un seul paramètre tout en gardant les autres paramètres inchangés. Le paramètre S_{11} du circuit série a été simulé avec LSSP (Large Signal S-Parameter). Ce simulateur tient compte des non linéarités de la diode, il combine HB et SP (S-Parameter). La figure III.9 montre le niveau d'adaptation du circuit sur la bande de fréquence allant de 0.9 à 3 GHz, pour les quatre niveaux de puissances RF : -15, -10, -5 et 0 dBm. Les résultats montrent une bonne adaptation du circuit sur une bande étroite. En fonction de P_{RF}, l'adaptation est obtenue tout le temps à la même fréquence de 2.2 GHz.

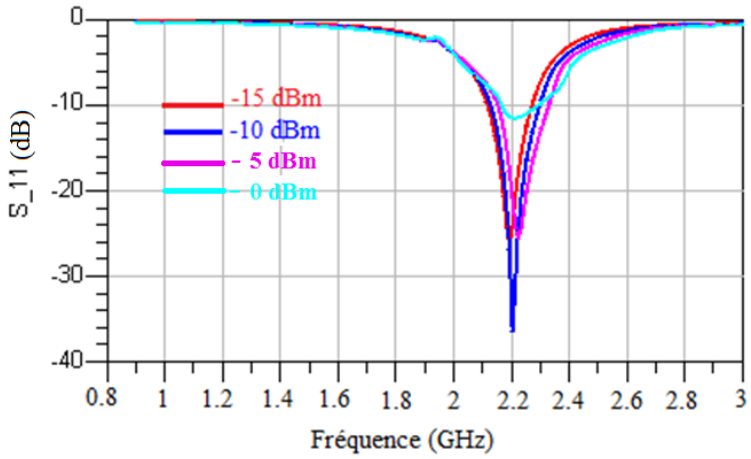


Figure III. 9 – Le paramètre S_{11} du redresseur série en fonction de la fréquence.

III.3.5 Influence de la charge RL sur le rendement

Les performances de la rectenna vont également dépendre de la valeur de la charge de sortie. Le rendement ainsi que la tension de sortie ne seraient pas affectés de la même façon. La figure III.10 (a) présente le rendement en fonction de la charge résistive pour notre convertisseur mono diode série. Les puissances d'entrée allant de -20 à -5 dBm par pas de 5, la charge varie de 100 Ω à 5 kΩ. On peut en déduire que le rendement est optimal et est égale

à 55 % pour une valeur de charge donnée; qui est dans ce cas aux alentours de 2 kΩ pour une puissance RF de -10 dBm. Cette valeur de charge optimale qui maximise le rendement du convertisseur n'est pas connue au préalable. C'est donc une conséquence de la méthodologie suivie lors de l'optimisation et de la conception de convertisseur RF-DC.

Un convertisseur RF-DC optimisé en tension a tendance à avoir une charge optimale importante par rapport à un convertisseur optimisé en rendement. Aussi, plus le niveau de puissance du convertisseur est bas plus cette valeur d'impédance est grande. La tension de sortie de convertisseur quant à elle augmente avec la charge (Figure III.10 (b)). Cependant, lorsque la charge atteint des valeurs importantes, la tension de sortie commence à saturer. Ceci est dû au fait que la puissance au niveau de la charge baisse considérablement à cause de la chute du rendement à ces valeurs extrêmes de charge. Il parait donc nécessaire que la charge de sortie ne soit pas trop éloignée de la valeur de la charge optimale afin de garantir un niveau de rendement optimal.

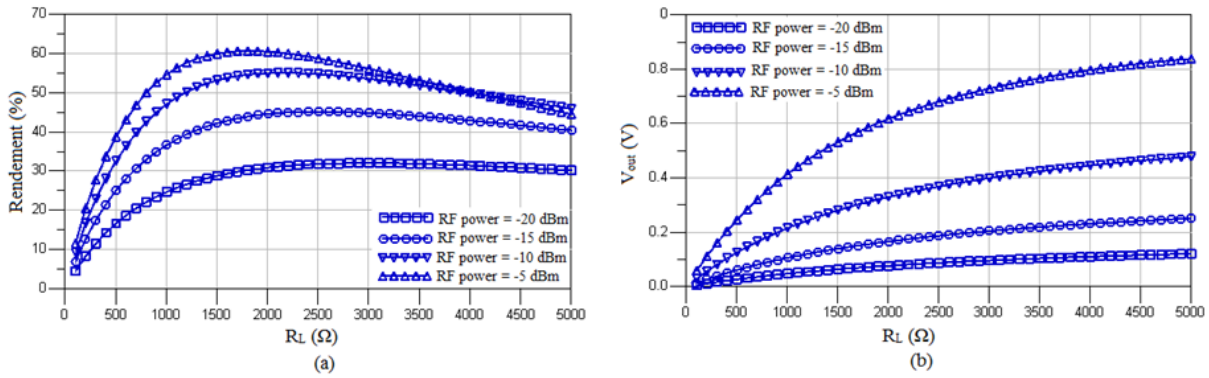


Figure III. 10 – Rendement et tension de sortie en fonction de la charge résistive.

III.3.6 Influence de la puissance d'entrée RF sur le rendement

Dans la plus part des cas, un convertisseur RF-DC est optimisé autour d'une certaine gamme de la puissance RF d'entrée, il est généralement amené à fonctionner sur une gamme de puissance plus large. La figure III.11 (a) montre l'influence de la puissance RF d'entrée sur le rendement de conversion RF-DC qui atteint un point optimal d'environ 62.48 % autour d'une puissance de -5 dBm à 2.2 GHz.

Le rendement diminue de façon remarquable lorsqu'on s'éloigne des niveaux de puissance optimaux. La figure III.10 (b) montre la tension de sortie de convertisseur RF-DC augmente avec la puissance RF. Ceci est dû au fait qu'à charge constante, le niveau de tension augmente lorsque la puissance augmente. Après le point optimal, le rendement commence à baisser, ce qui conduit à diminuer la vitesse d'accroissement de la tension. La tension tend finalement vers une valeur limite où même si la puissance d'entrée augmente, les pertes sont importantes. Le même phénomène est observé à très faible niveau de puissance, là où le niveau du rendement est très faible.

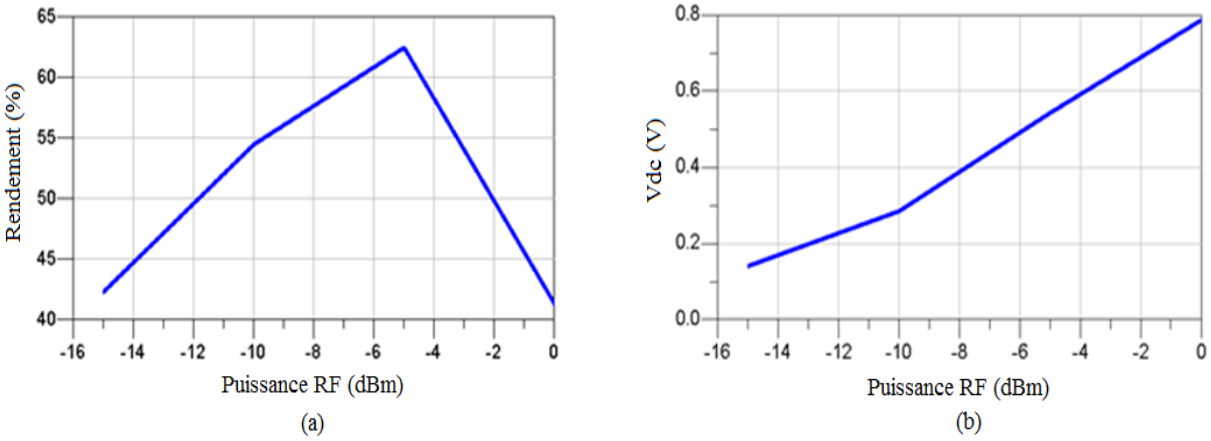


Figure III. 11 – Influence de la puissance d'entrée, (a) : Rendement en fonction de la puissance RF, (b) : Tension en fonction de la puissance RF.

III.3.7 Influence de la capacité CMS du filtre DC sur le rendement

La figure III.12 montre l'influence de la capacité du filtre DC sur le rendement de conversion. L'étude a été effectuée sur la plage de puissance de -20 à -5 dBm par pas de 5. Les résultats montrent que la capacité du filtre de sortie DC n'a plus d'influence sur le rendement à partir d'une certaine valeur de la capacité et le rendement reste quasiment constant.

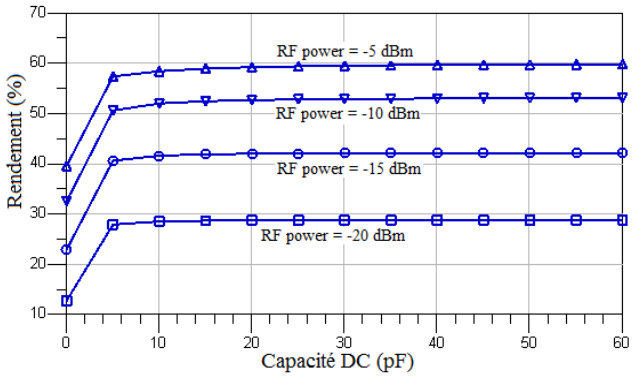


Figure III. 12 – Rendement en fonction de la capacité du filtre DC.

III.3.8 Influence de la longueur de la ligne CPW4 entre la diode et la capacité du filtre DC

La figure III.13 (a) montre la variation du rendement en fonction de la longueur de la ligne CPW_4. L'étude a été effectuée pour les puissances RF de -20, -15, -10 et -5 dBm. Les courbes obtenues montrent qu'il existe une longueur optimale pour laquelle le rendement atteint son maximum. Cette longueur optimale est de 14 mm à -10 dBm. Cette section de ligne CPW_4 contribue aussi à l'adaptation du circuit de redressement série (figure III.13 (b)), elle ramène une impédance imaginaire au niveau de la diode et compense sa réactance.

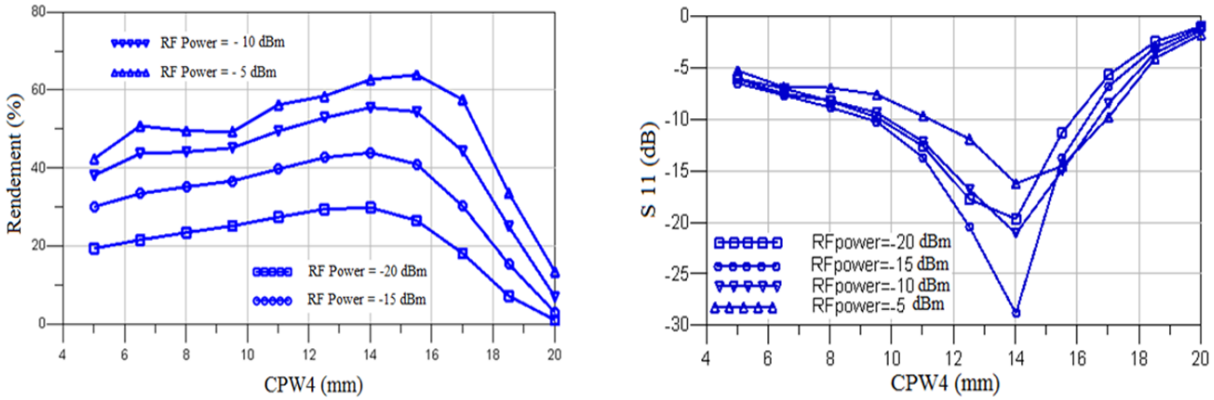


Figure III. 13 – (a) : Rendement en fonction de la ligne CPW_4 (b) : Le paramètre S_{11} en fonction de la ligne CPW_4.

III.3.9 Influence des inductances du filtre HF sur le rendement

La figure III.14 montre l'influence des deux inductances du filtre HF sur le rendement de conversion pour les puissances RF d'entrée de -20, -15, -10 et -5 dBm. Pour cela, nous avons fait varier, à chaque fois, une seule inductance tout en gardant l'autre inchangée. Le rendement de conversion RF-DC atteint un maximum à $L_{série}$ = 13.5 nH et $L_{parallèle}$ = 16.5 nH à -10 dBm.

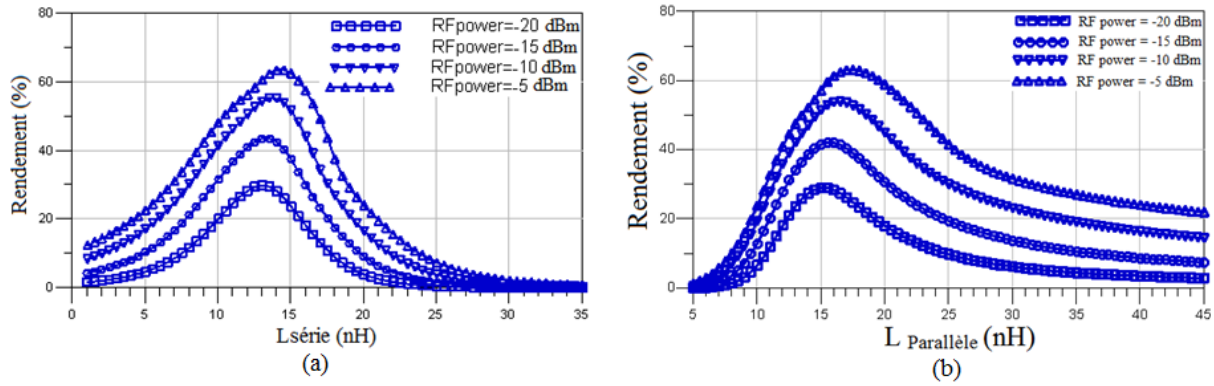


Figure III. 14 – Rendement en fonction des inductances, (a) : en fonction de $L_{série}$, (b) : en fonction de $L_{Parallèle}$.

III.3.10 Influence de la longueur de la ligne CPW2

La figure III.15 (a) montre l'influence de la section de ligne CPW_2 sur le rendement, cette ligne est située entre les deux inductances série et parallèle du filtre HF. L'étude a été effectuée pour les puissances RF de -20, -15, -10 et -5 dBm. Les résultats obtenus montrent que la longueur de la ligne CPW_2 est critique pour le rendement de conversion et contribue à l'adaptation du circuit de conversion. Pendant cette étude nous avons remarqué que la position de l'inductance série par rapport à l'inductance parallèle jouait un rôle très important sur la fréquence de résonnance. Suite à la figure III.15 (b), nous constatons que l'adaptation est optimale pour une valeur de CPW_2 égale à 1 mm à -10 dBm.

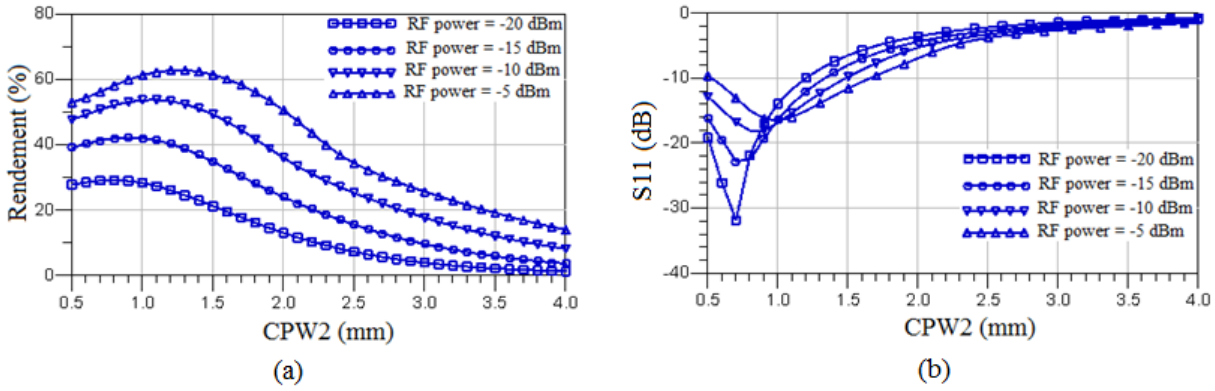


Figure III. 15 – Rendement en fonction de la ligne CPW_2, (a) : Influence de la ligne sur le rendement, (b) : Influence de la ligne sur le S_{11}.

III.3.11 Influence de la longueur de la ligne CPW3

La figure III.16 montre la variation du rendement de conversion RF-DC en fonction de la longueur de la ligne CPW_3 pour les puissances RF de -20, -15, -10 et -5 dBm. On constate que le rendement est optimal pour une longueur de 2 mm à -10 dBm.

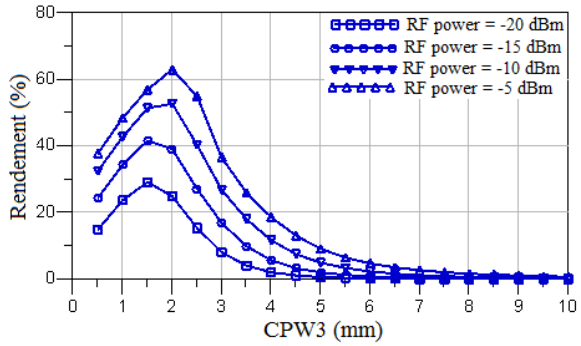


Figure III. 16 – Rendement en fonction de la ligne CPW_3.

III.3.12 Influence de la capacité de jonction Cj0 sur le rendement

La figure III.17 montre la variation du rendement en fonction de C_{j0} sur la plage allant de 0 pF à 1 pF. On constate que le rendement diminue lorsque C_{j0} augmente. Cela montre l'importance de choisir une diode qui présente une surface de jonction (C_{j0}) la plus petite possible.

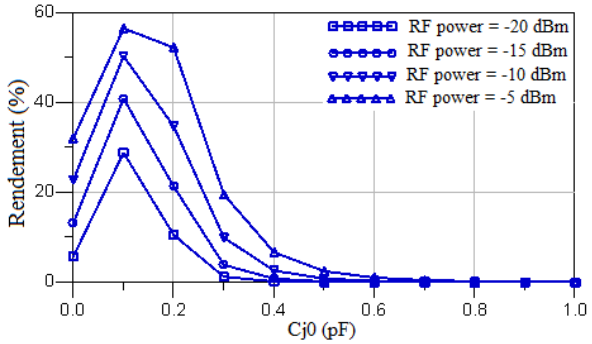


Figure III. 17 – Rendement en fonction de la capacité de jonction (C_{j0}) de la diode.

La diode SMS7630 a été choisie, en partie, sur la base des études menées sur Rs et C_{j0}. Elle présente une faible résistance série Rs (20 Ω) et une faible capacité de jonction C_{j0} (0.14 pF) et son coût est faible.

III.3.13 Influence de la résistance série RS de la diode sur le rendement

La résistance série Rs de la diode Schottky SMS7630 modélise les pertes par effet Joule. La figure III.18 montre son influence sur le rendement de conversion. Ce dernier diminue lorsque la résistance série de la diode augmente. Cela montre que le choix de la diode à utiliser doit contribuer à minimiser cette résistance parasite.

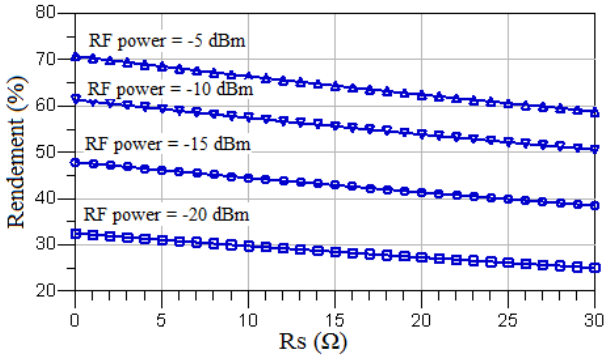


Figure III. 18 – Rendement en fonction de la résistance série (R_s) de la diode.

La figure III.19 montre le rendement et la tension de sortie du convertisseur RF-DC mono bande en fonction de la fréquence pour une charge R_L optimale de 1700 Ω. Le rendement est maximal entre 2100 et 2200 MHz, en s'écartant de cette fréquence, le rendement commence à diminuer graduellement.

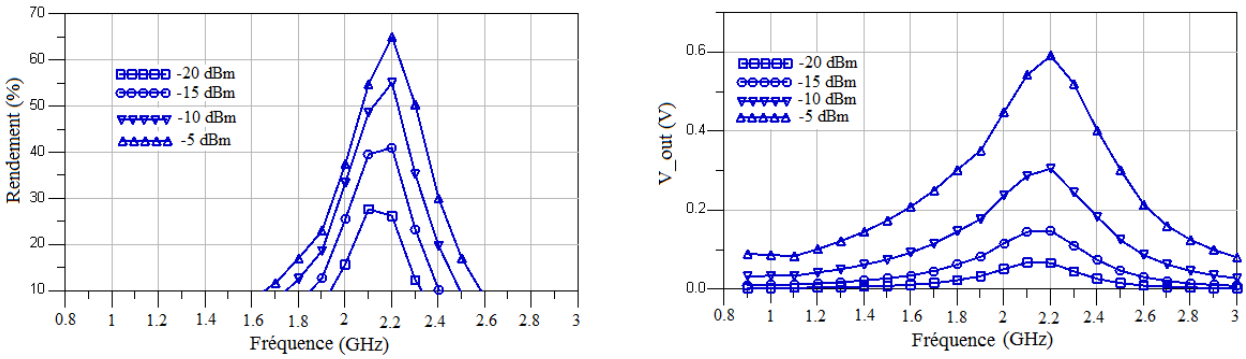


Figure III. 19 – Rendement et tension de sortie en fonction de la fréquence.

III.4 Etude expérimentale du convertisseur série mono-bande

Dans cette partie, nous allons tester le convertisseur expérimentalement afin de vérifier son bon fonctionnement et valider ainsi l'approche de conception.

III.4.1 Banc de mesure

Le banc de mesure illustré dans la figure III.20 a été utilisé pour la caractérisation expérimentale des circuits de conversion. Il contient une source de puissance RF (Rohde & Schwarz SMBV100A), une charge résistive variable R_L et un voltmètre. Le circuit de conversion est connecté à la source RF et la tension DC à la sortie du convertisseur est mesurée par le voltmètre.

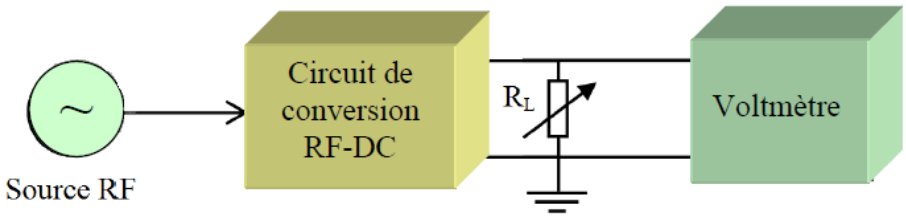


Figure III. 20 – Banc de mesure.

III.4.2 Résultats de mesures

Un prototype de convertisseur RF-DC a été réalisé et mesuré. Deux types de mesures ont été effectués, des mesures de tension en fonction de la fréquence et de tension en fonction de la charge. Pour cela nous faisons varier la charge résistive de sortie de 500 à 10 kΩ et nous mesurons pour chaque valeur de R_L la tension de sortie du convertisseur pour les fréquences de 2110, 2120, 2130, 2140, 2155 et 2170 MHz. Ces mesures ont été effectuées pour les puissances RF de -15, -10, -7, -5 et 0 dBm.

Le niveau de la tension continue mesurée à la fréquence f = 2110 MHz en fonction de la charge résistive R_L est représenté à la figure III.22 pour des niveaux de puissances RF : -15, -10, -7, -5 et 0 dBm.

La figure III.21 montre le prototype du convertisseur RF-DC mono bande réalisé et testé pour la rectenna UMTS1.

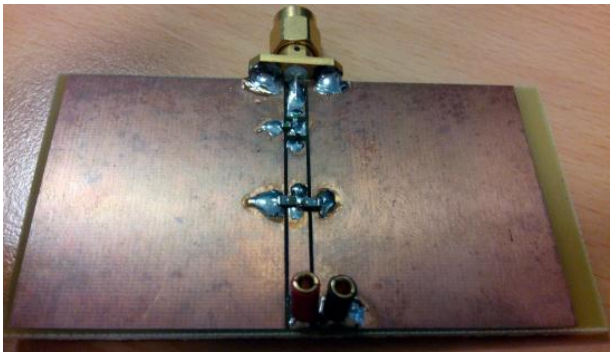


Figure III. 21 – Convertisseur RF-DC mono bande.

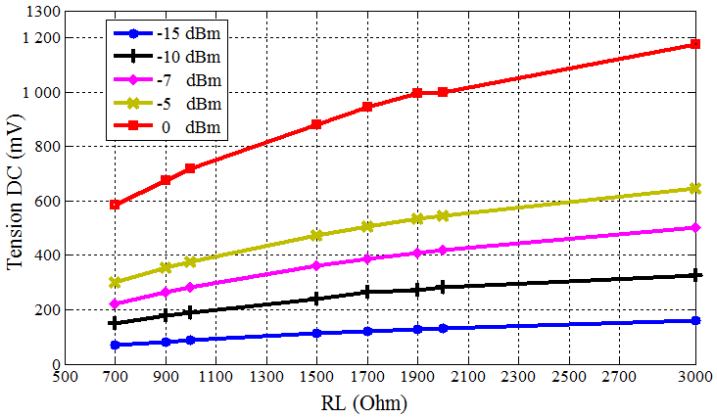


Figure III. 22 – Tension DC en fonction de la charge R_L.

Le rendement mesuré en fonction de la charge R_L est représenté à la figure III.23. Le rendement maximum est obtenu autour de 1700 Ω pour les cinq niveaux de puissance choisis.

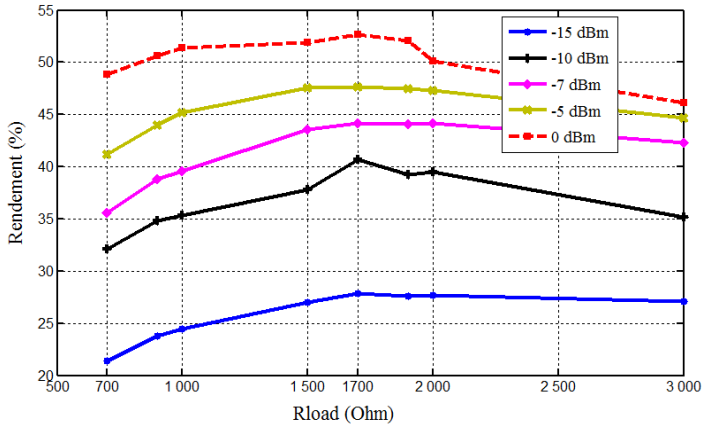


Figure III. 23 – Rendement en fonction de la charge R_L.

La figure III.24 montre la tension DC en fonction de la fréquence. La tension maximale est obtenue autour de 2110 MHz. En s'écartant de cette fréquence, la tension DC commence à diminuer graduellement. Une valeur de la charge de sortie R_L optimale, maximisant la puissance DC est fixée à 1700 Ω.

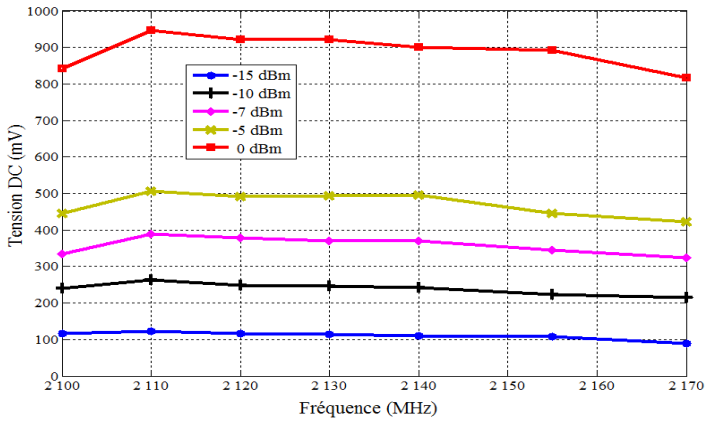


Figure III. 24 – Tension DC en fonction de la fréquence.

La figure III.25 montre la tension de sortie de convertisseur RF-DC mesurée à la fréquence de 2110 MHz et qui augmente avec la puissance RF pour différentes valeurs de R_L.

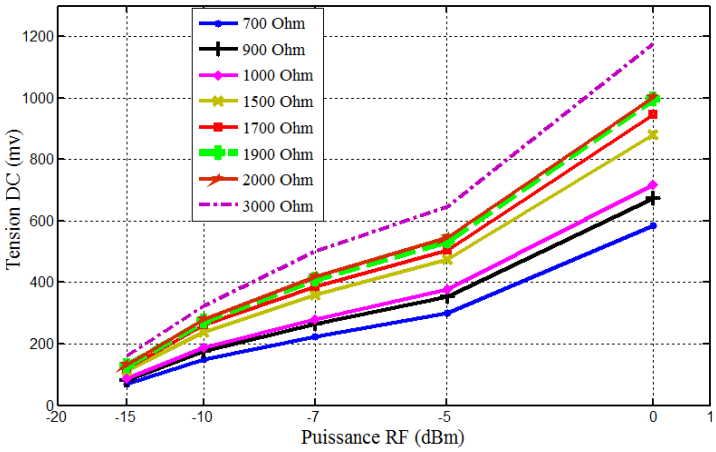


Figure III. 25 – Tension DC en fonction de la puissance RF d'entrée.

Le rendement dépend de la fréquence et de la puissance du signal d'entrée. Un rendement mesuré autour de 45 % a été obtenu à 2.11 GHz avec -7 dBm. Les allures des courbes mesurées en fonction de la fréquence pour -15, -10, -7, -5 et 0 dBm sont illustrées à la figure III.26.

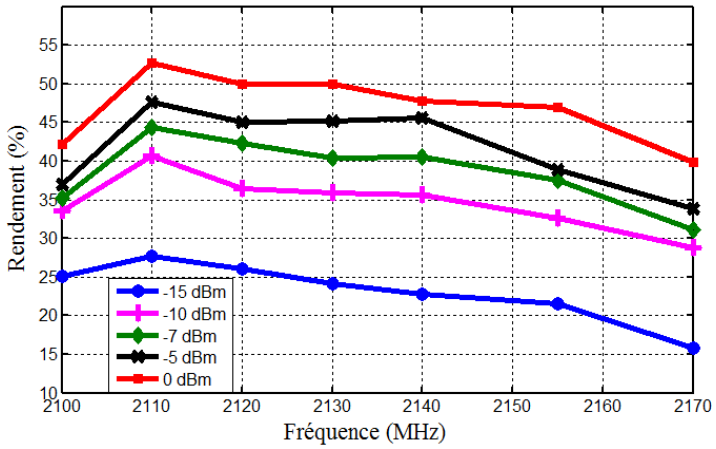


Figure III. 26 – Rendement en fonction de la fréquence.

III.4.3 Comparaison de résultats de mesures à la simulation

Notre convertisseur est conçu pour fonctionner dans une seule bande, la fréquence centrale de cette bande est 2140 MHz. Les mesures expérimentales montrent une fréquence optimale d'environ 2110 MHz ; soit un écart de 30 MHz, ce qui est un peu considérable dans ce cas. La figure III.27 présente la comparaison du S_{11} en fonction de la fréquence pour le convertisseur série mono diode.

La figure III.28 présente la tension de sortie du convertisseur RF-DC à -7 dBm en fonction de la fréquence. Comme la puissance d'entrée et la charge de sortie (R_L = 1700 Ω) sont constantes, les variations de la tension de sortie sont la conséquence de la variation du rendement du convertisseur. On a constaté que la tension de sortie se dégrade fortement si la fréquence de la source s'éloigne de la valeur optimale (2110 MHz).

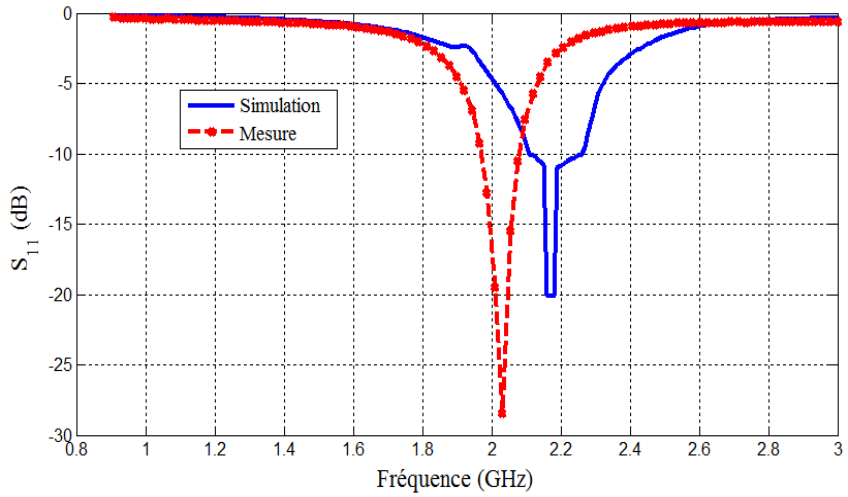


Figure III. 27 – S_{11} en fonction de la fréquence : Comparaison entre simulation et mesure.

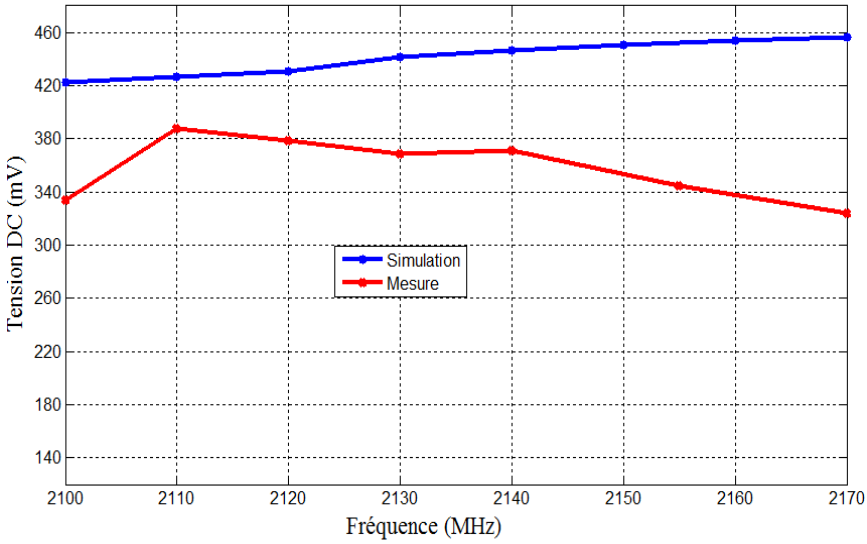


Figure III. 28 – Comparaison de la tension DC simulé avec la tension mesurée.

A partir des tensions DC obtenues, les rendements simulé et mesuré ont été calculés et tracés sur la figure III.29. Comme pour le niveau d'adaptation (S_{11}), le rendement dépend de la fréquence et de la puissance du signal d'entrée. Un rendement simulé de 53 % contre 45 % mesuré ont été obtenus à 2110 MHz avec une puissance d'entrée P_{RF} = -7 dBm. On peut en déduire que le rendement du convertisseur est optimal à 2110 MHz et se dégrade si la fréquence s'éloigne de sa valeur optimal.

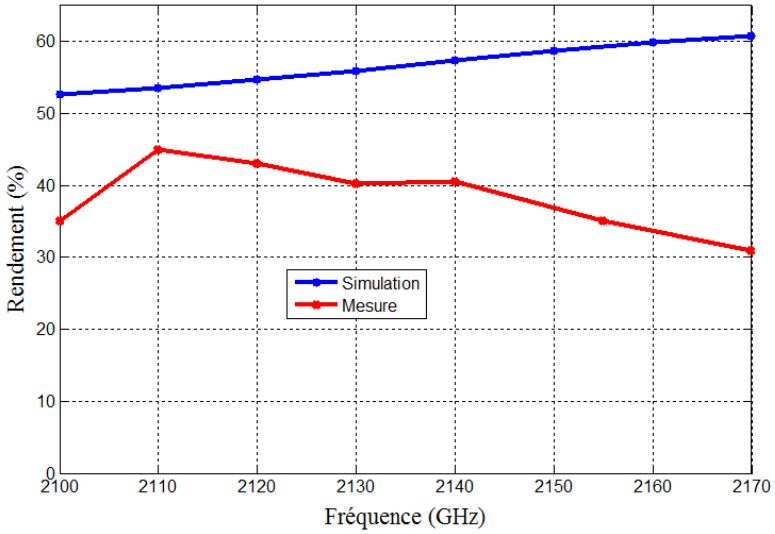


Figure III. 29 – Comparaison de rendement simulé avec le rendement mesuré.

La cause principale de la dégradation des performances du convertisseur RF-DC, est la désadaptation source-redresseur, due à la variation de la fréquence de travail, qui est optimale pour la fréquence de travail et se dégrade fortement en dehors de celle-ci. En effet, la puissance reçue par le bloc redresseur ne représente qu'une petite fraction de la puissance disponible au niveau de la source. En plus la chute du rendement due au fait que le redresseur travaille donc à un niveau très bas par rapport au niveau nominal, la puissance disponible au niveau de la charge ainsi que la tension de sortie seraient très dégradées.

Ces résultats nous montrent que le convertisseur RF-DC est très sensible aux variations de la fréquence de la source. Une grande attention doit être portée au dimensionnement du filtre HF en amont du redresseur. En effet, cette dégradation est due à plusieurs facteurs :

- ✓ L'incertitude sur les valeurs des composants discrets qui est entre 5 et 10% en général.
- ✓ Les fabricants des composants CMS préconisent des températures maximales de soudure de 300°C. Or, si nous considérons un soudage direct à la main, la tête du fer en contact avec le composant dépasse généralement cette valeur limite, ce qui contribue à la dégradation des performances du composant et par conséquence celles de convertisseur.
- ✓ Les soudures faites à la main rajoutent également des perturbations et des parasites non pris en compte dans la simulation.

Dans la première partie de ce troisième chapitre, nous avons présenté le circuit de conversion RF-DC en topologie série. Une étude paramétrique a été réalisée ainsi que les différentes étapes de simulation et d'optimisation effectuées sous ADS ont été expliquées. Un banc de mesure a été monté au laboratoire et utilisé pour la caractérisation expérimentale du circuit réalisé. Les résultats de mesures ont été présentés, analysés et comparés avec ceux obtenus par simulation.

Par la suite, il s'agit maintenant d'étudier le deuxième circuit bi-bande mono diode en topologie série, adapté aux dimensions de l'antenne à fentes circulaire étudiée auparavant.

Les mêmes étapes de simulation et d'optimisation ont été suivies. Les avantages de ce circuit par rapport au circuit mono bande seront présentés et discutés.

III.5 Circuit de conversion bi-bande en topologie série

La présence de plusieurs standards de communication, nous a permis de pencher sur l'exploitation du signal RF émis par ces standards de communication, et avoir plus d'une bande de fréquence. Dans le but de maximiser la puissance DC en sortie de la rectenna, du coup on va mettre en œuvre des structures de redresseur fonctionnant sur deux bandes de fréquence.

Dans cette partie, le circuit de rectification bi-bande optimisé pour les puissances d'entrée de -5 dBm à 1.85 GHz (GSM 1800) et -5 dBm à 1.95 GHz (UMTS 1), simultanément. Le circuit devra respecter certaines exigences telles que les contraintes dimensionnelles afin que l'on intègre dans la partie basse de l'antenne.

Les éléments distribués du circuit en technologie CPW (Figure II.30), 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.

Pour garantir le transfert maximal de la puissance RF captée par l'élément antennaire, on commence par l'adaptation du circuit avec la source. En effet, la ligne CPW entre les deux inductances $L_{série}$ et $L_{parallèle}$ permet d'ajuster le niveau d'adaptation sur la bande basse et la ligne entre la diode et le filtre DC en sortie ajuste l'adaptation sur la bande fréquentielle haute.

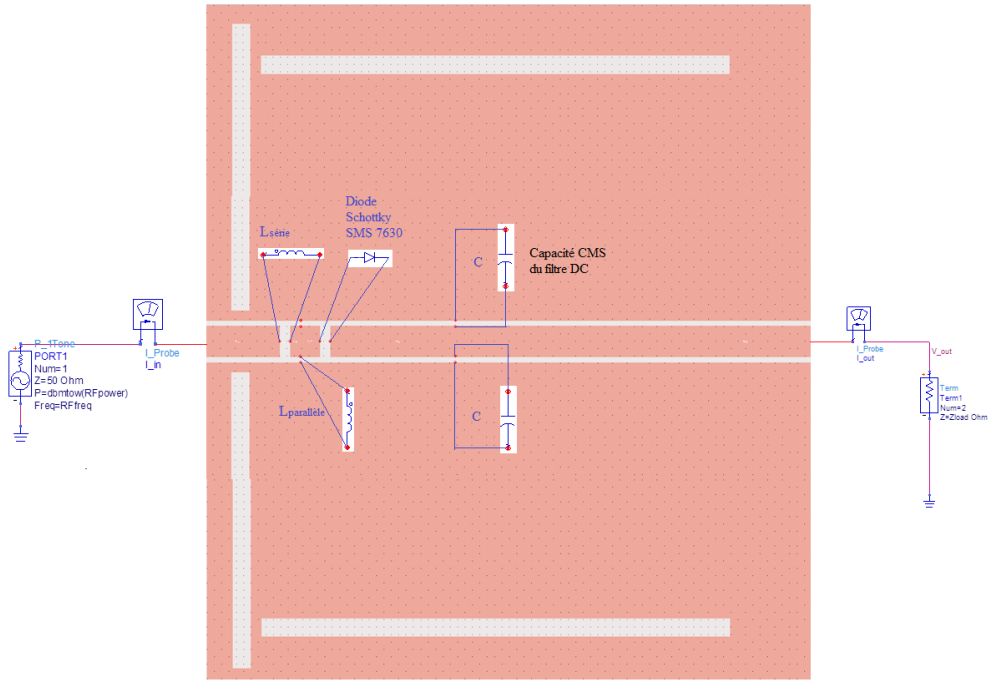


Figure III. 30 – Circuit de redressement bi-bande en technologie CPW.

Les inductances du filtre HF $L_{série}$ et $L_{parallèle}$ jouent un rôle très important aussi sur l'adaptation et le rendement du convertisseur. Pour déterminer les éléments du circuit susceptibles de conduire à l'amélioration des performances de conversion, nous avons effectué

une étude paramétrique en deux étapes. La première étape concernant la longueur des lignes CPW et la distance entre la diode et l'inductance série du filtre HF ($L_{série}$), par rapport aux autres composants. Cette étape a été effectuée sur Schématic comme pour le circuit mono bande. La deuxième étape s'est fait une fois le circuit est gravé sur Momentum (figure III.31), avec les longueurs des lignes et les gaps associés à la diode et à l'inductance série ($L_{série}$) optimisées sur Schématique. Le nouveau paramètre ajouté dans ce convertisseur RF-DC est la gravure des fentes rectangulaires qui sont derrière la création d'autres bandes fréquentielles et avoir d'autre pic de tension. On exporte le circuit de Momentum en Schématique. Pour cela, nous avons fait varier, à chaque fois, un seul paramètre ($L_{Série}$, $L_{Parallèle}$, R_L et C_{CMS}) tout en gardant les autres paramètres inchangés. Les résultats sont exposés dans le tableau III.4

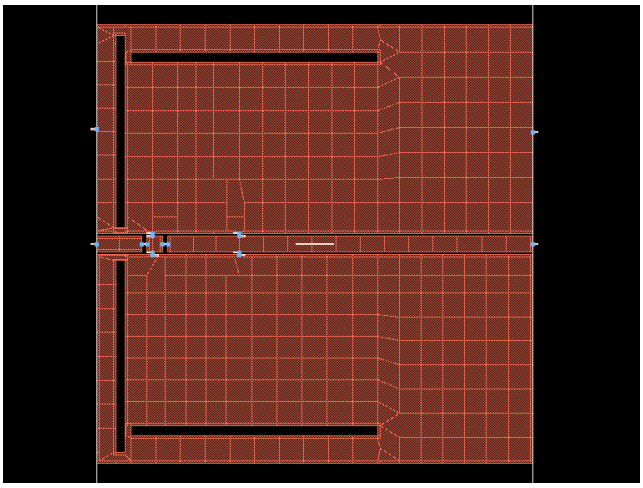


Figure III. 31 – Layout de circuit de conversion bi-bande sur Momentum.

III.5.1 Influence de l'inductance $L_{série}$ sur le rendement

La figure III.32 montre l'influence de l'inductance $L_{série}$ du filtre HF sur le rendement de conversion et la tension DC pour les puissances RF d'entrée de -15, -12.5, -7.5, -10 et -5 dBm. La valeur optimale ou le rendement de conversion atteint un maximum pour une puissance de -5 dBm est de 11 nH.

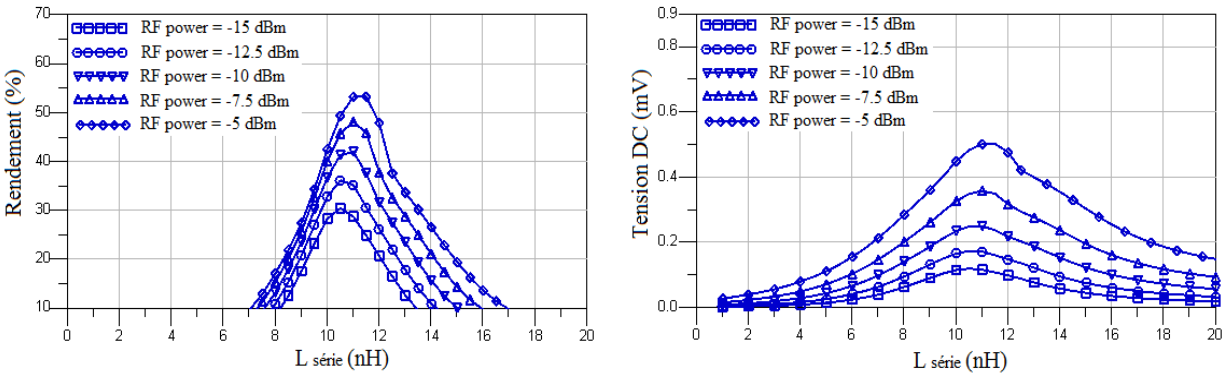


Figure III. 32 – Rendement en fonction de $L_{série}$.

III.5.2 Influence de $L_{parallèle}$ sur l'adaptation et le rendement

La figure III.33 montre l'influence de l'inductance $L_{parallèle}$ sur le rendement (a) et sur l'adaptation (b).

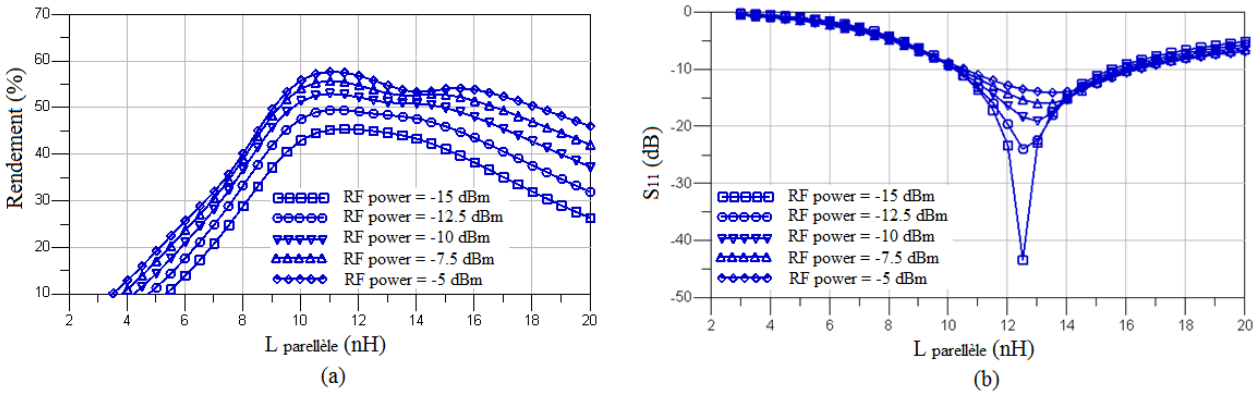


Figure III. 33 – Influence de $L_{parallèle}$ (a) : Rendement en fonction de $L_{parallèle}$, (b) : S_{11} en fonction de $L_{parallèle}$.

III.5.3 Influence de la capacité CMS du filtre DC sur le rendement

La figure III.34 montre l'influence de la capacité du filtre DC sur le rendement de conversion. L'étude a été effectuée sur la plage de puissance de -15 à -5 dBm par pas de 2.5. Les résultats montrent que la capacité du filtre de sortie DC n'a plus d'influence sur le rendement à partir d'une certaine valeur de la capacité et le rendement reste quasiment constant.

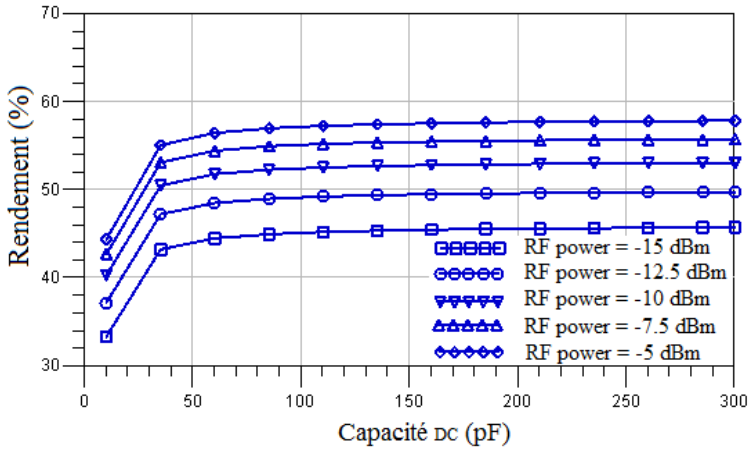


Figure III. 34 – Rendement en fonction de la capacité du filtre DC.

III.5.4 Influence de la charge R_L sur le rendement

La figure III.35 montre la variation du rendement en fonction de la charge pour des puissances d'entrée allant de -15 à -5 dBm par pas de 2.5 dBm. La charge varie de 500 Ω à 5 kΩ. Les résultats montrent que le rendement est maximal autour d'une valeur de charge optimale qui est de 1600 Ω.

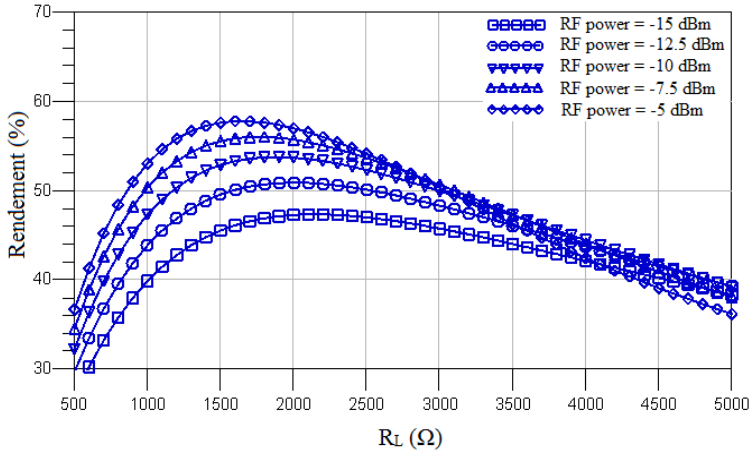


Figure III. 35 – Rendement en fonction de la charge résistive.

La figure III.36 montre le niveau d'adaptation du circuit de conversion simulée sur la bande de fréquence allant de 1.5 à 3 GHz, pour les deux puissances : -7 et -5 dBm. Les résultats montrent une bonne adaptation du circuit sur deux bandes, de 2.05 à 2.15 GHz et de 2.28 à 2.41 GHz.

La figure III.37 montre le rendement du convertisseur RF-DC simulé, en fonction de la fréquence pour deux niveaux de puissances RF : -7 et -5 dBm avec une charge R_L optimale de 1500 Ω. Le circuit présente deux pics, ou le rendement est maximal à 2.3 GHz (57.64 %) et à 43 % à 1.97 GHz, pour le niveau de puissance RF égale à -5 dBm. En écartant de ces deux fréquences, le rendement commence à diminuer graduellement.

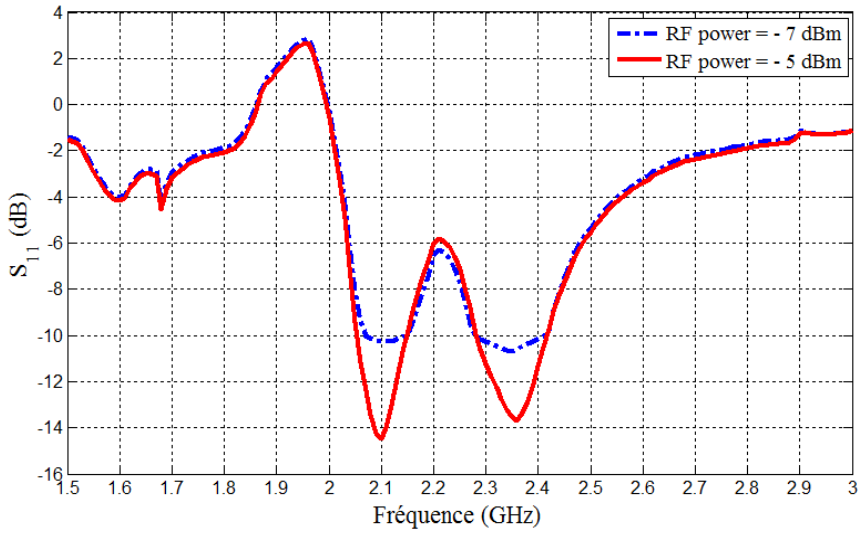


Figure III. 36 – S11 du circuit série Bi-bande en fonction de la fréquence.

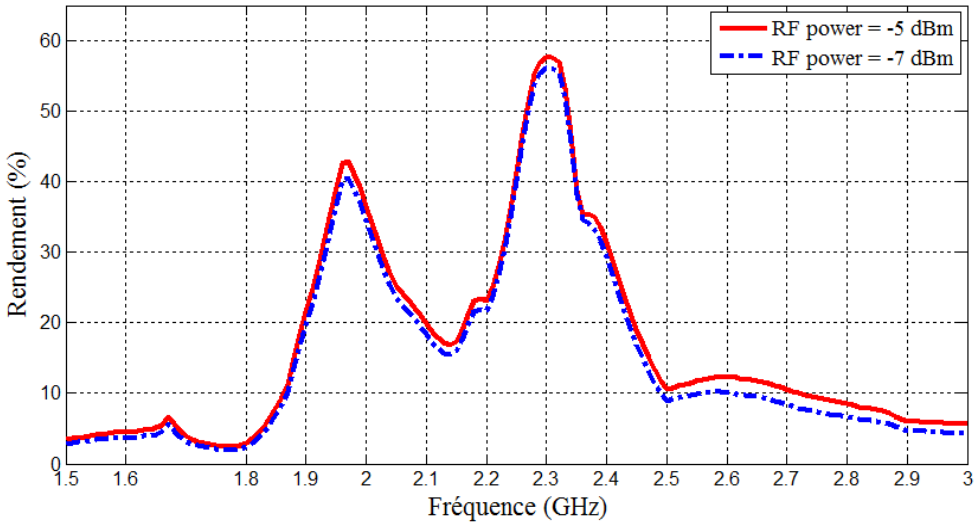


Figure III. 37 – Rendement du convertisseur bi-bande en fonction de la fréquence.

En termes de tension de sortie, la figure III.38 montre la variation de la tension DC en fonction de la fréquence. On remarque que la tension DC à 2.3 GHz est supérieure à la tension DC à 1.97 GHz, pour le même niveau de puissance RF (-5 dBm), ceci est dû au comportement de la diode Schottky en fonction de la fréquence et à la charge optimale.

Les paramètres optimisés du circuit de conversion bi-bande sont données dans le tableau III.4.

CPW1	$L_{série}$	CPW2	CPW3	CPW4	C	CPW5	$L_{parallèle}$
8.5 mm	11 nH	1 mm	1.85 mm	12.5 mm	180 pF	6 mm	11 nH

Tableau III. 4 – Dimensions du circuit de conversion série double-bande.

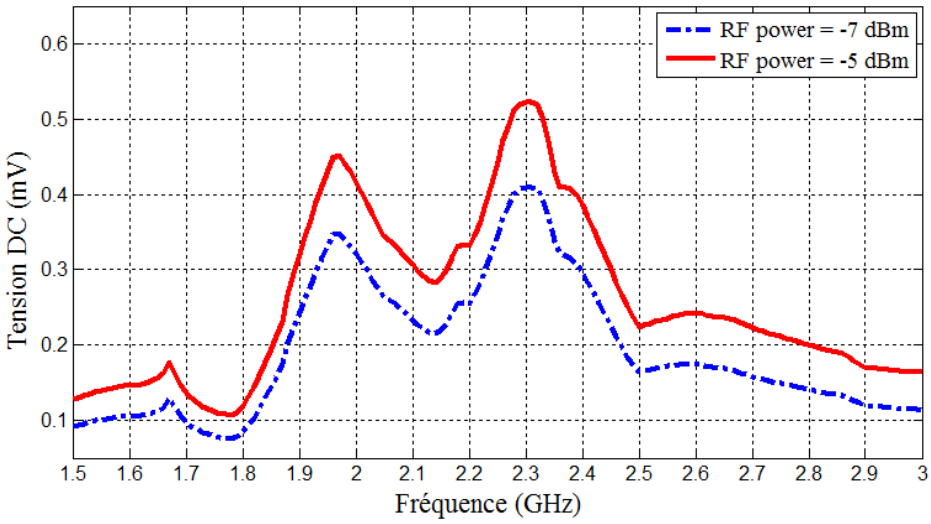


Figure III. 38 – Variation de la tension DC en fonction de la fréquence.

III.6 Etude expérimentale du convertisseur série Bi-Bande.

Le circuit de conversion RF-DC à double bande a été réalisé (figure III.39) et caractérisé expérimentalement. Les résultats seront présentés et comparés avec les simulations ADS. La puissance de sortie est calculée sur la base de la tension de la charge résistive. Chaque mesure est répétée pour plusieurs valeurs de résistance de charge. Pour cette mesure, on a sélectionné neuf valeurs de résistance: 500, 700, 900, 1000, 1500, 2000, 2500, 3500 et 4500 Ω.

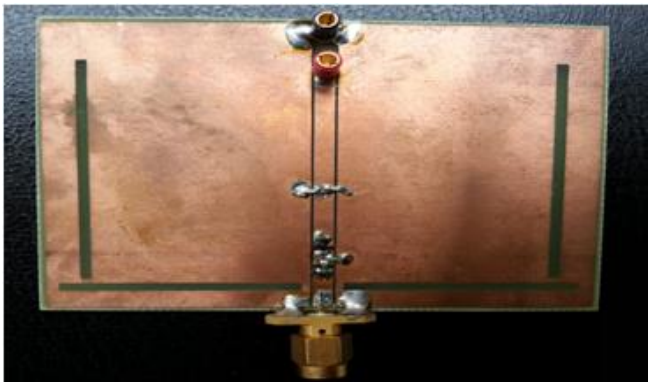


Figure III. 39 – Prototype de convertisseur bi-bande réalisés et mesurés.

Les figures III.40 et III.41 montrent la tension de sortie mesurée et le rendement de conversion calculé à la fréquence optimale de 1980 MHz en fonction de la charge résistive pour plusieurs niveaux de puissance RF d'entrée. Une valeur de charge de sortie optimale de 1500 Ω a été choisie.

Les mesures des rendements de conversion effectuées en faisant varier la fréquence du signal incident sont illustrées à la figure III.42. Le rendement de conversion maximale est mesuré à la fréquence optimale de 1980 MHz, qui est la bande de fréquence la plus élevée en énergie.

Pour la bande GSM 1800, la figure III.43 montre le rendement de conversion mesuré en fonction de la charge résistive pour les niveaux de puissance RF : -15, -10, -7, -5, et 0 dBm. Les mesures montrent une valeur de charge optimale de 900 Ω à la fréquence optimale de 1880 MHz.

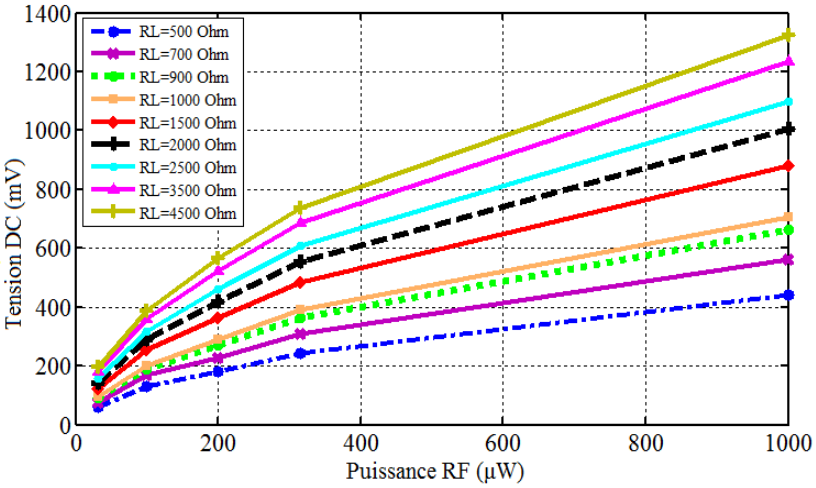


Figure III. 40 – Tension DC en fonction de la puissance RF.

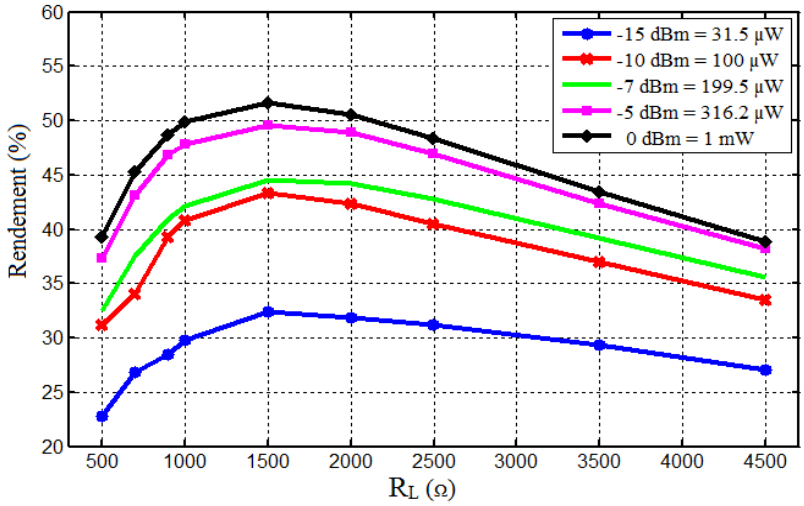


Figure III. 41 – Rendement en fonction de la charge R_L.

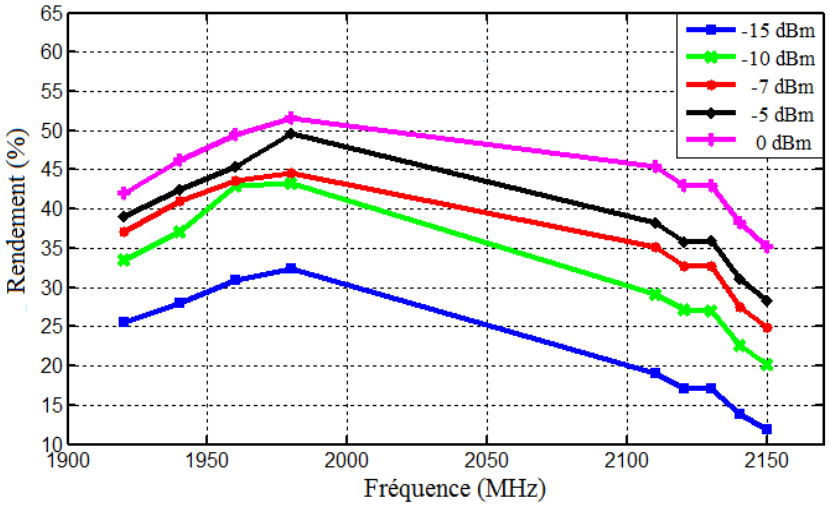


Figure III. 42 – Rendement en fonction de la fréquence.

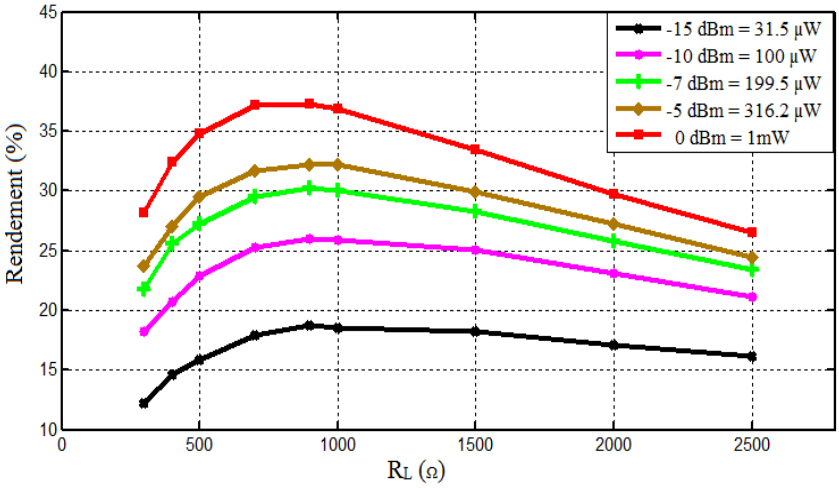


Figure III. 43 – Rendement en fonction de la charge R_L dans la bande GSM1800.

La figure III.44 montre le S_{11} du circuit de conversion, mesuré sur la bande 1.5 - 3 GHz pour la puissance RF de -5 dBm. Le circuit bi-bande présente un bon niveau d'adaptation à la bande UMTS1, de 1.92 à 2.03 GHz. Pour la bande GSM1800 le S_{11} est inférieur à -10 dB à 1.85 GHz.

Les mesures expérimentales montrent aussi que la fréquence optimale mesurée est de 1980 MHz ; soit un écart de 320 MHz par rapport à la fréquence optimale simulée (2.3 GHz), ce qui est prévu dans ce cas pour éviter l'incertitude sur les valeurs des composants discrets. La figure III.44 présente aussi une comparaison du S_{11} simulé avec le S_{11} mesuré en fonction de la fréquence pour le convertisseur série double bande.

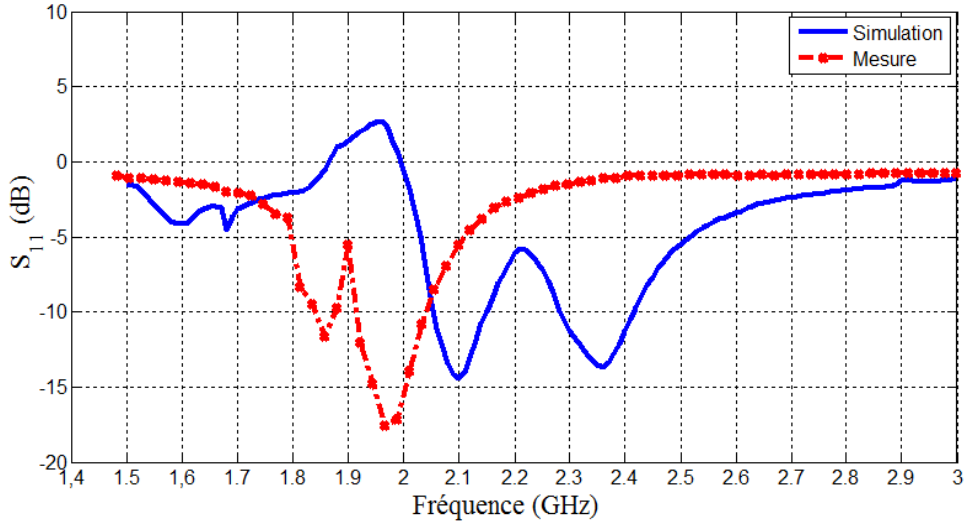


Figure III. 44 – S_{11} en fonction de la fréquence : comparaison entre simulation et mesure.

Les figures III.45 et III.46 présentent les tensions DC et les rendements mesurés, du circuit de conversion bi-bande, sur les bandes GSM1800 et UMTS1. À -5 dBm une tension DC supérieure à 485 mV a été mesurée aux bornes d'une charge optimale de 1500 Ω à la fréquence 1980 MHz.

Dans la bande GSM1800, exactement à la fréquence optimale de 1880 MHz, la tension mesurée est supérieure à 300 mV aux bornes d'une charge optimale de 900 Ω.

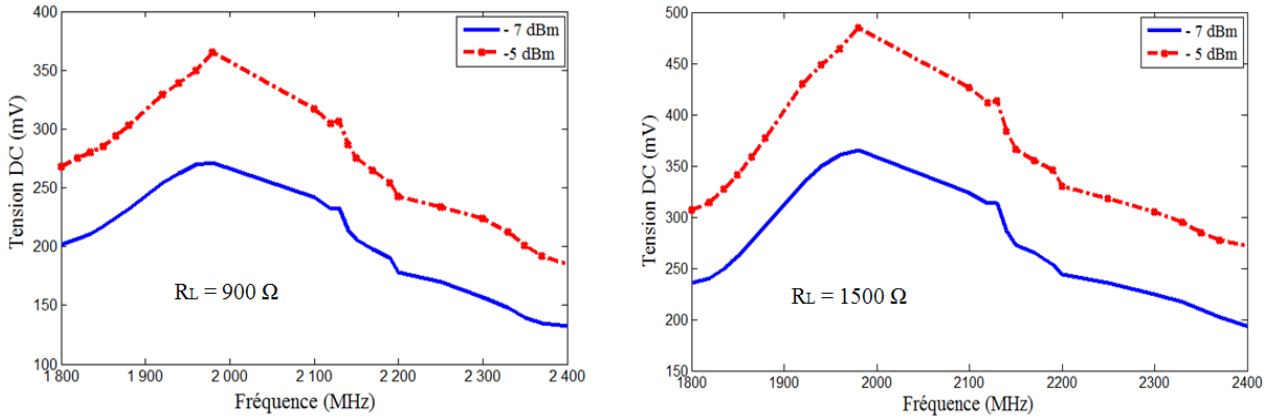


Figure III. 45 – Tension continue mesurée en fonction de la fréquence.

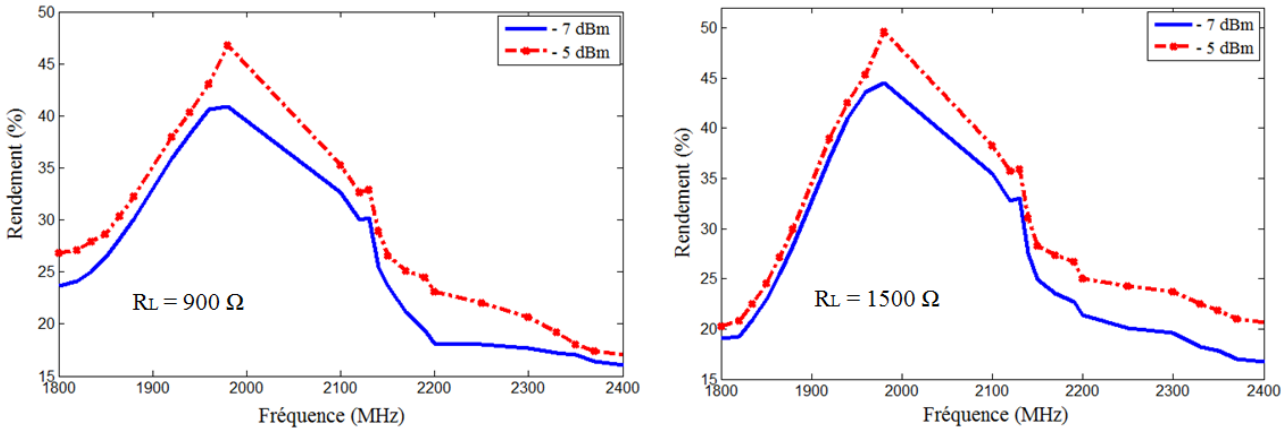


Figure III. 46 – Rendement mesuré en fonction de la fréquence.

Par la suite, il s'agit maintenant d'étudier le troisième circuit large bande mono diode en topologie série, adapté aux dimensions de réseau d'antennes à fentes circulaire étudiée auparavant. Les mêmes étapes de simulation et d'optimisation ont été suivies. Les avantages de ce circuit par rapport aux autres circuits seront présentés et discutés.

III.7 Circuit de conversion large bande double alimentation en topologie série

Pour améliorer le rendement de conversion RF-DC, il faut s'assurer que la charge reçoit un signal DC le plus élevé en valeur moyenne et avec un minimum d'ondulation. La solution proposée dans cette partie implique une double source de signal RF alimente le convertisseur RF-DC. Le circuit à double voie d'alimentation est associé à un réseau de deux antennes patchs circulaire développés précédemment au chapitre II. Le circuit de conversion RF-DC large bande est conçu en technologie CPW et en topologie mono diode série, il sera optimisé à un niveau de puissance d'entrée RF de -10 dBm par fréquence d'intérêt.

III.7.1 Simulation ADS sous HB du circuit de conversion RF-DC large bande

Pour déterminer les éléments du circuit susceptibles de conduire à l'amélioration des performances de conversion, nous avons effectué une étude paramétrique du circuit de conversion sous ADS (HB), la figure III.47 montre le schéma électrique sous le simulateur Harmonic Balance d'ADS. La figure III.48 expose le Layout du circuit de conversion à double alimentation avec les éléments discrets.

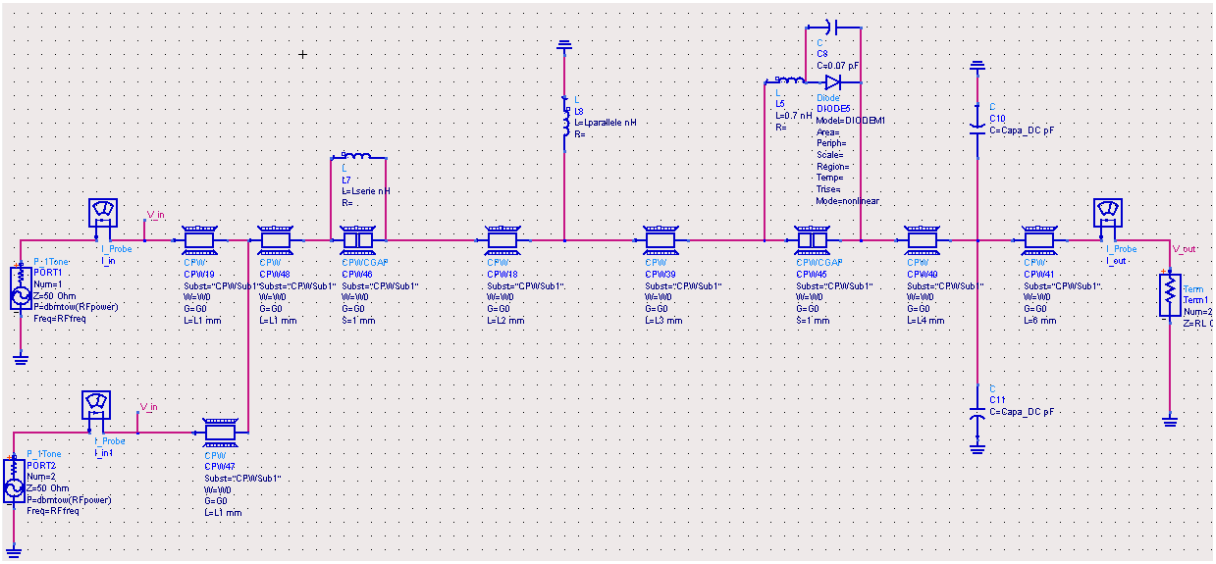


Figure III. 47 – Circuit de redressement série large bande sous Harmonic Balance.

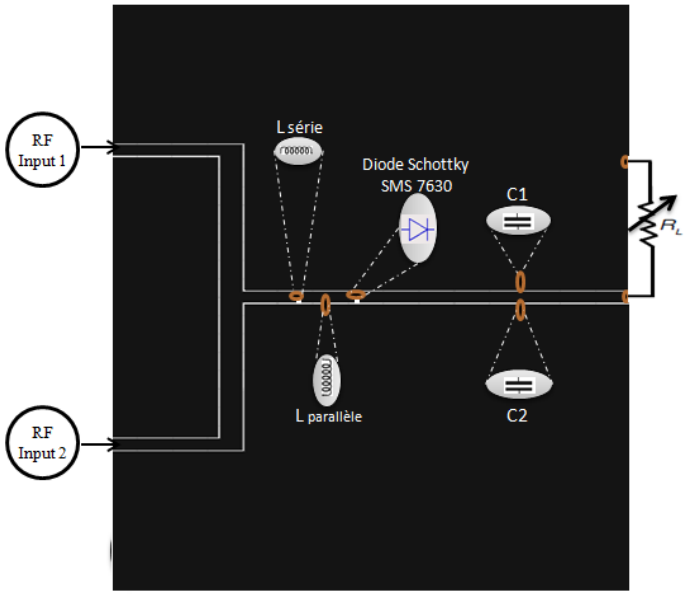


Figure III. 48 – Schéma de rectifier large bande double alimentation en technologie CPW.

III.7.2 Réalisation et caractérisation de circuit de conversion RF-DC large bande à double alimentation.

Le circuit de conversion RF-DC large bande a été réalisé et mesuré au laboratoire. Le processus de mesure du circuit redresseur est le même utilisé pour les deux circuits étudiés auparavant. Il est fabriqué sur le même substrat que le réseau d'antenne (FR4). La figure III.49 montre le prototype de convertisseur réalisé et mesuré.

La figure III.50 montre le banc de mesure du convertisseur. Les mesures ont été réalisées comme suit : Un balayage de puissance RF d'entrée, allant de -15 à 0 dBm pour plusieurs fréquences de chaque standard de communication (GSM1800/LTE Band 3 et UMTS Band 1).

Les tensions DC mesurées et les rendements calculés sont exposés sur les figures III.50, III.51, III.52, III.53 et III.54.

Figure III. 49 – Schéma de rectifier large bande double alimentation en technologie CPW.

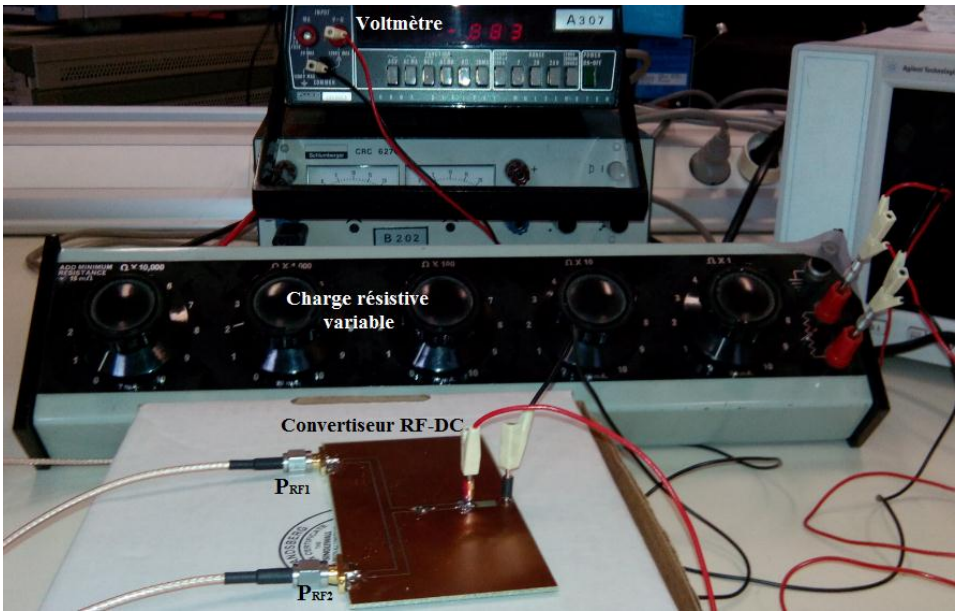


Figure III. 50 – Mesure de convertisseur RF-DC large bande double alimentation.

La figure III.51 montre le S_{11} mesuré du convertisseur. On a constaté que le S_{11} est inférieur à - 8 dB dans les bande de fréquence allant de 0.8 à 1.3 GHz et de 1.79 à 3 GHz. Ce qui permet au convertisseur de donner un rendement de conversion important de l'énergie électromagnétique dans plusieurs standards de communications tels que le GSM 900/1800, DECT, UMTS, LTE, Wi-Fi et ISM.

La figure III.52 montre le rendement de conversion mesuré en fonction de la fréquence pour les valeurs de la charge résistive R_L de 700, 900, 1500, 1700, 2000, 3000 et 4500 Ω. Les mesures montrent une valeur de charge optimale de 700 Ω à la fréquence optimale de 1880 MHz (GSM 1800) et la même valeur de R_L à la fréquence 1920 MHz. Pour la bande UMTS1 la valeur optimale de la charge est de 1500 Ω.

La figure III.53 montre la tension DC mesurée aux bornes de la charge R_L = 900 Ω pour les niveaux de puissance RF de -15, -10, -7, -5, et 0 dBm. Pour un niveau de puissance de -10 dBm, on a mesuré une tension de sortie de 173 mV à la fréquence 1880 MHz (GSM1800) et 245 mV à 2110 et 2120 MHz (UMTS1). Le rendement de conversion RF-DC est montré à la figure III.54. Le rendement maximum mesuré est de 65.61 % pour un niveau de puissance RF de -10 dBm avec une charge R_L = 900 Ω.

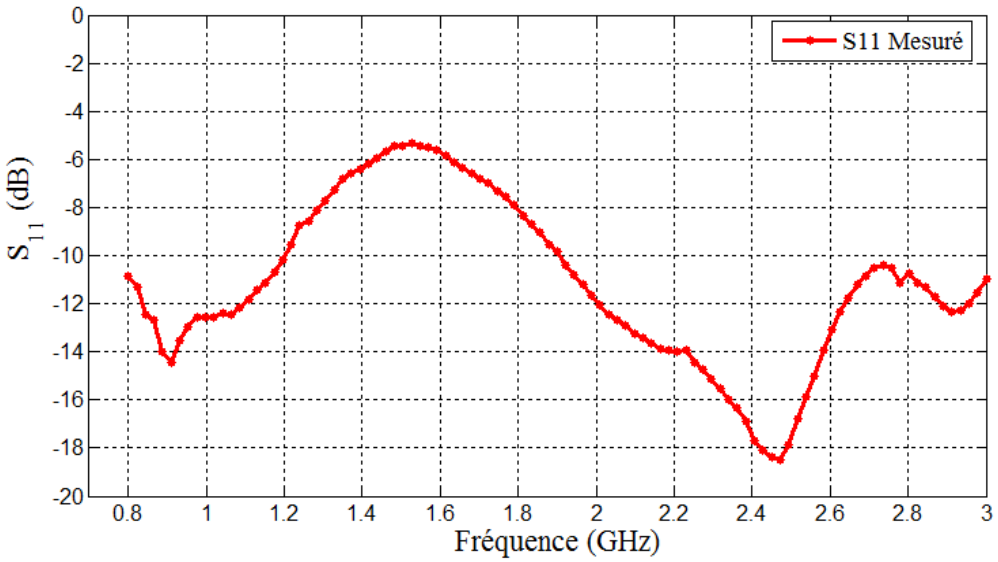


Figure III. 51 – S_{11} mesuré en fonction de la fréquence.

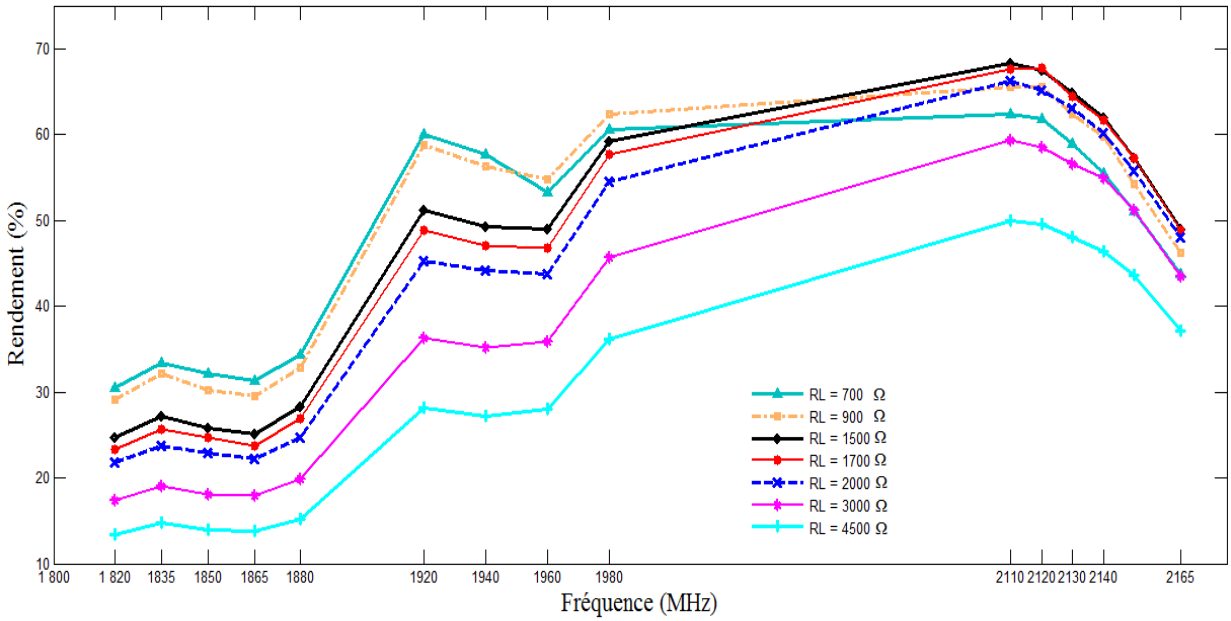


Figure III. 52 – Rendement en fonction de la charge R_L.

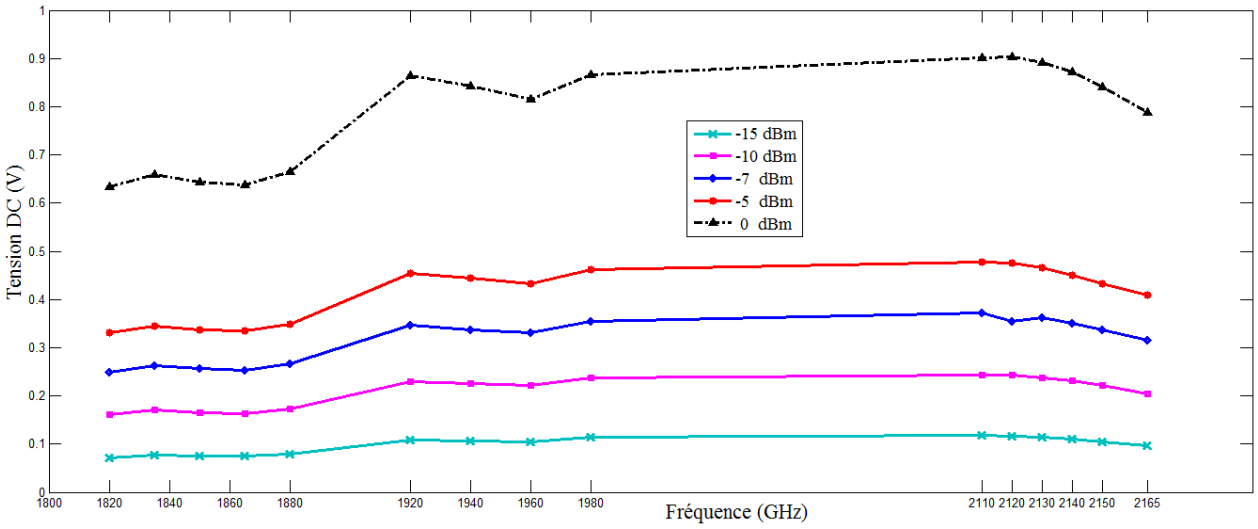


Figure III. 53 – Tension continue en fonction de la fréquence.

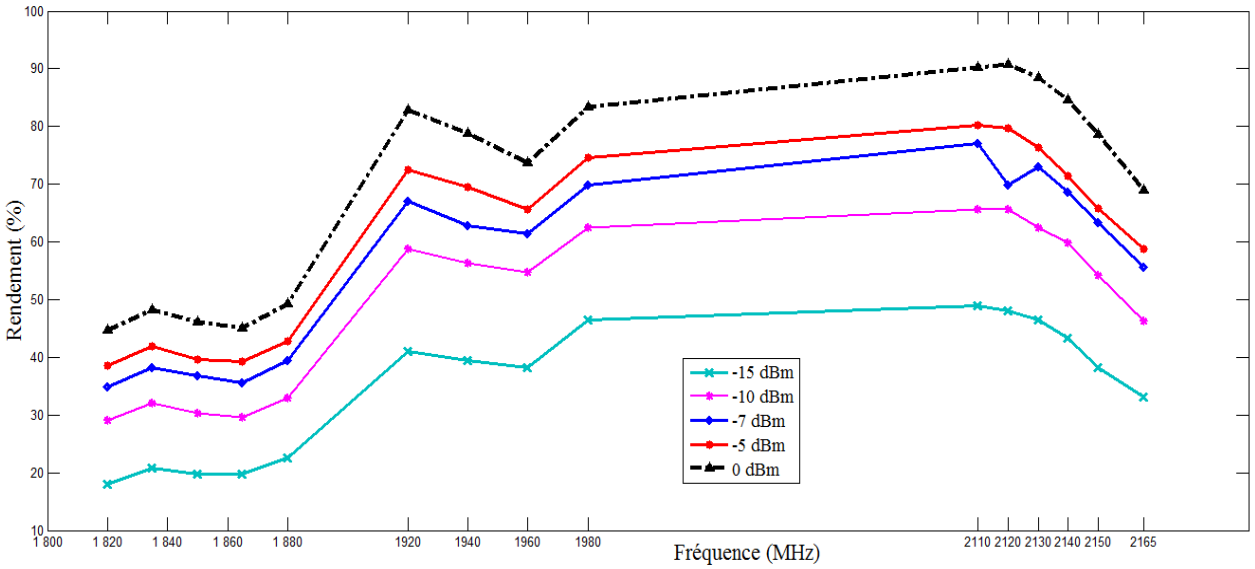


Figure III. 54 – Rendement en fonction de la fréquence avec R_L = 900 Ω.

La charge optimale pour la bande UMTS1 est de 1500 Ω. La figure III.55 montre la tension DC mesurée aux bornes de cette charge pour les 5 niveaux de puissance RF de -15, -10, -7, -5 et 0 dBm. Pour un niveau de puissance RF = -10 dBm, la plus haute tension DC mesuré est de 320 mV. Cette tension est mesurée à la fréquence 2110 MHz. Une tension de 1.165 V est mesurée à P_{RF} = 0 dBm à la même fréquence (2110 MHz).

La figure III.56 montre le rendement de conversion RF-DC du rectifier large bande à la charge optimale de 1500 Ω. Pour un niveau de puissance P_{RF} = -10 dBm, un rendement de 68.26 % est mesuré à la fréquence optimale de 2110 MHz et de 59.2 % à 1980 MHz (UMTS Bande1). Pour la bande GSM1800, le rendement optimal mesuré à la fréquence 1880 MHz est de 28.30 % pour R_L= 1500 Ω et de 33 % pour R_L= 900 Ω, toujours à la même puissance d'entrée RF (-10 dBm).

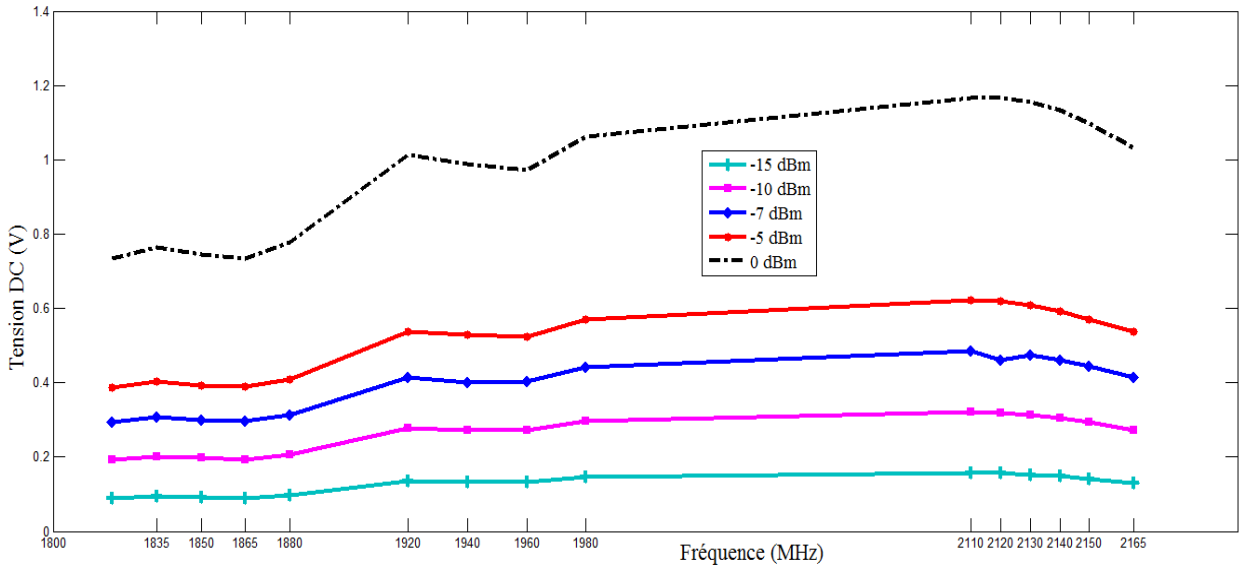


Figure III. 55 – Tension continue en fonction de la fréquence avec R_L = 1500 Ω.

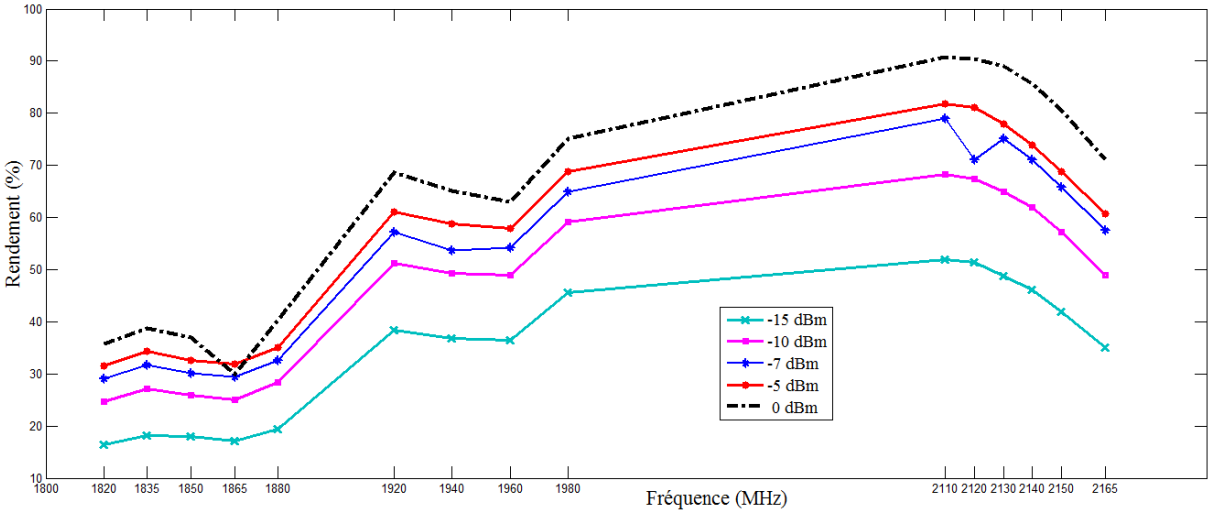


Figure III. 56 – Rendement en fonction de la fréquence avec R_L = 1500 Ω.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié et comparé les performances de plusieurs topologies de redresseurs à diodes. Nous avons retenu la topologie mono diode série qui présente le meilleur compromis entre la tension de sortie et le rendement énergétique sur la gamme des faibles niveaux de puissance RF. Pour nos réalisations, la diode Schottky SMS 7630-040LF a été choisie.

Dans ce chapitre, en s'intéressant dans un premier temps au fonctionnement des redresseurs à bande étroite mono standard de communication, de 2110 à 2170 MHz (UMTS Bande1), pour lequel nous avons obtenu un rendement de conversion acceptable pour des niveaux de puissance RF faibles. Egalement pour le redresseur double bande étroite, de 1805 à 1880 MHz (GSM 1800) et de 1920 à 1980 MHz (UMTS Bande1). Un rendement moyen est obtenu pour des niveaux faibles de la puissance RF.

Un circuit de redressement large bande a été conçu pour correspondre aux signaux RF ambiants avec une densité de puissance relativement faible. Les résultats de mesures ont montré que le convertisseur a un rendement de conversion maximale d'environ 68 % pour une puissance d'entrée de -10 dBm. L'association d'un réseau d'antenne avec ce convertisseur peut être une solution pour améliorer le rendement de conversion RF-DC et la puissance DC.

Les réalisations de prototypes de rectennas (Antenne + circuit de conversion) sont étudiées, mesurées et présentées dans le chapitre suivant.

III.9 Références bibliographiques

[1] François FOREST, "Electronique de Puissance Basse Tension, haute rendement pour les Applications Portables", Energie portable : autonomie et intégration dans l'environnement humain, 21-22 mars 2002 – Cachan – Journées Electrotechniques du Club EEA, pp. 97-106.

[2] V. Vanke, H. Matsumoto, N. Shinohara, and A. Kita, "High Power Converter of Microwaves into DC", Journal of Radio electronics, Vol. 9, 1999.

[3] "ADS", http://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system.ads

[4] V. Marian, "Transmission d'énergie sans fil. Application au réveil à distance de récepteurs en veille zéro consommation", Thèse de doctorat, Université de Lyon, Ecole Centrale de Lyon, 2012.

[5] M. Wade, "Fabrication et étude des propriétés de diodes Schottky sur diamant homoépitaxié p-/p+", Thèse de doctorat de l'Université Joseph Fourier – Grenoble 1, 30 septembre 2005.

[6] D. Rauly, E. Pic et S. Tedjini, "Conception théorique d'un nouveau modulateur électro-optique sur GaAs/AlGaAs à largeur de bande commandée en tension", Revue Physique Appliquée, Vol. 22, Novembre 1987 pp.1585-1594.

[7] J. ZBITOU, "Etude, conception et réalisation d'un système de conversion RF-DC", Thèse de doctorat, spécialité électronique, Université de Nantes, France19 Janvier 2005.

[8] H. Eriksson, "A Temperature Compensated Linear diode Detector", Agilent Documentation, Disponible sur le site : http://www.agilent.com/

[9] J-O. Mcspadden, L. Fan, and K. Chang, "Design and Experiments of a High-Conversion-Efficiency 5.8-GHz Rectenna", IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, Vol. 46, No.12, December 1998, pp. 2053-2060

[10] "Diode HSMS-285x Series", Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes, AVAGO, Datasheet.

[11] J. Zbitou, M. Latrach and S. Toutain, "Hybrid Rectenna and Monolithic Integrated Zero-Bias Microwave Rectifier", IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 1, January 2006.

[12] "Diode Schottky SMS7630": http://datasheet.octopart.com/SMS7630-040LF-Skyworks-Solutions-datasheet-8832283.pdf

[13] A. Khemar, A. Kacha, H. Takhedmit and G. Abib, "Design and Experiments of a 3G-BAND Rectenna for Radio Frequency Energy Harvesting", Rev. Roum. Sci. Techn.-Électrotechn, et Énerg. Vol. 62, 1, pp. 82–86, Bucarest, 2017.

Chapitre IV : Réalisation des rectennas et application pour la récupération de l'énergie électromagnétique

L'étude du système de récupération d'énergie EM et l'alimentation des dispositifs à faible consommation (la rectenna) a été réalisée en plusieurs étapes. Tout d'abord avec l'antenne de récupération des ondes radio qui garantit le maximum de récolte d'énergie EM. Ensuite la conversion de la puissance RF en continue développée et présentée au chapitre III. Ce chapitre se focalise sur l'assemblage de deux sous-systèmes formant la rectenna de base. Nous présentons aussi une structure complète qui intègre la régulation de la tension de sortie grâce à l'utilisation d'un convertisseur DC-DC commercial et l'alimentation d'un capteur de température. Des résultats de mesures expérimentaux relatifs aux trois circuits de rectenna sont également présentés.

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, on présente les réalisations et les mesures des rectennas mono, double et large bande capables de récupérer l'énergie RF environnante en associant les antennes étudiées dans le deuxième chapitre et les redresseurs présentés dans le troisième chapitre. Les antennes présentent plusieurs avantages notamment au niveau du gain qui est compris entre 2 et 7 dBi dans la bande étudiée, et une bande passante de plus de 110 %. En plus, les antennes sont compactes et pourront être intégrées aussi bien dans un système de récupération d'énergie RF que dans un système de transmission d'énergie sans fil qui est une des applications appropriées à ce genre d'antennes. Le redressement et le filtrage des harmoniques à la sortie du redresseur, assure la conversion de l'énergie rayonnée reçue en une énergie continue.

Vue les niveaux très faibles de puissance RF, disponibles en milieu urbain, nous avons également utilisé un convertisseur DC-DC commercial BQ25504 EVM (Ultra Low Power Boost Converter with Battery Management for Energy Harvester Applications) de Texas Instruments Incorporated [1]. En raison de son faible courant de repos (< 330 nA) et de sa tension d'entrée basse (80 mV hot-start and 330 mV cold-start). Le BQ25504 dispose également d'un module de gestion de la batterie intégrée, qui est utilisé pour contrôler le cycle de la puissance de sortie à la charge.

IV.2 Réalisations et mesures des rectennas

IV.2.1 Rectenna mono bande

La figure IV.1 présente la structure globale de notre rectenna mono bande qui se compose de l'antenne double fentes modifiée suivie par le circuit de redressement série mono bande. Ce dernier est intégré dans le plan de masse de l'antenne, aucun connecteur SMA [2] n'est utilisé. La charge optimale R_L utilisée est de 1700 Ω. La figure IV.2 montre une photo de prototype de cette rectenna qui a été réalisée et testée au laboratoire.

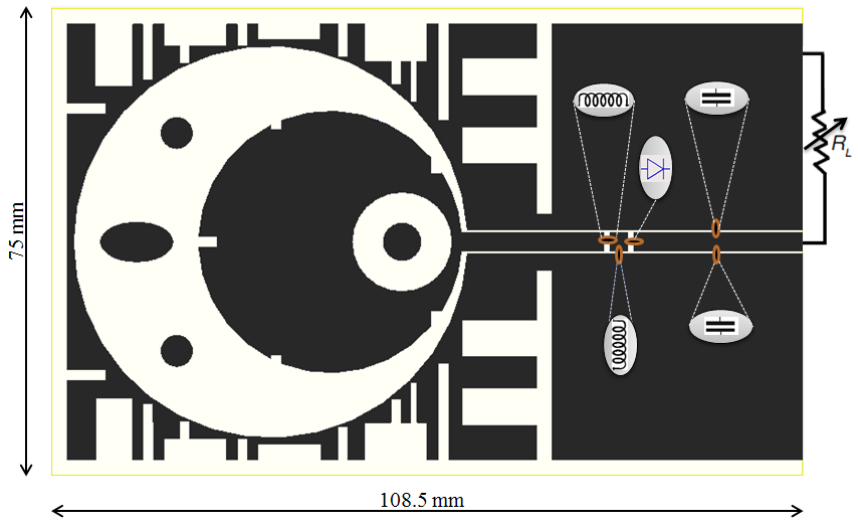


Figure IV. 1 – Structure de la rectenna mono bande à base d'antenne double fentes.

Le banc de mesure illustré à la figure IV.3 a été exploité pour caractériser expérimentalement la rectenna mono bande que nous avons développée. Des mesures de tension de sortie en fonction de la densité de puissance RF ont été effectuées dans l'espace libre. L'émetteur contient un générateur RF (Rohde & Schwarz SMBV100A) qui délivre une puissance allant de -30 à 30 dBm, et une antenne large bande utilisée précédemment pour caractériser les antennes [3], son gain est de 3.5 dBi dans toute la bande de 0.4 à 6 GHz.

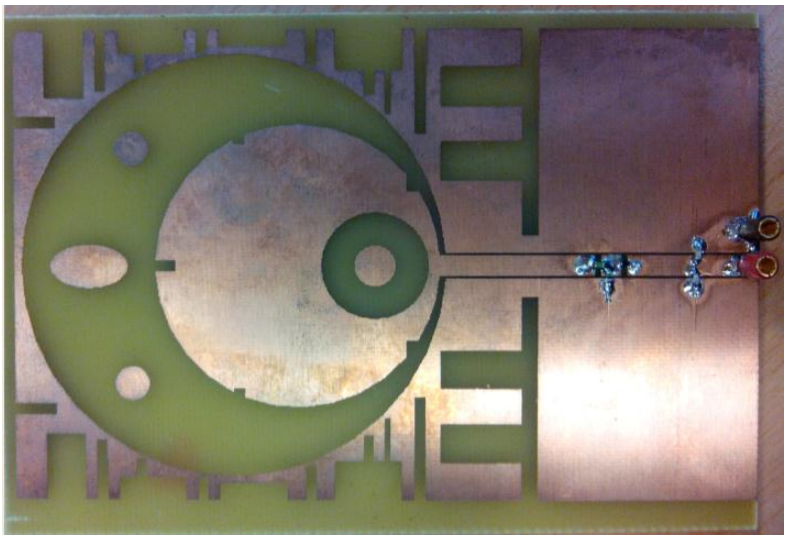


Figure IV. 2 – Prototype de rectenna mono bande réalisé et testé.

Pour déterminer avec précision la puissance transmise à l'antenne d'émission, les pertes dans le câble coaxial reliant le générateur à l'antenne d'émission ont été mesurées et estimées à 1 dB. La figure IV.4 montre le banc de test de la rectenna mono bande à base d'une antenne double fentes modifiée.

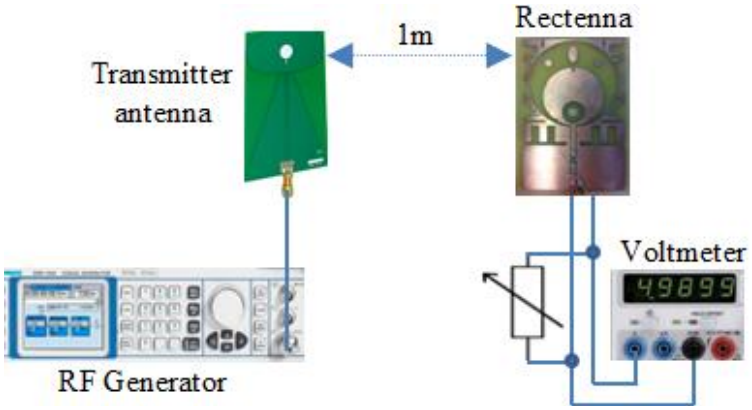


Figure IV. 3 – Banc de mesure de la rectenna dans l'espace libre.

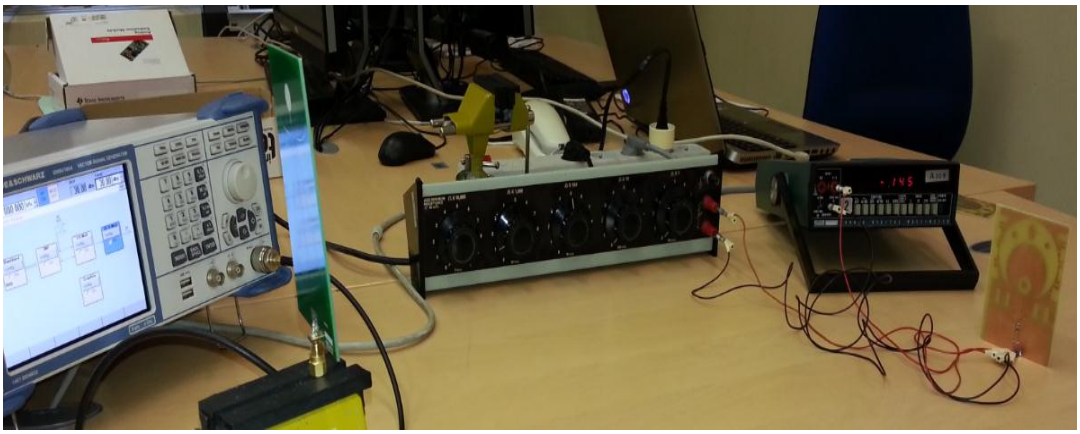


Figure IV. 4 – Photo du banc de test de la rectenna mono bande.

Les mesures ont été effectuées dans l'espace libre et non à l'intérieur d'une chambre anéchoique ce qui permet à l'antenne de récupérer d'autres signaux RF. La distance entre la rectenna et l'émetteur a été fixée à environ 1 mètre ce qui correspond bien à la zone du champ lointain. Les mesures pour ce type de circuit sont généralement effectuées dans un environnement contrôlé (par exemple, une chambre anéchoique ou cellule électromagnétique Transverse). En revanche l'absence de cet élément dans notre laboratoire ne permet pas d'effectuer cette expérience.

Par conséquent, la tension continue de sortie en fonction de la densité de puissance RF a été mesurée, en faisant varier le niveau de la puissance du générateur RF avec la charge de sortie fixée sur la valeur optimale de 1700 Ω. La figure IV.5 présente la variation de la tension mesurée à la sortie de la rectenna pour différentes fréquences et pour différents niveaux de puissance RF (-15, -10 et -7 dBm). Pour un niveau de puissance RF de -7 dBm reçu par la rectenna à la fréquence 2110 MHz, on a mesuré une tension DC de sortie égale à 424 mV.

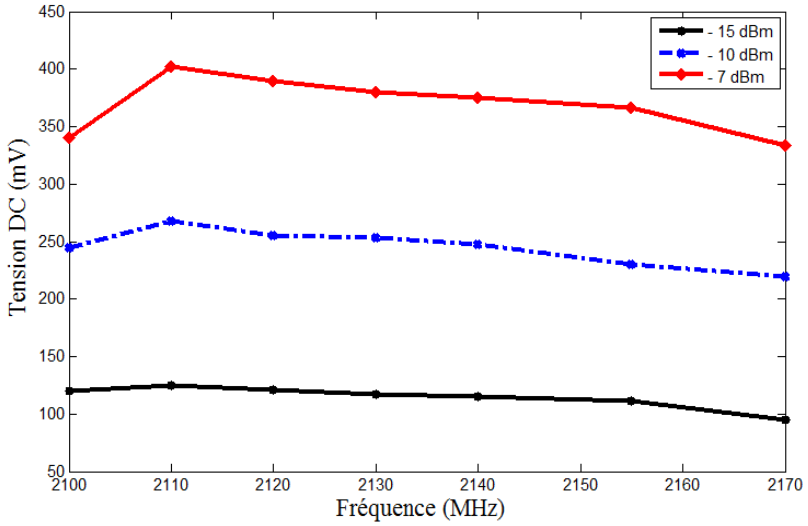


Figure IV. 5 – Tension DC mesurée à la sortie de la rectenna.

Le rendement de conversion RF-DC calculé en fonction de la tension de sortie à 2110 MHz est de 48 % pour un niveau de puissance RF reçue de -7 dBm. La figure IV.6 montre la variation du rendement en fonction de la fréquence allant de 2110 à 2170 MHz.

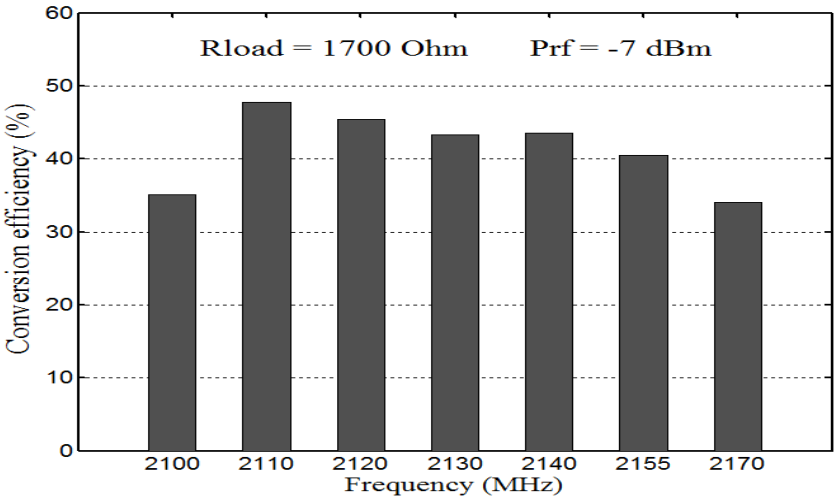


Figure IV. 6 – Rendement mesuré à la sortie du rectenna mono bande

IV.2.1.1 Alimentation sans fils d'un capteur de température par la rectenna mono bande

Dans cette partie, nous allons exploiter le système de récupération d'énergie EM présenté auparavant, dans une application pratique d'alimentation sans fils d'un capteur de température avec afficheur, dans la bande UMTS1. Les éléments utilisés pour mettre en évidence cette application sont les suivants :

- ✓ Capteur de température à faible niveau de consommation,
- ✓ Module de gestion de l'énergie basé sur le convertisseur DC-DC bq25504,
- ✓ Rectenna mono bande à base d'antenne double fente modifiée.

IV.2.1.2 Capteur de température à faible consommation

Le capteur de température présenté dans la figure IV.7, modèle PSG03551 [4], fabriqué par PRO-SIGNAL, est un capteur à affichage de température digital. Ce capteur est fourni avec une pile du type bouton LR44 à 1.5 V. Le tableau IV.1 montre les caractéristiques physiques du capteur PSG03551.

Figure IV. 7 – Capteur de température à affichage digital.

Dimensions totales du capteur	57 mm x 32 mm x 11 mm
Dimensions de l'écran d'affichage	47 mm x 21 mm
Poids	24 g
Fourchette de température	De -10°C à +45°C
Résolution de température	0.2°C
Précision d'affichage	±1.0°C

Tableau IV. 1 – Caractéristiques physiques du capteur de température avec affichage.

Le profil de consommation en courant du capteur de température PSG03551, alimenté par une tension continue de 1.2 V est présenté par la figure IV.8. Ce qui montre bien le fonctionnement périodique du capteur (T = 10 secondes). C'est-à-dire, il réalise 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 µA), par rapport au mode standby (3 µA environ).

En dessous d'une tension d'alimentation de 1 V, le capteur n'affiche pas la température. L'énergie consommée par le capteur au cours d'une période de fonctionnement est de l'ordre de quelques dizaines de µJ. Cette énergie consommée est d'autant plus importante que la tension d'alimentation du capteur est plus élevée.

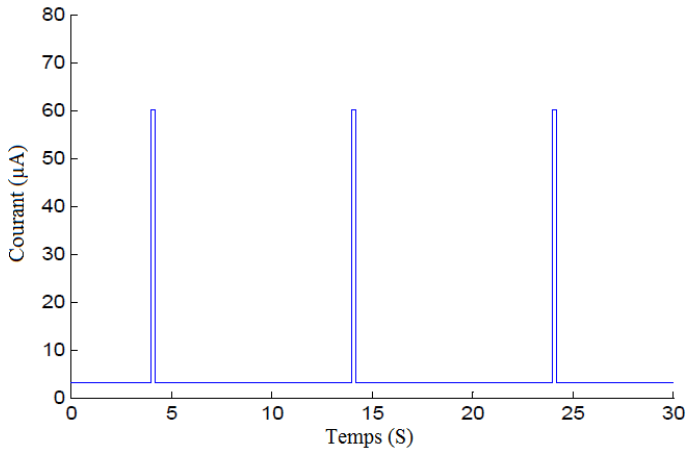


Figure IV. 8 – Profil de consommation en courant du capteur de température PSG03551.

IV.2.1.3 Convertisseur DC-DC à transfert direct d'énergie

Le niveau de tension délivrée par une rectenna faible puissance est souvent très faible et insuffisant pour alimenter directement un circuit électronique standard. L'exploitation de la puissance délivrée par la rectenna n'est possible que si le niveau de tension est suffisamment élevé. L'utilisation d'une structure de convertisseur élévateur est donc à considérer. Le niveau de la tension de sortie désiré dépendra de chaque application. Cependant, nous nous fixons une limite symbolique de 1 V ; ce niveau de tension est généralement suffisant pour alimenter notre capteur de température PSG03551.

Les convertisseurs DC-DC réalisent, en général, deux fonctions : ils modifient le niveau de tension (élever ou abaisser) et régulent la tension. L'électronique de conversion se trouve à l'interface entre la source d'énergie en général et l'ensemble des blocs constitutifs du système

considéré, des circuits électroniques numériques et analogiques et d'autres applications visant les télécommunications.

Des structures de convertisseur DC-DC intégrées peuvent fonctionner d'une manière autonome à partir de faibles niveaux de tension (< 1 V). Dans cette partie, nous allons citer quelques exemples de structures intéressantes et originales permettant de fonctionner à faible tension d'entrée.

IV.2.1.4 Convertisseurs DC-DC autonomes à faible tension

La figure IV.9 montre la structure du convertisseur à capacités commutées à 8 étages, commandé par un oscillateur en anneau avec une tension d'alimentation de 120 mV [5]

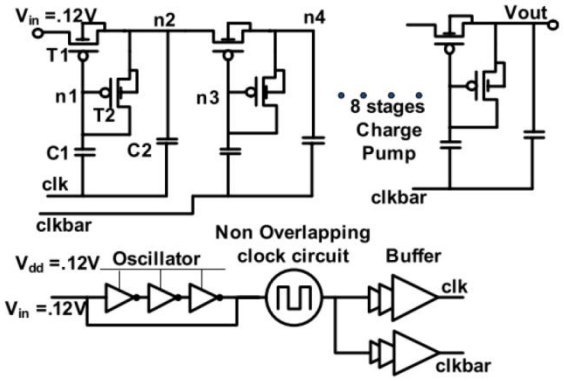


Figure IV. 9 – Convertisseur à capacité commutée commandé par un oscillateur en anneau.

Une autre structure est proposée dans [6]. Elle consiste à utiliser deux convertisseurs boost inductifs pour créer deux signaux de commande en opposition de phase. Ceci permet de commander une structure du convertisseur à capacités commutées à 2 étages (Figure IV.10).

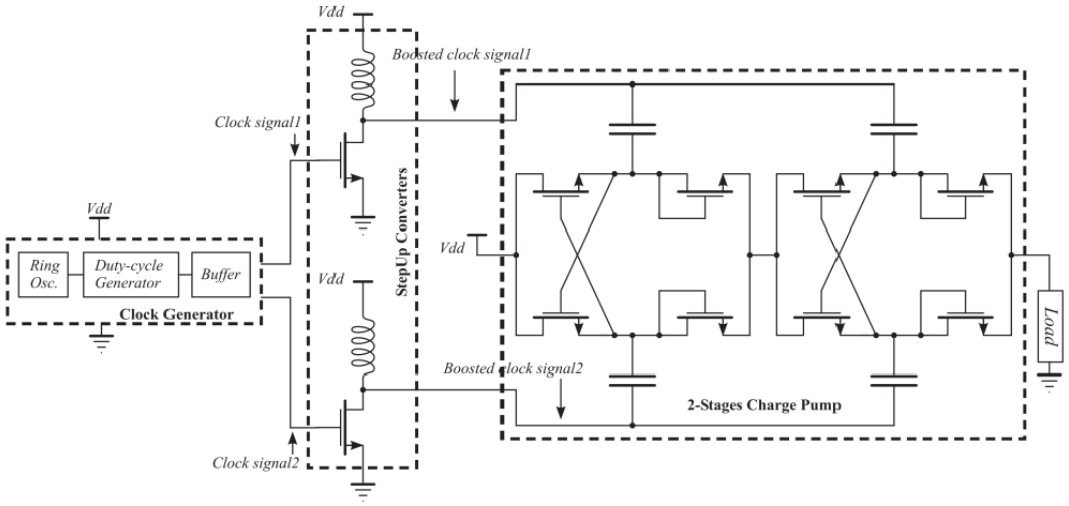


Figure IV. 10 – Structure originale d'élévation du signal grâce à deux convertisseurs Boost inductifs.

Un convertisseur DC-DC du type Flyback [7] (Figures IV.11 (a) et IV.12) avec contrôle MPPT (maximum power point tracking), est utilisé pour extraire la puissance maximale de la rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz [8] et fournir un niveau de tension suffisant pour le capteur.

Le circuit de contrôle du Flyback est présenté dans la figure IV.11 (b). Le convertisseur Flyback, utilisant des composants discrets, a été réalisé au cours du projet ANR REC-EM, aux laboratoires Ampère (Lyon) et SATIE (ENS - Cachan). 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 Ω.

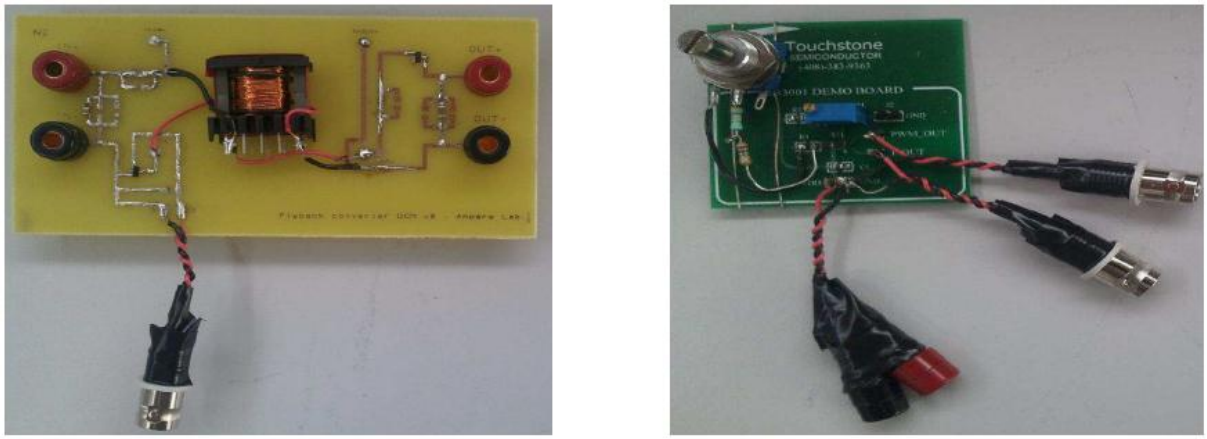


Figure IV. 11 – (a) : Convertisseur DC-DC Flyback, (b) : Circuit de contrôle du Flyback.

La figure IV.12 montre la topologie du convertisseur DC-DC Flyback fonctionnant en mode DCM (mode de conduction discontinu) à fréquence fixe.

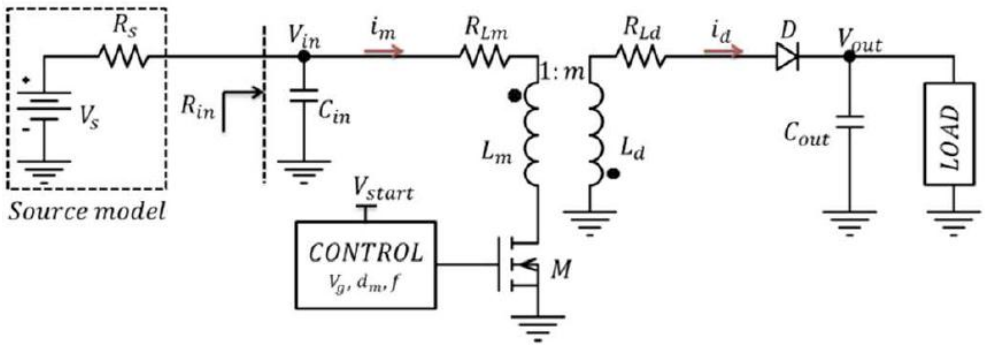


Figure IV. 12 – Structure du convertisseur DC-DC Flayback.

IV.2.1.5 Convertisseur DC-DC élévateur bq25504 de Texas Instruments

Le circuit de conversion DC-DC bq25504, est spécialement conçu pour acquérir et gérer efficacement des puissances DC de l'ordre de quelques microwatts (µW) au milliwatts (mW), générées à partir d'une variété de sources de tension continue comme les cellules photovoltaïques (solaire) ou les générateurs thermoélectrique ou les rectennas.

Le bq25504 ne nécessite que quelques microwatts de puissance continue pour commencer à fonctionner. Le convertisseur élévateur peut être mis en marche avec une tension d'entrée V_{in} de 330 mV minimum, et une fois le convertisseur démarre, il peut continuer à fonctionner même avec des tensions V_{in} basses 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 de 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}.

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}. En ce qui concerne 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.

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).

Une carte d'évaluation basée sur le convertisseur DC-DC, élévateur bq25504 (Figure IV.13) fabriquée par Texas Instruments sera utilisée. Ce module d'évaluation inclut un élément de stockage d'énergie, matérialisé par une capacité de 100 pF. D'autre part, ce module intègre aussi tous les éléments localisés (résistances, inductances capacités) qui sont associés au convertisseur DC-DC bq25504 [9].

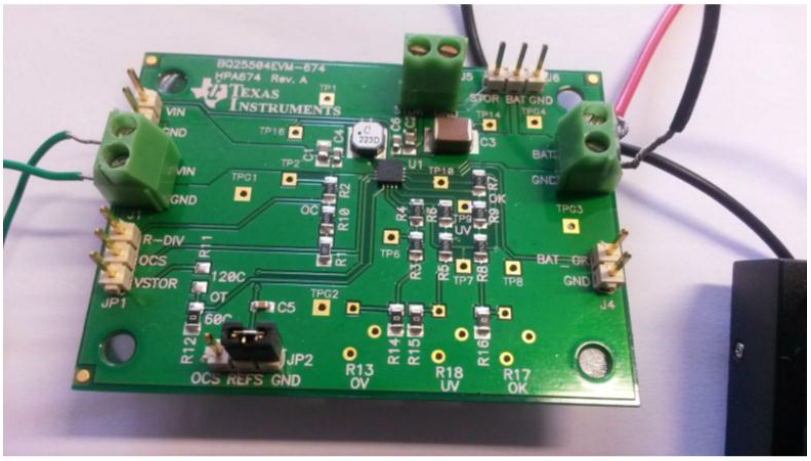


Figure IV. 13 – Carte d'évaluation du convertisseur DC-DC élévateur bq25504.

IV.2.1.6 Processus expérimental d'alimentation du capteur de température PSG03551 à l'aide du convertisseur élévateur DC-DC bq25504

Le processus expérimental est présenté par la Figure IV.14. La puissance émise P_t = 24 dBm. Au niveau du récepteur, le niveau de la puissance reçue est P_r = - 8 dBm. Cette puissance est mesurée par un analyseur de fréquence branché au récepteur. Dans ces conditions, la fréquence est fixée à 2110 MHz, la tension produite par la rectenna est d'environ 380 mV. Le convertisseur élévateur DC-DC bq25504 est utilisé pour extraire la puissance maximale de la rectenna et fournir un niveau de tension suffisant pour le capteur.

La Figure IV.15 montre la procédure expérimentale d'alimentation du capteur de température par notre système de récupération d'énergie électromagnétique.

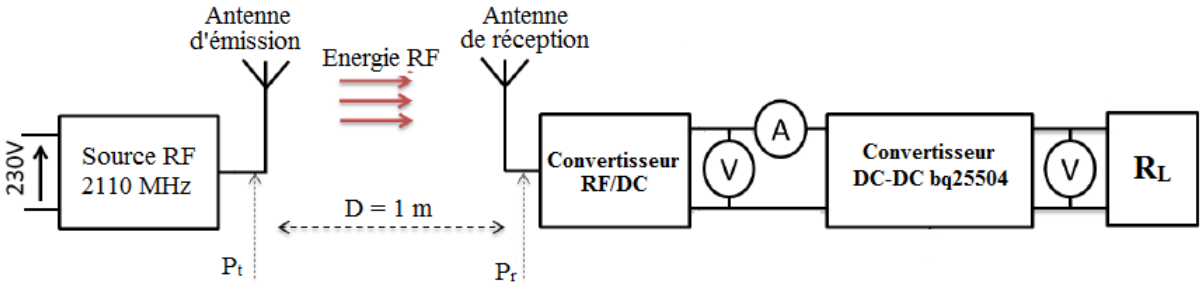


Figure IV. 14 – Schéma bloc de processus expérimental d'alimentation RF-DC.

La figure IV.16 présente l'alimentation directe du capteur de température par le générateur de puissance RF pour un niveau de puissance de -7 dBm. Le convertisseur RF-DC est branché directement au port du générateur de puissance RF par un connecteur SMA, à la fréquence 2110 MHz.

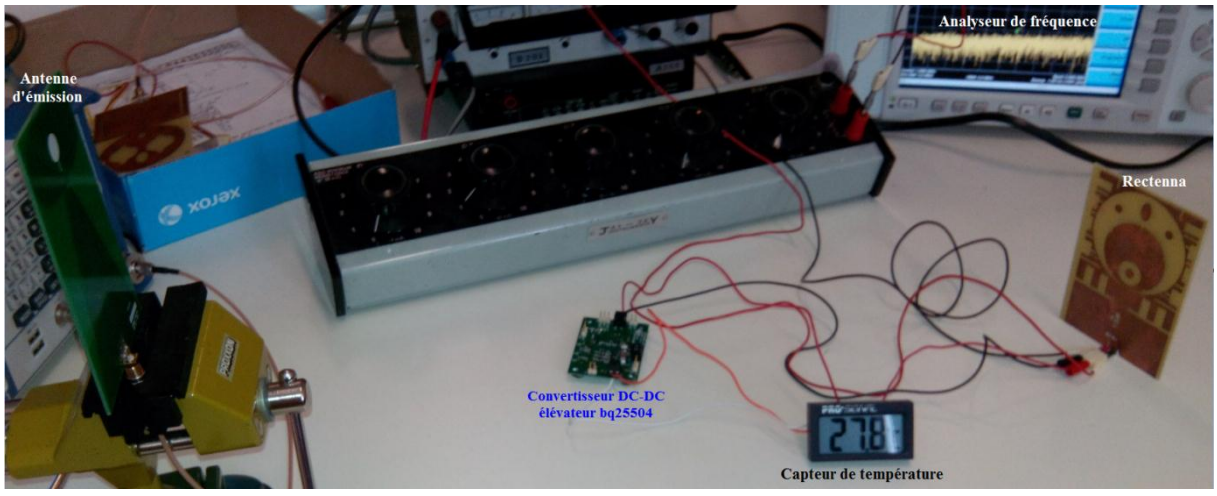


Figure IV. 15 – Alimentation sans fils du capteur de température dans l'espace libre.

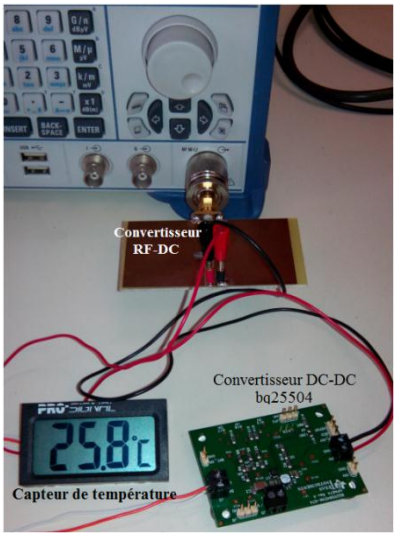


Figure IV. 16 – Alimentation directe du capteur de température.

IV.2.1.7 Mesure de rectenna dans le milieu urbain en fonction du signal RF ambiant

Finalement, des mesures à l'extérieur ont été effectuées pour valider la rectenna dans l'environnement ambiant. Selon les différentes mesures de la densité de puissance RF dans le milieu urbain indiqué dans la figure I.10 du chapitre I. La "Place de la République" dans le troisième arrondissement à Paris, semble être un point de mesure intéressant car le niveau de la puissance RF ambiante est relativement élevé (-10 à -7 dBm).

La figure IV.17 montre l'expérience utilisée pour collecter la puissance RF ambiante. Dans cette expérience, la charge de la rectenna est toujours fixée à 1 700 Ω (charge optimale). La tension continue récoltée et mesurée à la sortie de la rectenna à l'aide d'un voltmètre est d'environ 190 mV. Ce résultat est en accord avec ceux de la figure IV.5, où la tension continue était d'environ 200 mV pour un niveau de puissance RF d'entrée de -10 dBm.

Figure IV. 17 – Mesure de tension continue à la sortie de la rectenna en fonction du signal RF ambiant.

IV.2.2 Rectenna bi bande fonctionnant dans les bandes GSM 1800 et UMTS 1

La deuxième rectenna développée fonctionne dans deux bandes fréquentielles, elle est à base d'antenne cercle développée au chapitre II et un redresseur RF-DC mono diode série intégré dans la partie basse de l'antenne cercle. Le circuit de conversion RF-DC a été optimisé pour une puissance RF de -7 à -5 dBm, la charge optimale R_L utilisée est de 1500 Ω. La figure IV.18 présente la structure globale de notre circuit de récupération d'énergie EM (rectenna bi-bande).

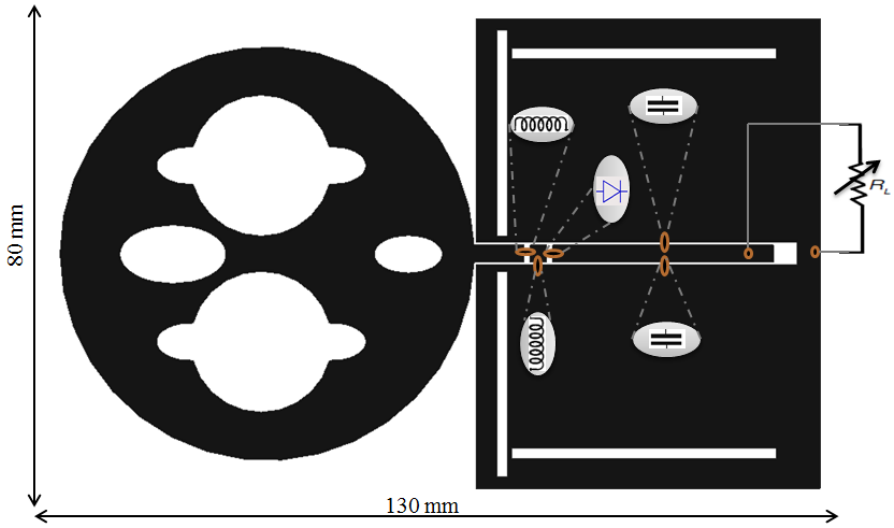


Figure IV. 18 – Structure de rectenna bi-bande à base d'antenne monopole cercle.

La configuration de mesure illustrée à la figure IV.19 est la même que celle utilisée pour la rectenna mono bande. Elle comprend un générateur RF associé à une antenne émettrice, qui rayonnera l'énergie RF sur la périphérie de la rectenna. Les mesures ont été effectuées dans la région du champ lointain, la distance entre la rectenna et l'émetteur a été réglée à 1 m. Cette configuration expérimentale permet de mesurer la tension récoltée pour différents niveaux de puissance RF. La figure IV.20 montre le prototype de cette rectenna réalisé et testé au laboratoire.

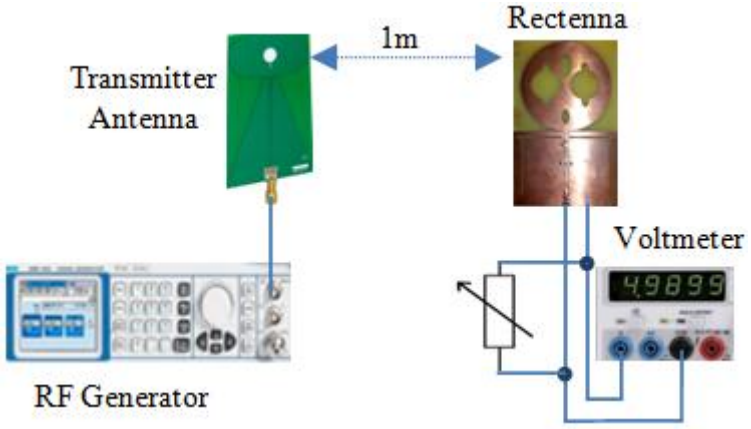


Figure IV. 19 – Banc de mesure de la rectenna dans l'espace libre.

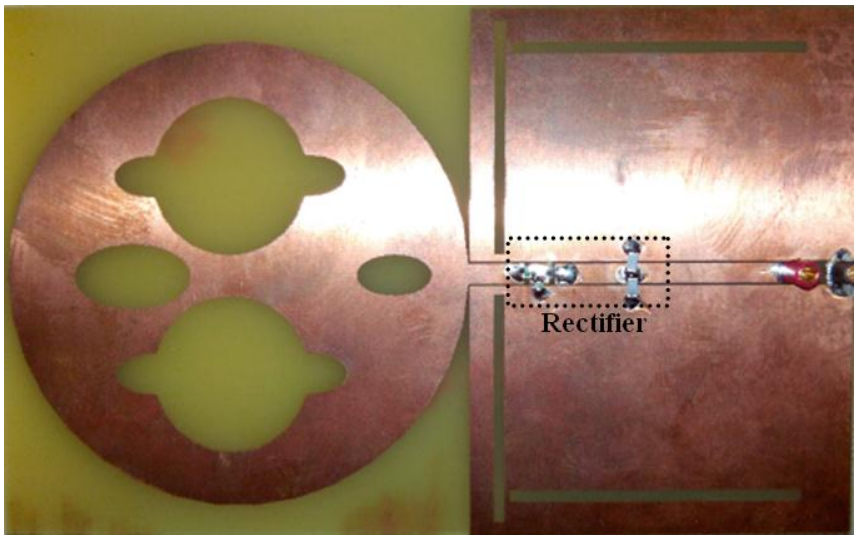


Figure IV. 20 – Prototype de rectenna double bande réalisée.

La figure IV.21 présente la tension continue en fonction de la fréquence dans la bande UMTS1. Pour un niveau de puissance RF de -7 dBm reçu par la rectenna, la tension continue mesurée à la sortie du rectenna double bande à la fréquence 1980 MHz est de 365 mV avec une charge R_L = 1500 Ω. Le rendement de conversion RF-DC calculé est de 45 % à 1980 MHz (figure IV.22).

Pour la bande GSM1800, la figure IV.23 montre le rendement de conversion RF-DC pour différentes fréquences. La tension continue récoltée est d'environ 170 mV et le rendement de conversion RF-DC calculé est de 33 % pour une densité de puissance RF d'entrée de 3,56 µW/cm^2 et une charge optimale constante de 900 Ω.

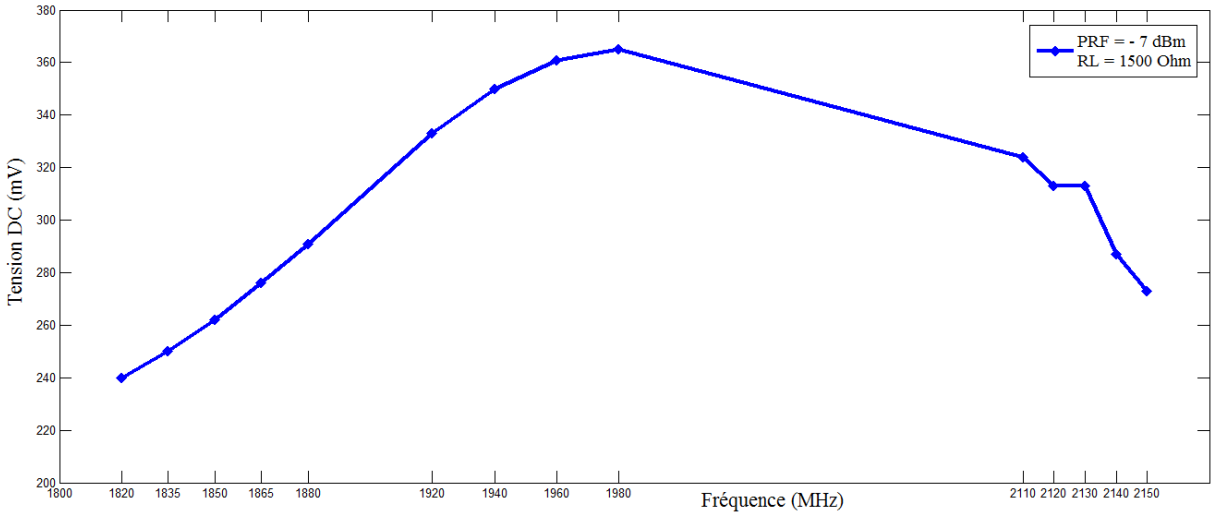


Figure IV. 21 – Tension DC mesurée à la sortie de la rectenna en fonction de la fréquence.

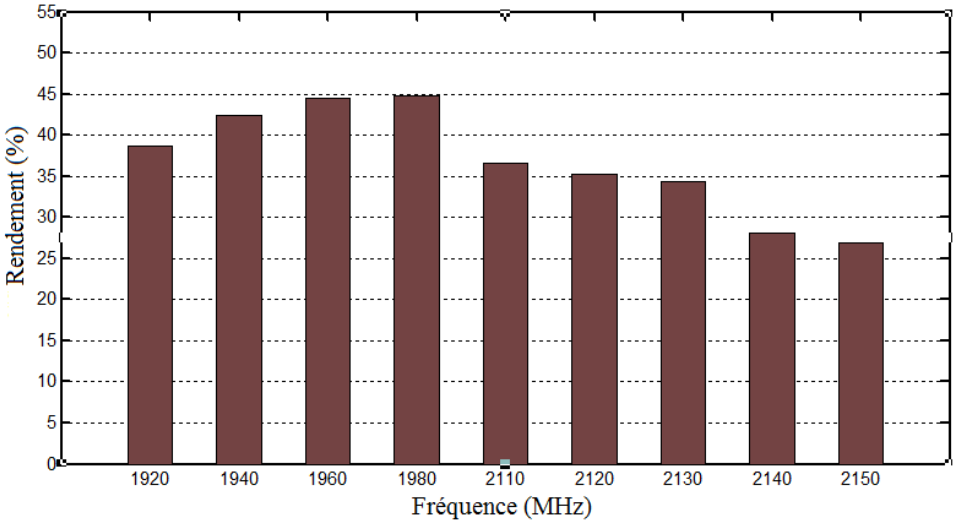


Figure IV. 22 – Rendement mesuré à la sortie de la rectenna pour la bande UMTS1.

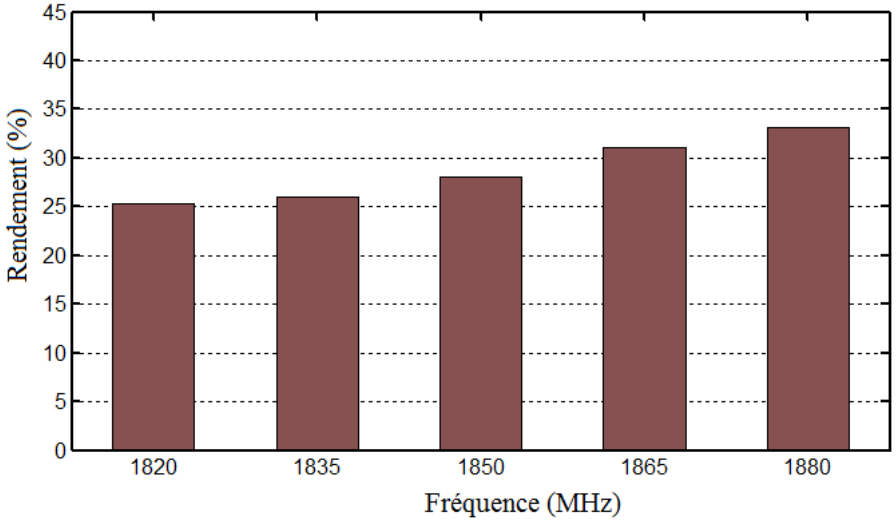


Figure IV. 23 – Rendement mesuré à la sortie de la rectenna pour la bande GSM1800.

IV.2.2.1 Alimentation directe du capteur de température par le convertisseur bi-bande

Les figures IV.24, IV.25 et IV.26 présentent l'alimentation directe du capteur de température par le générateur de puissance RF à travers le convertisseur RF-DC pour les niveaux de puissance RF : - 10, - 9, et -7 dBm, respectivement.

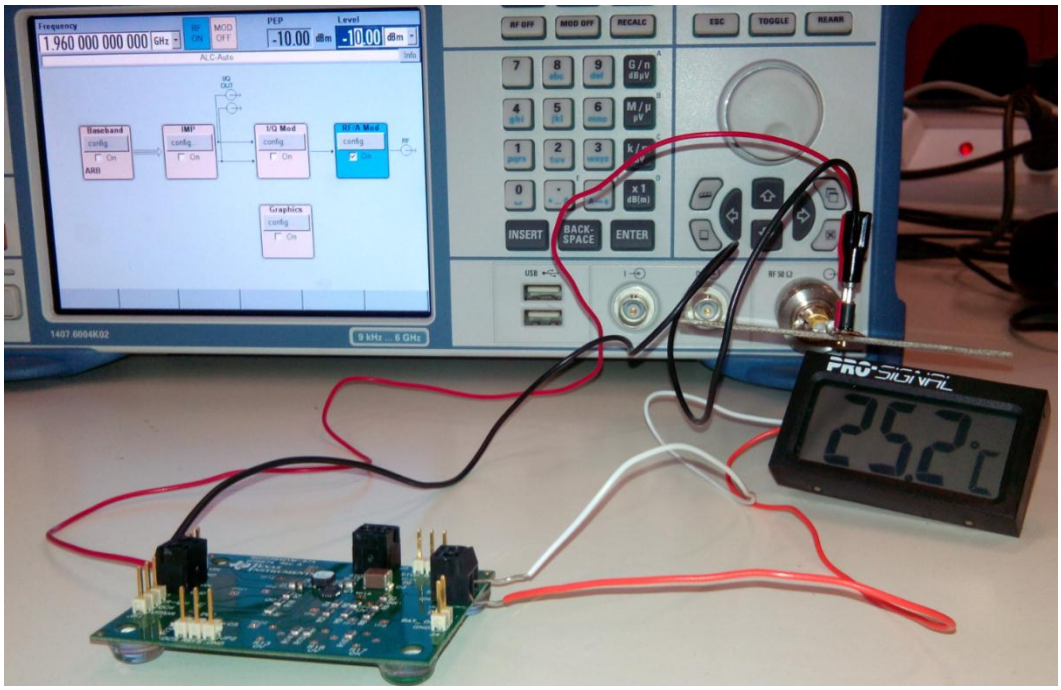


Figure IV. 24 – Alimentation direct du capteur de température à 1960 MHz.

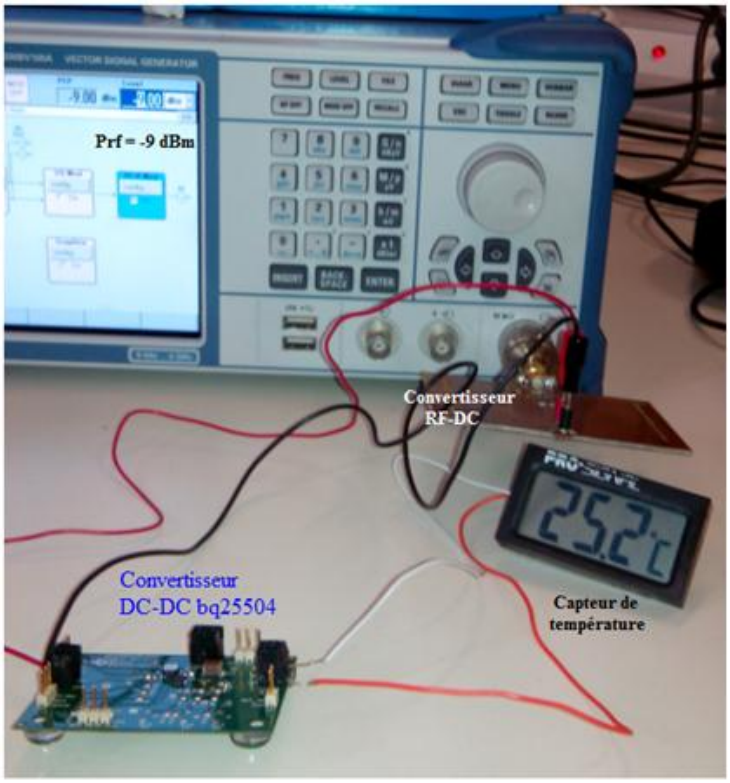


Figure IV. 25 – Alimentation direct du capteur de température avec P_{RF} = - 9 dBm.

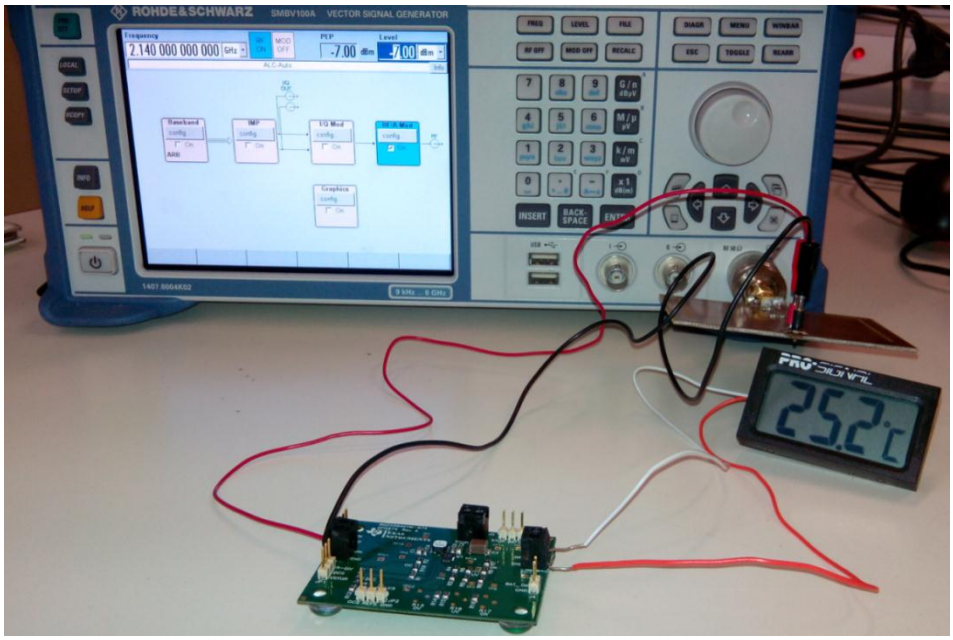


Figure IV. 26 – Alimentation direct du capteur de température à 2.14 GHz.

IV.2.2.3 Alimentation sans fils du capteur de température par la rectenna bi-bande

La Figure IV.27 montre la procédure expérimentale d'alimentation sans fil du capteur de température par la rectenna bi-bande, en utilisant la carte d'évaluation du convertisseur DC-DC élévateur bq25504.

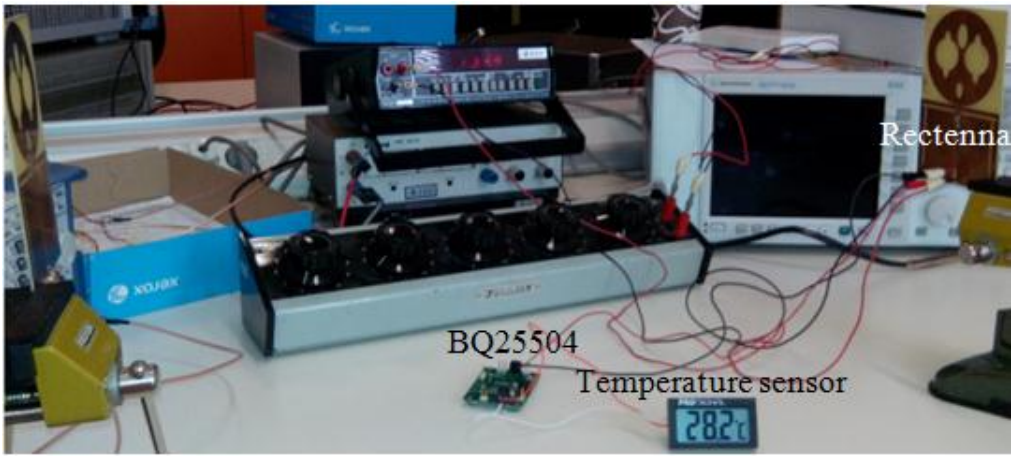


Figure IV. 27 – Alimentation sans fil du capteur de température à 1980 MHz.

IV.2.2.4 Mesure de rectenna dans le milieu urbain en fonction du signal RF ambiant

Le banc de mesure illustré dans la figure IV.28 a été utilisé pour caractériser expérimentalement la rectenna double bande à l'extérieur. Il contient un enregistreur de données (Data logger), la rectenna, une charge capacitive et un voltmètre.
La "Place de la République", dans le troisième arrondissement à Paris, semble toujours être un point de mesure intéressant car le niveau de la puissance RF ambiante est relativement important.

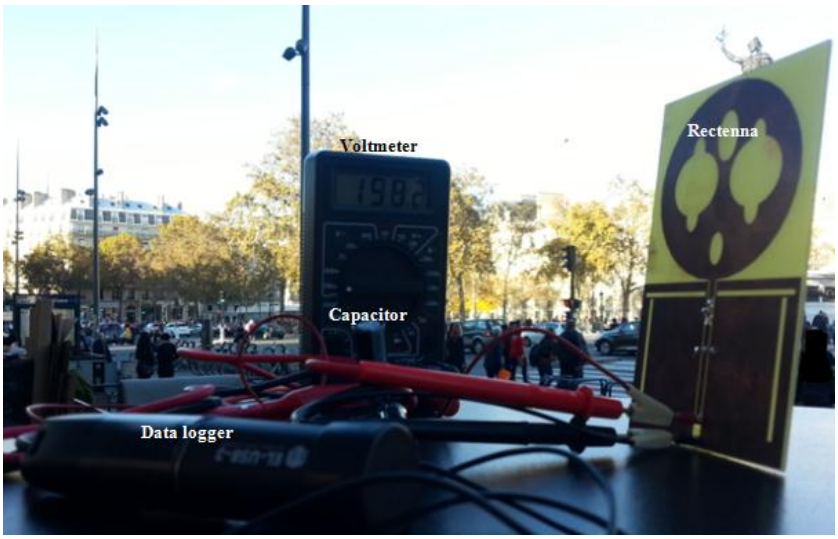


Figure IV. 28 – Mesure de tension continue à la sortie de la rectenna en fonction du signal RF ambiant.

La figure IV.29 montre la variation de la tension DC aux bornes d'un condensateur à la sortie de rectenna bi-bande, en fonction du temps. La tension DC varie entre 180 mV et 1.8 V en fonction du signal RF ambiant récupéré dans le milieu urbain [10].

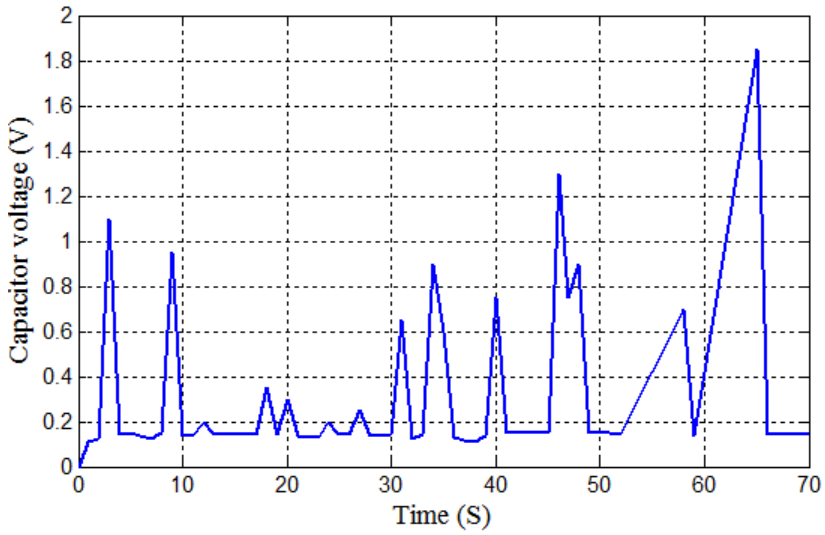


Figure IV. 29 – Tension DC en fonction du temps dans le milieu urbain.

IV.2.3 Rectenna large bande à base de réseau d'antennes

La rectenna large bande a été réalisée et mesurée au laboratoire et à l'extérieur dans le milieu ambiant. Le processus de mesure utilisé au laboratoire est le même utilisé pour les deux rectennas étudiées auparavant. La figure IV.30 montre le prototype de la rectenna large bande réalisée et mesurée.
La figure IV.31 montre la tension DC mesurée à la sortie de la rectenna, aux bornes de la charge optimale de 1500 Ω pour les 3 niveaux de puissance RF de -15, -10 et -7 dBm. Pour un niveau de puissance RF de -10 dBm, la plus haute tension DC mesurée est de 342 mV. Cette tension est mesurée à la fréquence 2120 MHz.

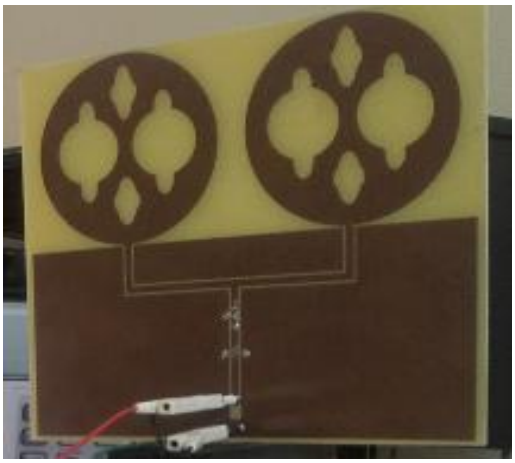


Figure IV. 30 – Prototype de rectenna large bande réalisée.

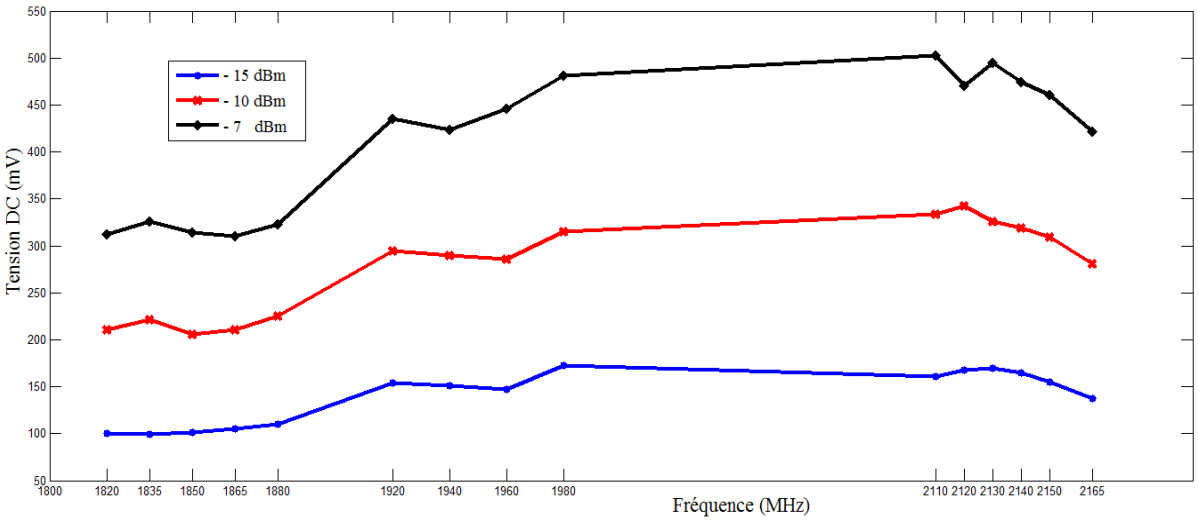


Figure IV. 31 – Tension DC en fonction de la fréquence.

La figure IV.32 montre le rendement de conversion RF-DC de la rectenna large bande à la charge optimale de 1500 Ω pour les 3 niveaux de puissance RF de -15, -10 et -7 dBm. Pour un niveau de puissance P_{RF} = -10 dBm, un rendement d'environ 78 % est mesuré à la fréquence optimale de 2120 MHz (UMTS Bande1). Pour la bande GSM1800 et pour la même puissance d'entrée RF (-10 dBm) le rendement optimal mesuré à la fréquence 1880 MHz est de 33.75 % pour R_L= 1500 Ω.

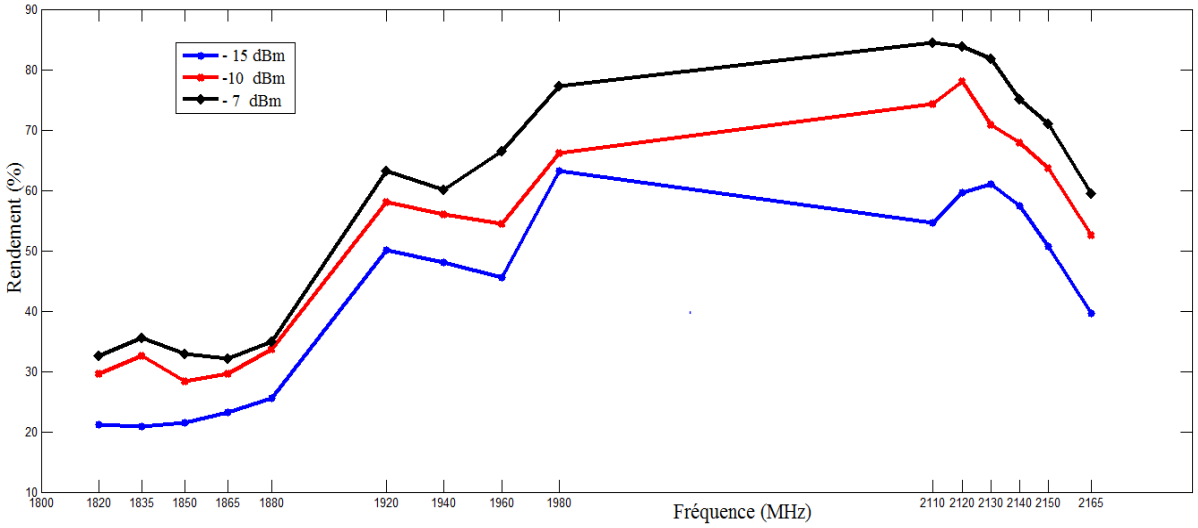


Figure IV. 32 – Rendement en fonction de la fréquence.

La figure IV.33 montre la procédure de mesure de la tension DC aux bornes d'un condensateur à la sortie de la rectenna large bande, en fonction du temps. La tension DC varie entre 555 mV et 700 mV en fonction du temps pour un signal RF d'environ -10 dBm récupéré par la rectenna large bande (Figure IV.34).

La Figure IV.35 montre la procédure expérimentale d'alimentation sans fil du capteur de température, par la rectenna large bande en utilisant le convertisseur DC-DC élévateur bq25504.

Une comparaison de rendement entre les trois rectennas développées dans ce chapitre est présentée dans la figure IV.36. La charge optimale est de 1500 Ω avec un niveau de puissance de -7 dBm.

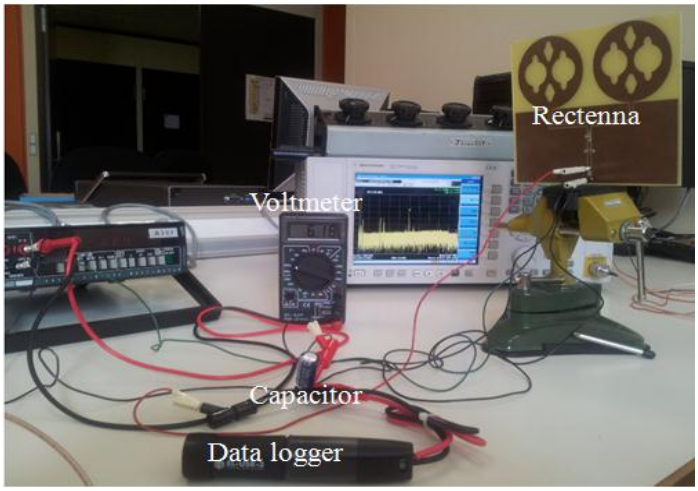


Figure IV. 33 – Mesure de la tension continue à la sortie de la rectenna en fonction du signal RF.

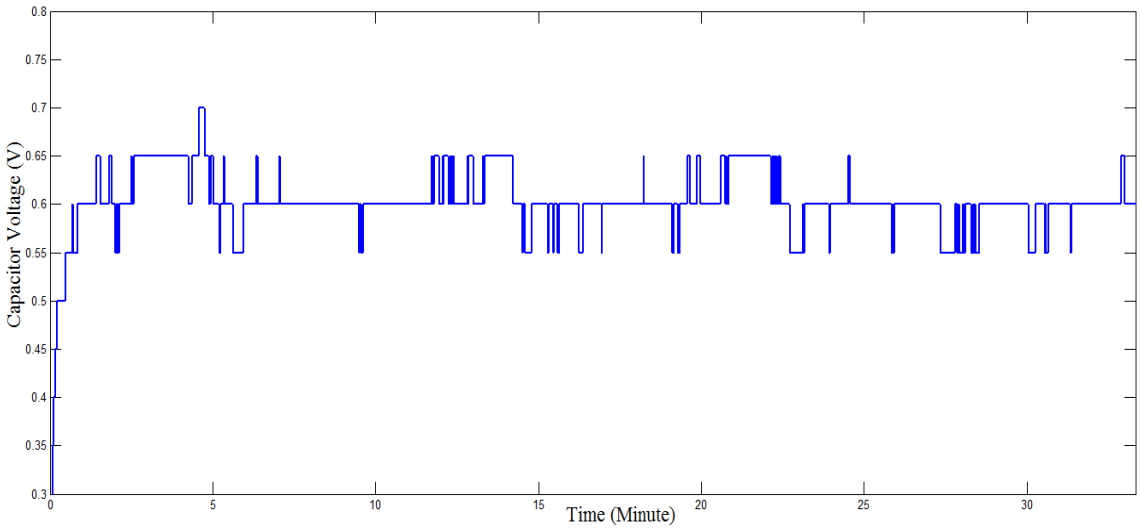


Figure IV. 34 – Tension DC en fonction du temps.

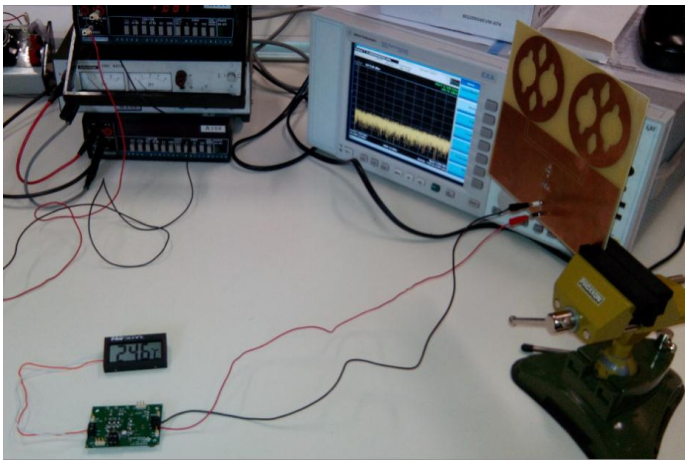


Figure IV. 35 – Alimentation sans fil du capteur de température par la rectenna large bande.

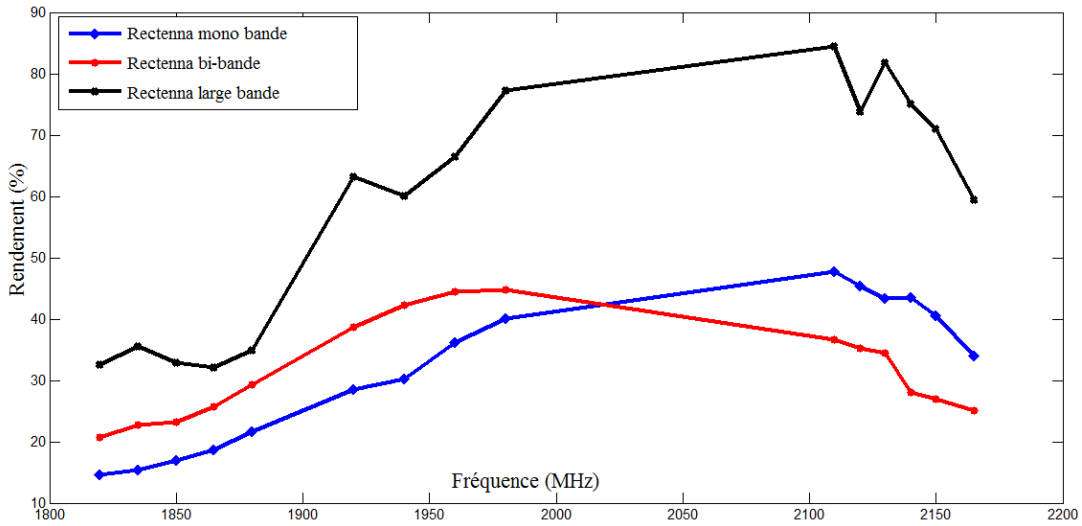


Figure IV. 36 – Comparaison de rendement de rectennas

IV.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a mis en œuvre des applications qui consistent à associer les antennes avec les redresseurs RF-DC pour réaliser les rectennas. Une validation expérimentale a été réalisée sur les trois rectennas.

La première rectenna mono bande présente un rendement total de 47 % lorsque le niveau de la puissance RF est de - 7 dBm. Avec le même niveau de puissance RF (- 7 dBm), la rectenna double bande, présente un rendement de 45 % dans la bande UMTS 1 et de 33 % dans la bande GSM1800.

Afin d'augmenter la puissance et/ou la tension de sortie DC de la rectenna, l'association d'antennes cercles a été considérée dans ce travail de thèse. Cette rectenna à base d'un réseau d'antenne présente un rendement de 78 % à une puissance reçue P_{RF} = -10 dBm. Avec des charges optimales, le réseau à 2 éléments permet de produire des tensions DC qui sont 2 fois supérieures à celle d'une rectenna seule.

Les trois rectennas ont été utilisées pour l'alimentation d'un capteur de température à affichage LCD (qui fonctionne à partir d'une valeur de tension de 1 V), en utilisant un convertisseur DC-DC bq25504 élévateur (booster) du commerce, connecté à la sortie de la rectenna.

Enfin une capacité de stockage est placée à la sortie de la rectenna pour évaluer la variation de la tension DC en fonction du temps selon la puissance RF captée par la rectenna.

IV.4 Références bibliographiques

[1] "Ultra low power boost converter with battery management for energy harvester applications", Texas Instruments Incorporated, Dallas, TX, USA, BQ25540 Datasheet, 2011.

[2] A. Khemar, A. Kacha, H. Takhedmit and G. Abib, "Design and Experiments of a 3G-BAND Rectenna for Radio Frequency Energy Harvesting", Rev. Roum. Sci. Techn.-Électrotechn. et Énerg. Vol. 62, 1, pp. 82-86, Bucarest, 2017.

[3] "Antenne BAT8 CORNET large bande de type logarithmique", Disponible sur le site : http://www.expercem.com/product.php?id_product=308

[4] "http://cpc.farnell.com/pro-signal/psg03551/thermometer-module/dp/IN06002"

[5] B. Mishra, C. Botteron, and P-A. Farine, "A 120 mV startup circuit based on charge pump for energy harvesting circuits", IEICE Electronics Express, Vol. 8, no. 11, pp. 830–834, 2011.

[6] A. Richelli, L. Colalongo, S. Tonoli, and Z-M. Kovacs-Vajna, "A 0.2-1.2 V DC/DC Boost Converter for Power Harvesting Applications", IEEE transactions on power electronics, Vol. 24, no. 5-6, pp. 1541-1546, 2009.

[7] S. Adami, W. Haboubi, C. Vollaire, B. Allard, F. Costa and L. Cirio, "Ultra-low Power Autonomous Power Management System with Effective Impedance Matching for RF Energy Harvesting", CIPS 2014, Nuremberg, Germany, February 2014, pp 25-27.

[8] W. Haboubi, "Développements de circuits Rectenna bipolarisation, bi-bande pour la récupération et conversion d'énergie électromagnétique à faible niveau", Thèse de l'Université Paris-est école doctorale MSTIC. 2014.

[9] Convertisseur DC-DC, "bq25504 EVM-Ultra Low Power Boost Converter with Battery Management for Energy Harvester Applications", Texas Instruments, http://www.ti.com/lit/ug/sluu654a/sluu654a.pdf.

[10] A. Khemar, A. Kacha, H. Takhedmit and G. Abib, "Design and Experiments of a Dual-Band Rectenna for Ambient RF Energy Harvesting in Urban Environments", IET Microwaves, Antennas and Propagation, 8 pp. DOI: 10.1049/iet-map.2016.1040, Print ISSN 1751-8725, Online ISSN 1751-8733. Available online: 04 September 2017.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

Les différents travaux développés dans le cadre de cette thèse s'inscrivent dans la thématique de la transmission d'énergie sans fil et l'alimentation à distance de dispositifs à faible consommation. Cette technique est potentiellement intéressante, elle est en mesure de répondre à la fois aux problèmes d'autonomie et de mobilité des capteurs et des actionneurs sans fil. Cette étude s'est focalisée à la conception de circuits rectennas en technologie guide d'onde coplanaire (CPW) avec une méthodologie de conception simple. L'intérêt recherché était de mettre en évidence avantage du CPW qui donne un lien direct au plan de masse pour écarter l'utilisation de trou métallisé qui permet d'établir une liaison électrique entre deux couches (via). Trois circuits de rectennas compacts innovantes mono bande, bi-bande et large bande ont pu être développées, réalisées et mesurées. La rectenna est constituée d'une antenne planaire en CPW et d'un circuit de redressement RF-DC de topologie série.

Dans un premier temps et avant de commencer la conception du premier élément constituant la rectenna (élément antennaire), nous avons effectué une synthèse sur la quantification de la densité de puissance RF rayonnée disponible en milieu urbain, ce qui nous a permis de sélectionner une bande fréquentielle (0.9 – 3 GHz) en tant que bande de travail. La première antenne candidate pour un système de récupération d'énergie électromagnétique est l'antenne double fentes modifiée en fractale. L'antenne est bien adaptée dans la bande de fréquence allant de 866 MHz à 1.41 GHz et de 1.7 GHz à 3 GHz. Cela correspond à une bande passante relative de 103 %. Ce qui permet aussi à l'antenne de récolter de l'énergie électromagnétique dans plusieurs standards de communications avec un gain maximal augmente en fonction de la fréquence jusqu'à 4.94 dBi à 2.1 GHz. Cette antenne est associée à un circuit de conversion RF-DC mono bande en topologie série pour former la rectenna. Ce circuit de redressement RF-DC a également été soigneusement optimisé, il contient à la fois des éléments distribués (éléments rayonnants, lignes, …) et des éléments localisés linéaires (inductance et capacité) et non-linéaires (diode). Pour prendre en compte les deux aspects électromagnétiques et circuit, le logiciel commercial ADS (Co-simulation Harmonic Balance + Momentum) a servi à la simulation et à l'optimisation des circuits de conversion RF-DC. Le rendement de conversion RF-DC calculé en fonction de la tension de sortie mesurée aux bornes d'une charge optimale de 1700 Ω à 2110 MHz est de 48 % pour un niveau de puissance RF reçu de -7 dBm. Une alimentation sans fils d'un capteur de température via cette rectenna a été réalisée au laboratoire à l'aide d'un convertisseur élévateur DC-DC bq25504. La tension produite par la rectenna est d'environ 380 mV à un niveau de puissance RF reçu de - 8 dBm. Finalement, la rectenna a été caractérisée dans le milieu urbain en fonction du signal RF ambiant. La tension continue récoltée et mesurée à la sortie de la rectenna est d'environ 190 mV.

La deuxième rectenna bi-bande est à base d'une antenne patch circulaire adaptée sur toute la bande de travaille, allant de 0.8 à 3 GHz, qui correspond à une bande passante relative de 116 %. Son gain augmente en fonction de la fréquence jusqu'à 5.1 dBi à 2.4 GHz. Cette antenne est couplée avec un circuit de conversion bi-bande en topologie série. La structure est compacte et à faible coût, elle présente un rendement mesuré de 45 % à 1980 MHz (UMTS1) et une tension DC de 365 mV avec une charge optimale de 1500 Ω pour un niveau de puissance RF reçu de -7 dBm. Pour la bande GSM1800 et précisément à 1880 MHz, la tension continue mesuré à la sortie de la rectenna aux bornes d'une charge optimale de 900 Ω est d'environ 170 mV. Le rendement de conversion RF-DC calculé est de 33 % pour une densité de puissance RF d'entrée de 3,56 $\mu W/cm^2$.

L'élément antennaire de la rectenna large bande est basé sur l'association de deux antennes patch circulaire forment le réseau d'antennes à deux éléments. Un circuit de conversion RF-DC large bande à double alimentation est associé au réseau d'antenne pour constituer la rectenna. Pour un niveau de puissance P_{RF} = -10 dBm, un rendement d'environ 78 % est mesuré à la fréquence optimale de 2120 MHz (UMTS Bande1). Pour la bande GSM1800 et pour la même puissance d'entrée RF (-10 dBm) le rendement optimal mesuré à la fréquence 1880 MHz est de 33.75 % pour une charge de 1500 Ω. D'un autre côté, la puissance DC a pu être doublée grâce au réseau d'antenne à 2 éléments. Dans la continuité de ce travail, des améliorations peuvent être envisagées. Nous pouvons évoquer quelques pistes de recherche portant sur l'amélioration du rendement et la miniaturisation des rectennas.

Le tableau ci-dessous montre un comparatif des rectennas récentes de la littérature.

Reference	RF spectrum Survey (GHz) & environment	Physical size	RF-to-dc efficiency	Operating Frequency GHz	Incident power / Power density	Antenna frequency range MHz	Optimal load (kΩ)	VDC (V)	Measured harvested Pdc (µW)
[21]	NA*	107 cm^2 2D	83 %	2.45	34 V/m 310µW/m^2	2450	1.05	3.1	NA*
[22]	NA*	47 cm^3 3D	63 %	2.45	10 dBm 44.5 V/m	2450	1.6	2.82	NA*
[24]	0.3 - 3	Four circuits 2D	40 %	Four bands 0.55, 0.9, 1.85, 2.15	-10 dBm	550, 900, 1850, 2150	NR*	NR*	38 µW
[25]	NA*	115 cm^2	40% 32%	1.85 2.45	-15 dBm	1700-2800	3	0.3 0.215	NA*
[26]	1.8 - 2.5	65 cm^3 3D	55 %	Broad band 1.8 - 2.5	-10 dBm	1800 - 2500	14.7	0.3	53 µW
[27]	NA*	256 cm^2	80 %	Six-band 0.55, 0.75, 0.9, 1.85, 2.15, 2.45	- 5 dBm	550 - 2500	75	0.663	96 µW
Rectenna Single band	0.01 - 8	60 cm^2	48 %	2.11	-7 dBm	866 – 1410 1700 - 3000	1.7	0.4	21 µW
Rectenna Dual-band	0.01 - 8	104 cm^2 2D	45 % 33 %	Dual band 1.98, 1.88	3.56µW/m^2 -7 dBm	815 - 3000	1.5 0.9	0.366 0.17	26.60 µW
Rectenna Broad band	0.01 - 8	232 cm^3	84 %	0.8 – 1.2 1.8 - 3	-7 dBm	860 – 1520 1700 - 3000	1500	0.5	90 µW

*NA: Not Available. NR: Not Reported

Perspectives

Les rectennas conçues offre l'avantage d'une réalisation simple nécessitant uniquement des gravures et des éléments localisés soudés. Des progrès sont nécessaires pour améliorer le rendement du redresseur RF-DC par l'utilisation d'une autre topologie différente de circuit de conversion avec une autre diode ($R_s < 20\ \Omega$).

Pour diminuer davantage les dimensions de la structure, il faudra s'attacher à rapprocher le circuit de rectification au plus près de l'antenne, et pourquoi pas à l'intégrer dans l'antenne. La plupart des topologies de rectenna reportent le circuit à diode en dehors du système antennaire ce qui a pour effet d'augmenter les dimensions du circuit global.

Remplacer les éléments localisés linéaires (inductance et capacité) par des éléments distribués (éléments rayonnants, lignes, …). Afin de réduire l'incertitude sur les valeurs des composants discrets qui est entre 5 et 10 % en général.

Introduire des antennes à polarisation circulaire pour passer outre les problèmes liés à la rotation éventuelle de l'émetteur ou du récepteur (la rectenna).

Communications et Publications

[1] A. Khemar and A. Kacha, "Rectenna Design for Electromagnetic Energy Harvesting", Intern. Conf. on Nanoelectronics, Communications and Renewable Energy, Jijel, Algeria, 2013 Sep 22–23.

[2] A. Khemar and A. Kacha, "Optimized Antennas Design for Electromagnetic Energy Harvesting", The Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, ICEECA'14 Constantine 18-20 November, Algeria, ICEECA2014-SC_314.

[3] A. Khemar, A. Kacha and G. Abib, "Design of Circular CPW Patch Antenna Array for Ambient RF Energy Harvesting", 10ème Conférence sur le Génie Electrique, CGE'10, EMP, Bordj El Bahri, ALGERIE, 17-18 Avril, 2017, R060.

[4] A. Khemar, A. Kacha, H. Takhedmit and G. Abib, "Design and Experiments of a 3G-BAND Rectenna for Radio Frequency Energy Harvesting", Rev. Roum. Sci. Techn.-Électrotechn. et Énerg. Vol. 62, 1, pp. 82–86, Bucarest, 2017.

[5] A. Khemar, A. Kacha, H. Takhedmit and G. Abib, "Design and Experiments of a Dual-Band Rectenna for Ambient RF Energy Harvesting in Urban Environments", IET Microwaves, Antennas and Propagation, 8 pp. DOI: 10.1049/iet-map.2016.1040, Print ISSN 1751-8725, Online ISSN 1751-8733. Available online: 04 September 2017.

[6] A. Khemar, A. Kacha, H. Takhedmit, G. Abib, "Design and Experiment of a Printed Monopole Antenna Array for Ambient RF Energy Harvesting", The Second International Conference on Applied Automation and Industrial Diagnostics, ICAAID 16-17 Sep 2017, Djelfa, Algeria, Paper ID Number 39.