



Capture opportuniste d'énergie micro-onde pour l'autonomie des objets communicants

Véronique Kuhn

► To cite this version:

Véronique Kuhn. Capture opportuniste d'énergie micro-onde pour l'autonomie des objets communicants. Electromagnétisme. Télécom Bretagne; Université de Bretagne Occidentale, 2015. Français. NNT: . tel-01262720

HAL Id: tel-01262720

<https://hal.science/tel-01262720>

Submitted on 27 Jan 2016

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

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



THÈSE / Télécom Bretagne

sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

pour obtenir le grade de Docteur de Télécom Bretagne

En accréditation conjointe avec l'Ecole Doctorale Sisma

Mention : Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication

présentée par

Véronique Kuhn

préparée dans le département Micro-ondes et Électronique

Laboratoire Labsticc

Capture opportuniste d'énergie micro-onde pour l'autonomie des objets communicants

Thèse soutenue le 13 novembre 2015

Devant le jury composé de :

Raymond Quéré

Professeur, XLIM - Université de Limoges / président

Thierry Taris

Professeur, IMS - Université de Bordeaux / rapporteur

Patrice Gamand

Ingénieur Fellow (HDR), NXP Semiconductors - Caen / rapporteur

Cyril Lahuec

Maître de conférences (HDR), Télécom Bretagne / examinateur

Fabrice Seguin

Maître de conférences, Télécom Bretagne / examinateur

Christian Person

Professeur, Télécom Bretagne / directeur de thèse

Yann Toutain

Ingénieur R&D, Satimo Bretagne - Brest / invité

N° d'ordre : 2015telb0369

Sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

Télécom Bretagne

En accréditation conjointe avec l'École Doctorale Sicma

Capture opportuniste d'énergie micro-onde pour l'autonomie des objets communicants

Thèse de Doctorat

Mention : Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication

Présentée par **Véronique Kuhn**

Département : Micro-Ondes, Électronique

Laboratoire : Lab-STICC Pôle : Micro-Ondes et Matériaux (MOM)

Directeur de thèse : Christian Person

Soutenue le 13 Novembre 2015

Jury :

M. Thierry Taris, Professeur, Université de Bordeaux - laboratoire IMS (Rapporteur)
M. Patrice Gamand, Ingénieur Fellow (HDR), Caen - NXP Semiconductors (Rapporteur)
M. Raymond Quéré, Professeur, Université de Limoges - laboratoire XLIM (Examineur)
M. Yann Toutain, R&D Manager, Brest - Satimo (Invité)
M. Fabrice Seguin, Maître de conférences, Télécom Bretagne (Examineur)
M. Cyril Lahuec, Professeur, Télécom Bretagne (Examineur)
M. Christian Person, Professeur, Télécom Bretagne (Directeur de thèse)

À Chloé

Remerciements

Le travail présenté ici a été financé par PRACOM (Pôle de Recherche Avancée en Communications), dont Patrick Adde et Brigitte Rivoal sont les responsables du développement que je tiens à remercier pour leur confiance durant ces trois années. Ce travail s'est déroulé au Pôle Micro-Ondes et Matériaux (MOM) du Laboratoire en Sciences et Technologie de l'Information, de la Communication et de la Connaissance (Lab-STICC) sur le site de Télécom Bretagne. À ce titre, je souhaite remercier les responsables des départements Micro-Ondes et Électronique, Patrice Pajusco et Michel Jézéquel, pour m'avoir accueillie au sein du laboratoire.

Mes remerciements vont ensuite à Mr Thierry Taris, professeur à l'université de Bordeaux (IMS) et à Mr Patrice Gamand, directeur Technologies de NXP Semiconductors à Caen, de l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail et d'avoir accepté de rapporter cette thèse. Je remercie également Mr Raymond Quéré, professeur à l'université de Limoges (XLIM), d'avoir accepté la présidence du jury. J'adresse mes remerciements à Yann Toutain, R&D manager de Satimo à Brest d'avoir été examinateur de mon travail et de m'avoir permis d'effectuer des mesures dans les locaux de l'entreprise et également d'échanger avec les ingénieurs.

Je souhaite vivement remercier Christian Person, directeur de cette thèse. Pendant ces trois années, il m'a fait confiance et m'a laissé une grande autonomie dans mon travail tout en étant présent pour m'aider à recentrer mon étude lorsque cela a été nécessaire. Je tiens à remercier Fabrice Seguin qui m'a encadré tout au long de ce travail. Je lui suis très reconnaissante pour sa confiance, sa disponibilité et son aide qui m'ont permis d'approfondir mon travail. Également, je remercie Cyril Lahuec pour ses conseils avisés et son aide précieuse. J'adresse à chacun d'entre eux mes sincères remerciements pour leur qualité d'encadrement.

J'ai eu la chance de bénéficier des moyens disponibles aux départements Micro-Ondes et électronique pour fabriquer des prototypes. Je remercie les techniciens de ces départements pour leur aide et la qualité des réalisations.

Enfin, mes remerciements vont à mes collègues et doctorants que j'ai côtoyés durant ces trois années. Grâce à leur sympathie et les échanges que nous avons eus, j'ai pu travailler dans une ambiance agréable et studieuse. Je garderai de ces trois années un très bon souvenir.

Table des matières

Table des matières	7
Liste des acronymes	11
Introduction générale.....	13
1er chapitre : Etat de l'art	17
1) Introduction.....	20
2) Les systèmes de récupération d'énergie pour des capteurs autonomes en énergie.....	21
2.1) Les récupérateurs d'énergie: notions de base	21
2.2) Capteur autonome: besoin en énergie	23
3) Les différentes sources et techniques de récupération d'énergie.....	26
3.1) L'énergie des vibrations mécaniques	27
3.2) L'énergie thermique	34
3.3) L'énergie biochimique	37
3.4) L'énergie des radiations électromagnétiques	38
4) Bilan des sources disponibles	46
4.1) Avantages et inconvénients des différentes sources.....	46
4.2) Positionnement scientifique: la récupération d'énergie des ondes RF	48
5) Conclusion	50
6) Bibliographie.....	51
2e chapitre : La récupération d'énergie des ondes Radio-Fréquences	57
1) Introduction.....	59
2) Les systèmes de récupération d'énergie Radio Fréquences.....	60
2.1) Vue d'ensemble d'un récupérateur d'énergie RF	60
2.2) L'architecture de base d'une rectenna	60

2.3) Les architectures monobandes et multibandes	61
2.4) Blocs optionnels : le stockage de l'énergie et le convertisseur DC-DC	65
3) Les points clés de la conception d'une rectenna	69
3.1) Remarques préliminaires sur la densité de puissance radio fréquence disponible	69
3.2) Le réseau d'adaptation d'impédances	74
3.3) Les différentes architectures du redresseur	82
3.4) La charge	85
3.5) L'antenne de réception	86
4) Conclusion	91
5) Bibliographie.....	92
3e chapitre : Conception de rectennas multibandes	97
1) Introduction.....	99
2) Conception de la rectenna	100
2.1) Architecture globale choisie	100
2.2) Choix du redresseur et de la diode Schottky	101
2.3) Méthode de conception du réseau d'adaptation d'impédances	102
3) Réalisation d'un premier prototype adapté sur trois bandes RF et résultats expérimentaux	106
3.1) Conception du prototype multibandes.....	106
3.2) Résultats de mesures de la rectenna multibandes.....	108
3.3) Problématique liée à l'architecture présentée.....	114
4) Réalisation d'un second prototype multibandes et résultats expérimentaux	117
4.1) Amélioration de l'étage redresseur.....	117
4.2) Résultats de mesures de la rectenna multibandes.....	123
5) Positionnement des travaux par rapport à l'état de l'art	131
6) Conclusion	134
7) Bibliographie.....	135

4e chapitre : Capteur porté par la personne, interaction avec le corps humain	137
1) Introduction.....	140
2) Influence du corps humain sur les performances de l'antenne	141
2.1) Contexte et contraintes	141
2.2) Interaction antenne et corps humain : performances de l'antenne	142
3) Modification du réseau d'adaptation d'impédance pour atténuer les effets du corps humain sur l'antenne	150
3.1) Optimisation du réseau d'adaptation d'impédance	150
3.2) Réalisation d'un récupérateur d'énergie RF porté par la personne	160
4) Autre technique de masquage du corps : insertion d'une surface à haute impédance	163
4.1) Conception d'une Surface Haute impédance	163
5) Antenne multi-bandes à polarisation circulaire sur une surface à haute impédance ..	169
5.1) Antenne 4 bandes de fréquences à polarisation circulaire fonctionnant à 0.95 GHz, 1.8 GHz, 2.1 GHz et 2.45 GHz.....	169
5.2) Implémentation de l'antenne multi-bandes sur une surface à haute impédance ..	172
6) Conclusion	176
7) Bibliographie.....	177
Conclusion générale et perspectives du travail de thèse	181
Conclusion	182
Perspectives	183
Publications	185
Annexes	187
Annexe 1 : Comparatif expérimental de trois techniques de récupération d'énergie	189
1) Introduction.....	189
2) Récupération de l'énergie photovoltaïque	189
3) Récupération de l'énergie des ondes Radio-Fréquences	191
4) Récupération de l'énergie thermique	193

5) Comparaison des sources	194
Annexe 2 : Modélisation de la diode Schottky	195
1) Introduction.....	195
2) Modèle de la diode Schottky.....	195
3) Influence des paramètres internes de la diode Schottky	196
3.1) Influence de la résistance (R_s)	197
3.2) Influence de la capacité de jonction (C_{j0}).....	198
3.3) Choix de la diode Schottky (commercialisée).....	198
4) Modélisation des éléments parasites de la diode Schottky (MSS20-141)	199
5) Bibliographie.....	201
Annexe 3 : Optimisation du réseau d'adaptation d'impédances	203
1) Introduction.....	203
2) Méthode d'optimisation.....	203
3) Conception du réseau d'adaptation	205
Annexe 4 : Caractérisation du textile	209
1) Simulation sur ADS	209
2) Fabrication	209
3) Résultats de simulation et mesure	210
Annexe 5 : Paramètres d'une antenne	211
1) Zones et diagramme de rayonnement	211
2) Directivité et gain.....	211
3) Largeur de bande.....	212
4) Polarisation	212

Liste des acronymes

AC - Alternative Current (régime alternatif)

ADS - Advanced Design System

ANFR - Agence Nationale des Fréquences

DC - Direct Current (régime continu)

FM - Frequency Modulation

GSM - Global System for Mobile Communications

HB - Harmonic Balance

HF - Hyperfréquence (Haute Fréquence)

HFSS - High Frequency Structural Simulator

IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers

ISM - Industrial Scientific Medical

PIRE - Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente

PZT – Titano-Zirconate de Plomb

RF - Radio Frequency

UMTS - Universal Mobile Telecommunications System

WLAN - Wireless Local Area Network

WPT - Wireless Power Transmission

Introduction générale

Les réseaux de capteurs sans fil (WSN: Wireless Sensor Network) profitent des progrès récents en terme de consommation énergétique pour concevoir des entités de contrôle intelligentes. Grâce aux consommations toujours plus faibles des circuits de communication radiofréquence, il est possible de créer des réseaux de systèmes de capteurs capables d'extraire des données de leur environnement et de les transmettre à une entité maîtresse. Tout d'abord utilisés pour surveiller l'environnement ou la faune et la flore d'espaces naturels ou cultivés, les capteurs ont aujourd'hui de nombreuses applications civiles. Un exemple d'utilisation de réseaux de capteurs est la remontée d'informations en milieu urbain. Grâce à des capteurs hétérogènes disséminés dans des quartiers, il est possible de disposer en continu de diagnostics sur les canalisations enterrées, sur l'état du réseau de transports, la pollution des rues et celle de l'air intérieur des bâtiments, l'éclairage public... Dans ce contexte, pour analyser et traiter finement ces informations, il est nécessaire de mener une évaluation sur de longues périodes avec une résolution temporelle précise et adaptée à chaque grandeur physique étudiée. Ces réseaux de capteurs doivent donc être non-intrusifs pour ne pas perturber le fonctionnement des divers systèmes étudiés. Ceci suppose également de réduire au maximum leur coût et leur encombrement.

Les deux principales problématiques, à savoir la consommation énergétique, et la durée d'utilisation de plusieurs années, imposent une grande efficacité énergétique des transmissions sans fil. La consommation énergétique des capteurs dépend de ces fonctionnalités et des composants utilisés. La gamme de puissance est donc très vaste et s'étend de quelques microwatts à plusieurs centaines de milliwatts. Les batteries ou piles ont permis le développement de ces systèmes en les rendant autonomes. Néanmoins, cette méthode d'alimentation est inadaptée pour les applications modernes. En effet, les durées de vie limitées des batteries sont un frein au développement de tels réseaux pour des raisons de coût et de difficulté de maintenance. La durée de vie de dispositifs ainsi alimentés est donc directement liée à la quantité de charges initialement stockées dans la pile et donc à sa taille. Il existe alors un compromis entre les dimensions du dispositif et sa longévité.

Une solution alternative pour alimenter ces capteurs est d'utiliser l'énergie disponible dans leur environnement, comme par exemple les gradients thermiques, les vibrations mécaniques, ou encore les ondes lumineuses ou Radio-Fréquences. Ainsi, il est envisageable que le capteur, ainsi alimenté, puisse fonctionner en continu ou en cycle de service réduit au cas où la quantité d'énergie disponible est faible. L'utilisation de l'énergie ambiante pour alimenter un capteur permet son autonomie et sa durée de vie est uniquement limitée par la présence de la source de l'énergie et par sa fiabilité propre.

C'est dans ce contexte que s'est déroulé ce travail de thèse au sein des départements micro-ondes et électronique de Télécom Bretagne. Ces travaux sont financés par PRACOM (Pôle de Recherche Avancée en Télécommunications). Cette thèse propose de contribuer au développement de solutions innovantes visant à rendre autonome en énergie un réseau de capteurs en exploitant notamment l'énergie électromagnétique des ondes Radio-Fréquences. Le contexte est celui des capteurs placés en environnement ambiant, c'est-à-dire dans un

environnement pour lequel les densités de puissances incidentes ne sont pas maîtrisées et sont généralement faibles.

Le mémoire de thèse présentant ces travaux est constitué de quatre chapitres.

Dans le **premier chapitre**, après avoir décrit l'architecture globale d'un récupérateur d'énergie, nous nous intéressons aux différentes sources et techniques de récupération d'énergie. L'énergie mécanique, thermique, chimique et l'énergie des radiations électromagnétiques sont étudiées. A partir de cette étude, un bilan présentant les avantages et inconvénients de chacune de ces sources est dressé. Ce bilan va ainsi nous permettre de positionner les systèmes de récupération d'énergie des ondes Radio Fréquences par rapport aux autres systèmes.

Le **deuxième chapitre** est consacré aux techniques de récupération d'énergie des ondes Radio-Fréquences. Ayant auparavant démontré l'intérêt de collecter l'énergie sur une large bande de fréquences, plusieurs transducteurs multibandes sont détaillés et les problématiques liées à la conception sont expliquées. Il sera montré que l'évaluation de la densité de puissance RF présente dans l'environnement du capteur implique des choix pour l'architecture choisie, comme par exemple l'ajout de cellule de stockage d'énergie ou encore l'utilisation d'un convertisseur dc-dc.

Dans le **troisième chapitre**, deux récupérateurs d'énergie RF multibandes sont conçus. Le premier permet de récupérer de l'énergie RF sur une large-bande de 1.8 GHz à 2.6 GHz. Ensuite, une étude sur la sommation des différentes contributions continues du système va être menée pour permettre d'améliorer la conversion RF-dc d'un récupérateur d'énergie RF multibandes. Un deuxième prototype basé sur l'architecture ainsi trouvée sera présenté. Celui-ci est adapté pour fonctionner sur les quatre bandes de fréquences suivantes: GSM900, GSM1800, UMTS et Wi-Fi. Les deux prototypes seront testés dans divers environnements et nous verrons qu'ils sont capables d'alimenter des petits capteurs en extérieur. Nous terminerons cette partie par une comparaison de nos travaux avec l'état de l'art.

Dans le **quatrième chapitre**, nous nous intéressons aux capteurs autonomes en énergie portés par la personne et comment la présence du corps humain a un retentissement sur les performances du système de récupération d'énergie RF. Plusieurs solutions pour masquer les effets du corps sont proposées comme améliorer le réseau d'adaptation d'impédances du récupérateur d'énergie RF, ou encore l'utilisation d'une surface à hautes impédances. Finalement, une antenne multi-bandes à polarisation circulaire va être simulée sur une surface à haute impédance permettant de capter les ondes de plusieurs fréquences tout en étant positionnée sur le corps humain.

Nous concluons ce manuscrit en résumant les points clés pour rendre un capteur autonome en énergie et nous énoncerons les perspectives des études menées lors de cette thèse. Pour faciliter la lecture du mémoire, nous reporterons en annexes des compléments d'informations sur des études menées au cours de la thèse.

1er chapitre : État de l'art

Sources et techniques de récupération d'énergie

Positionnement de la récupération d'énergie des

ondes Radio-Fréquences

1er chapitre : État de l'art	17
1) Introduction.....	20
2) Les systèmes de récupération d'énergie pour des capteurs autonomes en énergie.....	21
2.1) Les récupérateurs d'énergie: notions de base	21
2.1.1) Architecture d'un récupérateur d'énergie	21
2.1.2) Efficacité du récupérateur d'énergie	22
2.2) Capteur autonome: besoin en énergie	23
2.2.1) La consommation par blocs	23
2.2.2) La consommation du capteur complet	24
3) Les différentes sources et techniques de récupération d'énergie.....	26
3.1) L'énergie des vibrations mécaniques	27
3.1.1) Source d'énergie des vibrations mécaniques	27
3.1.2) Transducteurs pour l'énergie des vibrations mécaniques	27
3.1.2.1) Structure des transducteurs.....	27
3.1.2.2) Le transducteur magnétique	29
3.1.2.3) Le transducteur piézoélectrique.....	31
3.1.2.4) Le transducteur électrostatique.....	32
3.2) L'énergie thermique	34
3.2.1) La source d'énergie thermique.....	34
3.2.2) Le transducteur thermique	34
3.3) L'énergie biochimique	37
3.4) L'énergie des radiations électromagnétiques	38
3.4.1) L'énergie des ondes lumineuses	38
3.4.2) L'énergie des ondes Radio-Fréquences	41
3.4.2.1) Source des ondes RF	41
3.4.2.2) Transducteur d'énergie des ondes RF	43
4) Bilan des sources disponibles	46
4.1) Avantages et inconvénients des différentes sources.....	46
4.2) Positionnement scientifique: la récupération d'énergie des ondes RF	48
5) Conclusion	50

6) Bibliographie.....	51
-----------------------	----

1) Introduction

Dans l'environnement d'un capteur, plusieurs phénomènes physiques peuvent être assimilés à des sources d'énergie. La lumière, le vent ou encore les différences de température en sont des exemples intéressants. Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord décrire l'architecture globale d'un récupérateur d'énergie et quels sont les besoins en énergie des capteurs à alimenter. Ensuite, nous nous intéresserons aux différentes sources d'énergie disponibles. Etant donné que l'application vise l'autonomie de petits systèmes communicants, c.à.d de taille de l'ordre du cm^2 , plusieurs sources n'ont pas été prises en considération. Dans la seconde partie de ce chapitre, l'énergie mécanique, thermique, chimique et l'énergie des radiations électromagnétiques sont étudiées. A partir de cette étude, un bilan présentant les avantages et inconvénients de chacune de ces sources va être dressé. Grâce à ce bilan, nous allons positionner les systèmes de récupération d'énergie à partir des ondes radio fréquences par rapport aux autres systèmes.

2) Les systèmes de récupération d'énergie pour des capteurs autonomes en énergie

2.1) Les récupérateurs d'énergie: notions de base

2.1.1) Architecture d'un récupérateur d'énergie

Un système de récupération d'énergie pour l'alimentation d'un capteur est composé de cinq blocs distincts comme présenté Figure 1-1.

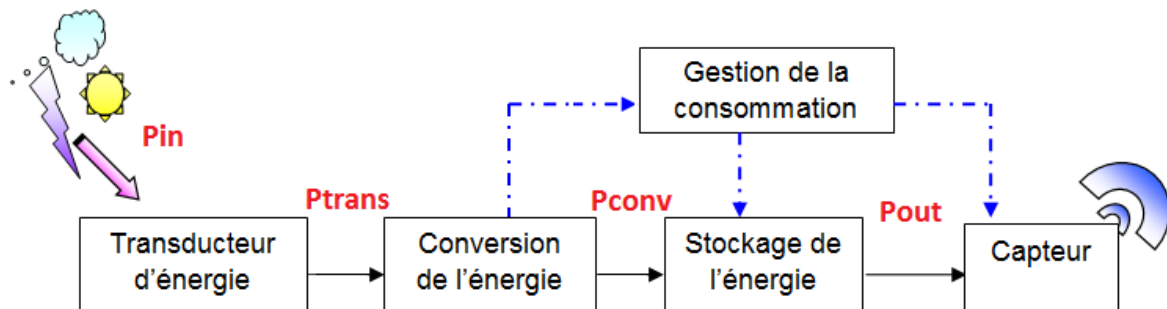


Figure 1-1 Schéma bloc d'un récupérateur d'énergie pour l'alimentation d'un capteur autonome.

La première partie du système complet est le transducteur d'énergie. Celui-ci fournit comme signal de sortie une grandeur physique utilisable en réponse à une autre grandeur physique spécifique comme signal d'entrée. Les principes de cette transduction sont basés sur l'existence de divers effets physiques ou chimiques. On distingue six grandes classes de signaux: thermiques, mécaniques, optiques, magnétiques, électriques ou chimiques [Harb11].

Ensuite, la seconde partie permet la conversion de l'énergie. L'énergie reçue en sortie du transducteur est convertie en puissance électrique continue. Cette partie peut être constituée de redresseurs, de convertisseurs ou de pompes de charges. Le choix dépend entre autre du transducteur en entrée. En effet, les transducteurs peuvent être répertoriés en deux groupes. Les transducteurs d'énergie des vibrations mécaniques ou encore ceux des ondes électromagnétiques génèrent une tension alternative. Le convertisseur d'énergie sera dans ce cas un redresseur de tension. Quant aux transducteurs d'énergie photovoltaïque ou thermique, des convertisseurs dc-dc assureront la conversion étant donné que la tension en sortie des transducteurs est une tension continue dc. Le défi majeur de cette partie est d'assurer l'efficacité de conversion la plus élevée possible entre le transducteur et le capteur à alimenter [LHJM06].

La troisième partie est une cellule de stockage de l'énergie convertie. Il peut s'agir de condensateurs électriques, de super-capacités ou encore de batteries rechargeables. Cette cellule est utilisée pour accumuler de l'énergie reçue et en fournir au capteur selon le besoin énergétique [WWVS13].

Enfin, la quatrième partie de ce système est celui de la gestion de la consommation. Il est composé de micro-processeurs et convertisseurs intégrant des algorithmes qui permettent d'acheminer l'énergie reçue soit vers la cellule de stockage, soit vers le capteur en fonction des besoins [RaCh06]. Dans la littérature scientifique, lorsqu'on évoque la gestion de la consommation, très souvent le terme « Power Management » est employé. Ce terme est aussi utilisé lorsqu'il s'agit d'adapter l'impédance d'un générateur pour maximiser sa puissance généralement appelée MPPT (Maximum Power Point Tracking), ou simplement d'insérer un convertisseur élévateur entre le générateur et l'élément de stockage uniquement pour élever la tension de ce dernier. La recherche du maximum de puissance récupérable d'une source d'énergie est un sujet très répandu dans la littérature scientifique. Par exemple, Aman Kansal [KHZS07] et Vijay Raghunathan [RaCh06] de l'Université de Californie ont travaillé sur l'alimentation de réseaux de capteurs communicants et particulièrement en prenant en compte que l'énergie récupérée évolue au cours du temps et qu'elle n'est pas la même pour chaque nœud du réseau. Leur algorithme de gestion de la consommation en temps réel détermine, à chaque pas de temps, le cycle de fonctionnement de la charge, en fonction de l'énergie disponible (connue grâce à un algorithme de prédiction de l'énergie). Ainsi, l'étude de la gestion de la consommation pour des capteurs autoalimentés se traduit par le développement d'algorithmes permettant de mieux piloter la charge en adaptant sa consommation aux ressources disponibles.

2.1.2) Efficacité du récupérateur d'énergie

Il est important de déterminer correctement l'efficacité d'un récupérateur d'énergie pour éviter des confusions lors de la lecture du manuscrit. Dans certains articles de la bibliographie, l'efficacité du récupérateur d'énergie est en réalité l'efficacité de conversion de l'énergie et non l'efficacité globale. Pour cela, nous nous efforcerons de bien faire la différence entre les deux.

La définition de l'efficacité de conversion d'un récupérateur d'énergie, η_{conv} , est le rapport de la puissance de sortie dc en sortie du circuit de conversion, P_{conv} , sur la puissance d'entrée présente à la sortie du transducteur d'énergie, P_{trans} :

$$\eta_{conv} = \frac{P_{conv}}{P_{trans}}, \quad (1-1)$$

avec η exprimé en %, P_{conv} et P_{trans} en Watt.

Et l'efficacité globale du récupérateur d'énergie, que l'on nommera η_{all} , prend en compte l'efficacité du transducteur (avec P_{in} la puissance incidente au niveau du transducteur) et celle de la cellule de stockage (voir Figure 1-1). Ainsi, η_{all} est défini par:

$$\eta_{all} = \frac{P_{trans}}{P_{in}} \frac{P_{conv}}{P_{trans}} \frac{P_{out}}{P_{conv}}, \quad (1-2)$$

avec η exprimé en %, P_{trans} , P_{in} , P_{conv} , et P_{out} en Watt. Nous noterons que ces deux efficacités seront exprimées en %.

2.2) Capteur autonome: besoin en énergie

Les avancées technologiques réalisées dans le domaine des réseaux sans fil, de la micro-fabrication des microprocesseurs ont permis l'essor d'une nouvelle génération de réseaux de capteurs adaptés à une gamme d'applications très variée. Ces capteurs sont de petits appareils électroniques sans fil, autonomes, et capables de communiquer soit entre eux soit vers une entité maîtresse. Ils forment un réseau de capteurs sans fil capables de donner et transmettre des informations utiles sur une région ou pour un domaine d'intérêt. Grâce à leurs capacités de calcul, ces capteurs communicants sans fil permettent d'envisager de nombreuses applications encore irréalisables il y a quelques années. Aujourd'hui, ces capteurs petits et peu coûteux peuvent être, par exemple, disposés sur le long des routes ou dans des bâtiments pouvant donc détecter une variété de phénomènes physiques. De nombreux domaines d'application sont alors envisagés tels que le contrôle de l'environnement, le bâtiment, l'agriculture, la surveillance de machines industrielles ou du trafic urbain, la santé, ou le sport. Ces capteurs composent notamment la couche physique de l'internet des objets (en anglais IOT : Internet Of Things), un domaine en pleine expansion. « *L'internet des objets est un réseau de réseaux qui permet, via des systèmes d'identification électroniques normalisés et unifiés, et des dispositifs mobiles sans fil, d'identifier directement et sans ambiguïté des entités numériques et des objets physiques et ainsi de pouvoir récupérer, stocker, transférer et traiter, sans discontinuité entre les mondes physiques et virtuels, les données s'y rattachant [BeBu12].* » Déployés à grande échelle, les réseaux de capteurs sans fil sont souvent placés dans des environnements limités en termes de ressources comme la limitation des capacités de traitement, de stockage et surtout d'énergie. L'entretien des nœuds de capteurs est un coût non-négligeable au niveau de la maintenance et du remplacement des batteries utilisées. La limitation énergétique est une problématique incontournable dans la conception des réseaux de capteurs sans fil car elle influe directement sur la durée de vie d'un réseau.

2.2.1) La consommation par blocs

La Figure 1-2 montre l'architecture de base d'un capteur autonome en énergie qui peut être divisée en deux parties. La première s'occupe de la gestion de l'énergie et l'autre des mesures, traitement et envoi des données. La première partie est donc composée d'un générateur qui permet la conversion de l'énergie collectée par un transducteur en puissance électrique, laquelle est ensuite mise en forme par un convertisseur (ac-dc ou dc-dc) et transmise à une cellule de stockage d'énergie. La partie mesures et communication consiste à effectuer des mesures avec des capteurs divers, traiter les informations (filtrage, compression, conversions) et les transmettre avec l'émetteur - récepteur.

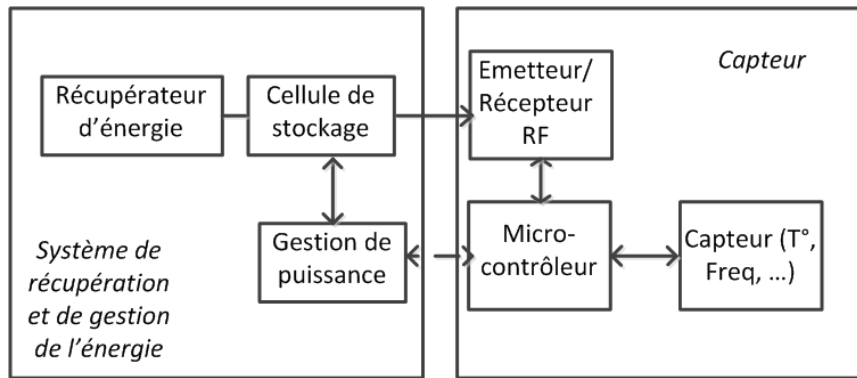


Figure 1-2 Schéma d'un capteur autonome en énergie.

Composé de l'émetteur-récepteur, la partie radiocommunication s'occupe de la communication entre le capteur et le monde externe. La consommation de ce bloc dépend de la distance sur laquelle le capteur va communiquer et la distance dépend de l'architecture du réseau dans lequel se trouve le capteur. Il existe trois principales architectures de communications: le mode infrastructure avec une ou plusieurs stations de base, le mode ad hoc sans station de base et le mode mixte ad hoc avec une ou plusieurs stations de base. Un des axes de recherches très actif aujourd'hui tente de minimiser la consommation d'énergie de ces protocoles. Un exemple d'architecture visant à économiser l'énergie est le projet WiseNET de CSEM (Centre Suisse d'électronique et Microélectronique). Le module conçu consomme en moyenne $25\mu\text{W}$ en communiquant un paquet de 56 octets toutes les 100 secondes, soit 100 fois moins qu'un protocole standard S-MAC ou T-MAC [EEDP04].

La deuxième partie consommant de l'énergie est le microcontrôleur. Celui-ci permet le traitement des informations. Un exemple est le EM6607 de chez EM Electronic, de 4 bits et opérant à 32kHz. Il ne consomme que $1.8\mu\text{A}$ à 1.2 V en mode actif et 100nA en mode veille [Emmi00].

La troisième partie est le capteur qui relève les informations souhaitées. Pour le choix du capteur un compromis est à faire entre sa consommation en énergie et le bruit. En effet, une faible consommation d'énergie est obtenue avec un capteur d'impédance élevée, ce qui augmente le bruit et diminue la qualité de la mesure. Comme exemple, il est possible d'utiliser le capteur de température TMP35 (Analog Device) qui consomme $135\mu\text{W}$ en mode actif et $1.35\mu\text{W}$ en mode veille [Anal00].

2.2.2) La consommation du capteur complet

Il est possible d'estimer l'énergie nécessaire pour le fonctionnement d'un capteur, étant constitué des blocs décrits précédemment, en analysant les différents composants électroniques qui le constituent. Dans le Tableau 1-1, nous avons sélectionné plusieurs composants qui peuvent être utilisés dans un capteur sans fil.

Le séquençement pour le fonctionnement du capteur est le suivant: réveil du microcontrôleur (consommation en énergie (en W.s), $C_{micro} = 2.7 \mu W \times 1.5 \text{ s}$), réveil du capteur de mesures ($C_{captmes} = 0.675 \text{ mW} \times 30 \mu s$), traitement des données ($C_{données} = 0.677 \text{ mW} \times 2 \text{ ms}$) et mise en veille du capteur ($C_{veille1} = 100 \mu W \times 30 \mu s$) puis réveil de la partie émetteur-récepteur ($C_{radio} = 100 \mu W \times 1.6 \text{ ms}$) et envoi des données ($C_{envoi} = 100 \mu W \times 350 \mu s$) puis finalement mise en veille du microcontrôleur et de la partie émetteur-récepteur ($C_{veille2} = 2.7 \mu W \times 1 \text{ ms}$).

Tableau 1-1 Consommation de plusieurs composants constituant un capteur

Composant	Consommation en mode actif	Consommation en mode veille	Temps d'opération	Référence
Radiocommunication nRF24L01	52 μ A @ 1.9V	900nA@1.9V	350 μ s	[Nord00]
Microcontrôleur EM6607	1.8 μ A @ 1.5V	100nA@1.5V	1.5 s	[Emmi00]
Capteur d'humidité AD7814	250 μ A @ 2.7V	0.43 μ A@2.7V	30 μ s	[Anal00]

Par la suite, on définit l'énergie consommée durant une période d'activité par l'équation:

$$E_{conso} = C_{micro} + C_{captmes} + C_{données} + C_{veille1} + C_{radio} + C_{envoi} + C_{veille2} = 6 \mu J. \quad (1-3)$$

Si l'on ajoute les différents temps d'action décrits ci-dessus, la durée totale de fonctionnement du capteur est de 2 s. On peut par conséquent calculer la puissance moyenne consommée par le capteur:

$$P_{moyen} = \frac{6 \mu J}{2s} = 3 \mu W. \quad (1-4)$$

Ainsi, en fonction des composants choisis, le capteur conçu peut atteindre de très faibles consommations d'énergie de l'ordre du microwatt comme présenté dans l'exemple ci-dessus.

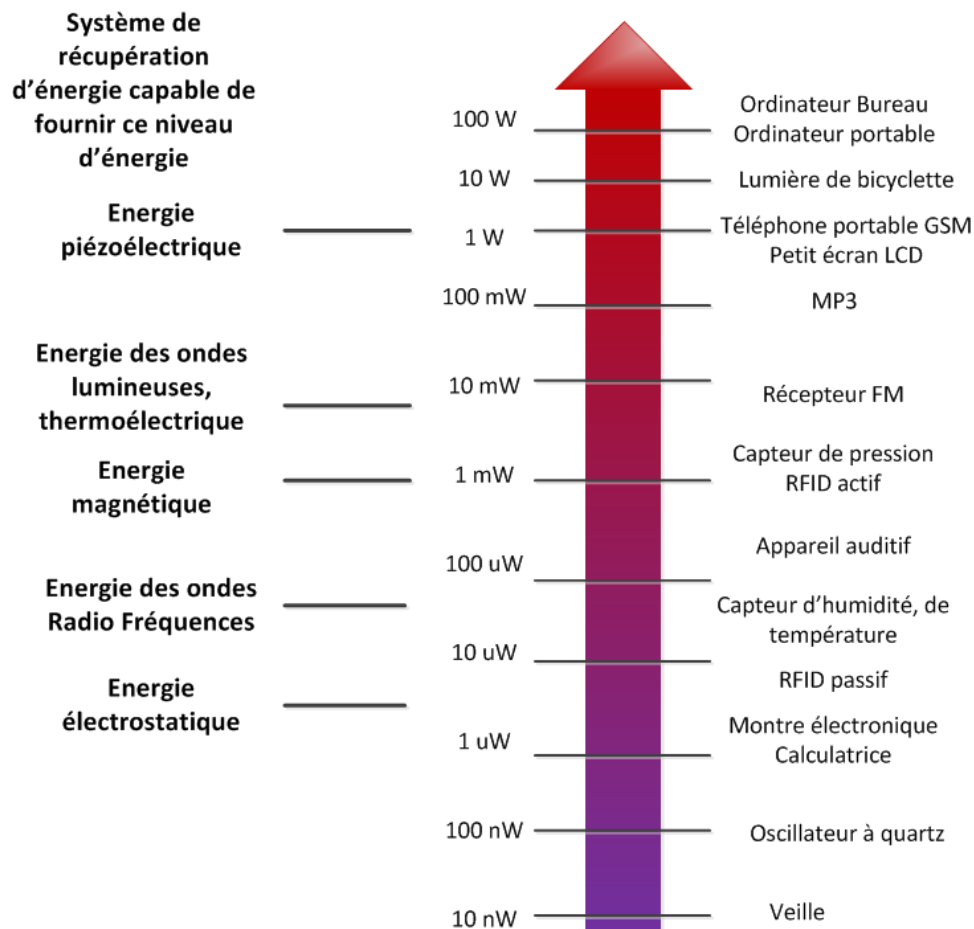


Figure 1-3 Echelle besoin en puissance pour des appareils électroniques et récupération d'énergie associée aux niveaux de puissance [Marc09].

Afin de donner quelques ordres de grandeurs, la Figure 1-3 donne une estimation des puissances nécessaires pour le fonctionnement de plusieurs capteurs et appareils électroniques. Les différents types de récupération d'énergie sont également énumérés et répertoriés sur cette figure en fonction de leur capacité à fournir ces niveaux d'énergie. La gamme de capteurs pour laquelle nous allons nous concentrer dans ce mémoire est celle des systèmes de volume de l'ordre du cm^3 et de consommation de l'ordre du milliwatt maximum. Ainsi, du fait de l'encombrement des systèmes, plusieurs énergies ne seront pas considérées ici comme par exemple l'énergie éolienne, géothermique ou encore l'hydroélectricité.

3) Les différentes sources et techniques de récupération d'énergie

Comme expliqué précédemment, seules les sources d'énergie ayant des systèmes de récupération de dimension de l'ordre du cm^3 sont considérées. Les sources étudiées dans ce chapitre sont regroupées en plusieurs catégories: l'énergie des vibrations mécaniques (piézoélectrique, magnétique et électrostatique), thermique, chimique et l'énergie des radiations (ondes lumineuses et Radio-Fréquences).

3.1) L'énergie des vibrations mécaniques

Les vibrations mécaniques sont largement présentes dans notre environnement. Celles-ci peuvent provenir des mouvements du corps humain, naturels ou volontaires, mais également de vibrations dues aux machines existantes (machine à laver, moteur,...). Cette section présente les sources mécaniques existantes et les techniques permettant de transformer l'énergie mécanique issue du milieu ambiant en énergie électrique.

3.1.1) Source d'énergie des vibrations mécaniques

Le graphique présenté en Figure 1-4 permet de comparer les sources mécaniques en s'intéressant à la puissance moyenne récupérable [RoWR03]. Un interrupteur, un moteur de voiture, les mouvements du corps humain sont des exemples de sources émettant des vibrations mécaniques. Ayant une fréquence possible à 10 Hz, 1 cm³ du moteur d'une voiture peut permettre de récupérer de l'ordre de 100 μ W. D'après la Figure 1-4, pour un volume de 1 cm³ des divers systèmes représentés, il est possible de récupérer entre 10 μ W et 100 mW.

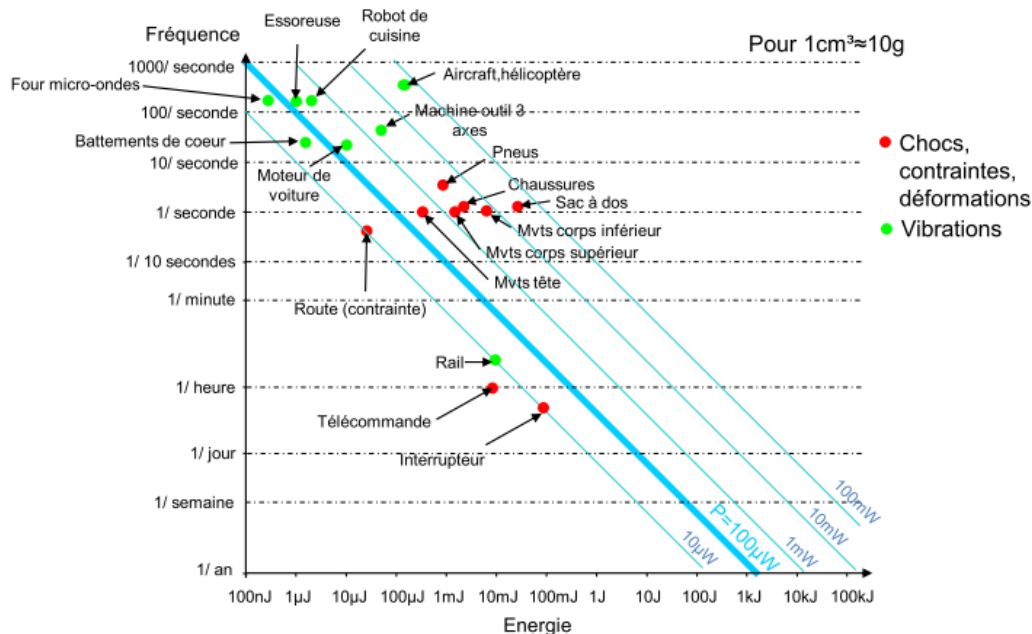


Figure 1-4 Energie mécanique disponible en moyenne selon la source [RoWR03].

3.1.2) Transducteurs pour l'énergie des vibrations mécaniques

3.1.2.1) Structure des transducteurs

Il existe trois transducteurs permettant de récupérer l'énergie des vibrations mécaniques: magnétique, piézoélectrique et électrostatique. Ils sont basés tous les trois sur le même principe. Un modèle simplifié de ce transducteur a été mis en évidence par William et Yates [WiYa95] et est représenté Figure 1-5.

L'énergie maximale disponible dans ce transducteur est calculée à partir de l'équation différentielle suivante:

$$m \ddot{z}(t) + d \dot{z}(t) + kz(t) = -A(t) \quad (1-5)$$

Cette équation relie le déplacement $z(t)$ de la masse sismique m par rapport au boîtier aux vibrations d'excitation caractérisées par l'accélération: $A(t) = \ddot{y}(t)$ (avec k la raideur du ressort et d l'amortissement visqueux).

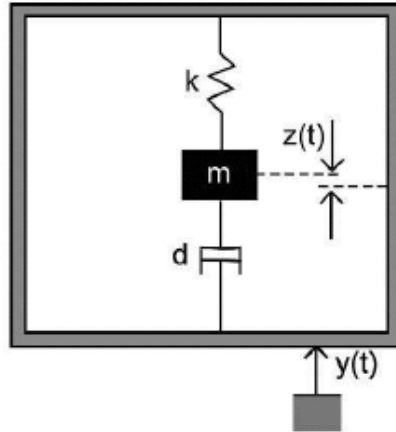


Figure 1-5 Modèle de William et Yates [WiYa95].

La puissance générée est égale au produit de la vitesse de déplacement de la masse relativement au boîtier et la force d'amortissement visqueux.

$$P(t) = d \cdot \dot{z}(t) \cdot \dot{z}(t) \quad (1-6)$$

Les équations différentielles (1-5) et (1-6) peuvent être représentées dans le domaine de Laplace (avec p la variable de Laplace):

$$Z = \frac{-mA}{mp^2 + dp + k} \quad (1-7)$$

$$P = \frac{1}{2} dp^2 Z^2 \quad (1-8)$$

Si l'excitation $y(t)$ est sinusoïdale et si le système opère à la fréquence de résonance, la variable le Laplace p peut être remplacée par $j\omega_N$ avec $\omega_N = \sqrt{\frac{k}{m}}$, la pulsation de résonance du système. Ainsi l'équation donne la relation entre les paramètres du transducteur et la puissance moyenne récupérable:

$$P = \frac{mA^2}{4\zeta\omega_N} \quad (1-9)$$

avec $\zeta = \frac{d}{2m\omega_N}$.

Ainsi, selon ce modèle, la puissance récupérée par ce type de transducteur est proportionnelle à la masse sismique en mouvement, à l'amplitude d'accélération de l'excitation au carré et inversement proportionnelle à la pulsation de résonance et au facteur d'amortissement.

3.1.2.2) Le transducteur magnétique

Un transducteur magnétique se compose d'un ou plusieurs aimants créant un champ magnétique constant, et d'une bobine plongée dans ce champ. Une poutre encastrée (Figure 1-6) avec un ressort permet de générer un déplacement relatif $z(t)$ entre l'aimant et la bobine lorsque le système est excité par une vibration $y(t)$.

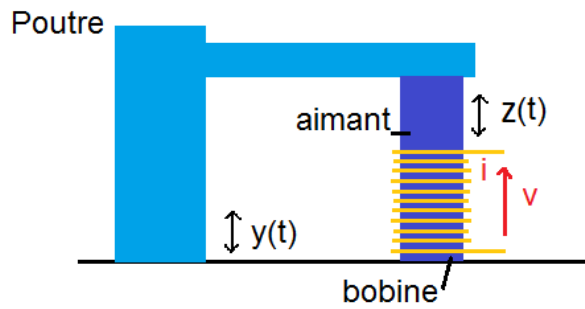


Figure 1-6 Exemple de structure de transducteur magnétique [BTTG07].

Le changement au cours du temps du flux magnétique à travers la surface entourée par la bobine crée une tension V proportionnelle à la vitesse de changement du flux magnétique Φ et au nombre de tours N de la bobine, selon la loi de Faraday, exprimée Equation (1-10).

$$V = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (1-10)$$

L'efficacité de ce type de transducteur peut atteindre 30%. Ils sont cependant difficiles à miniaturiser, tout d'abord car la densité volumique d'énergie diminue avec la taille du système, et ensuite parce qu'il est difficile d'avoir un système stable avec de forts champs magnétiques.

Malgré tout, différentes structures ont été fabriquées grâce aux techniques de la microélectronique [KKTB07] (Figure 1-7). Ces structures ont été gravées sur un wafer de silicium et contiennent donc soit des bobines de cuivre micro-fabriquées, soit des aimants. Le volume de cette structure est de 0.1 cm^3 . La Figure 1-8 montre un exemple de structure avec

des bobines de cuivre. Celle-ci permet de générer 586 nW à 60 Hz pour une vibration ambiante d'accélération de 8.829 m.s^{-2} . La tension générée est cependant très faible, de l'ordre de 10 mV sur une charge de 170Ω .

Le Tableau 1-2 résume quelques exemples de prototypes utilisant le mode de conversion d'énergie magnétique.

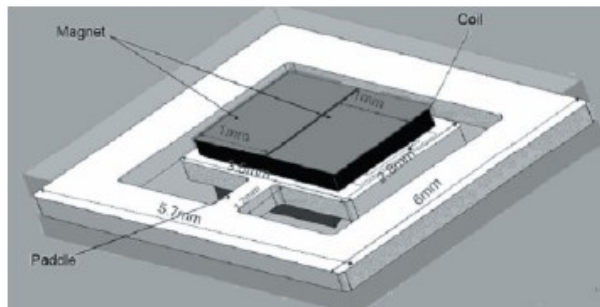


Figure 1-7 Schéma du micro-générateur [KKTB07].

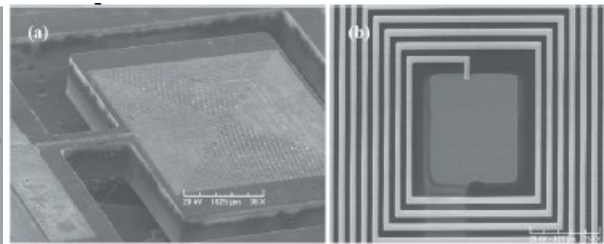


Figure 1-8 Deux architectures de bobines [KKTB07].

Tableau 1-2 Récupération d'énergie des vibrations : systèmes magnétiques

Référence	Puissance (uW)	Volume (mm ³)	Tension (V)	Accélération (m/s ²)	Fréquence (Hz)	Masse (g)
[KKTB07]	0.148	34.2		3.9	8080	0.03
[GTBW04]	157	125000	0.005	40	100	
[BTKW05]	0.02	100		19.2	9500	0.03
[SaBK07]	0.5	1344	0.02	320	3600	
[TGTB07]	58	1000	1.12	0.6	52	0.6

Les systèmes fonctionnant à basses fréquences sont assez volumineux ce qui corrèle bien avec la définition de la pulsation de résonance du système (qui dépend de la masse utilisée d'après l'équation (1-9)). De plus, les tensions générées sont faibles, ce qui peut poser des problèmes pour le redressement de cette tension. Il est à noter que la tension de sortie d'un transducteur magnétique est alternative ce qui induit l'utilisation d'un convertisseur ac-dc. Nous pouvons noter que les fréquences en jeu sont inférieures à 100Hz. Les bobines ont alors tendance à être plus résistantes que selfiques, induisant des pertes par effet Joule.

Une autre problématique soulevée par l'intégration de ce système sur une même puce qu'un circuit électronique est la présence de forts champs magnétiques, qui peuvent perturber le fonctionnement de l'électronique voisine et créer des dysfonctionnements.

Ainsi, les systèmes de récupération d'énergie magnétique permettent de générer de forts niveaux de courant au détriment de tensions faibles. Ces systèmes sont en outre bien

adaptés pour des vibrations de faibles fréquences et forte amplitude, telles que celles liées aux mouvements du corps humain. L'intégration est néanmoins plus difficile, du fait des faibles performances des aimants et des bobines planaires de taille nanométrique.

3.1.2.3) Le transducteur piézoélectrique

Les transducteurs piézoélectriques utilisent des matériaux non conducteurs dont la propriété est de se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique, et inversement de se déformer mécaniquement sous l'application d'un champ électrique. Dans le cas de la récupération d'énergie, l'effet piézoélectrique direct est généralement exploité. La structure mécanique est dans la majorité des cas une poutre encastrée, sur laquelle une ou plusieurs céramiques PZT sont liées (Figure 1-9). Les vibrations de la poutre induisent une déformation du matériau piézoélectrique, créant ainsi sa polarisation.

Les systèmes piézoélectriques contrairement aux systèmes magnétiques produisent de forts niveaux de tensions pour de plus faibles courants, et sont adaptés à des fréquences de vibrations plus élevées. Mais du fait de leur structure en poutre, ces systèmes sont généralement peu compatibles avec la récupération d'énergie ambiante dès lors que l'on veut

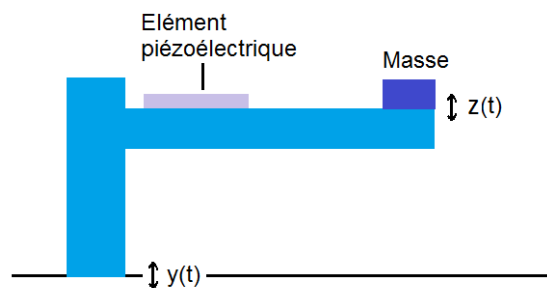


Figure 1-9 Exemple de structure de transducteur piézoélectrique [RoWr04].

les intégrer. En effet, diminuer la taille du système conduit à une augmentation de la fréquence de résonance qu'il est difficile de faire chuter.

De nombreux systèmes utilisant cette technique de récupération d'énergie existent sous forme de prototypes. En 2003, un générateur d'un volume de 1 cm^3 , illustré Figure 1-10, récupère $375 \mu\text{W}$ pour une vibration d'accélération 2.5 ms^{-2} à 120 Hz [RoWr04]. Il est montré que ce générateur permet d'alimenter un radio transmetteur de 1.5 GHz .

L'énergie du corps humain peut également constituer une source utilisable pour les récupérateurs d'énergie piézoélectrique. Citons par exemple, les chaussures piézoélectriques, développées à l'Université de Cambridge, qui permettent de générer une puissance moyenne de 2 mW lors du choc du talon sur le sol à une fréquence d'environ 1 Hz [KKPG98]. On peut également trouver dans la littérature un générateur flexible basé sur un polymère piézoélectrique récupérant 0.21 mW monté sur un doigt se pliant et dépliant à la fréquence de 3 Hz [YaYu12], ou encore des nanofils piézoélectriques développés à l'Université de Géorgie [YaYu12][YQLZ09], qui intégrés sur des fibres textiles pourraient à terme permettre de générer une densité de puissance de 20 à 80 mW par m^3 (Figure 1-11).

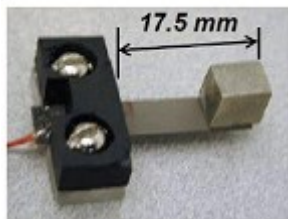


Figure 1-10 Dispositif poutre [RoWr04].

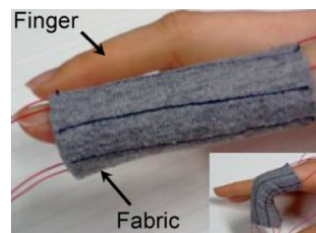


Figure 1-11 Doigt entouré de polymère piézoélectrique [YQLZ09].

Les caractéristiques de plusieurs générateurs piézoélectriques de la littérature sont récapitulées dans le Tableau 1-3. Il ressort de ce tableau que pour travailler à basse fréquence, le récupérateur d'énergie doit avoir un volume important.

Tableau 1-3 Récupération d'énergie des vibrations : systèmes piézoélectriques

Référence	Puissance (uW)	Surface (mm ²)	Volume (mm ³)	Tension (V)	Accélération (m/s ²)	Fréquence (Hz)	Masse (g)
[Roun03]	375	100	1000	11	2.5	120	
[Marz07]	0.0263	5	5	2	4	196	
[EPHK09]	67.9		27		10	419	
[KwRi10]	17		28.7		6.4	353	
[GuLa11]	5.3	100		2.5	5	126	
[KMYW10]	4000	156	1560		10	277	6.87
[DAID11]	0.62		3	2.2	9.8	214	0.17

Un récupérateur d'énergie piézoélectrique peut être utilisable, s'il y a une adéquation entre sa fréquence de résonance et la fréquence du pic des vibrations dont on souhaite récupérer l'énergie. En effet, les générateurs piézoélectriques ne fonctionnent correctement que très près de leur fréquence de résonance. Ainsi, le spectre des vibrations étant la plupart du temps un spectre de raies, il est nécessaire de caler la fréquence de résonance du récupérateur d'énergie sur une raie de vibration. La micro-fabrication est un paramètre non négligeable qui entre en jeu dans la complexité de ce système. En effet, celle-ci rend très difficile l'obtention d'une fréquence de résonance précise qui peut changer pendant le fonctionnement. Il n'existe pas encore de système idéal pour résoudre ce problème d'adaptation en fréquence. La miniaturisation et le bon fonctionnement de ces systèmes dans des gammes de sollicitations réelles restent encore à prouver.

3.1.2.4) Le transducteur électrostatique

Les transducteurs électrostatiques produisent de l'énergie électrique grâce à la variation de la capacité d'un condensateur. Le principe est le suivant : une des deux armatures séparées par un diélectrique est mobile, et en se déplaçant fait varier la capacité du dispositif. Si ce condensateur est alimenté par un générateur, alors la variation de cette capacité permet de multiplier l'énergie de la source d'alimentation, et donc d'en produire. Ce dispositif

implique que l'on dispose d'une première source d'énergie. L'énergie produite peut être exprimée de la façon suivante:

$$E = \frac{1}{2} V_{in}^2 (C_{\max} - C_{\min}) \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \quad (1-11)$$

E représente l'énergie produite, V_{in} la tension d'alimentation, $C_{\max}$ et $C_{\min}$ les capacités maximales et minimales.

Il existe trois différents transducteurs électrostatiques (Figure 1-12). Ces trois architectures reposent sur l'utilisation de peignes interdigités qui permet d'augmenter la capacité totale du système. Les deux plaques électriques sont isolées entre elles et pré-chargées. Sous l'effet de vibrations extérieures, celles-ci ont un déplacement relatif l'une par rapport à l'autre. Si le générateur de tension fonctionne à charge constante, la diminution de la capacité induite par la variation de la distance entre les deux plaques va faire augmenter la tension du générateur, et donc augmenter l'énergie stockée dans le condensateur. Également, si la tension est fixée, le mouvement des plaques va produire un courant dû au mouvement des charges. En 2002, ces trois structures sont comparées et il en est déduit que la structure de type « in plane gap closing », (Figure 1-12b), permet la plus forte densité de puissance. Pour une accélération de vibration de 2.25 ms^{-2} à 120 Hz une densité de puissance de $116 \mu\text{W}/\text{cm}^3$ est obtenue [RoWP02].

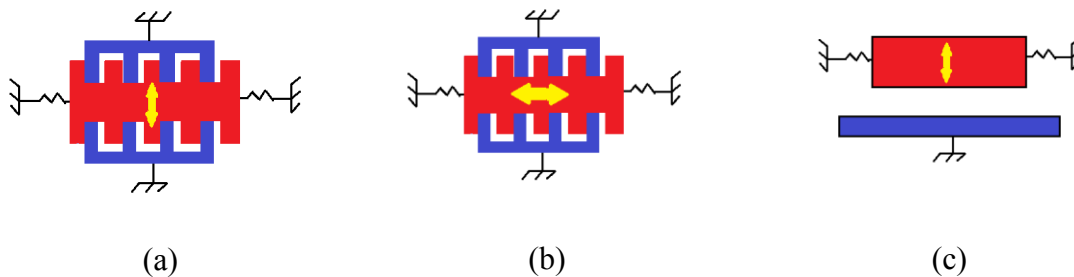


Figure 1-12 Trois transducteurs électrostatiques : (a) In-plane gap overlay, (b) In-plane Gap closing et (c) Out-of-plane Gap closing [MGYH04].

Pour pallier ce défaut de source de polarisation, il est possible d'utiliser un électret. L'électret est un diélectrique chargé électriquement capable de conserver sa charge pendant des années. Celui-ci agit comme un dipôle électrique pouvant assurer une polarisation permanente de la capacité variable. Une application intéressante est l'élaboration d'un récupérateur d'énergie électrostatique utilisant comme source les mouvements du cœur. Ce système a été développé par le CEA-Leti pour concevoir un pacemaker autonome [Lefe11]. Le récupérateur d'énergie du pacemaker a pour dimensions $18 \text{ mm} \times 9 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$ et fonctionne à une fréquence de résonance de 20 Hz. Celui-ci est capable de récupérer de l'ordre de $40 \mu\text{W}$, puissance suffisante pour alimenter le pacemaker.

Le Tableau 1-4 résume quelques exemples de prototypes utilisant ce mode de conversion:

Tableau 1-4 Récupération d'énergie des vibrations : systèmes électrostatiques

Référence	Puissance (μW)	Surface (mm ²)	Volume (mm ³)	Tension (V)	Accélérateur (m/s ²)	Fréquence (Hz)	Masse (g)
[Roun03]	11	100	100		2.3	100	
[MGYH04]	24	784	1568	2300	4	10	
[DCJC07]	1000	1800	18000	3	3	50	100
[BGPM09]	0.061	66	61.5		2.5	250	0.05

Comme présenté ci-dessus, les transducteurs actuels reposent sur l'utilisation de peignes interdigités. Cette technique conduit à une meilleure intégration. En effet, si le gap d'air est divisé d'un facteur k , les champs électriques sont augmentés d'un facteur k^2 [Bois11]. De plus, il est possible de réaliser ces transducteurs avec des technologies MEMS ce qui permettrait de les intégrer sur une même puce avec l'électronique associée. En effet, plusieurs transducteurs électrostatiques réalisés en technologie MEMS existent dans la littérature scientifique comme par exemple celui réalisé en 2014 au sein d'ESIEE Paris et présente un volume total de moins de 100 mm³ [Guil12]. Le dispositif permet de récupérer 2.3 μW à 260 Hz, pour une accélération de 1 g et à une pression de 0.15 Torr, lorsque le système est pré-chargé avec une tension de 10 V. Cependant, le défaut de ce système intervient si les deux armatures du condensateur se touchent, il n'y a plus de puissance générée et les deux plaques risquent de rester collées. De ce fait, des stoppeurs mécaniques doivent être intégrés. Par conséquent, cet ajout complexifie le procédé de fabrication et limite les possibilités d'intégration du système.

3.2) L'énergie thermique

3.2.1) La source d'énergie thermique

Le transfert d'énergie thermique est une transmission de cette énergie d'une région à une autre, sous l'influence d'une différence de température. La chaleur, qui est elle-même une forme de transfert d'énergie thermique, provient de différentes formes d'énergie, comme par exemple, le soleil, l'électricité (mouvement des électrons le long d'un conducteur), ou encore le corps humain.

3.2.2) Le transducteur thermique

Les transducteurs thermiques se servent d'un gradient de température pour produire de l'énergie électrique, par effet Seebeck. Ce phénomène, mis en évidence en 1822 par Thomas Seebeck, évoque l'apparition d'une différence de potentiel à la jonction de deux matériaux soumis à un gradient de température. A l'inverse, l'effet Peltier montre que la circulation d'un

courant dans un couple de matériaux distincts induit une différence de température entre les deux extrémités des conducteurs.

Ces transducteurs sont basés sur l'utilisation de thermocouples: ce sont la plupart du temps deux barreaux de semi-conducteur de type N et P qui sont reliés par un matériau conducteur (Figure 1-13 et Figure 1-14). Un des semi-conducteurs les plus utilisés est le tellure de Bismuth (Bi_2Te_3) qui est l'un des matériaux possédant le rendement le plus élevé à des températures inférieures à 450K. Les alliages silicium-germanium (SiGe) sont souvent utilisés à haute température jusqu'à 1300 K. [LMAG10]

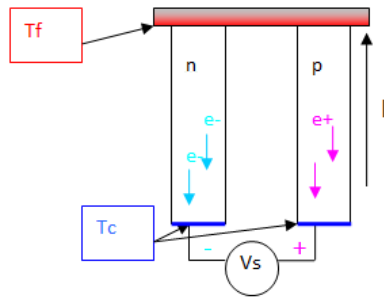


Figure 1-13 Thermocouple [DaKR98].

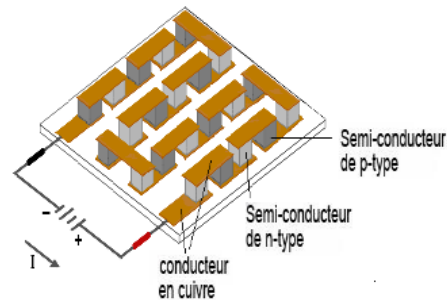


Figure 1-14 Thermocouple en série [LMAG10].

Un flux de chaleur induit un déplacement des trous et des électrons dans les thermocouples et l'apparition d'un courant électrique. Plus le gradient de température est important, plus l'énergie récupérée est importante comme le montre l'équation suivante:

$$\frac{P}{S} = h\Delta T, \quad (1-12)$$

Avec P la puissance de sortie, S la surface, ΔT le gradient de température et h la densité de puissance par °C et par m^2 du convertisseur.

En utilisant l'équation (1-12), il apparaît possible avec un différentiel de température 37 °C/20 °C, par exemple un dispositif positionné sur le corps humain, de produire 13,6mW/cm² [TLFV08]. En pratique, pour augmenter la surface de contact et donc la puissance récupérée, les thermocouples sont connectés électriquement en série (Figure 1-14) et en parallèle d'un point de vue thermique, c'est-à-dire que chaque élément est soumis au même gradient thermique.

Le Tableau 1-5 résume les propriétés de plusieurs thermocouples trouvés dans la littérature. Plusieurs thermocouples ont ainsi été commercialisés entre autres par les sociétés Thermolife [Ther00], Micropelt [Micr00] (Figure 1-15). Avec un volume de 0.2 cm³, la société Thermolife a commercialisé un système capable de produire jusqu'à 30 μW avec un gradient de température de 5 °K. La société Seiko a par ailleurs développé une montre (Figure 1-16) alimentée entièrement par un module thermoélectrique utilisant la différence de température entre le poignet et l'air ambiant.

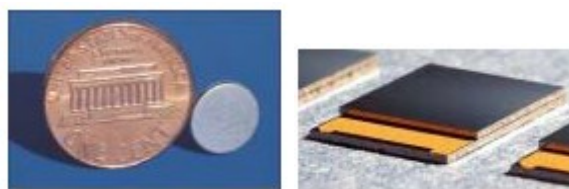


Figure 1-15 Thermocouples: (a) Thermolife [Ther00], (b) Micropelt [Micr00].

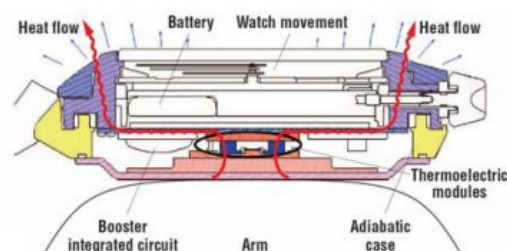


Figure 1-16 Montre Seiko [KNHY99].

Tableau 1-5 Performances de plusieurs thermocouples

Référence	Thermocouples	Surface	Puissance générée
[VSDH09]	MicroPelt compagny	2.5 x 3.5 mm ²	1.7 mW.K ⁻¹ ($\Delta T = 5$ K)
	Nextreme company	1.6 x 3.2 mm ²	25 mW.K ⁻¹ ($\Delta T = 70$ K)
[CoTS08]	BiTe (158 thermocouples)	0.101 cm ²	0.16 μ W.K ⁻¹ ($\Delta T = 5$ K)
	PbTe (58 Thermocouples)	0.04 cm ²	10 mW.K ⁻¹ ($\Delta T = 220$ K)

Ceci a permis d'obtenir une puissance de 22 μ W [KNHY99]. Il a aussi été possible d'alimenter un oxymètre communicant [TLFV08] plaqué sur le bras. Ce dernier système est capable de récupérer 200 μ W pour une température ambiante de 22 °C.

Afin que ces systèmes soient les plus efficaces possible, il est généralement indispensable d'avoir de forts gradients de températures ainsi qu'un flux thermique important. Pour canaliser le flux thermique entre les deux armatures du thermocouple, un radiateur doit être placé sur une des 2 faces du module. Les Figure 1-17 et Figure 1-18 illustrent des prototypes avec des radiateurs. La taille de ces radiateurs est non négligeable par rapport à la taille du récupérateur d'énergie thermique.

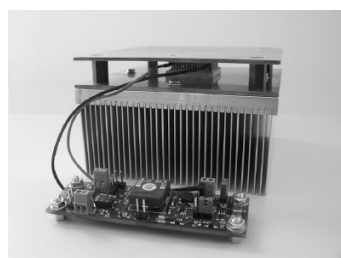


Figure 1-17 Prototype L.Mateu [MCLP06].

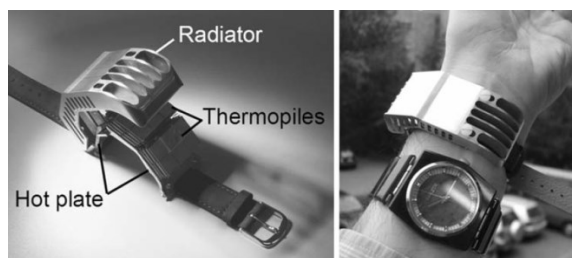


Figure 1-18 Montre [LeVu09].

Un autre inconvénient de la récupération d'énergie thermique est sa faible efficacité. En effet, malgré les améliorations faites sur les matériaux utilisés, l'efficacité d'un système est généralement inférieure à 10% pour des transferts de chaleur de 200 °C à 20 °C ($\Delta^{\circ}\text{K} = 180$) et inférieure à 1% pour des transferts de chaleur de 40 °C à 20 °C ($\Delta^{\circ}\text{K} = 20$) [YaYi11].

3.3) L'énergie biochimique

L'énergie disponible peut également se trouver sous forme biochimique. Transformer l'énergie chimique en énergie électrique est le concept de la biopile. La différence par rapport à une pile à combustible est le catalyseur qui est dans ce cas biologique. Les biopiles peuvent être classées en deux classes en fonction du biocatalyseur utilisé: micro-organismes ou enzymes. Les biopiles micro-organiques présentent de longues durées de vie pouvant aller jusqu'à 5 ans alors que les biopiles enzymatiques vivent typiquement une trentaine de jours étant donné la nature fragile des enzymes [KiJW06]. Mais un avantage majeur de l'utilisation d'enzymes réside dans le fait qu'il est possible de s'affranchir de la membrane échangeuse d'ions et de réduire considérablement la taille du système. Seul le principe des biopiles enzymatiques sera détaillé ici. Une description des biopiles micro-organiques est détaillée dans [DuLG07].

Les biopiles enzymatiques font intervenir des enzymes comme biocatalyseurs et plus précisément des enzymes redox. La Figure 1-19 représente son fonctionnement. Deux électrodes assurent le fonctionnement du générateur: une anode, lieu de l'oxydation d'un carburant (le glucose par exemple), et une cathode, lieu de la réduction du comburant (généralement le dioxygène). Les électrodes assurent la collecte des électrons entre les électrodes et permettent ainsi la génération d'un courant électrique. Ces réactions d'électrodes nécessitent des catalyseurs. Dans le cas de la biopile enzymatique, le micro-organisme qui assure la réaction redox et le transfert d'électrons est remplacé par un catalyseur biologique, les enzymes. Une classe particulière d'enzymes, nommée oxydoréductase, a comme fonction la catalyse de réactions redox. L'utilisation de ces enzymes connectées à des électrodes permet la construction de biopiles enzymatiques. Pour assurer leur fonctionnement, il est nécessaire d'immobiliser les enzymes afin de maintenir la stabilité du catalyseur et l'efficacité de sa connexion. Cette connexion entre l'enzyme et l'électrode peut nécessiter l'intervention d'un médiateur qui assure le transfert électronique entre ces deux parties. Le choix du médiateur devient alors primordial pour l'efficacité de la biopile. Compte tenu des potentiels électrochimiques différents de ces deux électrodes, un courant électrique circule entre la cathode et l'anode.

Nous pouvons donner l'exemple de fonctionnement de la biopile glucose/dioxygène. A l'anode, le glucose ($\text{C}_6\text{H}_{12}\text{O}_6$) est oxydé par l'enzyme glucose oxydase en gluconolactone ($\text{C}_6\text{H}_{10}\text{O}_6$). Il perd alors deux électrons et deux ions H^+ . Les électrons sont transférés à l'anode par le biais du médiateur redox qui est oxydé par l'anode. Les ions H^+ passent à travers une membrane sélective qui ne laisse passer que ces ions. Le médiateur redox sert à accélérer le transfert d'électrons. On peut par exemple utiliser le ferricyanure de potassium ou l'ubiquinone qui accepte électrons et les transfère à l'électrode. A la cathode, l'oxygène est

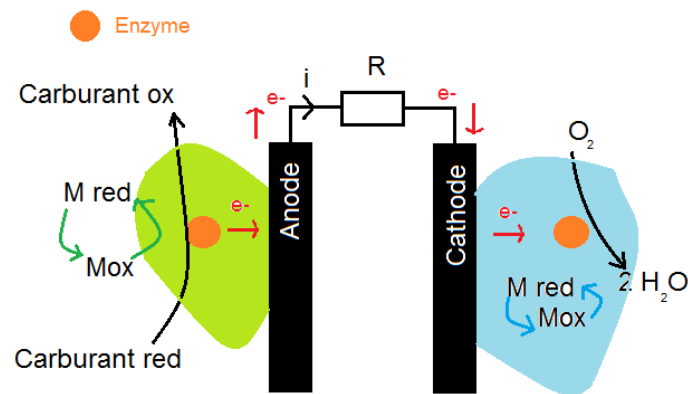


Figure 1-19 Biopile enzymatique.

réduit en eau à l'aide de l'enzyme laccase et du médiateur ABTS qui est réduit au niveau de l'électrode en récupérant un électron. Les ions H^+ et les électrons "captent" les atomes d'oxygène pour former de l'eau. Ce système génère un courant électrique (circulation des électrons entre l'anode et la cathode).

Les biopiles les plus efficaces à ce jour génèrent environ 1.5 mW.cm^{-2} . Une biopile utilisant un couple glucose déshydrogénase/diaphorase à l'anode et une bilirubine oxydase à la cathode a été développée par Sony en 2009 [Sony00]. L'élément est un cube de 39 mm de côté (Figure 1-20) fonctionnant au glucose et capable de générer 50 mW. L'association de 4 cubes en série permet l'alimentation d'un lecteur MP3. Le défaut majeur de ces systèmes est la durée de vie limitée par celle des enzymes.



Figure 1-20 Biopile développée par Sony [Sony00].

3.4) L'énergie des radiations électromagnétiques

Dans cette partie, nous nous intéressons aux systèmes pouvant récupérer l'énergie sous forme de rayonnement: les ondes lumineuses et Radio-Fréquences.

3.4.1) L'énergie des ondes lumineuses

La source des ondes lumineuses peut être le soleil ou les lumières artificielles (lampes de bureau, lampadaires, etc.).

La récupération d'énergie issue du rayonnement des ondes lumineuses est possible grâce à l'utilisation de cellules photovoltaïques fabriquées à partir de wafers de silicium dans la majorité des cas. Lors de la conversion de la lumière directement en énergie électrique on parle de l'effet photovoltaïque pour lequel l'énergie du photon est utilisée pour exciter un électron de son état fondamental à un état excité. La Figure 1-21 illustre une cellule photovoltaïque. On distingue trois étapes dans le processus de récupération d'énergie photovoltaïque. Tout d'abord, un photon arrive au niveau du semi-conducteur avec suffisamment d'énergie. Celui-ci va exciter une paire électron-trou qui va quitter son état fondamental d'un point de vue énergétique. A ce niveau d'excitation, le photon dissocie la paire électron-trou. Les électrons se dirigent vers la couche dopée N (qui devient le pôle -) et les trous vers la couche dopée P (devenant le pôle +). On obtient de cette manière un générateur électrique dont la tension à vide se situe autour de 0,6V.

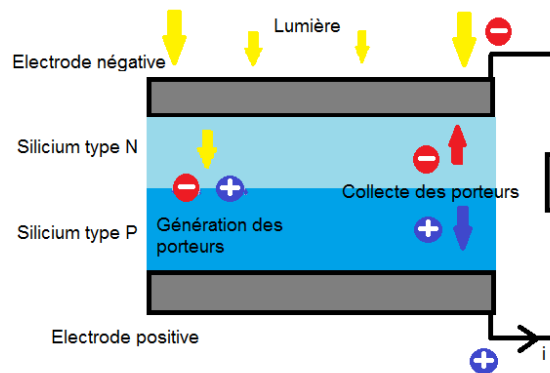


Figure 1-21 Schéma d'une cellule photovoltaïque [Unio00].

Il existe différents types de matériaux utilisés dans la fabrication de cellules photovoltaïques. La technologie de cellules en silicium monocristallin (c-Si) et en silicium polycristallin (mc-Si) est la catégorie la plus représentée avec 85% du marché du photovoltaïque et est principalement utilisée en environnement extérieur. Mais cette technologie présente un coût élevé, du fait de l'emploi de substrats onéreux (plaquettes de silicium). Les cellules en silicium amorphe (a-Si) sont également très répandues et sont principalement utilisées pour des applications en intérieur. Les cellules en Cadmium de Tellure (CdTe), et en Cuivre Indium Gallium et Sélénium (CIGS) sont en pleine croissance. Cette deuxième catégorie de technologie présente un coût faible, grâce à l'emploi de substrats bon marché (verre, métal, plastique). Le Tableau 1-6 affiche la densité de puissance récupérable, le rendement, et le coût pour plusieurs technologies.

Tableau 1-6 Propriétés sur les technologies des cellules photovoltaïques

Technologie	Rendement sous la lumière solaire à 1000w.m-2 (cellules commerciales)	Densité de puissance sous lampe fluorescente à 1000 lux (uW.cm-2)	Substrat	Coût
c-Si	12-16%	~20-60 uW/cm ²	c-Si	Elevé
Mc-Si	(Module~ 1 m ²)	(cell. ~100 cm ²)	mc-Si	Elevé
a-Si	5-7%	~35 uW/cm ²	Verre	Faible
	(Module~ 1 m ²)	(Module ~1 m ²)		
CdTe	10-11%		Verre	Faible
	(Module~ 1 m ²)			
CIGS	8-13%	~35 uW/cm ²	Verre, Métal, Plastique	Faible
	(Module~ 1 m ²)	(Module ~ 1 m ²)		
Triple jonction GaInP/ GaAs/Ge	25-30%		C-Ge	Très élevé
	(Cell.~ 10 cm ²)			
Organique	1.5%	~10	Plastique	Faible
	(Module~ 1 m ²)	(Module~ 1 m ²)		
Cellules à colorant	1.5%	~10	Plastique	Faible
	(Module~ 100 cm ²)	(Module~ 100 cm ²)		

Les panneaux photovoltaïques sont des systèmes bien connus aujourd'hui, et sont commercialisés pour la production d'énergie à fort volume dans des zones bien ensoleillées s'étalant sur plusieurs m² de surface. On retrouve également ce procédé de récupération d'énergie pour l'alimentation d'objets électroniques de faible puissance. Par exemple, la société française Solems a développé en 1981 une calculatrice alimentée en direct par une cellule de 3 à 4 cm² en Si-Amorphe [Sole00]. La calculatrice ne consomme que quelques microampères sous 1.5V. La société Citizen produit également des montres alimentées par l'énergie solaire [Citi00]. Egalement, Power Plus produit un radio réveil avec panneau solaire et dynamo. Une heure de rechargement par panneau solaire offre 20-30 minutes de musique [Lynx00]. Il est tout de même à noter que tous ces appareils doivent être placés à la lumière assez longtemps (quelques heures à quelques jours) pour une utilisation d'assez courte durée.

Le Tableau 1-7 rassemble les caractéristiques de divers récupérateurs d'énergie photovoltaïque trouvés dans la littérature scientifique et destinés à l'alimentation de capteurs ou appareils électroniques. On a distingué l'efficacité de la cellule photovoltaïque utilisée et l'efficacité du circuit dc-dc conçu pour optimiser le transfert de puissance entre la cellule et la charge.

Les récupérateurs d'énergie résumés dans le Tableau 1-7 ont des tailles raisonnables, c.à.d. en dessous du cm^2 . Dans des conditions d'ensoleillement optimum, de l'ordre de 100 mW/cm^2 , ces systèmes peuvent alimenter des capteurs pouvant consommer jusqu'à plusieurs dizaines de milliwatts.

Tableau 1-7 Récapitulatif de divers récupérateurs d'énergie photovoltaïque existants

Ref.	Type Cellule	Taille dispositif	Efficacité cellule	Efficacité circuit dcde	Puissance récupérée
[SRAN07]	a-Si sur souris ordinateur	28 cm^2	14%	50%	10 mW
[BMTB09]	Si	112 cm^2	10%	70%	50 mW
[WWDW10]	Poly-Si	$45 \times 76 \text{ mm}$	11.84%	90%	400 mW
	a-Si	$45 \times 46 \text{ mm}$	4.57%		86.4 mW
[WaCB10]	CIGS	5 cm^2	N/A	82%	30 uW (très faible ensoleillement)

La principale limitation des systèmes de récupération de l'énergie photovoltaïque est bien entendue liée à la très forte sensibilité de ce type de dispositif aux conditions d'éclairement. A titre d'exemple, l'énergie récupérée par une cellule photovoltaïque est réduite d'un facteur 100 en cas de ciel nuageux et d'un facteur 2500 si elle est placée en intérieur [RoWR03].

3.4.2) L'énergie des ondes Radio-Fréquences

3.4.2.1) Source des ondes RF

Les ondes Radio-Fréquences (RF) émises par les stations de base de téléphonie cellulaire ou les réseaux locaux sans fil peuvent servir de source potentielle de récupération d'énergie. La gamme de fréquences disponible s'étend de 3 kHz à 300 GHz.

La densité de puissance RF disponible expliquée ci-dessous est définie en champ lointain. Dans cette zone, le champ électromagnétique présente essentiellement la forme d'une

onde plane, le champ électrique et le champ magnétique sont en phase et le rapport de leurs amplitudes est constant. Dans ces conditions, l'intensité du champ électrique peut être convertie en une densité de puissance incidente selon l'équation suivante:

$$S = \frac{E^2}{Z_0} \quad (1-13)$$

où S est la densité de puissance incidente exprimée en W/m^2 , E est le champ électrique exprimé en V/m et Z_0 est l'impédance caractéristique en espace libre de l'ordre de 377Ω . La densité de puissance dépend de la distance entre la source et le récepteur, étant donné que le champ E varie en fonction de celle-ci. Il est ainsi possible de quantifier la puissance reçue à la sortie de l'antenne en fonction de la puissance incidente et de la distance entre un émetteur et un récepteur grâce à l'équation des télécommunications, également appelée équation de Friis, donnée par:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (1-14)$$

où P_r est la puissance reçue (watts), P_t est la puissance transmise (watts), G_r et G_t sont le gain de l'antenne d'émission et de réception (en dBi), λ est la longueur d'onde de la fréquence de fonctionnement (en mètres), et d est la distance entre les deux antennes (mètres). L'équation (1-14) suppose qu'il s'agit d'une ligne dégagée en visibilité entre antennes d'émission et de réception.

En raison des risques de santé liés à l'exposition humaine aux rayonnements électromagnétiques, des lignes directrices de sécurité ont été proposées par l'ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection) [Inte98] sur l'exposition maximale admissible (MPE) pour le grand public. Cela a conduit à un certain nombre d'études sur le niveau de densité de puissance dans divers endroits, pouvant être utilisé comme point de référence pour la récupération d'énergie RF. Visser et al. [ViRT08] ont rassemblé des mesures de densité de puissance faites sur des stations de base GSM dans plusieurs pays européens [BFHM01]. Leurs données reposent sur des mesures prises entre 935 et 960 MHz (bande de fréquence pour le GSM 900 en mode Down Link) et entre 1805 et 1880 MHz (bande de fréquence pour le GSM 1800 en mode Down Link). Les mesures ont été réalisées dans plusieurs endroits (en ville, zone industrielle, petite ville, zone rurale, et campagne) avec des caractéristiques différentes du site (par exemple mesures au sol, sur le toit ou sur le balcon, ou encore en intérieur ou extérieur). A des distances entre 25 et 100 m d'une station de base GSM, la densité de puissance RF est comprise entre 1 et 0.01 mW/cm². Une autre étude a été réalisée par Burch et al. [BCYF06] pour quantifier les niveaux d'exposition aux RF dans un quartier résidentiel près de Denver, Colorado. La zone étudiée contenait 15 antennes d'émissions de radio et de télévision, fonctionnant à des fréquences de 55 à 687 MHz. Les mesures de densité de puissance RF ont été effectuées à l'intérieur et à l'extérieur des 161 maisons situées à moins de 3 km du groupe d'antennes. Les densités de puissance RF en intérieur et extérieur sont en moyenne entre 0.8 et 2.6 mW/cm².

Ainsi, ces résultats sur le niveau de densité de puissance RF suggèrent que la distance entre l'émetteur et le récepteur est un paramètre important à prendre en compte dans l'étude de la récupération d'énergie RF.

3.4.2.2) Transducteur d'énergie des ondes RF

Le but d'un récupérateur d'énergie RF consiste à convertir l'énergie des ondes électromagnétiques contenue dans les sources RF ambiantes en une tension électrique continue dc. Ce système, également appelé rectifying antenna ou *rectenna* est illustré Figure 1-22. Une rectenna typique se compose d'une antenne de réception suivie d'un réseau d'adaptation d'impédance, un redresseur, un filtre dc ainsi qu'une charge représentant l'impédance équivalente du capteur à alimenter.

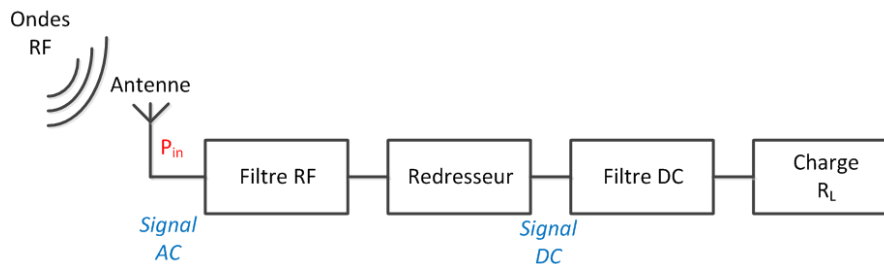


Figure 1-22 Schéma d'un récupérateur d'énergie RF.

Les premiers travaux sur la transmission sans fil datent des années 1894 avec Marconi qui a démontré la faisabilité sur une distance de 2.85 km. En 1896, Tesla le montre sur une distance de 48 km. En 1969, William Brown dépose un brevet sur l'architecture d'un récupérateur d'énergie des ondes Radio-Fréquences [BGHW69] et en 1977, il améliore sa conception avec une technologie en film mince.

En 1992, au Japon, un avion a été alimenté grâce à la puissance émise par des ondes Radio-Fréquences (fréquence fixée à 2.411 GHz). Placé sur un véhicule au sol, un réseau d'antennes à commande de phase et à balayage électronique a été utilisé pour orienter le faisceau micro-ondes sur l'avion (Figure 1-23) [Mats02].

Dans les années 2000, des travaux ont été menés pour alimenter par l'énergie des ondes le village de Grand-Bassin situé dans un canyon difficile d'accès sur l'île de la Réunion. L'électricité fournie par la centrale EDF arrive en haut du canyon par une ligne haute tension, puis est transformée à l'aide de magnétron en signal Radio-Fréquences et envoyé par une antenne cornet sur une distance de 700 m en direction du village. La puissance émise a été de 800 W à 2.45 GHz et 65 W ont été récupérés en sortie de la rectenna conçue ce qui représente une efficacité de 5% [CeJP04].



Figure 1-23 Pilotage d'un avion alimenté par l'énergie RF ($F_{req}=2.411\text{ GHz}$) [Mats02]

Le déploiement des réseaux de télécommunication (GSM, UMTS), des bandes ISM et Wi-Fi a entraîné un vif intérêt pour le développement de rectennas pouvant fonctionner à de faibles puissances incidentes. Par conséquent, depuis les années 2000 de nombreux dispositifs pour la récupération d'énergie RF ont été présentés dans la littérature scientifique. Les efficacités de conversion RF-dc des plus récents prototypes sont plus élevées et peuvent atteindre jusqu'à 75% pour une puissance incidente de -10 dBm [APSP14].

Un exemple de travaux sur la récupération des ondes RF ambiantes est celui de Sample et Smith [SaSm09] d'Intel. Ils ont tenté de récupérer de l'énergie à partir d'une tour de transmission de télévision, qui diffuse 960kW à 674-680 MHz, pour alimenter un thermomètre / hygromètre. Leur système, comme le montre la Figure 1-24, est composé d'une antenne log périodique et d'un circuit de conversion RF-dc. Le dispositif est placé à l'extérieur d'un balcon à une distance de 4.1 km de la tour d'émission. Une puissance maximale de 60 μW (0.7 V à travers une charge 8 k Ω) a été mesurée. Cet exemple montre la faisabilité d'alimenter des capteurs avec l'énergie RF environnante. Le Tableau 1-8 récapitule les résultats de plusieurs prototypes trouvés dans la littérature scientifique.



Figure 1-24 Récupération d'énergie RF ambiante pour l'alimentation d'un thermomètre [SaSm09].

Tableau 1-8 Récapitulatif de divers récupérateurs d'énergie des ondes Radio-Fréquences

Ref.	Source	Fréquence	Dimensions prototype	Distance source émettrice	Puissance récupérée	Application prévue
[NMLC12]	Pas d'indication	915 MHz	~7 cm ²	...	37 μW	Alimenter un microcontrôleur
[Nimo12]	1GHz P_t : 0.03 W	1 GHz	50 mm x 52 mm	3.3 m	1 μW	
[Ance05]	Téléphone P_t : 2 W	900 MHz	...	1 m 2 m	1.9 mW 500 μW	
[Afei09]	Milieu urbain. Densité puissance: 0.04 mW/m ²	1.8 GHz	~qques cm ²		400 pW	
[ViRT08]	Téléphone P_t : 1w	1.8 GHz	~qques cm ²	20 cm		Alimenter une diode
[SaSm09]	Antenne Télé	674-680 MHz	Antenne 20 cm ³	4 km	60 μW	Alimenter un thermomètre électronique
[LeFL10]	P_t : 100 mW	4 GHz	3 mm x 3 mm	7 cm	0.5 μW	Alimentation circuit imprimé
[SSRR07]	Pas d'indication	920 MHz	1 mm x 0.8 mm	~1-2 m	2 μW	RFID
[HAAQ10]	Milieu urbain	940-960 MHz	~cm ²	500 m		Alimenter une diode
[SWLR04]	Pas d'indication	2.45 GHz	~cm ²	Très proche	63 mW	Alimenter un microcapteur de pression à l'intérieur d'un pneu de voiture

Nous pouvons ressortir de cette étude bibliographique sur la récupération d'énergie des ondes Radio-Fréquences que la distance entre un émetteur RF et la rectenna semble être un point sensible. Cette sensibilité s'explique avec l'équation de Friis (équation (1-14)). En effet, la puissance incidente au niveau de la rectenna est inversement proportionnelle au carré de la distance. Plus précisément, nous verrons en détail dans le chapitre 2 qu'un des facteurs déterminant pour le fonctionnement d'une rectenna est le niveau de densité de puissance RF disponible dans son environnement.

Il est à noter que ce principe est aujourd'hui largement répandu dans le milieu industriel, avec la généralisation des étiquettes RFID (Figure 1-25). Le principe de ces puces est de récupérer l'énergie de sources électromagnétiques placées à proximité (de l'ordre du

mètre) afin de pouvoir envoyer leur code d'identification, comme décrit dans [Fink10] (Figure 1-26). La RFID est utilisée entre autre pour l'identification, le suivi et la gestion des stocks [Zuo10]. NXP conçoit des tags RFID comme par exemple l'UCODE G2XM [Nxp13]. La puissance émise par le lecteur est de 2 W pour une fréquence comprise entre 868.5 et 867.6 MHz. Dans ces conditions, ce tag peut fonctionner à une distance de 7 m grâce à sa sensibilité de -15 dBm.

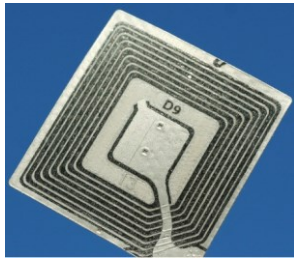


Figure 1-25 Tag RFID
[Nodi00].

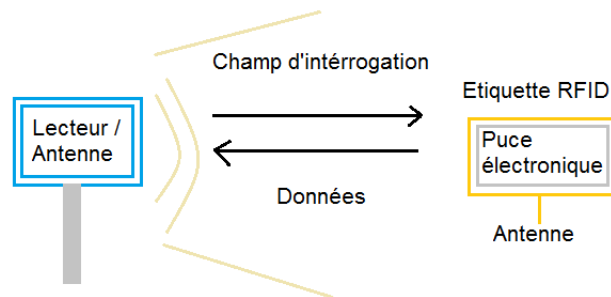


Figure 1-26 Schéma de principe de la RFID.

4) Bilan des sources disponibles

Dans cette section, à la suite de cet état de l'art nous dressons le bilan sur des sources potentielles d'énergie pour l'alimentation de capteurs.

4.1) Avantages et inconvénients des différentes sources

Le Tableau 1-9 résume les avantages et inconvénients des différentes sources d'énergie abordées dans ce chapitre. Une possibilité pour comparer les sources de façon équivalente revient à regarder leurs niveaux de densité de puissance. De toute évidence, l'énergie photovoltaïque est celle qui présente de loin la plus grande densité de puissance. Cependant, l'inconvénient majeur de cette source réside dans sa non-régularité. De ce point de vue-là, en considérant l'ensemble de ces sources, les ondes Radio-Fréquences apparaissent comme les seules à être omniprésentes dans notre quotidien. Ainsi, malgré sa faible densité de puissance en moyenne, l'énergie des ondes RF est une source intéressante.

Tableau 1-9 Récapitulatif des avantages et inconvénients pour plusieurs sources d'énergie

Source d'énergie	Densité de puissance moyenne/ énergie	Avantages – Inconvénients – Verrous ++ / -- / →
Thermoélectrique	50 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$, 0.5 V@ $\Delta T = 1^\circ\text{C}$	++ Système fixe ++ Durable -- Peu de rendement -- Tension de sortie faible →Energie avec faibles gradients de températures
Vibrations: Piézoélectrique	100 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ 10 $\mu\text{W}/\text{g}$ de masse	++ Pas de source de tension nécessaire ++ Puissance et tension de sortie élevées (2-10 V) -- Partie mobile -- Matériaux fragiles -- Problème de vieillissement →Intégration Couplage et solidité des films fins
Vibrations: Electrostatique	100 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ 10 $\mu\text{W}/\text{g}$ de masse	++ Facilité d'intégration ++ Compatible techno Silicium -- Parties mobiles -- Electronique de gestion complexe -- Très hautes tensions -- Source de tension nécessaire →Stabilité mécanique
Vibrations: Electromagnétique	100 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ 10 $\mu\text{W}/\text{g}$ de masse	++ Pas de source de tension nécessaire ++ Pas de matériaux « intelligents » -- Parties mobiles -- Tension de sortie basse (0.1 à 0.2V) -- Systèmes peu intégrables -- Difficultés de fabrication de la bobine →Intégration du bobinage et de l'aimant
Radiations: photovoltaïque	A l'extérieur	++ Système fixe / Fiable
	15000 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ (en plein soleil)	++ Technologie au point / Facilité d'intégration / peu cher -- Puissance dépend des conditions d'ensoleillement (luminosité, angle d'incidence) -- Sensibilité aux polluants (poussière) Fragilité des cellules
	150 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ (nuageux)	→Récupérer suffisamment d'énergie avec des petites surfaces
Radiations: Ondes Radio Fréquences	RFID 2.5 GHz : 10 $\mu\text{W}/\text{cm}^3$ @1 m	++ Omniprésentes dans la vie quotidienne. (TV / Radio, Wi-Fi, téléphone portable, etc) -- Difficulté pour évaluer l'énergie récupérée dans un environnement réel
	GSM900 : Emetteur/récepteur: 50 m→ 1.2 mW/m ² 200 m→ 0.26 mW/m ²	-- Dépend de la distance entre l'émetteur et le point de mesure, des caractéristiques physiques du milieu de propagation et de la fréquence du signal. →Amélioration des systèmes de conversions RF/DC. Optimisation antenne et choix des plages de fréquences les mieux adaptées

4.2) Positionnement scientifique: la récupération d'énergie des ondes RF

Le bilan de l'état de l'art sur les sources d'énergie a permis de faire ressortir l'intérêt de la source des ondes Radio-Fréquences. Contrairement à la plupart des autres sources, l'énergie des ondes RF en milieu urbain est disponible en continue grâce aux différents émetteurs RF présents. Bien que la densité de puissance RF moyenne est relativement faible comparée aux autres sources d'énergie, celle-ci avoisine malgré tout 1 mW/m² en milieu urbain. De plus, les normes de communication sans fil ont conduit à la prolifération d'émetteurs radio sur une large gamme de fréquences, comme par exemple, le GSM 900 et 1800, l'UMTS 2100, et le Wi-Fi. Afin de corroborer ce bilan, une étude expérimentale destinée à comparer la récupération d'énergie des ondes lumineuses, de l'énergie thermique et celle des ondes RF a été menée. La mise en place des différents bancs de test est détaillée en Annexe 1. Un facteur de mérite a été défini en fonction de l'efficacité de conversion des systèmes et de la surface de chacun des dispositifs (détails en Annexe 1) :

$$F = \frac{P_{conv}}{P_{re\acute{c}ue} \cdot S}, \quad (1-15)$$

avec P_{conv} la puissance de sortie dc au niveau de la charge, $P_{re\acute{c}ue}$ la puissance reçue en entrée du convertisseur, S la surface effective pour l'énergie des ondes RF et S la surface physique pour l'énergie des ondes lumineuses.

À cause de l'instabilité de la puissance reçue pour l'expérience avec l'énergie thermique et l'utilisation d'un radiateur trop volumineux, nous avons exclu la source thermique de l'étude.

Les résultats présentés dans le Tableau 1-10 montrent que le facteur de mérite des ondes RF à une seule porteuse est plus élevé que celui des ondes lumineuses. Et il est d'autant plus élevé si on prend en compte celui obtenu à partir des ondes RF à deux porteuses.

Tableau 1-10 Valeurs des puissances reçues et converties et facteur de mérite calculé pour l'énergie photovoltaïque et des ondes RF

Onde émise @ 20 cm	P reçue (W)	Pconv (W)	Facteur de mérite (mm ⁻²)
Lumineuses	450 m	1.22 m	0.013
RF@ 2.45 GHz	0.1 m	1.44 μ	0.08
RF@ 1.8 & 2.45 GHz	0.26 m	6.25 μ	0.13

Les travaux antérieurs sur les rectennas se sont principalement concentrés sur la question de récupération de l'énergie à une seule fréquence de fonctionnement. Or dans un environnement urbain, les fréquences et le niveau de densité de puissance RF ne sont pas maîtrisés. Il s'avère donc judicieux de développer des systèmes capables de récupérer de l'énergie sur plusieurs bandes de fréquences. Aussi, dans ces conditions, lorsque plusieurs sources RF sont disponibles, la quantité d'énergie récupérée peut être augmentée si le système est conçu de manière à fonctionner sur une large bande de fréquences. Ceci consolide d'autant plus notre intérêt pour les sources d'énergie Radio-Fréquences.

5) Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs sources et techniques de récupération d'énergie pour l'autonomie énergétique des capteurs communicants ont été étudiées. Seules les sources permettant une intégration de systèmes de l'ordre du cm^2 ont été retenues. Les techniques de récupération d'énergie des vibrations mécaniques (piézoélectrique, magnétique et électrostatique), thermique, chimique et l'énergie des radiations (ondes lumineuses et Radio-Fréquences) ont été étudiées. Les avantages et inconvénients de chacune ont été résumés ce qui nous a permis de dresser un bilan. Avec une densité de puissance de l'ordre de 100 mW/m^2 , la source d'énergie solaire y apparaît comme la plus élevée. Cependant, l'énergie des ondes RF est omniprésente dans notre environnement urbain et l'efficacité des systèmes de conversion d'énergie RF est de plus bien supérieure à celle obtenue avec des récupérateurs d'énergie photovoltaïque. Pour ces raisons, la source d'énergie des ondes Radio-Fréquences ressort de ce bilan comme une source prometteuse pour l'alimentation de capteurs.

Après avoir illustré le principe d'un récupérateur d'énergie des ondes Radio-Fréquences par quelques prototypes trouvés dans la littérature scientifique dans ce premier chapitre, nous allons concentrer la suite de notre étude sur l'architecture d'un récupérateur d'énergie RF. De cette analyse, nous allons dégager les points clés de la conception d'une rectenna. Ceci va nous permettre de concevoir un système de récupération d'énergie RF dans un environnement à fortes contraintes c.à.d présentant de faibles niveaux de densité de puissance RF et dans le cas où la présence d'une ou plusieurs bandes de fréquences est incertaine.

6) Bibliographie

- [Harb11] A. Harb, « Energy harvesting: State-of-the-art », *Renew. Energy*, vol. 36, n° 10, p. 2641–2654, 2011.
- [LHJM06] T. T. Le, J. Han, A. von Jouanne, K. Mayaram, et T. S. Fiez, « Piezoelectric micro-power generation interface circuits », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, n° 6, p. 1411 - 1420, juin 2006.
- [WWVS13] W. Wang, N. Wang, A. Vinco, R. Siddique, M. Hayes, B. O’Flynn, et C. O’Mathuna, « Super-capacitor and Thin Film Battery Hybrid Energy Storage for Energy Harvesting Applications », *J. Phys. Conf. Ser.*, vol. 476, n° 1, p. 012105, déc. 2013.
- [RaCh06] V. Raghunathan et P. H. Chou, « Design and Power Management of Energy Harvesting Embedded Systems », in *Proceedings of the 2006 International Symposium on Low Power Electronics and Design, 2006. ISLPED’06*, 2006, p. 369 -374.
- [KHZS07] A. Kansal, J. Hsu, S. Zahedi, et M. B. Srivastava, « power Management in Energy Harvesting Sensor Networks », *ACM Transactions on Embedded Computing Systems (TECS)*, vol. 6, n° 32, p. 38, sept-2007.
- [BeBu12] P.-J. Benghozi et S. Bureau, « Définir l’internet des objets », in *L’Internet des objets : Quels enjeux pour l’Europe*, Paris: Éditions de la Maison des sciences de l’homme, 2012, p. 15-23.
- [EEDP04] C. C. Enz, A. El-Hoiydi, J.-D. Decotignie, A.-S. Porret, T. Melly, et V. Peiris, « WiseNET — An Ultralow-Power Solution for Wireless Sensor Networks », in *Analog Circuit Design*, J. H. Huijsing, M. Steyaert, et A. van Roermund, Éd. Springer US, 2004, p. 91-122.
- [Emmi00] EM Microelectronic, « EM6607 », <http://www.emmicroelectronic.com/products/microcontrollers/multi-io/em6607>. .
- [Anal00] Analog device, « TMP35 », <http://www.analog.com/en/products/analog-to-digital-converters/integrated-special-purpose-converters/integrated-temperature-sensors/tmp35.html>. .
- [Nord00] Nordic semiconductor, « nRF24L01 », <http://www.nordicsemi.com/eng/Products/2.4GHz-RF/nRF24L01>. .
- [Anal00] Analog device, « AD7814 | datasheet and product info Temperature Sensor: 10-Bit Digital in 6-Lead SOT-23 | Analog Devices ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.analog.com/en/products/analog-to-digital-converters/integrated-special-purpose-converters/integrated-temperature-sensors/ad7814.html#product-overview>. [Consulté le: 24-juill-2015].
- [Marc09] Marc Belleville (CEA-LETI, France), « Energy Autonomous Systems: Future Trends in Devices, Technology, and Systems », 2009.
- [RoWR03] S. Roundy, P. K. Wright, et J. Rabaey, « A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes », *Comput. Commun.*, vol. 26, n° 11, p. 1131-1144, juill. 2003.
- [WiYa95] C. B. Williams et R. B. Yates, « Analysis of a micro-electric generator for microsystems », in *Proceedings of the Transducers*, 1995, vol. 95, p. 369–372.
- [BTTG07] S. P. Beeby, R. N. Torah, M. J. Tudor, P. Glynne-Jones, T. O’Donnell, C. R. Saha, et S. Roy, « A micro electromagnetic generator for vibration energy harvesting », *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 17, n° 7, p. 1257, 2007.

- [KKT07] S. Kulkarni, E. Koukharenko, J. Tudor, S. Beeby, T. O'Donnell, et S. Roy, « Fabrication and Test of Integrated Micro-Scale Vibration Based Electromagnetic Generator », in *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2007. TRANSDUCERS 2007. International*, 2007, p. 879 -882.
- [GTBW04] P. Glynne-Jones, M. J. Tudor, S. P. Beeby, et N. M. White, « An electromagnetic, vibration-powered generator for intelligent sensor systems », *Sens. Actuators Phys.*, vol. 110, n° 1, p. 344–349, 2004.
- [BTKW05] S. P. Beeby, M. J. Tudor, E. Koukharenko, N. M. White, T. O'Donnell, C. Saha, S. Kulkarni, et S. Roy, « Design and performance of a microelectromagnetic vibration powered generator », in *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 2005. Digest of Technical Papers. TRANSDUCERS'05. The 13th International Conference on*, 2005, vol. 1, p. 780–783.
- [SaBK07] I. Sari, T. Balkan, et H. Kulah, « A Wideband Electromagnetic Micro Power Generator for Wireless Microsystems », in *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2007. TRANSDUCERS 2007. International*, 2007, p. 275 -278.
- [TGTB07] R. N. Torah, P. Glynne-Jones, M. J. Tudor, et S. P. Beeby, « Energy aware wireless microsystem powered by vibration energy harvesting », *PowerMEMS Freibg. Ger.*, p. 323–326, 2007.
- [RoWr04] S. Roundy et P. K. Wright, « A piezoelectric vibration based generator for wireless electronics », *Smart Mater. Struct.*, vol. 13, n° 5, p. 1131-1142, oct. 2004.
- [KKPG98] J. Kymissis, C. Kendall, J. Paradiso, et N. Gershenfeld, « Parasitic power harvesting in shoes », in *Second International Symposium on Wearable Computers, 1998. Digest of Papers*, 1998, p. 132 -139.
- [YaYu12] B. Yang et K.-S. Yun, « Piezoelectric shell structures as wearable energy harvesters for effective power generation at low-frequency movement », *Sens. Actuators Phys.*, vol. 188, p. 427-433, déc. 2012.
- [YQLZ09] R. Yang, Y. Qin, C. Li, G. Zhu, et Z. L. Wang, « Converting Biomechanical Energy into Electricity by a Muscle-Movement-Driven Nanogenerator », *Nano Lett.*, vol. 9, n° 3, p. 1201-1205, mars 2009.
- [Roun03] S. J. Roundy, « Energy scavenging for wireless sensor nodes with a focus on vibration to electricity conversion », University of California, 2003.
- [Marz07] M. Marzenki, « Conception de microgénérateurs intégrés pour systèmes sur puce autonomes », Joseph Fourier, Grenoble, 2007.
- [EPHK09] R. Elfrink, V. Pop, D. Hohlfield, T. M. Kamel, S. Matova, C. de Nooijer, M. Jambunathan, M. Goedbloed, L. Caballero, M. Renaud, J. Penders, et R. van Schaijk, « First autonomous wireless sensor node powered by a vacuum-packaged piezoelectric MEMS energy harvester », in *Electron Devices Meeting (IEDM), 2009 IEEE International*, 2009, p. 1 -4.
- [KwRi10] D. Kwon et G. A. Rincon-Mora, « A single-inductor ac-dc piezoelectric energy-harvester/battery-charger IC converting $(0.35 \text{ to } 1.2 \text{ V})$ to $(2.7 \text{ to } 4.5 \text{ V})$ », in *Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers (ISSCC), 2010 IEEE International*, 2010, p. 494–495.
- [GuLa11] D. Guyomar et M. Lallart, « Recent Progress in Piezoelectric Conversion and Energy Harvesting Using Nonlinear Electronic Interfaces and Issues in Small Scale Implementation », *Micromachines*, vol. 2, n° 2, p. 274-294, juin 2011.
- [KMYW10] I. Kanno, K. Morimoto, R. Yokokawa, K. Wasa, H. Kotera, N. Yamauchi, J. Ogawa, T. Matsushima, et K. Aizawa, « High efficiency energy harvester of transferred epitaxial PZT films on stainless steel sheets », in *2010 IEEE 23rd*

- International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, 2010, p. 152 -155.
- [DAID11] M. Defosseux, M. Allain, P. Ivaldi, E. Defay, et S. Basrour, « Highly efficient piezoelectric micro harvester for low level of acceleration fabricated with a CMOS compatible process », in *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference (TRANSDUCERS), 2011 16th International*, 2011, p. 1859 -1862.
- [RoWP02] S. Roundy, P. K. Wright, et K. S. . Pister, « Micro-electrostatic vibration-to-electricity converters », *Fuel Cells Methanol*, vol. 220, p. 22, 2002.
- [MGYH04] P. D. Mitcheson, T. C. Green, E. M. Yeatman, et A. S. Holmes, « Architectures for Vibration-Driven Micropower Generators », *J. Microelectromechanical Syst.*, vol. 13, n° 3, p. 429-440, juin 2004.
- [Lefe11] E. Lefeuvre, « La récupération d'énergie et ses applications », présenté à Technologies émergentes et Green SOC-SiP, Montpellier, 10-2011.
- [DCJC07] G. Despesse, J. J. Chaillout, T. Jager, F. Cardot, et A. Hoogerwerf, « Innovative Structure for Mechanical Energy Scavenging », in *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2007. TRANSDUCERS 2007. International*, 2007, p. 895 -898.
- [BGPM09] P. Basset, D. Galayko, A. M. Paracha, F. Marty, A. Dudka, et T. Bourouina, « A batch-fabricated and electret-free silicon electrostatic vibration energy harvester », *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 19, n° 11, p. 115025, 2009.
- [Bois11] S. Boisseau, « Récupération d'énergie vibratoire à électrets », Université de Grenoble, Grenoble, 2011.
- [Guil12] R. Guillemet, « Etude et réalisation d'un récupérateur d'énergie vibratoire par transduction électrostatique en technologie MEMS silicium », phdthesis, Université Paris-Est, 2012.
- [LMAG10] M. Lossec, B. Multon, H. Ben Ahmed, et C. Goupil, « Thermoelectric generator placed on the human body: system modeling and energy conversion improvements », *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 52, n° 1, p. 11103, sept. 2010.
- [DaKR98] Z. Dashevsky, D. Kaftori, et D. Rabinovich, « High efficiency thermoelectric unit within an autonomous solar energy converter », in *XVII International Conference on Thermoelectrics, 1998. Proceedings ICT 98*, 1998, p. 531-534.
- [TLFV08] T. Torfs, V. Leonov, K. FLEURY-FRENETTE, et R. J. M. Vullers, « Pulse Oximeter Fully Powered by Human Body Heat », *Sens. Transducers J.*, vol. 80, n° 6, p. 1230-1238, 2008.
- [Ther00] Thermolife, « Thermo Life Energy Corp », <http://www.poweredbythermolife.com/>. .
- [Micr00] Micropelt, « Micropelt », <http://micropelt.com/>. .
- [VSDH09] R. J. M. Vullers, R. van Schaijk, I. Doms, C. Van Hoof, et R. Mertens, « Micropower energy harvesting », *Solid-State Electron.*, vol. 53, n° 7, p. 684-693, juill. 2009.
- [CoTS08] K. A. Cook-Chennault, N. Thambi, et A. M. Sastry, « Powering MEMS portable devices—a review of non-regenerative and regenerative power supply systems with special emphasis on piezoelectric energy harvesting systems », *Smart Mater. Struct.*, vol. 17, n° 4, p. 043001, août 2008.
- [KNHY99] M. Kishi, H. Nemoto, T. Hamao, M. Yamamoto, S. Sudou, M. Mandai, et S. Yamamoto, « Micro thermoelectric modules and their application to wristwatches as an energy source », in *Eighteenth International Conference on Thermoelectrics, 1999*, 1999, p. 301 -307.

- [MCLP06] L. Mateu, C. Codrea, N. Lucas, M. Pollak, et P. Spies, « Energy harvesting for wireless communication systems using thermogenerators », in *Proceeding of the XXI Conference on Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS), Barcelona, Spain*, 2006.
- [LeVu09] V. Leonov et R. J. M. Vullers, « Wearable Thermoelectric Generators for Body-Powered Devices », *J. Electron. Mater.*, vol. 38, n° 7, p. 1491-1498, janv. 2009.
- [YaYi11] D. Yang et H. Yin, « Energy Conversion Efficiency of a Novel Hybrid Solar System for Photovoltaic, Thermoelectric, and Heat Utilization », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, n° 2, p. 662-670, juin 2011.
- [KiJW06] J. Kim, H. Jia, et P. Wang, « Challenges in biocatalysis for enzyme-based biofuel cells », *Biotechnol. Adv.*, vol. 24, n° 3, p. 296-308, juin 2006.
- [DuLG07] Z. Du, H. Li, et T. Gu, « A state of the art review on microbial fuel cells: A promising technology for wastewater treatment and bioenergy », *Biotechnol. Adv.*, vol. 25, n° 5, p. 464-482, sept. 2007.
- [Sony00] Sony, « De l'électricité avec du sucre pour une bio batterie Sony », <http://www.univers-nature.com/actualite/energie/de-l%C2%92electricite-avec-du-sucre-pour-une-bio-batterie-sony-54853.html>. .
- [Unio00] Union of concerned scientists, « How Solar Energy Works | UCSUSA », *Union of Concerned Scientists*. [En ligne]. Disponible sur: http://www.ucsusa.org/clean_energy/our-energy-choices/renewable-energy/how-solar-energy-works.html. [Consulté le: 10-sept-2012].
- [Sole00] Solem, « Solem Calculatrice », <http://www.solems.com/Exemples-d-utilisation>. .
- [Citi00] Citizen, « Eco-Drive: How It Works | Citizen Watch ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.citizenwatch.com/en-us/eco-drive-technologies/eco-drive-how-it-works/>. [Consulté le: 12-nov-2012].
- [Lynx00] Lynx, « Lynx radio reveil solaire et dynamo affichage digital A solar ». [En ligne]. Disponible sur: <http://toutlesolaire.com/p/LYNX-RADIO-REVEIL-SOLAIRE-ET-DYNAMO-AFFICHAGE-DIGITAL/81.html>. [Consulté le: 13-nov-2012].
- [SRAN07] W. van Sark, N. H. Reich, E. A. Alsema, M. P. Netten, M. Veefkind, S. Silvester, B. Elzen, et M. Verwaal, « A Solar Powered Wireless Computer Mouse: Design, Assembly and Preliminary Testing of 15 Prototypes », 2007.
- [BMTB09] D. Brunelli, C. Moser, L. Thiele, et L. Benini, « Design of a Solar-Harvesting Circuit for Batteryless Embedded Systems », *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 56, n° 11, p. 2519 -2528, nov. 2009.
- [WWDW10] K. K. Win, X. Wu, S. Dasgupta, W. J. Wen, R. Kumar, et S. K. Panda, « Efficient solar energy harvester for wireless sensor nodes », in *2010 IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS)*, 2010, p. 289 -294.
- [WaCB10] G. Waltisperger, C. Condemine, et S. Basrour, « Photovoltaic energy harvester for micro-scale applications », in *NEWCAS Conference (NEWCAS), 2010 8th IEEE International*, 2010, p. 177 -180.
- [Inte98] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, « Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields », *Health Phys.*, vol. 74, n° 4, p. 494-522, 1998.
- [ViRT08] H. J. Visser, A. C. F. Reniers, et J. A. C. Theeuwes, « Ambient RF Energy Scavenging: GSM and WLAN Power Density Measurements », in *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*, 2008, p. 721 -724.
- [BFHM01] U. Bergqvist, G. Friedrich, Y. Hamnerius, L. Martens, G. Neubauer, G. Thuroczy, E. Vogel, et J. Wiart, « Mobile telecommunication base stations—exposure to electromagnetic fields », *Rep. Short Term Mission COST 244bis*, 2001.

-
- [BCYF06] J. B. Burch, M. Clark, M. G. Yost, C. T. E. Fitzpatrick, A. M. Bachand, J. Ramaprasad, et J. S. Reif, « Radio frequency nonionizing radiation in a community exposed to radio and television broadcasting », *Environ. Health Perspect.*, vol. 114, n° 2, p. 248-253, févr. 2006.
 - [BGHW69] W. C. Brown, R. George, N. . Heenan, et R. . Wonson, « Microwave to DC converter », U.S patent 3 434 678, 25-mars-1969.
 - [Mats02] H. Matsumoto, « Research on solar power satellites and microwave power transmission in Japan », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 3, n° 4, p. 36-45, déc. 2002.
 - [CeJP04] A. Celeste, P. Jeanty, et G. Pignolet, « Case study in Reunion Island », *Acta Astronaut.*, vol. 54, n° 4, p. 253-258, févr. 2004.
 - [APSP14] S. Agrawal, S. K. Pandey, J. Singh, et M. S. Parihar, « Realization of efficient RF energy harvesting circuits employing different matching technique », in *2014 15th International Symposium on Quality Electronic Design (ISQED)*, 2014, p. 754-761.
 - [SaSm09] A. Sample et J. R. Smith, « Experimental results with two wireless power transfer systems », in *Radio and Wireless Symposium, 2009. RWS'09. IEEE*, 2009, p. 16-18.
 - [NMLC12] P. Nintanavongsa, U. Muncuk, D. R. Lewis, et K. R. Chowdhury, « Design Optimization and Implementation for RF Energy Harvesting Circuits », *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Circuits Syst.*, vol. 2, n° 1, p. 24-33, mars 2012.
 - [Nimo12] A. Nimo, « Ambient electromagnetic Wireless Energy Harvesting using multiband planar Antenna », présenté à 2012- 9th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, University of Freiburg IMTEK, Department of Microsystems Engineering, 2012.
 - [Ance05] P. Ancey, « Ambient functionality in MIMOSA from technology to services », in *Proceedings of the 2005 joint conference on Smart objects and ambient intelligence: innovative context-aware services: usages and technologies*, 2005, p. 35-38.
 - [Afei09] AFEIT, « Micro ondes et économie d'énergie François Galle Telecom Bretagne », 15-avr-2009.
 - [LeFL10] H. Le, N. Fong, et H. C. Luong, « RF energy harvesting circuit with on-chip antenna for biomedical applications », in *2010 Third International Conference on Communications and Electronics (ICCE)*, 2010, p. 115 -117.
 - [SSRR07] A. Shameli, A. Safarian, A. Rofougaran, M. Rofougaran, et F. De Flaviis, « Power Harvester Design for Passive UHF RFID Tag Using a Voltage Boosting Technique », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 6, p. 1089 -1097, juin 2007.
 - [HAAQ10] S. Heydari Nasab, M. Asefi, L. Albasha, et N. Qaddoumi, « Investigation of RF Signal Energy Harvesting », *Act. Passive Electron. Compon.*, vol. 2010, p. 1-6, 2010.
 - [SWLR04] P. Singh, X. Wang, R. Lafollette, et D. Reisner, « RF-recharged microbattery for powering miniature sensors », in *Proceedings of IEEE Sensors, 2004*, 2004, p. 349 - 352 vol.1.
 - [Fink10] D. K. Finkenzeller, *RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication, Third Edition*. John Wiley & Sons, 2010.
 - [Zuo10] Y. Zuo, « Survivable RFID Systems: Issues, Challenges, and Techniques », *IEEE Trans. Syst. Man Cybern. Part C Appl. Rev.*, vol. 40, n° 4, p. 406-418, juill. 2010.

- [Nxp13] NXP, « SL3ICS1002/1202 : NXP Semiconductors », 2013. [En ligne]. Disponible sur: http://www.nxp.com/products/identification_and_security/smart_label_and_tag_ics/ucode/series/SL3ICS1002_1202.html.
- [Nodi00] A. Nodilo, « RFID Tags: A Step Forward To Changing How We Do Things », *InTechWeb Blog*.

2e chapitre : La récupération d'énergie des ondes Radio-Fréquences

Les architectures monobandes et multibandes

Les points clés de la conception d'une rectenna

2e chapitre : La récupération d'énergie des ondes Radio-Fréquences	57
1) Introduction.....	59
2) Les systèmes de récupération d'énergie Radio Fréquences.....	60
2.1) Vue d'ensemble d'un récupérateur d'énergie RF.....	60
2.2) L'architecture de base d'une rectenna.....	60
2.3) Les architectures monobandes et multibandes	61
2.4) Blocs optionnels : le stockage de l'énergie et le convertisseur DC-DC.....	65
2.4.1) Le stockage de l'énergie	65
2.4.2) Le convertisseur DC-DC.....	66
3) Les points clés de la conception d'une rectenna	69
3.1) Remarques préliminaires sur la densité de puissance radio fréquence disponible.....	69
3.1.1) Les réseaux GSM et UMTS.....	70
3.1.2) Le Wi-Fi.....	72
3.1.3) Conclusions.....	73
3.2) Le réseau d'adaptation d'impédances	74
3.2.1) Principe du réseau d'adaptation d'impédances.....	74
3.2.2) Efficacité du réseau d'adaptation d'impédances.....	76
3.2.3) Bande passante du réseau en L	77
3.2.1) Analyse des principales architectures de réseaux existantes	78
3.3) Les différentes architectures du redresseur	82
3.4) La charge	85
3.5) L'antenne de réception	86
3.5.1) Les enjeux de l'antenne	87
3.5.2) Antennes utilisées dans les rectennas	87
3.5.3) Antenne multi-bandes à polarisation circulaire	89
4) Conclusion	91
5) Bibliographie.....	92

1) Introduction

Comme nous l'avons montré dans le premier chapitre, l'énergie véhiculée par les ondes Radio-Fréquences peut être récupérée afin d'être convertie en puissance électrique continue pour l'alimentation de capteurs. Le dispositif permettant cette conversion est appelé *rectenna*.

La première partie de ce chapitre est consacrée aux architectures de *rectenna*. Son principe de base y est tout d'abord exposé. Nous verrons par la suite qu'une *rectenna* peut être conçue pour récupérer de l'énergie sur plusieurs bandes de fréquences RF. Les différentes architectures possibles pour ces transducteurs multibandes seront alors détaillées. Ensuite, dans le cas où les capteurs sont placés dans des environnements pour lesquels le niveau de densité de puissance est relativement faible, nous allons montrer l'intérêt d'ajouter une cellule de stockage d'énergie ou bien un convertisseur dc-dc à la suite du récupérateur d'énergie RF.

La deuxième partie de ce chapitre détaille les problématiques liées à la conception d'une *rectenna*. Il sera tout d'abord montré qu'il est important au préalable, d'évaluer la densité de puissance RF présente dans l'environnement du capteur. Ensuite, le redresseur, le réseau d'adaptation d'impédances, la charge et l'antenne de réception seront expliqués en détail. Chacune de ces parties nécessite une réflexion quant au choix de l'architecture la plus appropriée car celles-ci induisent un impact sur la tension continue en sortie ainsi que sur l'efficacité globale du circuit. Ainsi, nous allons tenter de dégager les propriétés de chacune et les verrous associés.

2) Les systèmes de récupération d'énergie Radio Fréquences

Dans cette section, le principe d'un récupérateur d'énergie RF est détaillé: son architecture et ses caractéristiques. Au vue de la multitude des bandes de fréquences présentes dans notre environnement, il s'avère intéressant de récupérer plusieurs fréquences. Dans ce cas, il existe plusieurs architectures de rectenna et celles-ci sont également présentées dans cette partie.

2.1) Vue d'ensemble d'un récupérateur d'énergie RF

Un système de récupération d'énergie RF est composé de plusieurs éléments. Comme on le voit sur la Figure 2-1, une source de rayonnement, comme par exemple un émetteur RF ou une station de base GSM, est utilisée pour diffuser un signal RF. Ce signal électromagnétique émis est collecté par une antenne de réception et est convertie en une puissance électrique continue utilisable par l'intermédiaire d'un circuit de conversion RF-dc. Ensuite, la puissance électrique continue peut directement alimenter la charge. Celle-ci peut également être placée dans un élément de stockage si par exemple la puissance récupérée est supérieure à la puissance nécessaire pour l'alimentation de la charge. Enfin, si la tension de sortie du récupérateur d'énergie RF n'est pas suffisante ou fluctuante, un convertisseur dc-dc peut être intercalé entre la sortie du récupérateur et la charge. Dans les sections suivantes, chacun de ces blocs est examiné en détail.

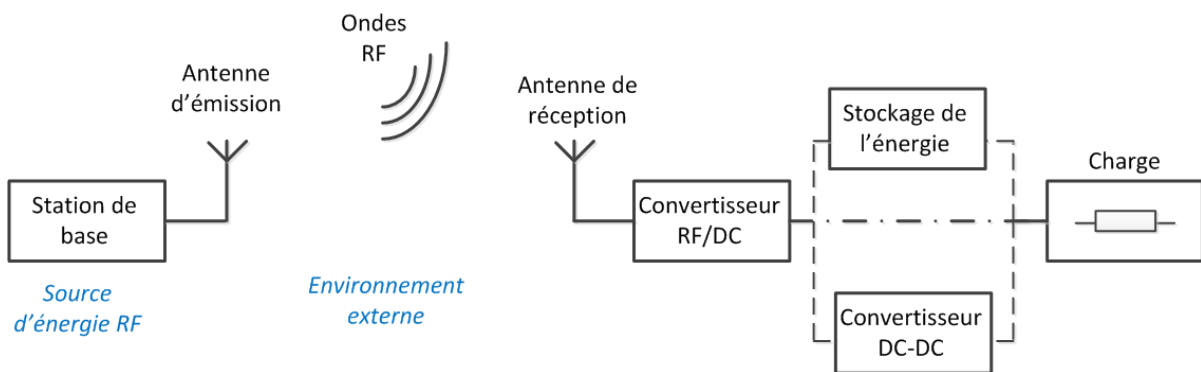


Figure 2-1 Schématisation d'un récupérateur d'énergie RF dans son environnement.

2.2) L'architecture de base d'une rectenna

Le but d'un récupérateur d'énergie RF, également appelé rectifying antenna ou *rectenna*, consiste à convertir l'énergie électromagnétique contenue dans les sources RF ambiantes en une tension électrique continue dc. Une rectenna typique se compose d'une antenne de réception suivie d'un réseau d'adaptation d'impédances, d'un redresseur, d'un filtre dc ainsi que d'une charge représentant l'impédance équivalente du capteur à alimenter (Figure 2-2).

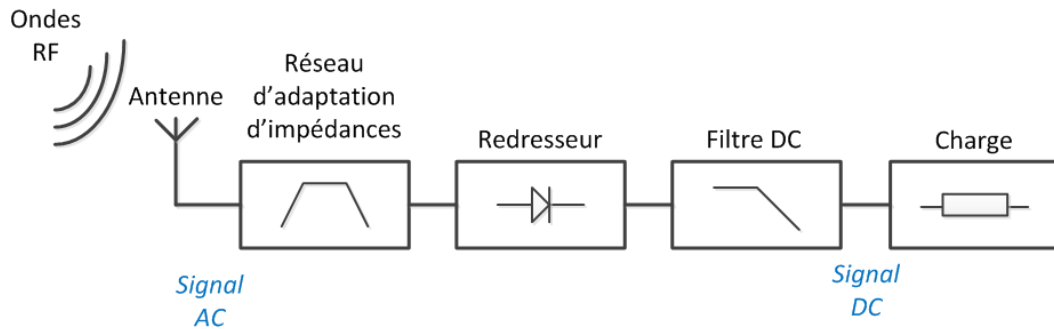


Figure 2-2 Structure d'une rectenna.

Le réseau d'adaptation d'impédances a pour rôle de réaliser une adaptation d'impédances entre l'antenne de réception et le redresseur à la fréquence sélectionnée et pour une puissance RF incidente donnée.

Le redresseur réalise la conversion du signal ac reçu en sortie du réseau d'adaptation d'impédances en signal continu dc. Il est généralement constitué de diodes et de condensateurs.

Le filtre de sortie dc permet de filtrer les harmoniques HF et de laisser passer uniquement la composante continue. Il peut également réaliser une adaptation d'impédances entre le circuit de redressement et la charge pour une puissance dc donnée.

2.3) Les architectures monobandes et multibandes

De nombreux travaux portant sur la récupération d'énergie RF ont été présentés dans la littérature scientifique. Les premiers récupérateurs conçus ne permettaient de récupérer qu'une seule tonalité RF [HZCH13], [MAGC11], [OICV12], [TeKa08]. La fonctionnalité de ces systèmes est considérablement dégradée si la fréquence de l'onde électromagnétique à récupérer diffère de la fréquence de résonance pour laquelle ils ont été conçus. De plus, dans l'environnement ambiant du capteur, les bandes de fréquences présentes ne sont pas maîtrisées. Utiliser dans ces conditions une rectenna adaptée à une seule fréquence pour l'alimentation d'un capteur ne semble pas judicieux.

D'autres travaux présentent des rectennas qui sont capables de récupérer plusieurs signaux à des fréquences différentes. Ainsi l'énergie de plusieurs bandes de fréquences RF sont accumulées et une quantité plus importante d'énergie est récupérée [CoGe13], [NiGR12], [PBDD12], [PiML13], [SGHZ13].

Pour ce faire, plusieurs architectures sont envisagées et la différence principale entre chacune est la conception du réseau d'adaptation d'impédances. Ce réseau fait correspondre l'impédance de sortie de l'antenne avec l'impédance conjuguée de l'entrée du redresseur. Il est à noter que l'impédance d'entrée du redresseur varie en fonction de la fréquence et de la puissance incidente. De même, l'impédance de l'antenne peut varier en fonction de la fréquence. De ce fait, il est plus facile d'adapter ces impédances à une seule fréquence pour

une puissance incidente donnée. A partir de ce constat, l'adaptation d'impédances sur de multiples bandes RF induit deux sortes de pertes: celles dues à la désadaptation d'impédances et celles liées aux éléments constitutifs du réseau d'adaptation.

[CoGe13] et [NiGR12] montrent les pertes dues aux difficultés pour adapter l'impédance sur une grande bande passante. L'architecture de la Figure 2-3 est celle utilisée dans [CoGe13] et [NiGR12]. Le réseau d'adaptation conçu englobe sur une large bande de fréquence les signaux à récupérer. Cependant, en raison des variations d'impédance de l'antenne et du redresseur en fonction de la fréquence, une bande RF de quelques centaines de MHz induit une désadaptation d'impédance et une diminution de l'efficacité de conversion RF-dc. Pour illustrer ce propos, nous pouvons étudier [CoGe13] et [NiGR12]. Dans [CoGe13], l'efficacité de conversion RF-dc est de 8% sur une bande RF de 1550 MHz pour une puissance incidente de -20 dBm alors que dans [NiGR12], cette efficacité est doublée et passe à 15% pour la même puissance incidente. Par contre, la bande passante de la rectenna dans [NiGR12] vaut 300 MHz soit 1200 MHz de moins que [CoGe13]. Du fait de la variation d'impédance d'entrée du redresseur et de l'antenne en fonction de la fréquence, les pertes liées à la désadaptation sont bien plus élevées sur 1500 MHz que sur 300 MHz, ce qui explique les valeurs de l'efficacité de conversion des deux exemples. Par conséquent, il est préférable de récupérer de l'énergie RF sur plusieurs petites bandes RF que sur une seule plus large.

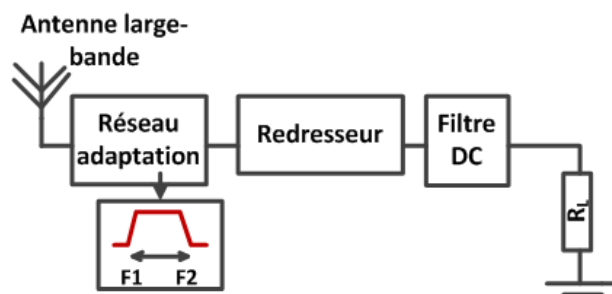


Figure 2-3 Rectenna large-bande avec un réseau d'adaptation d'impédances de type passe-bande.

A partir des travaux réalisés dans [MCPR13] et [SuCh02], nous pouvons expliquer comment les pertes liées aux composants du réseau d'adaptation d'impédances influent sur l'efficacité de conversion d'une rectenna. Comme montré Figure 2-4, l'objectif est de réaliser une adaptation pour plusieurs fréquences distinctes (et non pas sur des bandes de fréquences comme pour l'architecture précédente). Pour une puissance incidente de -10 dBm, la rectenna de [SuCh02] atteint une efficacité de conversion de 40% pour deux fréquences, à 1.8 GHz et 2.1 GHz. Ce résultat est obtenu au moyen d'un réseau complexe composé d'une architecture basée sur un réseau en L et de trois réseaux en T. La majorité des rectennas multi-fréquences basée sur l'architecture de la Figure 2-4 est conçue à deux fréquences [NKJC13], [SGHZ13] et présente les mêmes résultats que [SuCh02]. Dans [MCPR13], Diego Masotti et Al, ont tenté de récupérer quatre fréquences distinctes (900 MHz, 1750 MHz, 2150 MHz et 2450 MHz).

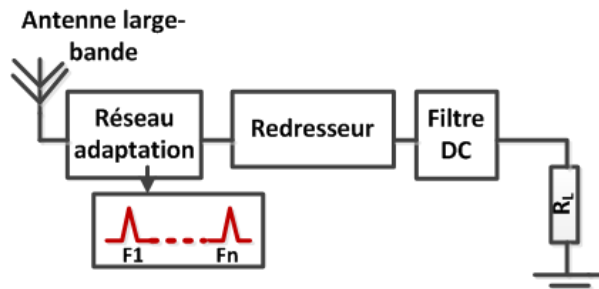


Figure 2-4 Rectenna multi-fréquences avec un réseau d'adaptation d'impédances multi-fréquences.

Leur réseau est montré Figure 2-5 et le coefficient de réflexion en entrée du réseau, présenté Figure 2-6, confirme que le système n'a pas pu être adapté pour les quatre fréquences sélectionnées. Masotti explique ce résultat à cause des pertes dans les composants du redresseur qui n'ont pas été modélisées. De plus, la recherche du réseau optimal pour l'une des fréquences peut sérieusement dégrader les performances de la rectenna pour une autre fréquence de fonctionnement. Dans [CoGe13], il est également montré par simulation que

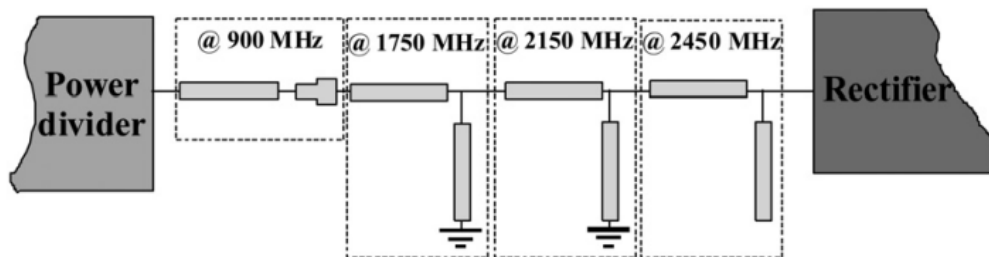


Figure 2-5 Réseau d'adaptation conçu par [MCPR13].

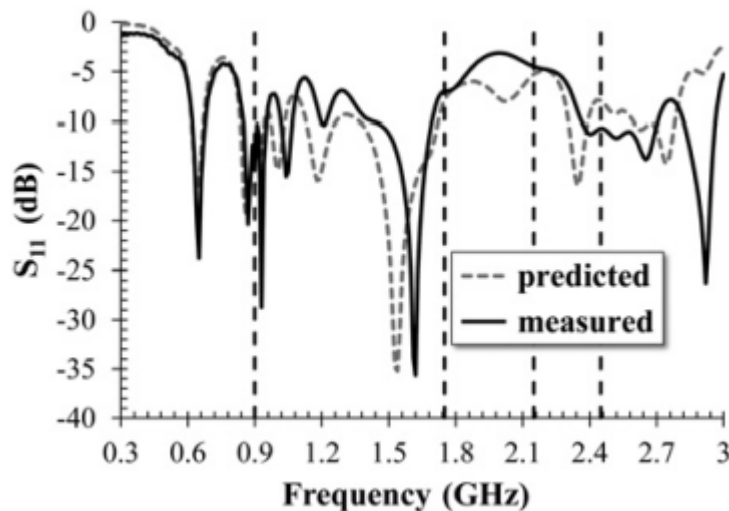


Figure 2-6 Coefficient de réflexion en entrée du réseau d'adaptation [MCPR13].

l'efficacité de conversion RF-dc diminue drastiquement en fonction de l'augmentation du nombre de fréquences pour lesquelles le système est adapté. A notre connaissance, il n'existe pas de rectennas conçues pour fonctionner à cinq fréquences ou plus avec ce type d'architecture.

Par conséquent, à cause des pertes inhérentes aux composants et du comportement non-linéaire de la rectenna, il est difficile d'obtenir une rectenna ayant la même efficacité de conversion sur plusieurs fréquences avec cette architecture. Outre la limitation du nombre de fréquences d'adaptation, un autre inconvénient de cette architecture est la dégradation drastique de l'efficacité de conversion si les fréquences présentes dans l'environnement de la rectenna sont différentes des fréquences d'adaptation optimales.

Une autre solution pour récupérer l'énergie sur plusieurs bandes RF est d'empiler plusieurs rectennas comme présenté Figure 2-7. Dans ce cas, les réseaux d'adaptation d'impédances sont conçus pour sélectionner une fréquence spécifique et les tensions de sortie dc de chaque rectenna sont ajoutées; la tension dc résultante est appliquée à la charge [PiML13], [KeVT13]. Dans [KeVT13], un récupérateur d'énergie RF est conçu pour fonctionner à trois fréquences 0.9, 1.8 et 2.45 GHz. Pour une puissance incidente de -15 dBm par fréquence, une efficacité de conversion RF-dc de 45% est obtenue à 0.9 GHz et 1.8 GHz et 25% à 2.45 GHz. Malgré ces résultats intéressants, l'efficacité cumulative n'est pas donnée, c.à.d. si les deux ou trois tonalités RF sont présentes. En effet, l'évaluation de la qualité de la combinaison de chaque tension de sortie dc n'est pas prise en compte. Ceci est un paramètre important à prendre en compte car des interférences entre chaque branche peuvent se produire et dégrader l'efficacité globale du circuit. De plus, aucune énergie n'est récupérée en dehors des fréquences sélectionnées. Enfin, cette architecture peut ne pas être appropriée pour des applications avec des exigences de compacité en raison du nombre d'antennes à utiliser.

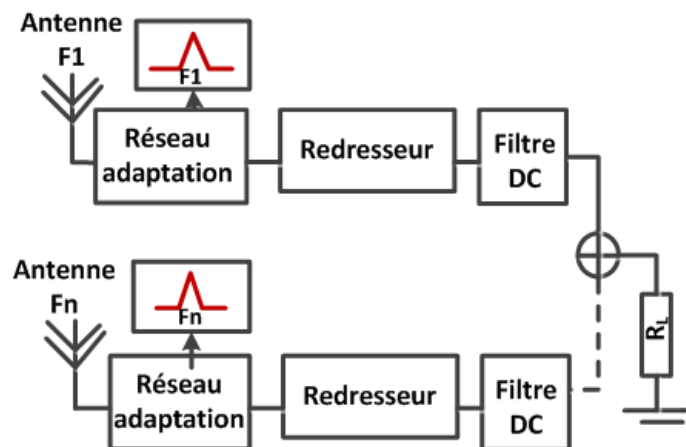


Figure 2-7 Rectenna multi-fréquences: empilement de plusieurs rectennas.

2.4) Blocs optionnels : le stockage de l'énergie et le convertisseur DC-DC

2.4.1) *Le stockage de l'énergie*

Dans la pratique, un système de récupération d'énergie RF peut intégrer une cellule de stockage d'énergie. En effet, le courant de crête demandé par certains capteurs peut aller au-delà de ce que le récupérateur d'énergie RF peut fournir. Il faut dans ce cas avoir recours à un système de stockage d'énergie pour accumuler l'énergie récupérée par la rectenna et alimenter le capteur quand l'énergie stockée suffit pour alimenter le capteur.

Le choix d'une cellule de stockage dépend de plusieurs facteurs comme la demande en puissance du capteur, la capacité de stockage de la cellule, son taux de décharge, ainsi que sa taille et son coût. Il existe actuellement deux principales technologies de stockage d'énergie: les supercondensateurs [BSLM89] et les batteries rechargeables [BDNU00].

Une supercapacité est une solution pour stocker de l'énergie. Il s'agit d'un condensateur électrochimique qui a une capacité de stockage d'énergie exceptionnelle en comparaison des condensateurs traditionnels. La supercapacité est réalisée par un dépôt de charbon actif sur un film en aluminium. Les deux électrodes ainsi constituées baignent dans un électrolyte aqueux ou organique. Les charges électriques sont stockées à l'interface électrode/électrolyte. La valeur de la capacité est proportionnelle à la surface de ses armatures, et de la nature du matériau constitutif.

Si les batteries ont une grande longueur d'avance dans le domaine de la densité d'énergie (3-5 Wh/kg pour un supercondensateur contre 30-40 Wh/kg pour une batterie) par rapport aux supercondensateurs, ceux-ci se rechargent beaucoup plus rapidement et ont une durabilité incomparable. Ainsi, un supercondensateur peut supporter plus d'un million de cycles de recharge quand une batterie se limite souvent à 400 cycles et parfois jusqu'à 4000 cycles de recharge pour les meilleures d'entre elles [Supe15].

Dernièrement, ces condensateurs ont été explorés pour leur utilisation dans des systèmes de récupération d'énergie car ils présentent une durée de vie élevée en termes de cycles de charge-décharge [WWVS13]. Néanmoins, ils souffrent de courants de fuite importants, ce qui limite leur utilisation pour le stockage d'énergie à long terme. Si l'énergie RF ambiante n'est disponible que pendant une petite partie de la journée, un supercondensateur avec un taux élevé d'auto-décharge n'est donc pas le plus approprié pour l'alimentation de capteur [Cama11].

D'autre part, trois types de batterie rechargeable peuvent être utilisés: le Nickel Cadmium (NiCd), le nickel-métal-hydrure (NiMH) et le Lithium-Ion (Li-Ion) [Batt10]. Les batteries Ni-Cd sont aujourd'hui relativement dépassées en termes d'autonomie, et ne sont plus vendues dans l'Union européenne, suite à l'interdiction de l'utilisation du cadmium dans les accumulateurs portables. La sélection entre les batteries NiMH et Li-Ion implique plusieurs compromis. Les batteries Li-Ion peuvent stocker plus d'énergie par rapport aux batteries NiMH car celles-ci offrent une densité énergétique supérieure par rapport à leur masse et

volume. En outre, les batteries Li-Ion ont un taux d'auto-décharge plus faible (5-10% par mois) que la plupart des batteries NiMH (20-30% par mois). Par contre, les batteries Li-Ion sont généralement plus chères que les batteries NiMH pour une capacité similaire à cause des matériaux utilisés. Bien que le Lithium soit abondant sur Terre, les sites où il est facile à extraire sont rares, ce qui fait par conséquent monter les prix. De plus, les batteries au Lithium ont une tension de fonctionnement élevée, typiquement d'environ 3.6 V, ce qui est trois fois supérieur à celle des batteries NiMH. Pour les alimenter, il serait probablement nécessaire d'utiliser un convertisseur dc-dc. Récemment, les batteries NiMH LSD (Low Self Discharge) ont émergé sur le marché. Celles-ci ont été développées par Sanyo en 2005 [Sany12] et sont commercialisées depuis quelques années. Même si elles sont plus chères que les NiMH, elles conservent jusqu'à 85% de leur capacité par an et se chargent plus rapidement que les autres batteries. Le Tableau 2-1 résume différentes caractéristiques des batteries expliquées dans ce paragraphe [Supe14].

Tableau 2-1 Tableau comparatif des différentes batteries [Supe14]

Type de Batterie/ Condensateur	Tension nominale (V)	Densité d'énergie (Wh/kg)	Courbe de décharge	Auto-décharge (par mois)	Durée de vie (nb de recharges)	Coût	Applications typiques
NiCd	1.2	30-50	Plane puis pente	20%	400-800		PC portable
NiMH	1.2	60-110	Plane puis pente	30%	800-1000	+	Téléphone mobile, caméscope
NiMH LSD	1.2	60-110	Plane puis pente	2%	1800	+	Téléphone mobile, caméscope
LI-Ion	3.6	100-200	Pente	1-5%	500-1000	++	Smartphone et Note book
Super-condensateur	2.7	4-10	Pente	40 -50%	500 000-20 000 000	+++	Bus, métro, voiture

2.4.2) Le convertisseur DC-DC

Comme expliqué précédemment, la position des capteurs par rapport aux sources d'émission n'est pas forcément connue et peut changer au cours du temps. La variation de cette distance induit une fluctuation de la puissance captée par l'antenne de réception

(équation de Friis) et par la même des variations de tension en sortie du redresseur, conduisant à une instabilité de la tension d'alimentation. Pour cette raison, un régulateur de tension, encore appelé convertisseur dc-dc, peut être utilisé pour fournir une tension continue d'alimentation plus stable. Un régulateur de tension maintient à sa sortie, dans certaines limites, une tension de sortie constante quelle que soit la charge ou la tension d'entrée. Deux types de régulateurs peuvent être envisagés: les régulateurs linéaires (Figure 2-8) et les alimentations à découpage de type SMPS (Figure 2-9). SMPS est l'acronyme de Switch Mode Power Supply. Il correspond aux alimentations qui utilisent le principe de la commutation pour contrôler le transfert d'énergie à rendement théorique unitaire.

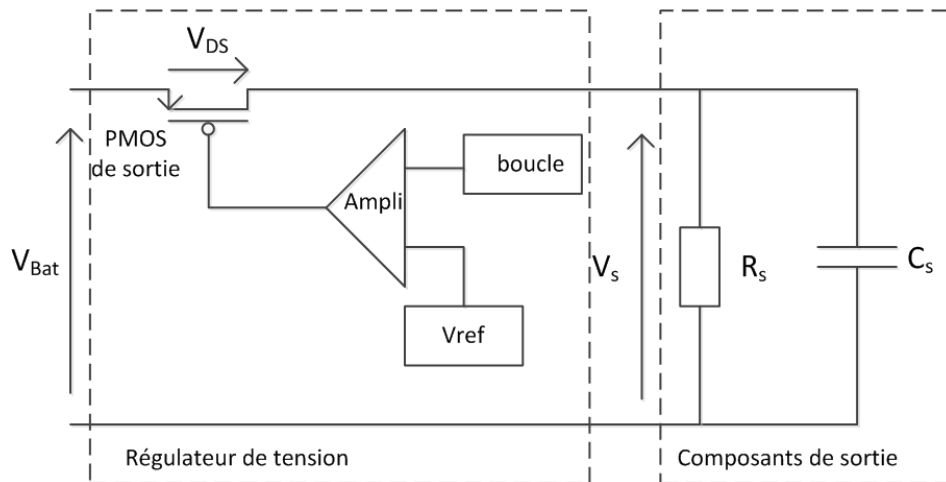


Figure 2-8 Régulateur linéaire [HuML14].

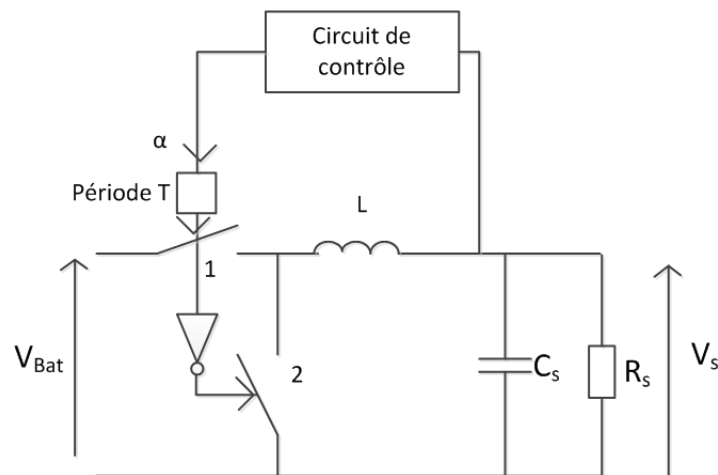


Figure 2-9 Principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage (SMPS): cas d'un hacheur série (*Buck*) [ErMa01].

Le régulateur linéaire fournit une tension fixe quels que soient sa tension d'alimentation (V_{Bat}) et son courant de sortie. La comparaison entre la tension de sortie V_s et la tension de référence V_{ref} permet de contrôler le transistor de sortie et ainsi d'ajuster la tension V_s . On parle de régulation linéaire car l'élément de puissance est commandé en

continu. En effet, toute variation du potentiel d'alimentation V_{Bat} ou du courant de sortie donc de la charge R_s , se traduit par une variation de la tension de sortie V_s qui est transmise par la boucle de rétroaction sur l'entrée de l'amplificateur. Lorsque le régulateur fonctionne correctement, la variation du potentiel de cette entrée entraîne le retour du potentiel V_s à sa valeur nominale. La tension V_s est ainsi régulée. La Figure 2-8 montre que la tension de sortie V_s est toujours inférieure à la tension de batterie d'une valeur égale à la tension V_{ds} du transistor de sortie. Ainsi, les régulateurs linéaires fonctionnent uniquement en abaisseur de tension. Dans cette catégorie de régulateurs, il existe tout de même des régulateurs de type LDO (Low Drop Output) qui permettent d'obtenir une tension régulée V_s très proche de leur tension d'alimentation V_{Bat} [HuML14].

Les hacheurs fonctionnent sur le principe du découpage. Pendant une partie de la période du travail, la batterie fournit de l'énergie à un élément de stockage (inductance ou condensateur). Au cours du temps restant, l'énergie stockée est transférée en sortie du régulateur. Il existe de multiples configurations qui permettent aussi bien d'abaisser, d'élever ou d'inverser la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée. La Figure 2-9 montre le principe d'un hacheur série qui permet d'abaisser la tension. Pendant une fraction α de la période T , l'interrupteur 1 est fermé et le 2 est ouvert. Pendant le reste de la période T , l'interrupteur 2 est fermé et le 1 est ouvert. La batterie fournit alors de l'énergie à l'inductance L et à la charge R_s . La tension V_s est ajustée en agissant sur le rapport cyclique α . Le circuit de contrôle permet de générer α à partir d'une comparaison entre la tension de sortie V_s et une tension de référence. Un des avantages de ces SMPS est de pouvoir, selon leur configuration, abaisser, élever ou inverser la tension. De plus, ils possèdent, en théorie, une efficacité élevée de l'ordre de 90% [ErMa01].

Une rectenna est présentée dans [PSZP08] intégrant un convertisseur élévateur en sortie du redresseur. La tension de sortie du régulateur permet de charger une batterie au lithium à 4.15V. Ce convertisseur est conçu afin d'agir comme une résistance active dont la valeur s'adapte pour correspondre à la résistance de charge optimale du récupérateur d'énergie RF. Néanmoins, la technique proposée nécessite une caractérisation initiale de la rectenna. Il est nécessaire d'obtenir les courbes de puissance de sortie dc sur une plage de densités de puissances incidentes et pour plusieurs résistances de charge. La valeur requise pour la résistance optimum est déterminée à partir des courbes. Le système est capable de récupérer de 8 à 420 μW à partir d'une rectenna de 6 cm x 6 cm avec une puissance incidente allant de 30 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ à 70 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ respectivement, à 2.4 GHz. L'efficacité globale du système (intégrant le convertisseur) est de 16.7% pour une densité de puissance de 70 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$. Cette valeur, relativement faible, est impactée par l'ajout du convertisseur dc-dc. En effet, d'après la Figure 2-10, l'efficacité globale (en %) est définie par:

$$\eta_{global} = \eta_{Rect} \cdot \eta_{Conv}, \quad (2-1)$$

avec l'efficacité du circuit de conversion RF-dc,

$$\eta_{\text{Rect}} = \frac{P_{\text{Rect_out}}}{P_{\text{RF_incident}}}, \quad (2-2)$$

et l'efficacité du convertisseur,

$$\eta_{\text{Conv}} = \frac{P_{\text{Conv_out}}}{P_{\text{Rect_out}}}. \quad (2-3)$$

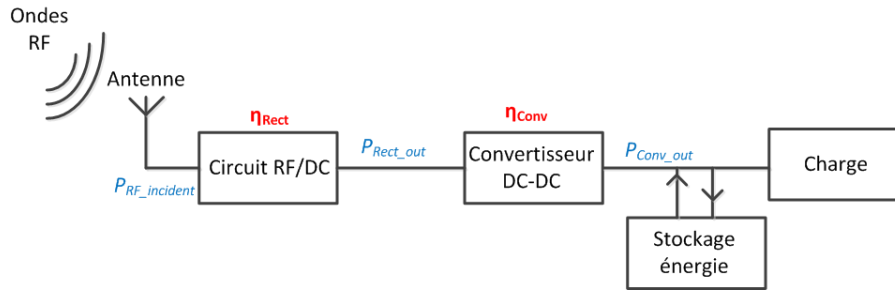


Figure 2-10 Schéma d'un récupérateur d'énergie RF avec un convertisseur DC-DC et une cellule de stockage d'énergie.

Si l'on reprend les données de [PSZP08], pour une densité de puissance de $70 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, l'efficacité de la rectenna est de 24.6% et celle du convertisseur est de 77.1%. L'efficacité globale étant de 16.7%, l'ajout du convertisseur implique une chute de 8% de l'efficacité globale.

Par conséquent, l'ajout d'un convertisseur implique une chute de l'efficacité du système global. En contrepartie, ce convertisseur permet d'avoir une tension de sortie stable quelles que soient les fluctuations en entrée et rend possible l'alimentation des capteurs ou des cellules de stockage à leur tension nominale.

3) Les points clés de la conception d'une rectenna

Les performances d'une rectenna sont généralement évaluées par rapport à la valeur de l'efficacité de conversion RF-dc et la tension de sortie. Pour une rectenna donnée, ces deux grandeurs dépendent du choix de la charge, du redresseur, de l'antenne de réception et du réseau d'adaptation d'impédances. Dans cette partie, nous allons détailler les caractéristiques de ces blocs constitutifs puis leur influence sur les performances de la rectenna.

3.1) Remarques préliminaires sur la densité de puissance radio fréquence disponible.

Avant de démarrer la conception d'une rectenna, il est important d'évaluer la densité de puissance RF émise à partir des stations de base présentes dans l'environnement du

capteur. Ces données sont extraites de campagnes de mesures habituellement effectuées pour évaluer l'exposition de la population aux champs électromagnétiques [KaTA09], [ViRT08], [Inte98]. Afin de compléter ces rapports, des données brutes fournies par l'ANFR (Agence Nationale des Fréquences) ont été utilisées pour calculer les résultats statistiques présentés dans cette section [Cart00].

3.1.1) Les réseaux GSM et UMTS

Dans cette partie, nous ne détaillerons que les réseaux mobiles. Les antennes relais émettent en permanence un signal dont la puissance peut aller jusqu'à 30 Watts selon la couverture géographique et le type de cellules considéré [Anfr09]. Les caractéristiques principales d'une station de base sont résumées dans le Tableau 2-2. Sur la Figure 2-11 sont détaillés, les hauteurs du point d'émission H_e , et du point de réception H_r , ainsi que la distance d entre les deux points. Il est important de remarquer que les pertes de puissance sont fonction à la fois de la distance d , et de la différence de hauteur entre ces deux points, Δ , [Hasl08].

Tableau 2-2 Paramètres d'une station de base RF

Dénomination de la cellule	Antenne émettrice (W)	Hauteur de l'antenne émettrice	Couverture de l'antenne
Macro	> 2	35 m	500 m → qqes kms
Micro	1 → 2	8 to 20 m	100 → 500 m

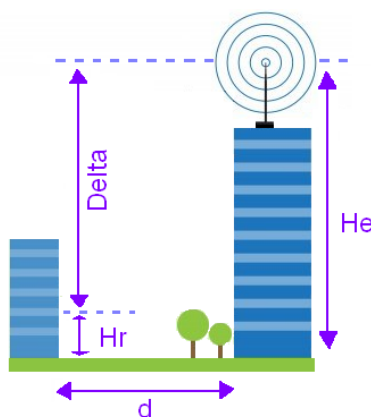


Figure 2-11 Indications géographiques des mesures: d distance entre les points d'émission et de réception, Δ : différence de hauteur entre les points d'émission et de réception.

Une carte interactive est disponible sur le site de l'ANFR [Cart00]. Ce site fournit des mesures de puissances et les informations géographiques des stations de base RF (GSM, et autres standards). A partir de ces données brutes, la densité de puissance moyenne et l'écart

type ont été calculés pour 200 points de mesures en milieu urbain (cellules micro) et 200 autres en campagne (cellules macro).

Les trois bandes RF prédominantes de toutes les stations de base RF sont le GSM900, (de 935 à 960 MHz), le GSM1800 (de 1805 à 1880 MHz) et l'UMTS, (de 2110 à 2170 MHz). La bande FM n'a pas été retenue car la densité moyenne relevée en ville ou à la campagne ne dépasse pas 0.005 mW/m^2 . Les Tableau 2-3 et Tableau 2-4 résument les résultats trouvés pour ces trois bandes de fréquences. La Figure 2-12 illustre la densité de puissance moyenne en fonction de d et Δ pour les stations de base GSM1800 en milieu urbain. Que ce soit en milieu urbain ou à la campagne, les stations de base GSM900 et GSM1800 émettent des niveaux de densité de puissance similaires. Quelle que soit la station de base, la densité de puissance RF est 30% plus élevée en milieu urbain qu'à la campagne. Il est à noter que les conditions de mesures entre celles prises à la ville et en campagne sont légèrement différentes. Ceci est lié à la différence des hauteurs d'émetteurs: $H_e = 25 \text{ m}$ pour une microcellule et 35 m pour une macro-cellule. L'écart type supérieur à la campagne implique une dispersion plus élevée en termes de densité de puissance par rapport aux données dans les environnements urbains. Ainsi, un environnement urbain semble être plus approprié pour la viabilité d'un récupérateur d'énergie RF.

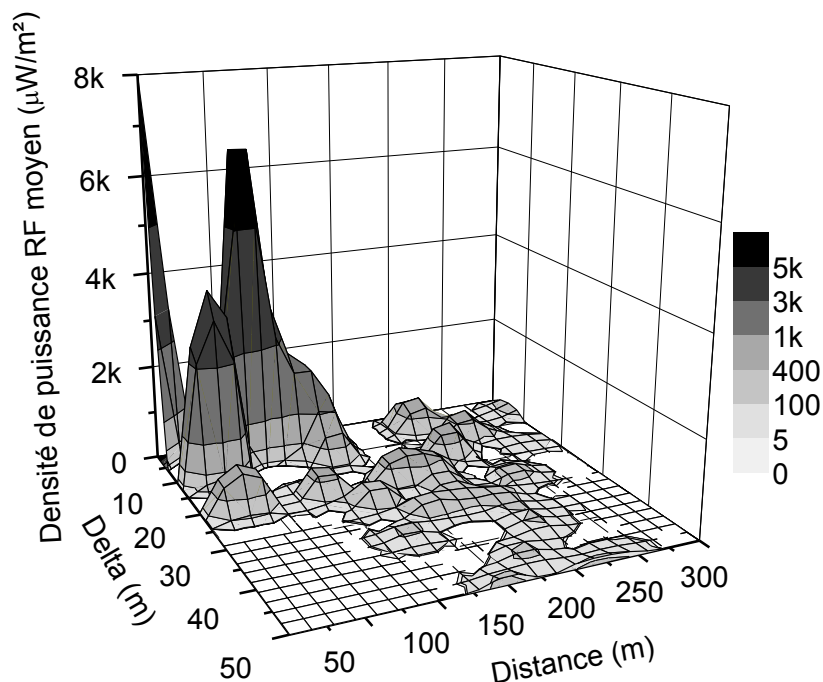


Figure 2-12 Densité moyenne de puissance RF en $\mu\text{W/m}^2$ pour une station de base GSM1800 calculée sur 200 de mesures en ville.

Ces résultats corréleront avec d'autres études menées en Europe. Par exemple, dans l'étude de Frei [FMNT09], des mesures avec des dosimètres ont été réalisées sur 166 volontaires recrutés en zone urbaine autour de la ville de Bâle (Suisse) et qui ont porté le dosimètre pendant une semaine. Les principales sources d'exposition sont les antennes de station de base de téléphonie mobile, les téléphones mobiles et les téléphones sans-fil DECT.

Tableau 2-3 Densité de puissance RF moyenne et écart type en campagne cellule macro

	GSM900	GSM1800	UMTS	Conditions
Densité de puissance RF (mW/m ²)	0.84	0.81	0.35	d=50 m
Écart type	0.27	0.29	0.29	Delta=30 m
Densité de puissance RF (mW/m ²)	0.11	0.12	0.11	d=200 m
Écart type	0.23	0.21	0.18	Delta=30 m

Tableau 2-4 Densité de puissance RF moyenne et écart type en ville cellule micro

	GSM900	GSM1800	UMTS	Conditions
Densité de puissance RF (mW/m ²)	1.18	1.11	0.5	d=50 m
Ecart type	0.18	0.15	0.2	Delta=20 m
Densité de puissance RF (mW/m ²)	0.26	0.25	0.13	d=200 m
Ecart type	0.2	0.19	0.18	Delta=20 m

3.1.2) Le Wi-Fi

Les signaux Wi-Fi apparaissent également comme des sources disponibles dans l'environnement. En France, la puissance délivrée à l'antenne d'un routeur Wi-Fi ne doit pas dépasser 100 mW [Arce00]. La puissance moyenne réellement émise par l'émetteur est beaucoup plus faible et varie en fonction du type d'échange, de la taille des données à transmettre, du débit et du nombre d'utilisateurs simultanés. En réalité, compte tenu de l'architecture du protocole, et notamment des temps réservés à l'écoute des dispositifs connectés, la puissance moyenne maximale émise par un émetteur Wi-Fi ne peut dépasser la moitié de la puissance maximale autorisée, soit 50 mW. Les données sont transmises sous

forme de paquets de signaux radiofréquences séparés par des temps d'attente ou de réponse du point d'accès ou de l'ordinateur [Supe06].

Afin d'avoir un ordre de grandeur de la densité de puissance RF pour un signal Wi-Fi, des mesures ont été effectuées avec deux routeurs commerciaux Wi-Fi différents Free Box [Free00], et Orange Box [Live00]. Pour chacune des deux expériences, un dosimètre portable est placé à 50 cm du routeur et un ordinateur télécharge ou non des données. Le volume de données téléchargées est de 700 Mo et le débit pour les deux routeurs a été évalué à 11 Mbps grâce à un logiciel disponible sur internet [Debi00]. Les niveaux de puissance mesurés sont sensiblement les mêmes pour les deux routeurs (Figure 2-13) et la densité de puissance est presque doublée lorsque des données sont téléchargées (Figure 2-14).

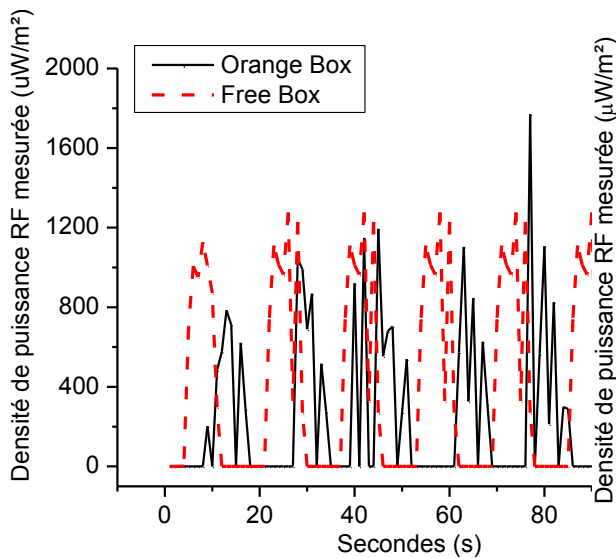


Figure 2-13 Densité de puissance RF mesurée pour deux routeurs Wi-Fi.

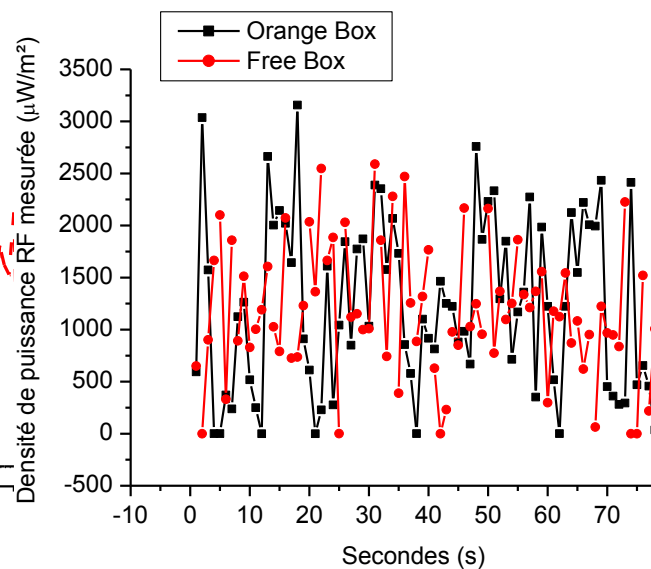


Figure 2-14 Densité de puissance RF mesurée avec téléchargement de données.

Ces résultats mettent en évidence la fluctuation de la densité de puissance RF d'un signal Wi-Fi en présence ou non d'un utilisateur. Une étude statistique comprenant plusieurs utilisateurs (avec différents débits et volume de données) serait intéressante pour consolider cette observation.

3.1.3) Conclusions

Il est possible de comparer la densité de puissance en fonction de la distance pour les différentes bandes de fréquences étudiées à partir des données de puissance d'émission maximale (PIRE) à ne pas dépasser (défini par l'ICNIRP) comme illustré Figure 2-15 [Arce00]. Comme le montre également Friis, l'affaiblissement de la densité de puissance en fonction de la distance est plus rapide avec une émission GSM que Wi-Fi.

A partir de nos mesures et des différents rapports de mesures de la littérature scientifique, on estime que la densité de puissance moyenne en environnement urbain est de 0.15 mW/m² pour le GSM900 et GSM1800 et de 0.05 mW/m² pour le Wi-Fi dans des

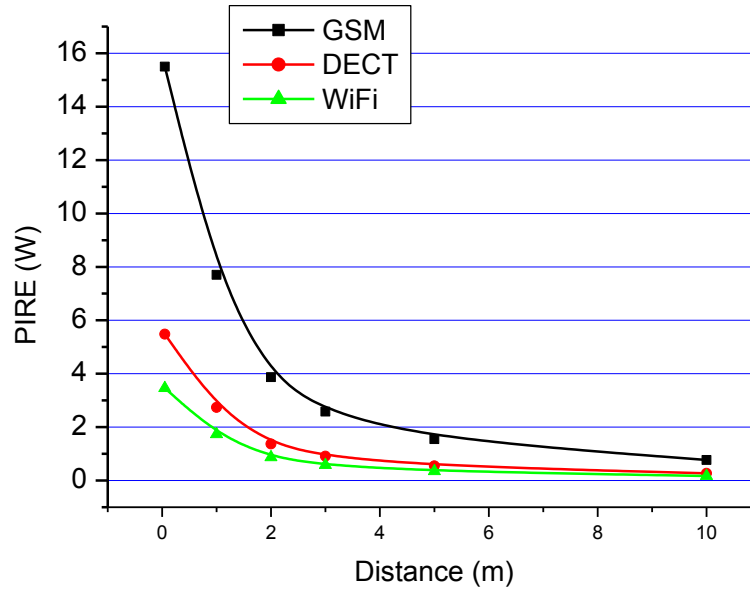


Figure 2-15 Niveaux d'exposition maximum en fonction de la distance pour le GSM, DECT et le Wi-Fi

bâtiments. Quant aux bandes FM, leur densité de puissance moyenne ne dépasse pas 0.005 mW/m² en milieu urbain ou à la campagne. Par conséquent, il sera préférable que le récupérateur d'énergie RF soit être situé au maximum à 300 m d'une station GSM ou à quelques mètres d'un routeur Wi-Fi. Ainsi, la récupération d'énergie de plusieurs bandes RF peut être une solution pertinente pour augmenter la quantité de puissance récupérée.

La sélection d'une bande de fréquences, pour le fonctionnement optimal du système de récupération d'énergie RF, est cruciale car elle affecte la taille des antennes de réception, la plage de fonctionnement du système, ainsi que la conception des divers blocs constitutifs. Le choix des fréquences est alors au préalable très important. Ceci va déterminer la structure de la rectenna et notamment la conception du réseau d'adaptation d'impédances comme nous allons le voir ci-après.

3.2) Le réseau d'adaptation d'impédances

3.2.1) Principe du réseau d'adaptation d'impédances

On suppose que l'on souhaite alimenter une charge réelle Z_L avec un générateur RF d'impédance Z_0 . Le principe de la transmission maximale de puissance énonce que le transfert de puissance est optimum si les impédances sont adaptées, c'est-à-dire si $Z_L = Z_0^*$. Si les impédances ne sont pas conjuguées alors une partie de l'onde transmise par le générateur est réfléchie.

On pourrait penser qu'une combinaison de résistance insérée entre les deux impédances à adapter pourrait résoudre le problème. Mais la plupart de l'énergie transmise serait alors dissipée dans ces résistances rajoutées. La solution envisagée est d'utiliser des composants réactifs (condensateurs et inductances) pour limiter les pertes d'insertion. Dans la

suite de ce paragraphe, nous allons construire un réseau d'adaptation d'impédances en prenant en considération que l'impédance d'entrée du redresseur est inférieure à l'impédance de l'antenne (nous le montrerons dans le chapitre 3 section 2.3).

On souhaite transformer une résistance R_s en une résistance R_p avec $R_p > R_s$. Pour cela, il est possible d'insérer une inductance en série, L_s , et une capacité en parallèle, C_p , comme montré Figure 2-16. Le réseau $L_s C_p$ ainsi formé, encore appelé réseau en L [WaTo11], a été choisi pour sa simplicité et car il peut être la base de réseaux plus complexes.

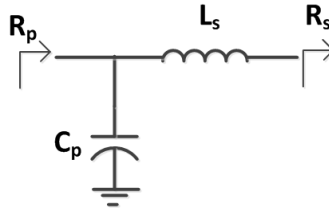


Figure 2-16 Schéma pour transformer une résistance R_s en une résistance R_p .

Les valeurs de L_s et C_p sont déterminées de manière à convertir R_s en R_p à la fréquence donnée. Pour cela, on calcule tout d'abord l'admittance équivalente, Y_{eq} , de l'association de R_s en série avec L_s et en parallèle avec C_p :

$$Y_{eq} = \frac{1}{R_s + j\omega L_s} + j\omega C_p \quad (2-4)$$

Pour que R_s soit transformée en R_p , il faut que l'inverse de la partie réelle de Y_{eq} soit égale à R_p et la partie imaginaire soit nulle.

$$R_p = \frac{R_s^2 + \omega^2 L_s^2}{R_s} \quad (2-5)$$

$$\frac{\omega C_p R_s^2 + \omega^2 L_s^2 - \omega L_s}{R_s + \omega^2 L_s} = 0 \quad (2-6)$$

De ces deux expressions, on en déduit que:

$$\omega C_p R_p = \frac{\omega L_s}{R_s} \quad (2-7)$$

On définit le facteur de qualité de la branche série, Q_s , comme étant le rapport entre la partie imaginaire, $X_s = \omega L_s$, et réelle, R_s , de l'impédance de la branche série. De même, le facteur de qualité de la branche parallèle est le rapport entre la partie réelle, R_p , et la partie imaginaire, $X_p = 1/\omega C_p$.

$$Q_s = \frac{X_s}{R_s} = \frac{\omega L_s}{R_s} \quad (2-8)$$

$$Q_p = \frac{R_p}{X_p} = \omega R_p C_p \quad (2-9)$$

Ainsi, on peut en déduire des expressions (2-8) et (2-9) que:

$$Q_s = Q_p \quad (2-10)$$

Par conséquent, pour avoir une transformation de R_s en R_p , il est nécessaire que les facteurs de qualité des branches séries et parallèle soit égaux. De plus, grâce aux expressions (2-5) et (2-8), il est possible d'écrire le facteur Q_s en fonction de R_s et de R_p . Ce facteur Q_s est également appelé facteur de qualité du réseau, Q , et ne dépend pas des éléments du réseau mais des impédances R_p et R_s comme le montre l'équation (2-11).

$$Q_s = Q_p = Q = \sqrt{\frac{R_p}{R_s}} - 1. \quad (2-11)$$

Les valeurs de l'inductance et de la capacité seront donc choisies de façon à avoir des facteurs de qualité Q_s et Q_p égaux à Q . Le réseau en L a été considéré sans pertes, mais dans la réalité les composants réactifs ont toujours une partie dissipative non négligeable. Ceci va réduire la transmission de puissance à la charge. Il est donc nécessaire de définir l'efficacité du réseau pour évaluer les performances réelles des réseaux conçus au niveau des pertes d'insertion.

3.2.2) Efficacité du réseau d'adaptation d'impédances

Han [HJLM04] a défini l'efficacité d'un réseau comme étant le rapport entre la puissance délivrée à la charge et la puissance incidente dans le réseau. Pour un réseau en L, il est possible de démontrer que cette efficacité, η , peut s'exprimer comme ci-dessous:

$$\eta = \frac{1 - \frac{Q}{Q_c}}{1 + \frac{Q}{Q_L}} \quad (2-12)$$

Avec Q_L et Q_C , les facteurs de qualité de l'inductance et de la capacité et Q le facteur de qualité du réseau défini (2-11).

Par exemple, le réseau en L précédemment étudié transforme 50Ω vers 5Ω présente un facteur de qualité $Q = 3$. Si le facteur de qualité de l'inductance, Q_L , employée vaut 10 et celui de la capacité vaut 80, l'efficacité globale du réseau est égale à 74 %.

Il est également possible d'exprimer l'efficacité dans le cas où les impédances de la source et de la charge sont complexes comme l'illustre la Figure 2-17 [FrAF13].

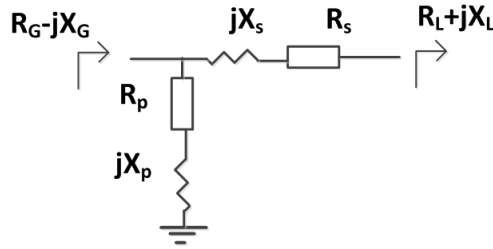


Figure 2-17 Réseau en L pour adapter des impédances complexes.

L'efficacité s'exprime de la manière suivante:

$$\eta = \frac{1 - \frac{Q_p}{Q_{p_bis}}}{1 + \frac{Q_s}{Q_{s_bis}}} \quad (2-13)$$

$$\text{Avec } Q_p = \frac{R_G}{X_p}, Q_{p_bis} = \frac{R_p}{X_p}, Q_s = \frac{X_s}{R_L}, Q_{s_bis} = \frac{X_s}{R_s}.$$

Cette expression permet d'estimer l'efficacité d'un réseau lorsque les impédances sont complexes. Grâce à cette expression, nous allons être capables d'estimer les pertes d'insertion du réseau conçu.

3.2.3) Bande passante du réseau en L

La bande passante du réseau d'adaptation d'impédances est la plage de fréquences pour laquelle le coefficient de réflexion satisfait un critère donné. Ici, l'intervalle de fréquences considéré est celui pour lequel $S_{11} < -10$ dB.

Afin d'estimer la bande passante d'un réseau L, nous avons simulé sous ADS les paramètres S du circuit (Figure 2-16) pour deux valeurs de Q : $Q = 1$ pour une transformation de $R_s = 25 \Omega$ vers $R_p = 50 \Omega$ et $Q = 7$ pour une transformation de $R_s = 1 \Omega$ vers $R_p = 50 \Omega$. Le Tableau 2-5 résume les valeurs de L_s et C_p trouvées pour les deux situations.

Comme illustré Figure 2-18, plus le facteur Q est faible, plus la bande passante est large. En effet, on est passé d'une bande passante de 200 MHz à 1 GHz pour une valeur de Q de 7 à 1 respectivement. Comme nous l'avons montré dans la section 3.2.1, la bande passante du réseau en L est lié au rapport des impédances d'entrée et de sortie du système à adapter. Celle-ci ne dépend pas des valeurs des composants L_s et C_p dans le cas où les composants sont idéaux.

Tableau 2-5 Valeur des composants du réseau en fonction de la valeur de Q .

Valeurs du facteur Q	R_s (Ω)	R_p (Ω)	L_s (nH)	C_p (pF)
1	25	50	4	3
7	1	50	2.5	10

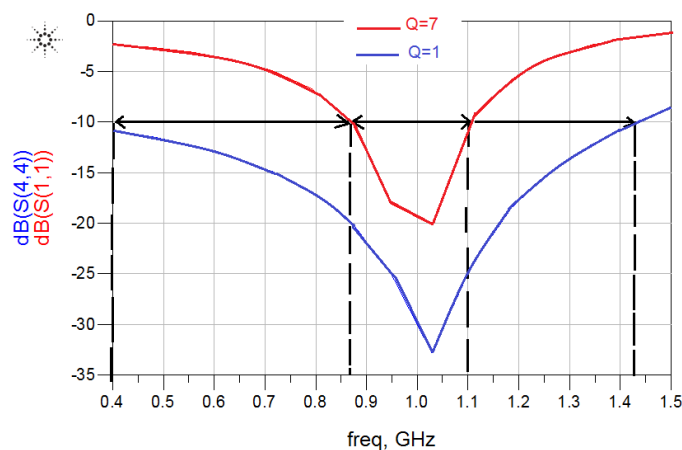


Figure 2-18 S11 en fonction de la fréquence pour $Q= 1$ en bleu et $Q= 7$ en rouge.

3.2.1) Analyse des principales architectures de réseaux existantes

Un modèle électrique simple de la rectenna incluant un réseau d'adaptation d'impédances est représenté Figure 2-19. L'antenne est modélisée par une source de tension alternative V_s , avec une impédance de sortie $Z_{ant} = R_s + jX_{ant}$. La partie réactive X_{ant} peut être capacitive ou inductive en fonction de la conception de l'antenne. Pour réaliser le maximum de transfert de puissance, il est nécessaire que l'impédance d'entrée du réseau, Z_{in} , soit le complexe conjugué de l'antenne, c.à.d. $Z_{in} = Z_{ant}^* = R_s - jX_{ant}$. Enfin, Z_L représente l'impédance complexe du redresseur et de la charge combinée avec R_L et X_L les parties réelles et imaginaires, respectivement.

Dans le cas général, les réseaux d'adaptation sont constitués d'éléments passifs localisés ou distribués selon la technologie et la fréquence de travail. L'adaptation conjuguée des deux impédances n'est réalisable a priori qu'en un seul point de fréquence.

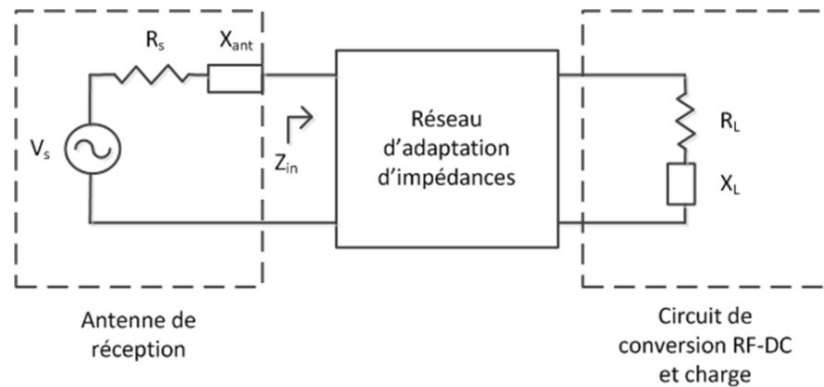


Figure 2-19 Modèle équivalent d'un récupérateur d'énergie RF.

Comme étudié dans le paragraphe précédent, l'un des circuits d'adaptation les plus couramment utilisés est un réseau en L [BJSM10] qui utilise deux composants réactifs (une inductance et une capacité). Deux types de réseaux en L sont possibles : l'élévateur d'impédance et l'abaisseur d'impédance. On considère une transformation d'une charge d'impédance égale à Z_L vers une impédance Z_{in} . Si l'élément parallèle est placé côté Z_L , alors Z_{in} est inférieure à Z_L , le réseau est un abaisseur d'impédance. Au contraire, si l'élément en série est placé côté Z_L , alors Z_{in} est supérieure à Z_L , le réseau est un élévateur d'impédance. Les éléments peuvent être des capacités ou des inductances. La Figure 2-20 illustre les deux architectures.

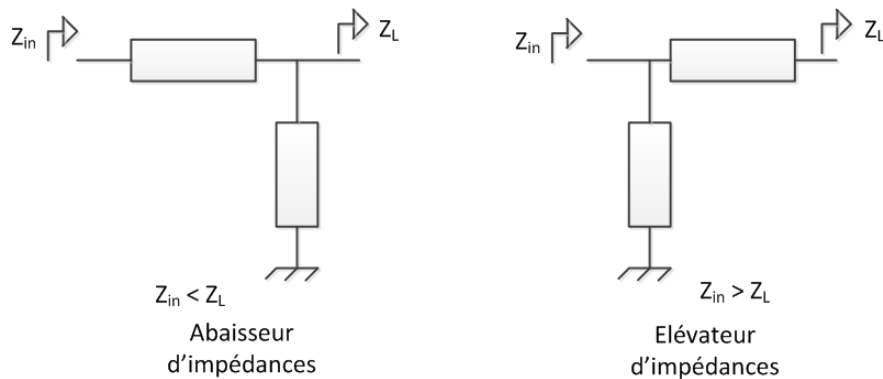


Figure 2-20 Architecture parallèle-série.

Chaque type de réseau en L permet de couvrir une partie de l'abaque de Smith. La Figure 2-21 montre la couverture maximale d'impédances (Z_{in}) des deux types de réseau en L, en considérant Z_L égale à 50 Ω . [DiRo08].

Par contre, toutes les impédances ne sont pas générées avec la même efficacité. Pour illustrer ce propos, nous avons représenté sur l'abaque de Smith la couverture d'impédances avec un réseau élévateur d'impédances (avec une inductance L_s en série et un condensateur C_p

en parallèle). Avec ADSTM, nous avons fait varier L_s de 1 à 30 nH et C_p de 0.5 à 10 pF et nous avons tracé l'ensemble des impédances Z_{in} en entrée du réseau adaptée pour $Z_L = 50 \Omega$; la fréquence est fixée à 2.4 GHz. Comme montré Figure 2-22, on retrouve la zone bleue de la Figure 2-21. A partir de l'efficacité (2-12), nous avons tracé les pertes d'insertions correspondant aux différents réseaux d'impédance trouvés (Figure 2-23), celles-ci sont exprimées en dB. Les facteurs de qualité des deux composants ont été fixés à 30.

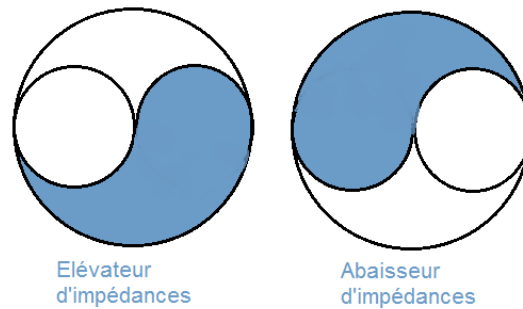


Figure 2-21 Zone en bleu pouvant être adaptée soit par un élévateur d'impédances soit par un abaisseur d'impédances.

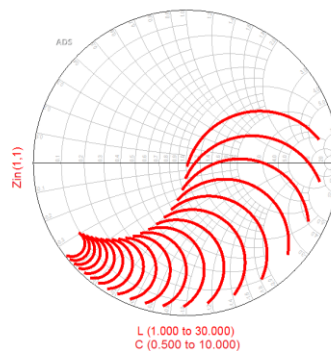


Figure 2-22 Lieux des impédances Z_{in} possibles avec un réseau en L à 2.4 GHz.

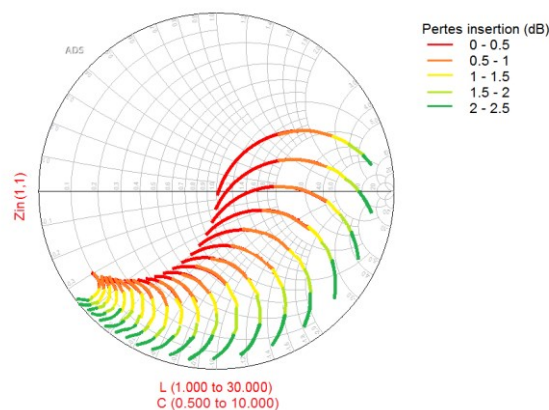


Figure 2-23 Pertes d'insertion pour un réseau en L à 2.4 GHz.

On remarque que les pertes d'insertion du réseau sont plus faibles pour les impédances les plus proches du centre de l'abaque de Smith (50Ω) et augmentent lorsque l'on s'écarte du centre. Cependant, un réseau en L ne présente aucun degré de liberté. Comme étudié dans la section 3.2.2, le facteur Q et la bande passante sont fixés par les valeurs des impédances à transformer. Ainsi, le réseau en L est un peu contraignant, surtout si l'on souhaite modifier la bande passante du réseau.

La mise en cascade d'un élévateur d'impédances avec un abaisseur d'impédances, produit le réseau en Π (Figure 2-24). Celle d'un abaisseur et d'un élévateur d'impédances produit le réseau en T [MaJY80] (Figure 2-25).

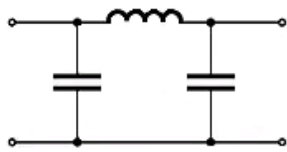


Figure 2-24 Filtre en Π .

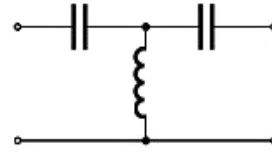


Figure 2-25 Filtre en T.

Lorsque l'on associe plusieurs réseaux L, les facteurs Q peuvent être choisis. Par exemple, on souhaite transformer une impédance de 5Ω vers 50Ω . Un réseau en L présente un facteur $Q=7$ (Figure 2-26). Si on associe deux réseaux L en série, il est alors possible d'effectuer cette transformation en deux étapes et de changer le facteur Q global en imposant une impédance entre les deux réseaux comme illustré Figure 2-27. Ainsi en faisant varier ce facteur Q , on peut jouer sur la bande passante du réseau.

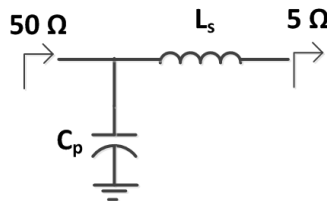


Figure 2-26 Adaptation avec un réseau L.

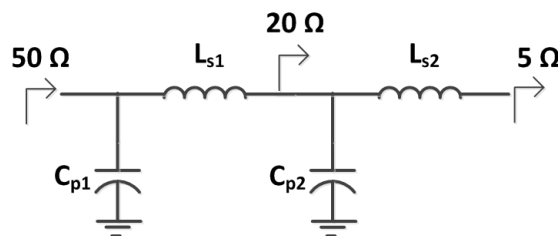


Figure 2-27 Adaptation avec deux réseaux L en série.

De plus, comme démontré dans [HCAF08], ces réseaux ont l'avantage de permettre idéalement une couverture totale de l'abaque de Smith. Le chemin de transformation d'impédances du réseau d'adaptation décrit Figure 2-28 nous explique ce résultat. Dans un

réseau en T, la charge Z_L est toujours associée à un élément en série qui va augmenter son impédance. Puis l'impédance va à nouveau diminuer grâce à l'abaisseur d'impédance, comme illustré sur l'abaque de la Figure 2-28. Le concepteur a par conséquent plus de liberté pour adapter ces impédances.

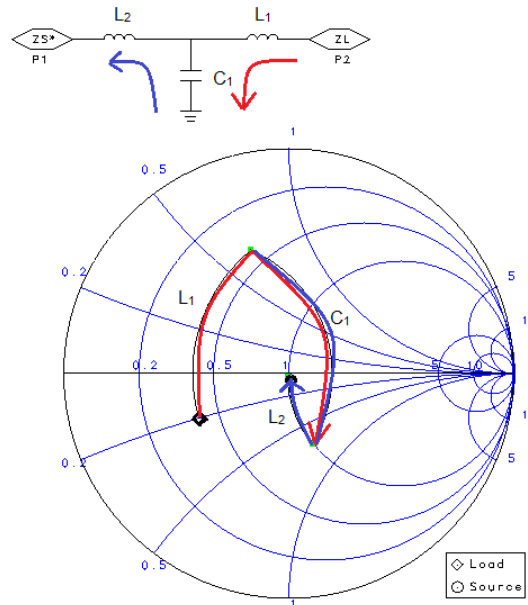


Figure 2-28 Chemin de transformation d'impédances d'une charge avec un réseau en T.

Par conséquent, le réseau en T (de même Π) permet d'atteindre une souplesse de conception sur le choix de la bande passante. De plus, les pertes d'insertion sont moins élevées que pour un réseau en L [FrAF13]. C'est pourquoi nous préférons les réseaux en Π ou T pour la conception de la rectenna. Le choix entre Π et T se fera en fonction des valeurs d'impédance d'entrée du redresseur.

3.3) Les différentes architectures du redresseur

Un redresseur RF-dc convertit l'énergie de l'onde électromagnétique RF captée par l'antenne en une puissance électrique continue. Ce convertisseur est constitué essentiellement de diodes et de condensateurs. Les diodes Schottky sont généralement utilisées pour des applications dont la fréquence est entre 800 MHz et plusieurs GHz. Ces diodes peuvent également être constituées à base de transistors. De plus, les diodes Schottky ont une tension de seuil deux ou trois fois plus basse comparées aux diodes à jonction P-N, qui peut descendre jusqu'à 150 mV environ [Skyw00]. Enfin, il est recommandé d'utiliser des diodes à forts courants de saturation, ayant une faible capacité de jonction C_j et une faible résistance R_s [YPMV08].

Les principaux redresseurs de la littérature sont représentés Figure 2-29. Il est possible de les classer en deux catégories: les redresseurs à sortie asymétrique et ceux à sortie

différentielle. Parmi la première classe, on compte: le redresseur série (Figure 2-29a), le parallèle (Figure 2-29b) et le doubleur (Figure 2-29c) et dans la deuxième: le pont de Graetz (Figure 2-29d) et le Greinacher (Figure 2-29e).

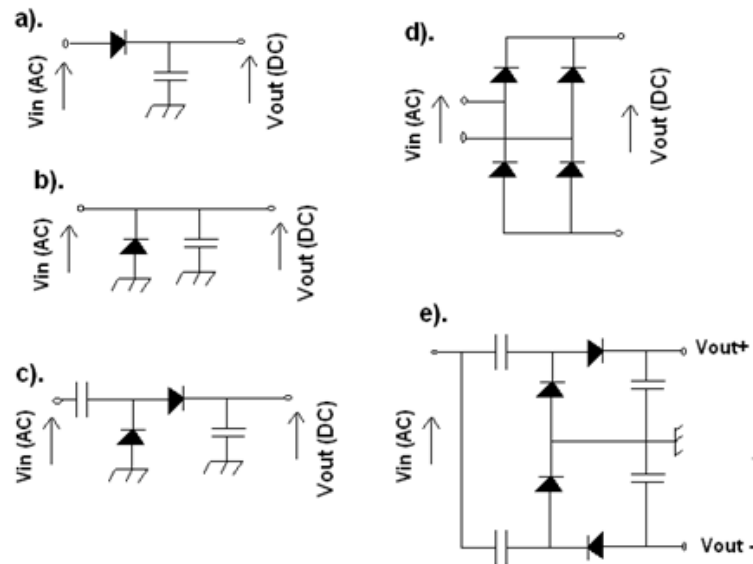


Figure 2-29 Plusieurs architectures de redresseur : a). série, b). parallèle, c). doubleur de tension, d). Pont de Graetz e).Greinacher.

Les tensions de sortie et l'efficacité de conversion (définie dans la section 2.4.2 équation (2-2)) des différents redresseurs ont été simulées en fonction de la puissance incidente à 0.95 GHz sur une charge de 11 kΩ. A partir des Figure 2-30 et Figure 2-31, nous avons dressé le Tableau 2-6 qui résume les performances relatives de ces redresseurs basées sur la tension de sortie, l'efficacité de conversion RF-dc et leur aptitude à fonctionner à partir d'une puissance RF incidente faible (< -10 dBm).

Ainsi, le redresseur série et parallèle sont les plus appropriés pour de faibles puissances incidentes, c.à.d. en dessous de -10 dBm [KSLP13]. D'autres structures comme le doubleur de tension ou le Greinacher ont des tensions de sortie plus élevées que les redresseurs série pour une puissance incidente supérieure à 5 dBm. A propos du redresseur pont de Graetz, on peut noter que celui-ci est largement utilisé dans les convertisseurs ac-dc basse fréquence [XGSF09]. Ce redresseur a de bonnes tenues en puissance à condition d'utiliser des diodes à tension de claquage élevée. Mais du fait de sa structure en pont, celui-ci n'est pas adapté pour de faibles niveaux de puissance incidente [MCTV09].

Chaque redresseur présenté a des avantages et des inconvénients. Dans le contexte de la récupération d'énergie RF ambiante, la densité de puissance RF est relativement faible, de l'ordre du mW/m². Par conséquent, le redresseur doit être capable de redresser des signaux de très faibles amplitudes. Les redresseurs de type série ou doubleur seront à privilégier.

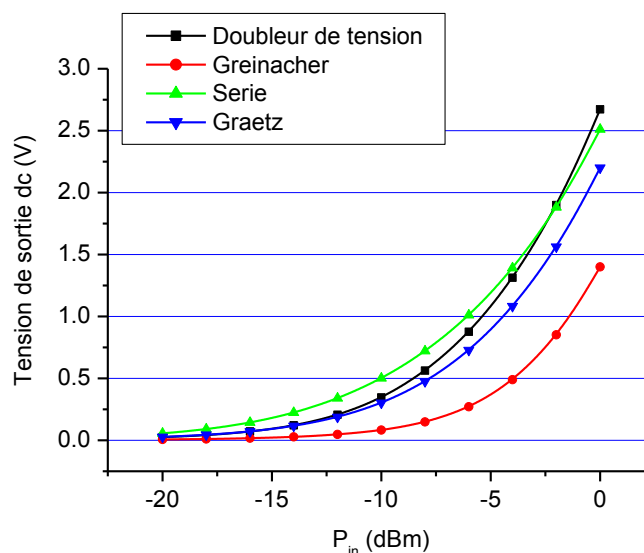


Figure 2-30 Tension de sortie en fonction de la puissance incidente pour 4 redresseurs: doubleur de tension, Greinacher, Serie et Graetz.

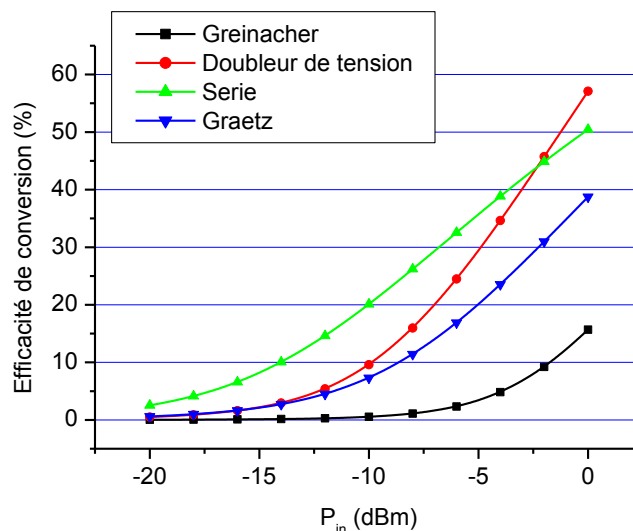


Figure 2-31 Efficacité de conversion en fonction de la puissance incidente pour 4 redresseurs: doubleur de tension, Greinacher, Serie et Graetz.

Tableau 2-6 Performances relatives entre plusieurs types de redresseur

Redresseur	Amplitude de la Tension de sortie dc	Démarrage à Faibles niveaux de puissance RF incidente (< -10 dBm)	Efficacité de conversion
Série	+	+	++
Pont de Graetz	++	-	-
Parallèle	-	+	+
Doubleur de tension	++	-	-
Greinacher	++	-	-

3.4) La charge

La charge du récupérateur d'énergie représente l'impédance équivalente du capteur à alimenter. L'efficacité de conversion RF-dc de la rectenna et sa tension de sortie dc varient en fonction de la valeur de la charge. Pour illustrer ce propos, une rectenna avec un redresseur série est simulée sous ADS. L'efficacité de conversion est représentée Figure 2-32 en fonction de la valeur de la charge R_L . La puissance incidente est fixée à -10 dBm et la fréquence incidente à 0.95 GHz. L'efficacité de conversion est optimale pour une charge donnée, ici aux alentours de 4 k Ω . En effet, le réseau d'adaptation a été conçu de sorte que le maximum de puissance soit transféré pour une charge de 4 k Ω . Les Figure 2-33 et Figure 2-34 montrent la variation de l'impédance vue de l'entrée du redresseur en fonction de la charge R_L . Le réseau d'adaptation a été conçu de sorte que l'impédance de sortie du réseau soit égale au complexe conjugué soit: $40 + j*280 \Omega$.

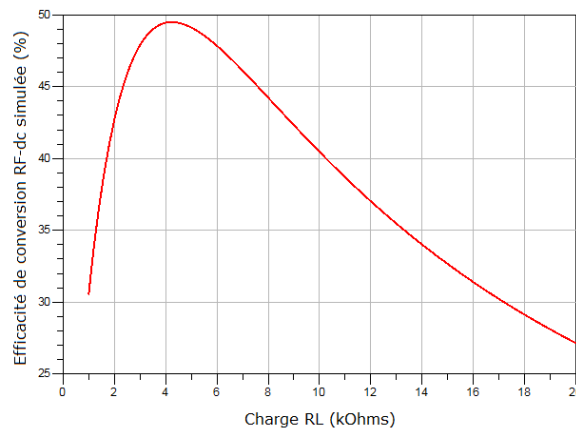


Figure 2-32 Efficacité de conversion de la rectenna simulée en fonction de la charge avec $P_{in} = -10$ dBm et $F_{req} = 0.95$ GHz.

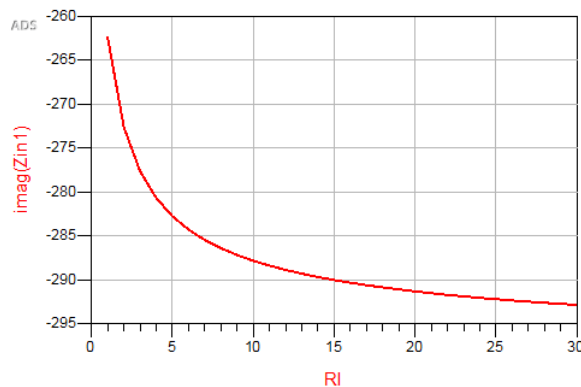


Figure 2-33 Impédance (partie imaginaire) vue de l'entrée du redresseur en fonction de la charge R_L en k Ω .

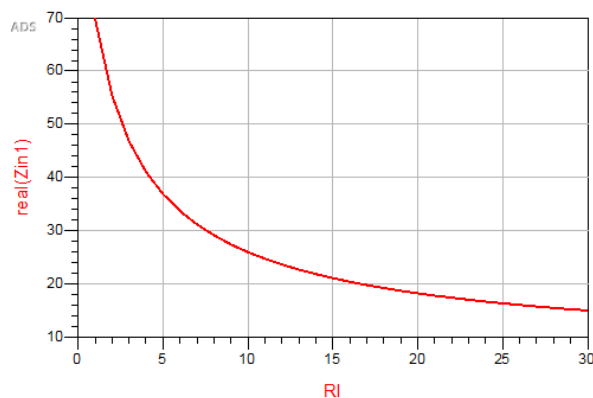


Figure 2-34 Impédance (partie réelle) vue de l'entrée du redresseur en fonction de la charge R_L en $k\Omega$.

Dans la plupart des cas, le but étant d'autoalimenter un capteur, l'impédance de celui-ci est connue. Cette valeur de charge est souvent le point de départ pour la conception de la rectenna. Le réseau d'adaptation d'impédances est ensuite optimisé pour que le maximum de l'efficacité de conversion soit maximum en ce point.

Le Tableau 2-7 résume les principales caractéristiques électriques (tension d'alimentation, consommation énergétique, impédance équivalente) de plusieurs capteurs récents. À noter que l'évolution de la tension d'alimentation diminue et tend vers 0.3 V environ grâce aux avancées technologiques. Leurs impédances équivalentes varient de quelques ohms à quelques dizaines de kilo ohms, ce qui montre une gamme de valeurs très étendue.

Tableau 2-7 Caractéristiques électriques de plusieurs capteurs de la littérature

Informations sur le capteur	[KYKH11] ECG	[YYLK10] ECG	[RDSD13] Pression	[LBDC13] Température	[CCHH10] Température
Tension d'alimentation DC (V)	1.2	1.8	0.8	0.45	0.3
Consommation d'énergie (W)	2.4m	5.8m	15μ	14μ	3.7μ
Impédance équivalente (Ω)	600	620	11k	14k	24.3k

3.5) L'antenne de réception

Dans un système de récupération d'énergie RF, l'antenne joue un rôle important car elle permet de capturer l'énergie des ondes RF incidente. Cependant, la puissance reçue par l'antenne dépend de plusieurs facteurs comme sa largeur de bande passante, sa surface

effective, sa directivité, l'incidence du faisceau et sa polarisation. Enfin, l'implémentation complète de l'antenne doit avoir pour objectif d'atteindre un minimum de pertes. Quelques paramètres et définitions sont rappelés en annexe 5.

3.5.1) Les enjeux de l'antenne

L'étude sur la densité de puissance RF de la section 3.1 nous a mis en évidence que les bandes de fréquence GSM900, GSM1800, UMTS et Wi-Fi sont prédominantes dans un environnement urbain. C'est pourquoi, il est intéressant de concevoir une antenne qui soit capable de couvrir ces différentes bandes de fréquence. De plus, les aspects relatifs à la propagation sont à prendre en considération comme l'incidence du faisceau sur l'antenne et les faibles niveaux d'énergie. Que ce soit en environnement extérieur ou intérieur, nous sommes contraints à des phénomènes de multi-trajets, de diffraction ou d'obstruction du signal par divers obstacles comme les murs des bâtiments. Les réflexions multiples, lorsque par exemple le signal incident réfléchit sur plusieurs surfaces avec un angle d'incidence autre que la normale, peuvent dépolariser le signal reçu au niveau de la rectenna. Dans ces conditions, l'utilisation d'une antenne à diversité de polarisation permettrait de s'affranchir de ces problèmes [GRHS05].

3.5.2) Antennes utilisées dans les rectennas

Dans le cas des rectennas monobandes, des antennes à polarisation linéaire ou circulaire ont été réalisées [AIYD05], [GeAC10], [HeKi03], [PhBK13].

Un exemple intéressant est celui de [YLHL08] pour lequel un patch circulaire à 2.45 GHz a été conçu avec une bande passante de 200 MHz. Comme le montre la Figure 2-35, deux fentes circulaires sont placées avec un angle d'inclinaison de 45° par rapport au diamètre vertical du patch circulaire. Les paramètres des deux fentes, c.à.d la taille et la distance par rapport au centre du disque, sont déterminés de telle sorte que plus la taille des deux fentes est grande, plus la fréquence de résonance basse diminue, et plus la distance des deux fentes par

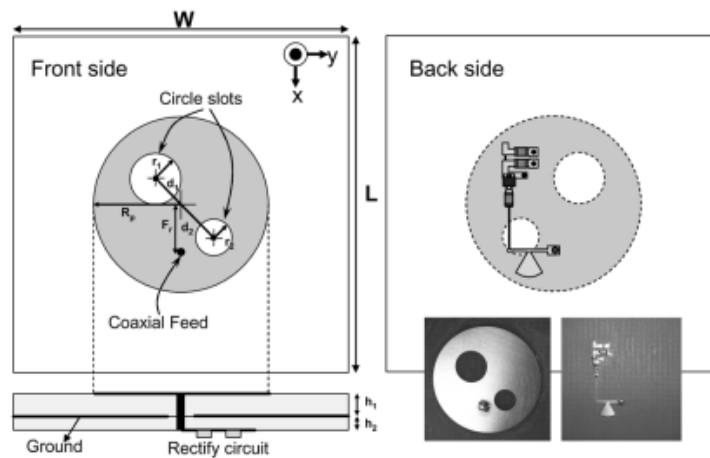


Figure 2-35 Antenne patch circulaire et redresseur [YLHL08].

rapport au centre du patch est longue, plus la fréquence de résonance haute augmente. L'antenne conçue fournit une polarisation circulaire gauche. Le minimum du rapport axial mesuré est de 1.5 dB à 2.455 GHz avec une bande passante à 3 dB de 30 MHz et le gain maximum a été mesuré à 3.36 dBi.

La polarisation circulaire permet à l'antenne de recevoir les ondes dans un plan quelconque ainsi que de dépasser le problème de pertes par dépolarisation que peuvent rencontrer les ondes à polarisation linéaire. Mais l'implémentation du point d'alimentation de l'antenne conçue dans [YLHL08] est une réalisation complexe. Ce point doit être placé à la fréquence souhaitée permettant de produire deux polarisations orthogonales avec la même amplitude, mais avec une différence de phase de 90° .

Un autre exemple de rectenna conçue avec une antenne à polarisation circulaire et adaptée cette fois-ci à deux fréquences, 2.45 GHz et 5.8 GHz, est présenté dans [HeKi03]. Deux fentes en forme de boucle court-circuitée sont proposées (Figure 2-36). Le gain de l'antenne simulé est de 4.5 dBi à 2.45 GHz et de 3.7 dBi à 5.8 GHz. Un minimum de rapport axial de 2.2 dB à 2.45 GHz et de 1.3 dB à 5.6 GHz ont été mesurés. Un redresseur est associé à chaque fente et pour chaque fréquence, la puissance dc convertie est récupérée séparément.

La polarisation circulaire et l'adaptation à deux fréquences de l'antenne sont deux paramètres intéressants. Mais la collecte de la puissance de sortie dc sur deux branches différentes l'est beaucoup moins car le prototype global n'est pas compact et la combinaison dc risque d'engendrer beaucoup de pertes sur le circuit final.

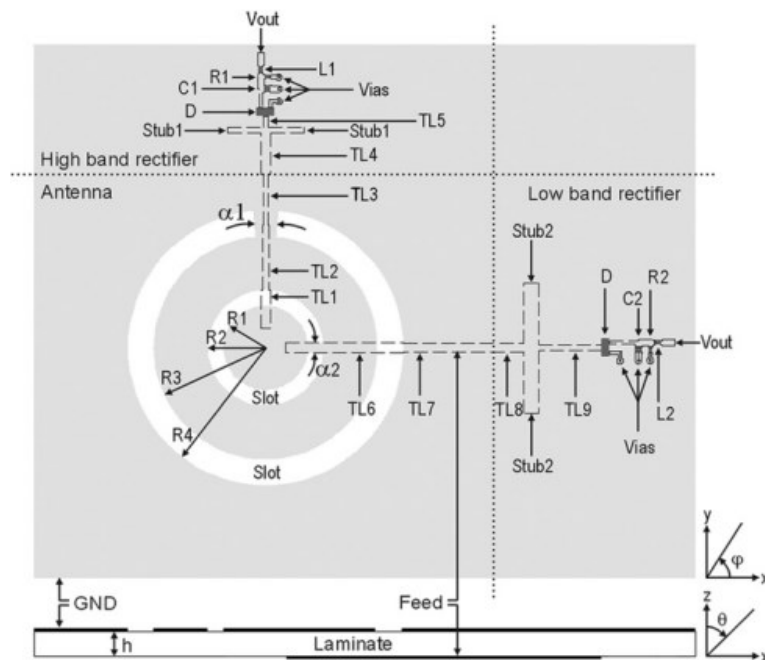


Figure 2-36 Antenne fente (en forme de boucle court-circuitée) et le redresseur associé [HeKi03].

3.5.3) Antenne multi-bandes à polarisation circulaire

La présence de plusieurs standards de communication dans l'environnement urbain est la raison pour laquelle nous nous sommes penchés sur les antennes multi-bandes. L'idée est de concevoir une antenne fonctionnant dans les quatre bandes GSM900, GSM1800, UMTS et Wi-Fi et qui soit à polarisation circulaire pour surmonter les problèmes de dépolarisation de l'onde électromagnétique incidente évoqués précédemment. D'autre part, l'antenne doit avoir un seul accès de sortie, afin de pouvoir injecter simultanément dans le circuit de conversion, la puissance récupérée dans chacune des bandes.

La polarisation circulaire peut être générée en excitant deux ondes orthogonales polarisées linéairement qui sont en quadrature de phases et ont des amplitudes égales. Par conséquent, l'alimentation de ce type d'antenne peut exiger une double entrée d'excitation ou un diviseur, ce qui augmente la taille et la complexité. Par exemple, un patch carré peut générer une onde polarisée circulairement en alimentant sur deux bords du carré comme montré Figure 2-37a. Une autre méthode est d'introduire une petite perturbation dans l'antenne qui produit deux éléments polarisés orthogonalement avec la même amplitude et déphasés de 90° . Un exemple de cette méthode est de tronquer un patch carré ou circulaire comme illustré Figure 2-37b-c. Les modifications sont implémentées sur la position de l'alimentation en la dessinant en forme de croix par exemple (Figure 2-38). Le déphasage de 90° est obtenu en jouant sur les longueurs de la croix.

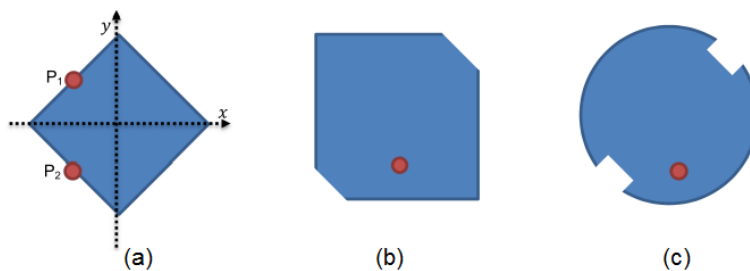


Figure 2-37 Point d'alimentation sur un patch (a), (b) carré, ou (c) circulaire pour une polarisation circulaire.

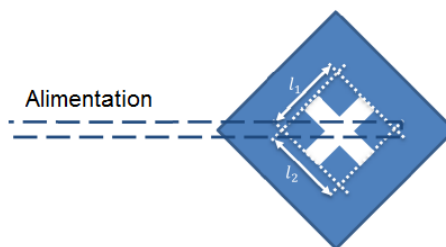


Figure 2-38 Modification de l'alimentation d'un patch carré pour une polarisation circulaire.

Une autre méthode possible est de concevoir des antennes appelées antennes non-résonnantes. Celles-ci sont excitées par un courant qui est construit par les ondes incidentes et réfléchies d'amplitudes égales et avec une différence de phase de 180° . Comme exemple, on peut nommer les antennes hélice [SSAS11], boucle [LDLT05] ou encore spirale d'Archimède [SBSP06].

Ces antennes émettent des ondes polarisées circulairement lorsque la circonférence de leur fil est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde car les points qui sont distancés à un quart d'onde ont une différence de phase de 90° et les courants sont orthogonaux avec des amplitudes presque égales.

Suite à cette analyse et au vue des besoins expliqués au début de cette section, nous avons restreint notre domaine d'étude pour l'antenne. Il semble que l'antenne en forme de boucles imbriquées soit une solution intéressante. Cette antenne a déjà été présentée pour être adaptée sur deux fréquences (Figure 2-36), nous allons essayer de la réaliser, dans la suite de cette thèse, sur quatre fréquences et avec un seul point d'alimentation.

4) Conclusion

Dans ce chapitre, le principe de base d'une rectenna a été présenté. Deux blocs optionnels sont également détaillés: la cellule de stockage d'énergie et le convertisseur dc-dc. Leur intérêt est d'autant plus grand que la densité de puissance RF présente dans l'environnement est faible, de l'ordre du milliwatt par m^2 . Plusieurs architectures pour la récupération d'énergie RF multi fréquences ont également été étudiées.

Nous avons dans un second temps abordé les points clés de la conception d'une rectenna. L'étude sur les niveaux de la densité de puissance RF présent dans l'environnement urbain a permis de mettre en évidence les bandes de fréquences prédominantes telles que le GSM900, le GSM1800, l'UMTS et le Wi-Fi. A partir de ces données, nous pouvons conclure que la récupération d'énergie sur plusieurs fréquences est une solution intéressante. Dans un environnement pour lequel les sources RF ne sont pas maîtrisées, avoir la possibilité de récupérer de l'énergie sur une large bande permet plus de flexibilité et une probabilité plus importante de récupérer les bandes de fréquences présentes.

Dans ce chapitre, nous avons également étudié la conception d'un réseau d'adaptation d'impédance. Si l'on souhaite, comme dans notre cas, obtenir une adaptation sur une bande de fréquence, les réseaux en Π ou T sont à privilégier. De plus, étant donné l'impact de la valeur de la charge sur l'efficacité de conversion, il est préférable de connaître au début de la conception de la rectenna quel est le capteur à alimenter. Finalement, nous avons regardé quelle pouvait être l'antenne la plus appropriée pour être capable de capter plusieurs fréquences dans l'environnement urbain et l'antenne multi-bandes à polarisation circulaire semble être une solution intéressante.

Après avoir mis en place les différents points pour concevoir notre rectenna, nous allons proposer, dans le chapitre 3, des solutions innovantes qui s'affranchissent des verrous technologiques expliqués ici et qui permettent de récupérer le maximum d'énergie RF présente et ce, pour de faibles niveaux de densité de puissance RF, de l'ordre de $1 \text{ mW}/m^2$.

5) Bibliographie

- [HZCH13] W. Huang, B. Zhang, X. Chen, K.-M. Huang, et C.-J. Liu, « Study on an S-Band Rectenna Array for Wireless Microwave Power Transmission », *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 135, p. 747–758, 2013.
- [MAGC11] C. Mikeka, H. Arai, A. Georgiadis, et A. Collado, « DTV band micropower RF energy-harvesting circuit architecture and performance analysis », in *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2011 IEEE International Conference on*, 2011, p. 561–567.
- [OICV12] U. Olgun, C.-C. Chen, et J. L. Volakis, « Design of an efficient ambient WiFi energy harvesting system », *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, p. 7, 07-mai-2012.
- [TeKa08] M. M. Tentzeris et Y. Kawahara, « Novel Energy Harvesting Technologies for ICT Applications », in *International Symposium on Applications and the Internet, 2008. SAINT 2008*, 2008, p. 373–376.
- [CoGe13] A. Collado et A. Georgiadis, « Conformal Hybrid Solar and electromagnetic (EM) Energy harvesting rectenna », *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 60, n° 8, p. 10, 2013.
- [NiGR12] A. Nimo, D. Grgic, et L. M. Reindl, « Impedance optimization of wireless electromagnetic energy harvester for maximum output efficiency at μ W input power », 2012, p. 83410W–83410W–14.
- [PBDD12] D. Pavone, A. Buonanno, M. D'Urso, et F. G. Della Corte, « Design Considerations for Radio Frequency Energy Harvesting Devices », *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 45, p. 19–35, 2012.
- [PiML13] M. Pinuela, P. D. Mitcheson, et S. Lucyszyn, « Ambient RF Energy Harvesting in Urban and Semi-Urban Environments », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, n° 7, p. 12, 28 2013.
- [SGHZ13] H. Sun, Y.-X. Guo, M. He, et Z. Zhong, « A Dual-Band Rectenna Using Broadband Yagi Antenna Array for Ambient RF Power Harvesting », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, p. 918–921, 2013.
- [MCPR13] D. Masotti, A. Costanzo, M. Del Prete, et V. Rizzoli, « Genetic-based design of a tetra-band high-efficiency radio-frequency energy harvesting system », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 7, n° 15, p. 1254–1263, déc. 2013.
- [SuCh02] Y.-H. Suh et K. Chang, « A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45- and 5.8-GHz wireless power transmission », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, n° 7, p. 1784–1789, juill. 2002.
- [NKJC13] K. Niotaki, S. Kim, S. Jeong, A. Collado, A. Georgiadis, et M. M. Tentzeris, « A compact Dual-band rectenna using solt-loaded dual band folded dipole antenna », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, p. 4, 2013.
- [KeVT13] S. Keyrouz, H. J. Visser, et A. G. Tijhuis, « Multi-band simultaneous radio frequency energy harvesting », in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, 2013, p. 3058–3061.
- [BSLM89] G. L. Bullard, H. B. Sierra-Alcazar, H. L. Lee, et J. L. Morris, « Operating principles of the ultracapacitor », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 25, n° 1, p. 102–106, janv. 1989.
- [BDNU00] J. B. Bates, N. J. Dudney, B. Neudecker, A. Ueda, et C. D. Evans, « Thin-film lithium and lithium-ion batteries », *Solid State Ion.*, vol. 135, n° 1, p. 33–45, 2000.

- [Supe15] Supercapacitor, « Supercapacitor Information – Battery University », 2015. [En ligne]. Disponible sur: http://batteryuniversity.com/learn/article/whats_the_role_of_the_supercapacitor. [Consulté le: 28-juill-2015].
- [WWVS13] W. Wang, N. Wang, A. Vinco, R. Siddique, M. Hayes, B. O’Flynn, et C. O’Mathuna, « Super-capacitor and Thin Film Battery Hybrid Energy Storage for Energy Harvesting Applications », *J. Phys. Conf. Ser.*, vol. 476, n° 1, p. 012105, déc. 2013.
- [Cama11] M. A. Camara, « Modélisation du stockage de l’énergie photovoltaïque par supercondensateurs », phdthesis, Université Paris-Est, 2011.
- [Batt10] Battery university, http://batteryuniversity.com/learn/article/is_lithium_ion_the_ideal_battery, 2010. .
- [Sany12] Sanyo, « Sanyo », <http://panasonic.net/sanyo/>, 2012. .
- [Supe14] Supercondensateur, « Grand dossier sur les supercondensateurs - Supercondensateur », 2014. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.supercondensateur.com/dossier-supercondensateurs>. [Consulté le: 28-juill-2015].
- [HuML14] C.-H. Huang, Y.-T. Ma, et W.-C. Liao, « Design of a Low-Voltage Low-Dropout Regulator », *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. VLSI Syst.*, vol. 22, n° 6, p. 1308-1313, juin 2014.
- [ErMa01] R. . Erickson et D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*, 2nd ed.: Kluwer Academic. Norwell, 2001.
- [PSZP08] T. Paing, J. Shin, R. Zane, et Z. Popovic, « Resistor Emulation Approach to Low-Power RF Energy Harvesting », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n° 3, p. 1494-1501, mai 2008.
- [KaTA09] Y. Kawahara, K. Tsukada, et T. Asami, « Feasibility and potential application of power scavenging from environmental RF signals », in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI’09. IEEE*, 2009, p. 1-4.
- [ViRT08] H. J. Visser, A. C. F. Reniers, et J. A. C. Theeuwes, « Ambient RF Energy Scavenging: GSM and WLAN Power Density Measurements », in *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*, 2008, p. 721 -724.
- [Inte98] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, « Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields », *Health Phys.*, vol. 74, n° 4, p. 494-522, 1998.
- [Cart00] Cartoradio, « ANFR - Cartoradio ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.cartoradio.fr/cartoradio/web/>. [Consulté le: 25-oct-2012].
- [Anfr09] ANFR, « Modelisation des sites radioelectriques et des perimetres de securite pour le public », <http://www.anfr.fr/fileadmin/mediatheque/documents/espace/Guide%20DR17-3.pdf>, 18-févr-2009. .
- [Hasl08] C. Haslett, *Essentials of radio wave propagation*. Cambridge University Press, 2008.
- [FMNT09] P. Frei, E. Mohler, G. Neubauer, G. Theis, A. Bürgi, J. Fröhlich, C. Braun-Fahrlander, J. Bolte, M. Egger, et M. Rössli, « Temporal and spatial variability of personal exposure to radio frequency electromagnetic fields », *Environ. Res.*, vol. 109, n° 6, p. 779-785, août 2009.

- [Arce00] ARCEP, « L'actualité de l'ARCEP ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.arcep.fr/>. [Consulté le: 09-avr-2015].
- [Supe06] Supelec, « Etude RLAN et champs electromagnetiques », France, 2006.
- [Free00] Freebox, « Freebox revolution ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.fb-revolution.fr/>. [Consulté le: 09-avr-2015].
- [Live00] LiveBox, « Livebox 2 : fonctionnalités - Assistance Orange ». [En ligne]. Disponible sur: <http://assistance.orange.fr/livebox-2-fonctionnalites-3484.php#>. [Consulté le: 09-avr-2015].
- [Debi00] Debit, « Test de débit : testez la vitesse de votre connexion Internet ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.ariase.com/fr/vitesse/>. [Consulté le: 28-juill-2015].
- [WaTo11] T. Wanotayan et D. Torrungrueng, « Design of L-type impedance matching networks for lossless metamaterial transmission lines using Meta-Smith charts », in *2011 8th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, 2011, p. 240-243.
- [HJLM04] J. Han, A. von Jouanne, T. Le, K. Mayaram, et T. S. Fiez, « Novel power conditioning circuits for piezoelectric micropower generators », in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04*, 2004, vol. 3, p. 1541 - 1546 Vol.3.
- [FrAF13] V. Freitas, J.-D. Arnould, et P. Ferrari, « General Expression for Tunable Matching Network Efficiency in the case of complex impedances », in *Microwave Optoelectronics Conference (IMOC), 2013 SBMO/IEEE MTT-S International*, 2013, p. 1-5.
- [BJS10] A. van Bezooijen, M. A. de Jongh, F. van Straten, R. Mahmoudi, et A. H. M. van Roermund, « Adaptive Impedance-Matching Techniques for Controlling L Networks », *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 57, n° 2, p. 495-505, févr. 2010.
- [DiRo08] F. Dieuleveult et O. Romain, *Électronique appliquée aux hautes fréquences*, Dunod, l'usine nouvelle. Dunod, l'usine nouvelle, 2008.
- [MaJY80] G. Matthaei, E. M. T. Jones, et L. Young, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Norwood, Mass: Artech House, 1980.
- [HCAF08] C. Hoarau, N. Corrao, J.-D. Arnould, P. Ferrari, et P. Xavier, « Complete Design and Measurement Methodology for a Tunable RF Impedance-Matching Network », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, n° 11, p. 2620-2627, nov. 2008.
- [Skyw00] Skyworks, « SMS7630 Series », http://www.skyworksinc.com/Product/511/SMS7630_Series..
- [YPMV08] H. Yan, M. Popadic, J. G. Macias-Montero, L. C. N. Vreede, A. Akhnoukh, et L. K. Nanver, « Design of an RF power harvester in a silicon-on-glass technology », <http://www.stw.nl/NR/rdonlyres/375B1E7C-F624-43E5-B946-5DF4C3F434FF/0/yan.pdf>, 17-2008. .
- [KSLP13] V. Kuhn, F. Seguin, C. Lahuec, et C. Person, « A multi-tone RF energy harvester in body sensor area network context », in *Antennas & Propagation Conference, 2009. LAPC 2009. Loughborough*, Loughborough, 2013, p. 238-241.
- [XGSF09] Y. Xie, R. Ghaemi, J. Sun, et J. S. Freudenberg, « Implicit Model Predictive Control of a Full Bridge DC-DC Converter », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, n° 12, p. 2704-2713, déc. 2009.

- [MCTV09] B. Merabet, F. Costa, H. Takhedmit, C. Vollaïre, B. Allard, L. Cirio, et O. Picon, « A 2.45-GHz localized elements rectenna », in *2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, 2009, p. 419 -422.
- [KYKH11] H. Kim, R. F. Yazicioglu, S. Kim, N. Van Helleputte, A. Artes, M. Konijnenburg, J. Huïskens, J. Penders, et C. Van Hoof, « A configurable and low-power mixed signal SoC for portable ECG monitoring applications », in *2011 Symposium on VLSI Circuits (VLSIC)*, 2011, p. 142-143.
- [YYLK10] J. Yoo, L. Yan, S. Lee, Y. Kim, et H.-J. Yoo, « A 5.2 mW Self-Configured Wearable Body Sensor Network Controller and a 12 W Wirelessly Powered Sensor for a Continuous Health Monitoring System », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 45, n° 1, p. 178-188, janv. 2010.
- [RDSD13] J. Van Rethy, H. Danneels, V. De Smedt, W. Dehaene, et G. Gielen, « A low-power and low-voltage BBPLL-based sensor interface in 130nm CMOS for wireless sensor networks », in *Proceedings of the Conference on Design, Automation and Test in Europe*, 2013, p. 1431-1435.
- [LBDC13] L. Li, S. . Block, D. . Duarte, et L. Changzhi, « A 0.45-V MOSFETs-Based Temperature Sensor Front-End in 90 nm CMOS With a Noncalibrated Relative Inaccuracy From to 105 », *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 60, n° 11, p. 771-775, nov. 2013.
- [CCHH10] S.-W. Chen, M.-H. Chang, W.-C. Hsieh, et W. Hwang, « Fully on-chip temperature, process, and voltage sensors », in *Circuits and Systems (ISCAS), Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on*, 2010, p. 897-900.
- [GRHS05] L. Le Garrec, I. Roch-Jeune, M. Himdi, R. Sauleau, O. Millet, et L. Buchaillet, « Antenne MEMS à diversité de polarisation », in *Quatorzièmes Journées Nationales Micro-ondes*, Nantes, France, 2005, p. 4 pages.
- [AIYD05] M. Ali, G. Yang, et R. Dougal, « A new circularly polarized rectenna for wireless power transmission and data communication », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 4, p. 205-208, 2005.
- [GeAC10] A. Georgiadis, G. Andia, et A. Collado, « Rectenna Design and Optimization Using Reciprocity Theory and Harmonic Balance Analysis for Electromagnetic (EM) Energy Harvesting », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, p. 444 -446, 2010.
- [HeKi03] J. Heikkinen et M. Kivikoski, « A novel dual-frequency circularly polarized rectenna », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 2, n° 1, p. 330-333, 2003.
- [PhBK13] C. Phongcharoenpanich, K. Boonying, et S. Kosulvit, « Dual-polarized flat rectenna for 2.45 GHz », in *2013 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, 2013, p. 1433-1436.
- [YLHL08] T.-C. Yo, C.-M. Lee, C.-M. Hsu, et C.-H. Luo, « Compact Circularly Polarized Rectenna With Unbalanced Circular Slots », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, n° 3, p. 882 -886, mars 2008.
- [YLHL08] T.-C. Yo, C.-M. Lee, C.-M. Hsu, et C.-H. Luo, « Compact Circularly Polarized Rectenna With Unbalanced Circular Slots », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, n° 3, p. 882-886, mars 2008.
- [SSAS11] S. Shoaib, W. A. Shah, M. Amin, et N. Shoaib, « Dual Mode Helix Antenna for wideband terrestrial and GPS L2 communications », in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, p. 233-236.

- [LDLT05] R. Li, G. Dejean, J. Laskar, et M. M. Tentzeris, « Investigation of circularly polarized loop antennas with a parasitic element for bandwidth enhancement », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, n° 12, p. 3930-3939, déc. 2005.
- [SBSP06] L. Schreider, X. Begaud, M. Soiron, et B. Perpère, « Design of a broadband Archimedean spiral antenna above a thin modified Electromagnetic Band Gap substrate », in *First European Conference on Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006*, 2006, p. 1-4.

3e chapitre : Conception de rectennas multibandes

3e chapitre : Conception de rectennas multibandes	97
1) Introduction.....	99
2) Conception de la rectenna.....	100
2.1) Architecture globale choisie	100
2.2) Choix du redresseur et de la diode Schottky	101
2.3) Méthode de conception du réseau d'adaptation d'impédances	102
3) Réalisation d'un premier prototype adapté sur trois bandes RF et résultats expérimentaux	106
3.1) Conception du prototype multibandes.....	106
3.2) Résultats de mesures de la rectenna multibandes.....	108
3.2.1) Mesures sans antenne.....	108
3.2.2) Mesures avec antenne en environnement contrôlé	110
3.2.3) Mesures avec antenne en environnement intérieur et extérieur.....	113
3.3) Problématique liée à l'architecture présentée.....	114
4) Réalisation d'un second prototype multibandes et résultats expérimentaux	117
4.1) Amélioration de l'étage redresseur.....	117
4.1.1) Présentation du redresseur proposé.....	117
4.1.2) Amélioration de la sommation DC obtenue : formalisation mathématique	118
4.1.3) Justification du modèle mathématique: Adéquation avec les simulations électriques.....	121
4.2) Résultats de mesures de la rectenna multibandes.....	123
4.2.1) Mesure sans antenne	123
4.2.2) Mesures avec antenne en environnement contrôlé	126
4.2.1) Mesure avec antenne en environnement extérieur.....	127
4.2.2) Ajout d'un convertisseur DC-DC en sortie de la rectenna	128
5) Positionnement des travaux par rapport à l'état de l'art	131
6) Conclusion	134
7) Bibliographie.....	135

1) Introduction

Dans le chapitre précédent, une attention particulière a été portée à chacun des blocs constituant la rectenna. La tension dc et l'efficacité de conversion RF-dc sont directement impactées si les architectures ne sont pas choisies de façon pertinente.

Dans ce chapitre, deux récupérateurs d'énergie RF multibandes sont conçus. Dans un premier temps, l'architecture et les différentes parties de la rectenna sont choisies et expliquées. La première rectenna conçue permet de récupérer de l'énergie sur une large-bande de 1.8 GHz à 2.6 GHz. Celle-ci est mesurée expérimentalement dans un environnement pour lequel les sources RF émettrices sont contrôlées, puis dans des conditions réelles en environnement intérieur et extérieur. Ensuite, une étude sur la sommation des différentes contributions dc des branches RF de la rectenna va être menée pour permettre d'améliorer la conversion RF-dc d'une rectenna multibandes. Basée sur l'architecture ainsi trouvée, une deuxième rectenna sera présentée. Celle-ci est adaptée pour fonctionner sur les quatre bandes de fréquences suivantes: GSM900, GSM1800, UMTS et Wi-Fi. Cette rectenna sera également testée dans divers environnements.

2) Conception de la rectenna

Les différents blocs constitutifs de la rectenna sont détaillés dans cette section: l'architecture globale, le redresseur et le réseau d'adaptation d'impédances. Les points importants du chapitre 2 ont été pris en compte dans le choix de ces circuits.

2.1) Architecture globale choisie

La Figure 3-1 illustre l'architecture de la rectenna multibandes. L'association du réseau d'adaptation d'impédances, du redresseur et du filtre dc constitue une branche RF. Le nombre de branches RF de l'architecture de la rectenna n'est pas limité. L'antenne de réception est une antenne large bande et est connectée en entrée du circuit. Ce type d'antenne permet d'obtenir une structure plus compacte qu'une association d'antennes en entrée. Afin d'améliorer l'efficacité de conversion RF-dc, le circuit doit prendre en compte les contraintes d'adaptation d'impédances des différents composants concernés à savoir les redresseurs et l'antenne de réception. Pour faire correspondre chaque redresseur aux fréquences sélectionnées, des réseaux d'adaptation d'impédances passe-bande sont utilisés. La bande passante est choisie de telle sorte à couvrir tout le spectre de densité de puissance RF dans une bande RF standard tel que le GSM900, le GSM1800, ou autre. Tous les signaux RF sont bloqués par un filtre passe-bas pour ne laisser passer que la composante continue à la charge de sortie. Enfin, les sorties dc des branches RF sont reliées entre elles afin de sommer les différentes contributions continues.

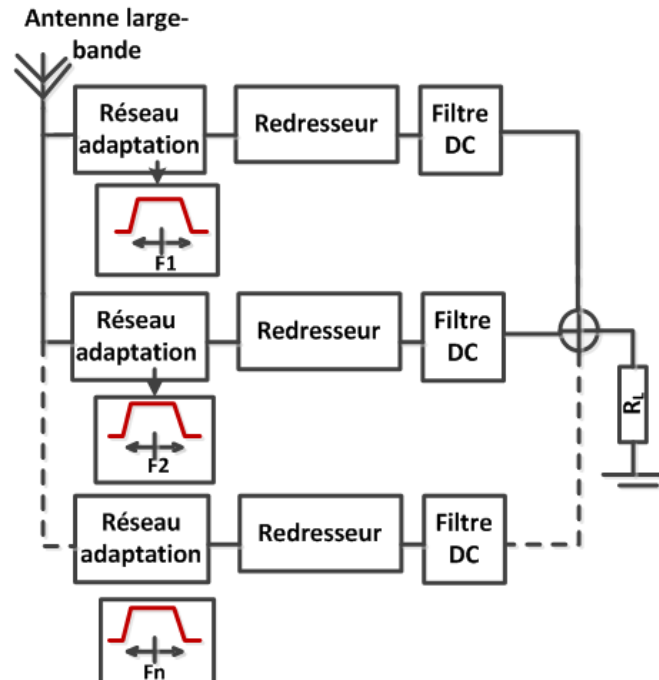


Figure 3-1 Architecture retenue pour le récupérateur d'énergie RF multibandes.

2.2) Choix du redresseur et de la diode Schottky

Il a été étudié dans le chapitre 2 section 3.3 que le choix de la topologie du redresseur implique un compromis entre le niveau de tension de sortie, la puissance incidente et l'efficacité de conversion RF-dc. Dans l'environnement ambiant, le niveau de densité de puissance RF est généralement faible. Ainsi, le compromis optimal est la structure série [KSLP13]. En effet, le redresseur série possède un seul seuil de déclenchement qui correspond à celui de son unique diode.

Le choix de la diode Schottky est très important lors de la conception du redresseur. Un des paramètres clés est sa tension de seuil V_{TH} . Lorsque seuls de faibles niveaux de puissance sont disponibles dans l'environnement, l'amplitude du signal incident peut être proche de cette tension voire en dessous. En deçà de cette valeur de tension, la diode ne conduit plus et les pertes deviennent prédominantes [MCTC09]. Une solution pour surmonter ce problème est d'utiliser des diodes Schottky à faible V_{TH} , encore appelées diodes « zéro bias ». Dans la littérature, de nombreux prototypes sont conçus avec la diode Schottky SMS7630 [Sun13]. Cette diode présente une tension de seuil de 150 mV. Une autre diode ayant le même V_{TH} est la diode MSS20-141 et est utilisée dans des dosimètres commerciaux. Les paramètres des deux diodes sont donnés dans le Tableau 3-1. Nous pouvons remarquer que la résistance interne, R_s , est assez élevée, de l'ordre de 20 Ω pour les deux diodes. Cette valeur dépend principalement de la technologie de la diode, comme le métal utilisé, le dosage du dopage en N^+ ou encore la surface de la diode. Afin de choisir entre la diode SMS7630 et MSS20-141, deux redresseurs série ont été fabriqués et testés. Un générateur de puissance R&S®SMJ100A est directement relié au redresseur, celui-ci émule la source RF. A 1.8 GHz, le niveau de puissance d'entrée est balayé de -30 à 0 dBm et la tension de sortie est mesurée sur une charge de 1 k Ω . L'efficacité de conversion, η , est définie comme:

$$\eta = \frac{P_{dc}}{P_{in}}, \quad (3-1)$$

Où P_{dc} est la puissance de sortie dc et P_{in} est la puissance d'entrée RF. Les efficacités de conversion des deux redresseurs en fonction de la puissance d'entrée sont représentées Figure 3-2. La diode MSS20-141 a été sélectionnée car son efficacité est meilleure pour des puissances incidentes inférieures à -5 dBm. Sa modélisation sous ADS (Advanced Design System) est détaillée en annexe n°2.

Tableau 3-1 Paramètres intrinsèques pour 2 diodes Schottky

Schottky diode	Cj0 (pF)	Is (μ A)	Rs (Ω)
MSS20-141	0.065	3.5	20
SMS7630	0.08	3.5	20

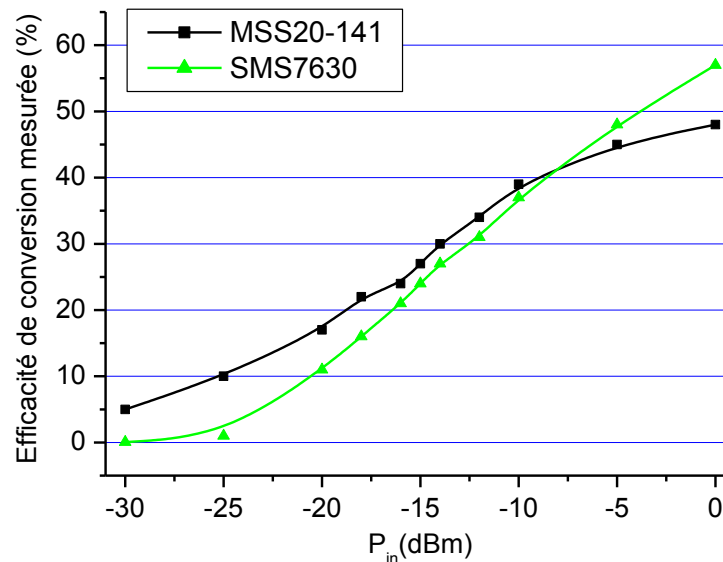


Figure 3-2 Efficacité de conversion Rf-dc simulée en fonction de la puissance incidente pour deux redresseurs comprenant soit une diode MSS20-141 ou SMS7630.

2.3) Méthode de conception du réseau d'adaptation d'impédances

La puissance maximale est transférée à la charge si l'impédance complexe de la source est égale à l'impédance complexe conjuguée de la charge. Comme expliqué dans le chapitre 2 section 3.2, ce résultat est obtenu en insérant un réseau d'adaptation d'impédances entre l'antenne de réception et le redresseur. Les réseaux d'adaptation les plus fréquemment utilisés sont le réseau en L, Π ou encore T [BRE10]. Nous rappelons que le facteur de qualité, Q qui est le rapport entre l'énergie stockée dans le réseau et l'énergie dissipée, est un paramètre important. En effet, une forte valeur de Q signifie une petite quantité d'énergie dissipée mais également une bande passante étroite (chapitre 2 section 3.2).

Une branche RF constituant la rectenna est illustrée Figure 3-3. L'antenne de réception est modélisée par une simple résistance R_a . Le redresseur utilisé est le redresseur série associé à un filtre LC qui joue le rôle de filtre dc. Une résistance, R_L de 430 Ω , modélise le capteur à alimenter. Cette valeur correspond à une impédance équivalente moyenne pour plusieurs capteurs trouvés dans la littérature scientifique [WMKO08], [YJLR11].

Pour concevoir le réseau d'adaptation d'impédances, il est tout d'abord nécessaire de déterminer l'impédance d'entrée du redresseur, Z_{rect} . La branche RF est simulée avec le logiciel ADS. Afin de prendre en compte le comportement non-linéaire du redresseur, la méthode Harmonique-Balance du logiciel a été utilisée. L'impédance d'entrée du redresseur est simulée en fonction de la fréquence et de la puissance incidente. Comme le montre la Figure 3-4, les parties réelles et imaginaires de Z_{rect} varient en fonction de ces deux paramètres.

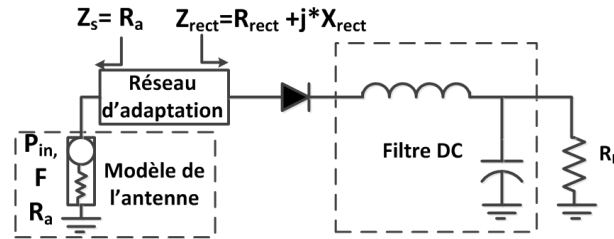


Figure 3-3 Une branche RF du récupérateur d'énergie RF modélisé.

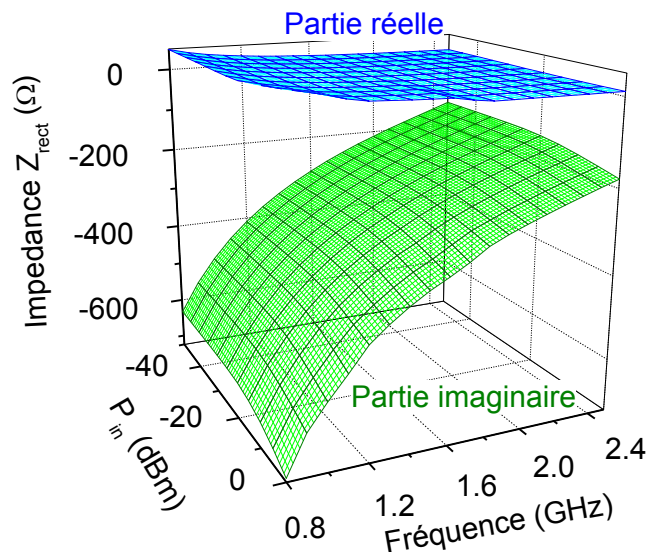


Figure 3-4 Impédance Z_{rect} simulée en fonction de la puissance incidente, P_{in} , et de la fréquence.

Il est également possible de représenter le résultat de l'impédance simulée sur un abaque de Smith (Figure 3-5). La zone en surbrillance grise sur l'abaque décrit l'ensemble des valeurs possibles de Z_{rect} .

La Figure 3-5 présente aussi l'adaptation avec un réseau L qui peut convenir par exemple pour une impédance du redresseur $Z_{rect} = 20-250*j$. Dans ce cas, l'inductance du réseau, L_s , vaut 44 nH et le condensateur, C_p , 3.9 pF. Cependant, si l'on fixe les valeurs de ce réseau, l'adaptation pour plusieurs valeurs d'impédances du redresseur n'est pas satisfaisante comme le montre la Figure 3-6. Même pour une variation faible de l'impédance du redresseur de l'ordre de 50j, le système est complètement désadapté.

Comme étudié dans le chapitre 2 section 3.2, les réseaux en Π ou T permettent plus de souplesse au concepteur et assurent une meilleure adaptation sur une bande de fréquence donnée. Si l'on suppose que l'impédance de l'antenne est fixée à 50 Ω quelle que soit la fréquence, on remarque que l'impédance d'entrée du redresseur est toujours inférieure à celle de l'antenne. D'après le chapitre 2 section 3.2, le réseau qui convient le mieux est le réseau en T.

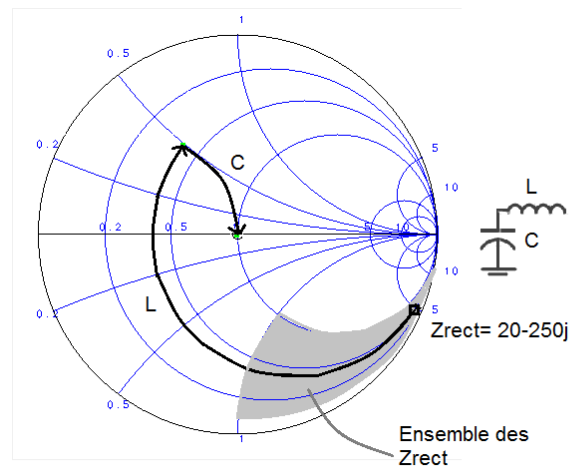


Figure 3-5 Impédance du redresseur représentée sur l'abaque de Smith et adaptation avec un filtre L.

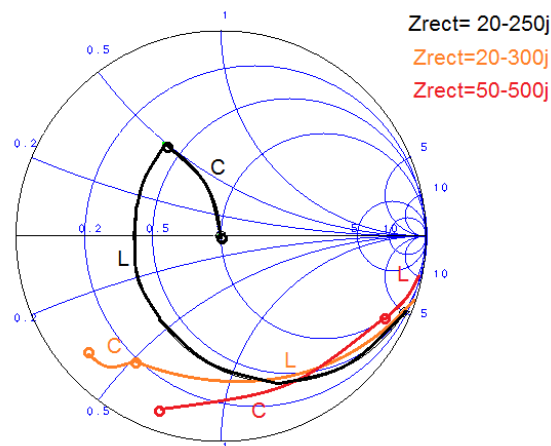


Figure 3-6 Représentation de l'adaptation du réseau L pour plusieurs valeurs d'impédances du redresseur.

Le réseau d'adaptation conçu est représenté Figure 3-7. Afin de faire varier la largeur de la bande, un condensateur C_3 avec une inductance L_3 remplace le condensateur en parallèle

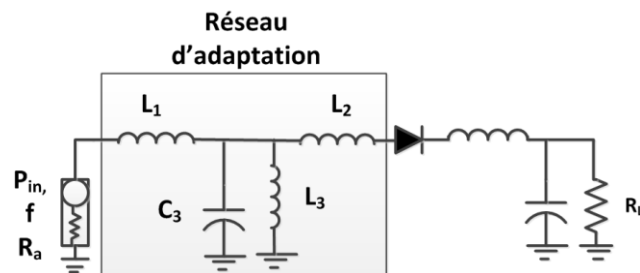


Figure 3-7 Modèle de la branche RF conçue.

du réseau en T. Afin d'illustrer le degré de liberté sur le choix de la bande passante, le schéma de la Figure 3-8 a été simulé pour adapter l'impédance $Z_L = 20-250j \, \Omega$ à $R_a = 50 \, \Omega$. Pour adapter ce système, deux combinaisons ont été trouvées et sont résumées dans le Tableau 3-2.

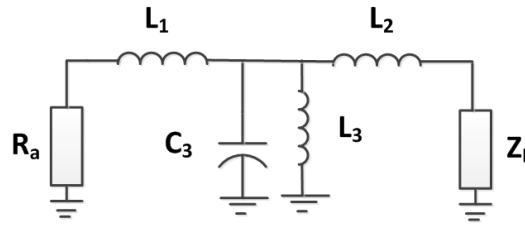


Figure 3-8 Schéma du réseau simulé sous ADS.

Tableau 3-2 Récapitulatif des valeurs des 2 réseaux trouvés pour l'adaptation d'impédances de l'exemple

Nom du réseau	L1 (nH)	L2 (nH)	L3 (nH)	C3 (pF)	Bande passante (MHz)
1	10	12	10.5	0.5	350
2	11	10	12.5	0.5	250

Comme présenté sur la Figure 3-9, les réseaux 1 et 2 ont respectivement une bande passante de 350 MHz et 250 MHz. Ainsi, en jouant sur les valeurs des composants, avec ce réseau il est possible de modifier la bande passante du système. Dans le cas présenté, une

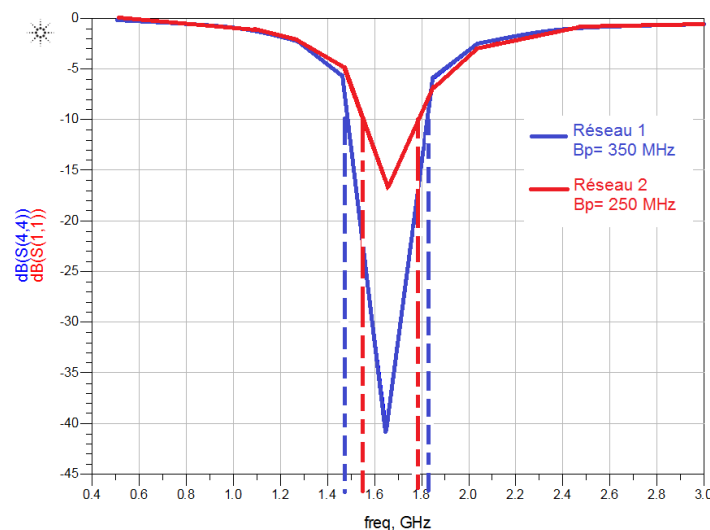


Figure 3-9 Coefficient de réflexion pour les deux réseaux d'adaptation d'impédances.

différence de 100 MHz peut être observée entre les deux configurations. L'étude du chapitre 2 sur les pertes d'insertion d'un réseau en L nous a montré que l'efficacité du réseau dépend du facteur de qualité des composants. Le réseau proposé, qui est la combinaison de deux réseaux en L, a par conséquent son efficacité qui dépend des facteurs de qualité de ses composants. Plus l'impédance à adapter est éloignée de $50\ \Omega$ et plus les pertes d'insertions seront élevées et sont estimées à 2-3 dB en simulations (pour des facteurs de qualités de l'ordre de 30). Pour diminuer ces pertes, il serait nécessaire d'utiliser des composants à fort coefficient de qualité (comme l'utilisation de MEMS par exemple) et remplacer lorsque cela est possible certains composants par des éléments distribués.

Le réseau d'adaptation d'impédances est donc composé de quatre composants. Des combinaisons pratiquement illimitées de valeurs d'inductance et de condensateur peuvent être utilisées pour obtenir l'adaptation d'impédance souhaitée. Ainsi, un processus d'optimisation est nécessaire pour choisir rapidement les différentes valeurs de composants. Pour cela, il est possible d'utiliser l'option d'optimisation d'ADS. Une autre méthode d'optimisation a été développée au cours de la thèse et est présentée en annexe n°3. Celle-ci permet d'avoir des critères d'optimisation plus rapide que sur ADS. En effet, une simulation d'optimisation sur ADS peut durer plusieurs heures alors que la méthode développée ne prend que quelques minutes.

3) Réalisation d'un premier prototype adapté sur trois bandes RF et résultats expérimentaux

3.1) Conception du prototype multibandes

Ce prototype a été conçu pour être adapté sur trois bandes de fréquences: le GSM1800, l'UMTS et le Wi-Fi. La bande de fréquence du GSM1800 s'étend de 1710 à 1880 MHz (incluant le Down Link et l'Up Link), celle de l'UMTS de 1920 à 2170 MHz (incluant le Down Link et l'Up Link) et enfin celle du Wi-Fi de 2.41 à 2.48 GHz. Ces bandes ont été sélectionnées car ce sont des fréquences prédominantes dans un environnement urbain (voir chapitre 2 section 3.1).

Le schéma de la rectenna simulée sous ADS avec le mode Harmonique Balance est illustrée Figure 3-10. La diode Schottky sélectionnée est la diode Metelics MSS20-141. Le filtre dc de sortie est composé d'une inductance de 3.3 nH et d'un condensateur de 68 pF. Ces valeurs ont été déterminées par simulation pour obtenir une tension continue en sortie. L'impédance de l'antenne, R_a , est fixée à $50\ \Omega$ dans les trois bandes RF. La charge est une résistance de $430\ \Omega$.

Les composants des trois réseaux d'adaptation d'impédance ont été déterminés grâce à la méthode développée sous Matlab (annexe n°3). La Figure 3-11 illustre la tension de sortie dc de chacune des trois branches RF en fonction de la fréquence pour une puissance incidente de -10 dBm. Les maximums de tension sont bien atteints dans les bandes de fréquences attendues.

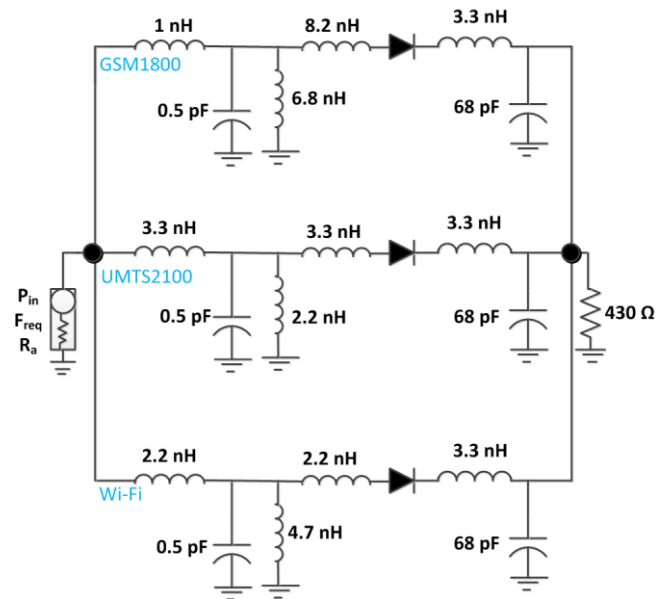


Figure 3-10 Schéma de la rectenna simulée sous ADS.

Cette méthode permet donc d'obtenir une première estimation des valeurs des composants des réseaux. Les valeurs trouvées ne correspondent pas forcément à celles d'éléments localisés normalisés. Un réajustement est donc nécessaire. Les valeurs finales des composants des trois réseaux sont présentées Figure 3-10. La tension de sortie de la rectenna avec ces valeurs de composants a été simulée en fonction de la fréquence et est illustrée également Figure 3-11. La couverture de la bande de fréquence s'étend de 1.8 à 2.6 GHz. Le réajustement des trois réseaux a permis d'obtenir une bande passante de chaque réseau

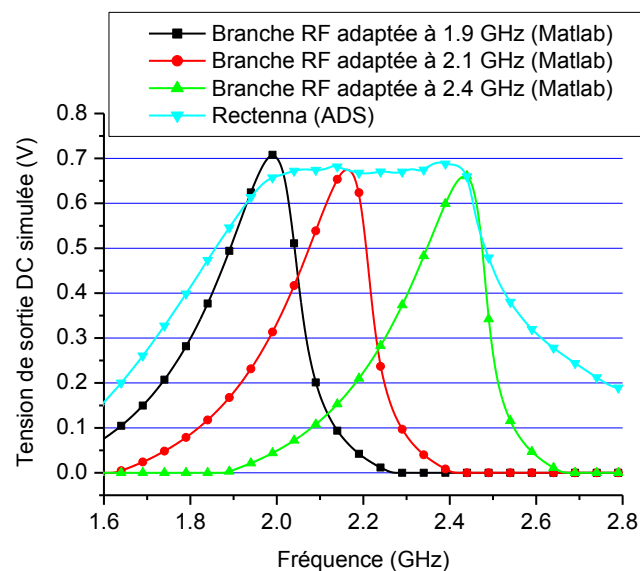


Figure 3-11 Tension de sortie DC simulée pour les trois branches RF et la rectenna globale.

d'adaptation un peu plus large que celle trouvée avec la méthode Matlab. Les trois bandes de fréquence se chevauchent comme montré Figure 3-11 et réalisent ainsi une seule large bande.

Les inductances et condensateurs peuvent être réalisés en technologie localisée ou distribuée. Le choix dépend de la fréquence de travail et des valeurs des composants. Etant donné les valeurs des composants, la technologie localisée a été retenue [Bore99].

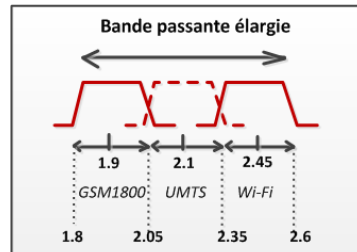


Figure 3-12 Illustration de la bande passante de la rectenna : 1.8 à 2.6 GHz.

La Figure 3-13 montre le récupérateur d'énergie RF conçu sur un substrat Rogers 4003 ($\epsilon_r = 3.3$, épaisseur = 508 μm).

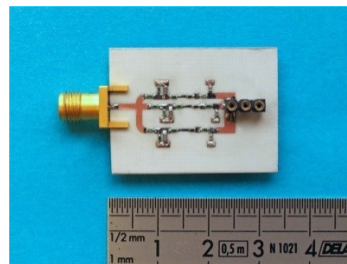


Figure 3-13 Photo du premier prototype concernant les bandes GSM1800, UMTS, et Wi-Fi.

3.2) Résultats de mesures de la rectenna multibandes

3.2.1) Mesures sans antenne

Plusieurs paramètres du prototype sans l'antenne ont tout d'abord été mesurés.

Un analyseur de spectre a été branché en entrée du prototype et son coefficient de réflexion, S_{11} , a été mesuré pour une puissance incidente de -15 dBm. Comme le montre la Figure 3-14, le circuit est bien adapté entre 1.8 GHz et 2.6 GHz. Afin de valider les autres fonctionnalités du prototype, un second banc de test a été mis en place. Celui-ci se compose d'un générateur de puissance RF, le R&S®SMJ100A, relié au prototype et d'une résistance de charge, R_L , de 430 Ω . La fréquence incidente est balayée de 1 à 3 GHz pour une puissance incidente fixe, P_{in} . La tension de sortie dc est mesurée au travers d'un voltmètre. A partir des mesures de tension, il est possible de calculer la puissance de sortie du prototype. Celle-ci a été comparée à celle obtenue en simulation. La Figure 3-15 confirme la corrélation entre les résultats de simulation et de mesure.

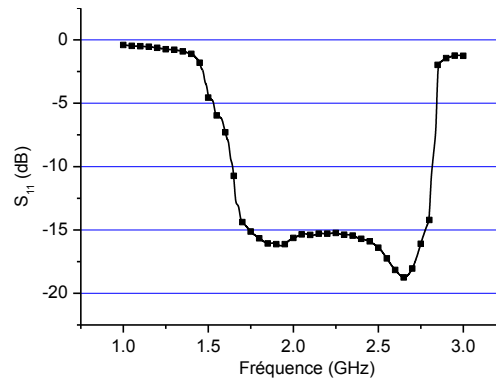


Figure 3-14 Résultat de mesure du S_{11} du prototype conçu.

La Figure 3-16 présente l'efficacité conversion RF-dc, calculée à partir de (3-1) et des mesures de tension de sortie, pour $P_{in} = 0, -10, -20$ et -25 dBm. Celle-ci s'étend de 15% pour $P_{in} = -20$ dBm jusqu'à 42% pour $P_{in} = 0$ dBm. Les trois bandes RF ciblées sont couvertes et l'efficacité obtenue reste constante sur les 800 MHz de bande passante.

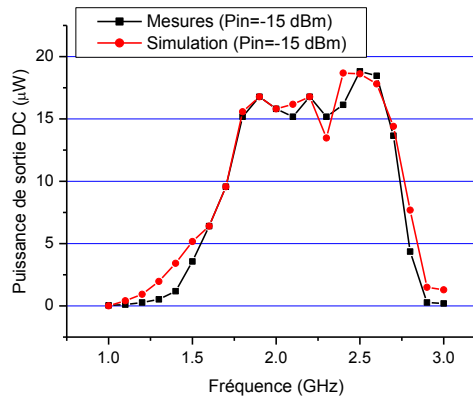


Figure 3-15 Puissance de sortie simulée et mesurée pour une puissance incidente de -15 dBm.

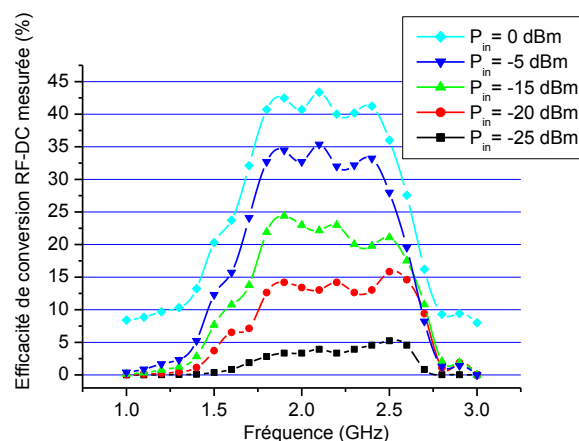


Figure 3-16 Efficacité de conversion RF-dc mesurée du prototype en fonction de la fréquence pour plusieurs puissances incidentes de -25 à 0 dBm.

Les effets de la charge, R_L , sur l'efficacité de conversion RF-dc ont également été évalués. Ceux-ci sont représentés sur la Figure 3-17 pour deux fréquences, 1.9 et 2.1 GHz pour $P_{in} = -10$ dBm. La tendance des courbes obtenues confirme que la valeur optimale de la charge est bien 430 Ω . De plus, les résultats de simulations corrélient avec les résultats de mesures.

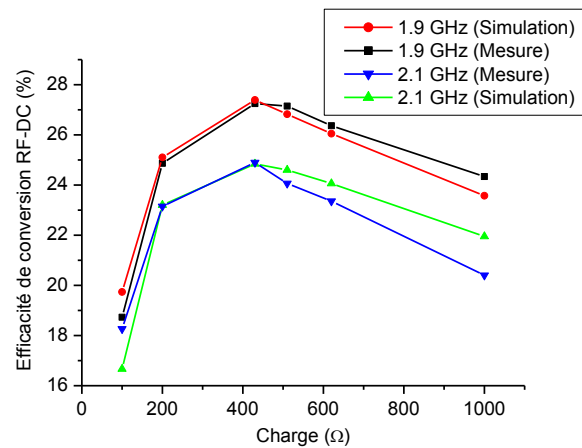


Figure 3-17 Efficacité de conversion RF-DC du prototype en fonction de la valeur de la charge à 1.9 et 2.1 GHz pour $P_{in} = -10$ dBm.

Après avoir caractérisé le prototype sans l'antenne, la rectenna complète est testée dans des conditions réelles. Les résultats sont présentés ci-après.

3.2.2) Mesures avec antenne en environnement contrôlé

L'antenne de réception sélectionnée est un dipôle large bande. Celui-ci est représenté sur la Figure 3-18. Ses dimensions sont de 10 cm x 10 cm. Son gain a été mesuré et est illustré Figure 3-19.

La rectenna est placée dans une chambre anéchoïque afin d'évaluer la performance du système en présence d'une à trois sources RF (Figure 3-20). Chaque source RF est émulée au moyen d'un générateur d'énergie, R&S®SMJ100A, délivrant une puissance d'entrée de 10 dBm. Les fréquences fixées sont: 1.88 GHz, 2.17 GHz et 2.45 GHz respectivement. Chaque générateur est connecté à une antenne dipôle ayant 900 MHz de bande passante, de 1.8 GHz à 2.7 GHz avec un gain de 2 dBi dans la bande RF. Les émetteurs RF et le récupérateur d'énergie sont placés à des distances variant entre 30 et 200 cm.

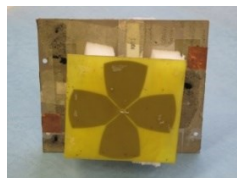


Figure 3-18 Antenne dipôle large-bande utilisée.

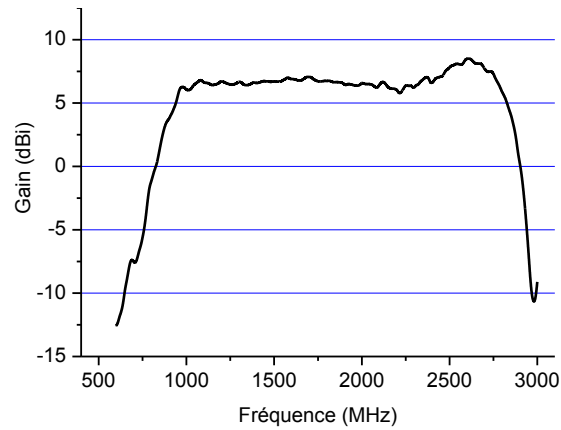


Figure 3-19 Gain de l'antenne dipôle large bande mesurée en fonction de la fréquence.

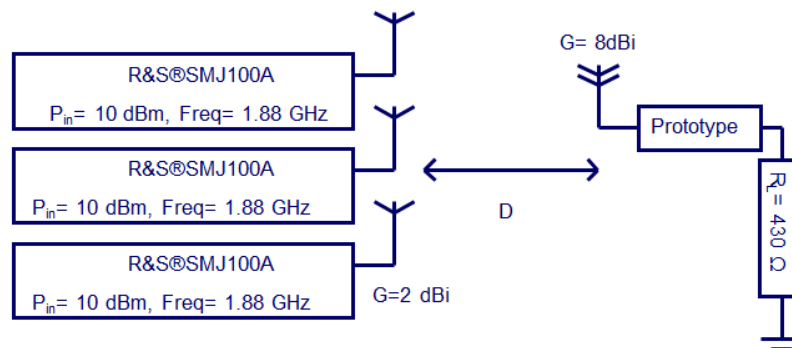


Figure 3-20 Banc de test de la rectenna avec trois sources émettrices.

La Figure 3-21 montre la puissance de sortie dc en fonction de la distance avec une, deux ou trois sources émettrices. La puissance de sortie dc augmente en présence de sources

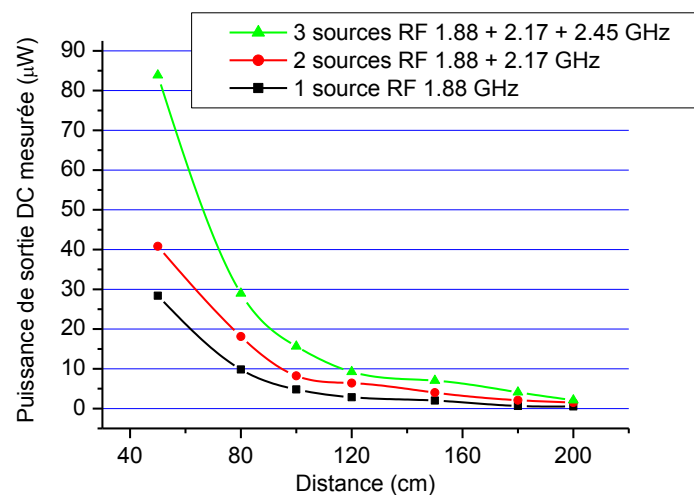


Figure 3-21 Puissance de sortie de la rectenna en fonction de la distance pour une, deux ou trois sources RF émettrices.

RF supplémentaires. La Figure 3-22 représente l'efficacité de conversion RF-dc avec une ou trois sources RF émettant simultanément en fonction de la distance. L'efficacité est plus élevée de 15% avec trois sources de RF qu'avec une seule. Ces résultats confirment la valeur ajoutée de cette architecture en présence de sources RF multiples.

A partir de la Figure 3-21, l'efficacité de conversion RF-dc est tracée en fonction de la densité de puissance reçue comme illustrée Figure 3-23. Cette efficacité est supérieure à 45% pour une densité de puissance RF supérieure à 0.5 mW/cm^2 et vaut toujours 40% pour une densité à 0.15 mW/cm^2 . La Figure 3-23 montre également que la puissance de sortie de récupérée augmente avec la densité de puissance RF.

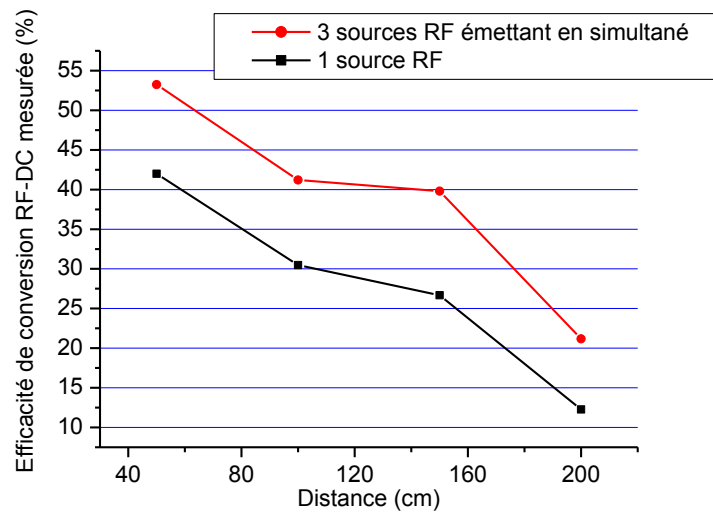


Figure 3-22 Efficacité de conversion RF-dc mesurée en fonction de la distance pour une (GSM1800) ou trois sources RF émettrices actives.

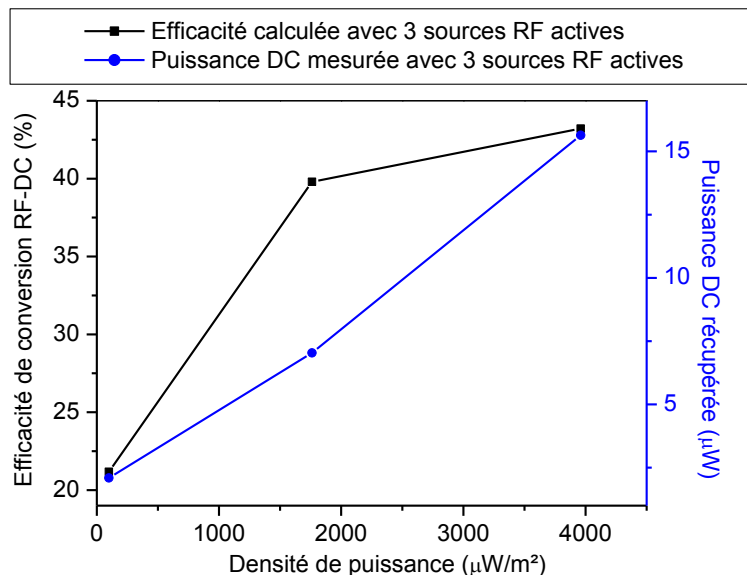


Figure 3-23 Efficacité de conversion et puissance de sortie DC pour trois sources RF actives en fonction de la densité de puissance.

3.2.3) Mesures avec antenne en environnement intérieur et extérieur

La rectenna a été testée en intérieur lorsque celle-ci est placée à 50 cm d'une box internet Wi-Fi. Un ordinateur à proximité télécharge des données d'un volume de 700 Mo. Dans ces conditions, le débit a été mesuré à 11 Mbps et la densité de puissance près de la rectenna à 1.8 mW/m^2 . La puissance de sortie dc alors mesurée est de $7.5 \text{ } \mu\text{W}$ pour une charge $R_L = 430 \text{ } \Omega$.

La rectenna a été également testée en extérieur comme illustré par les Figure 3-24 et Figure 3-25. La rectenna est placée à 50 m d'une station de base GSM1800 et UMTS. Un dosimètre est placé près de la rectenna. Celui-ci indique que la densité de puissance RF est de 1.3 mW/m^2 et $375 \text{ } \mu\text{W/m}^2$ pour les stations de base GSM1800 et UMTS respectivement. Dans ces conditions, la puissance de sortie dc mesurée est de $7 \text{ } \mu\text{W}$ pour une charge $R_L = 430 \text{ } \Omega$. Ces résultats corrélerent avec ceux trouvés Figure 3-23.

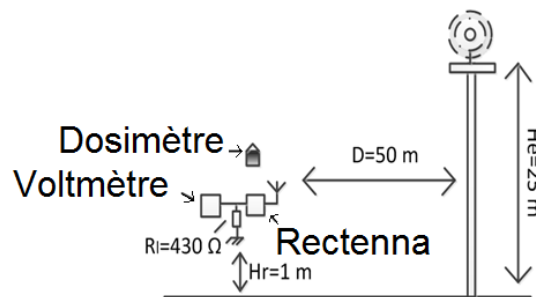


Figure 3-24 Banc de test de la rectenna en extérieur.

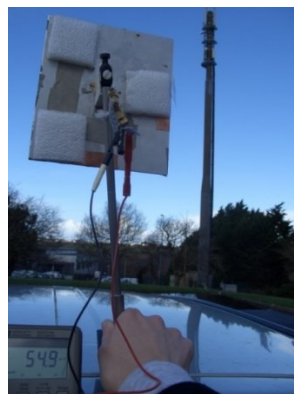


Figure 3-25 Photo du banc de test de la rectenna en extérieur.

La puissance dc récupérée au niveau de la charge est suffisante pour alimenter des petits capteurs. Par contre, la tension de sortie dc est de 50 mV. Seuls quelques capteurs ont leur tension de démarrage de cet ordre de grandeur [CLWZ13]. La plupart ont un seuil de

démarrage égal ou supérieur à 0.9 V [LVCL13]. Dans ce cas, il sera donc nécessaire de rajouter un convertisseur dc-dc en sortie du circuit de conversion RF-dc.

3.3) Problématique liée à l'architecture présentée

La rectenna ainsi conçue permet de récupérer de l'énergie de plusieurs bandes RF et présente des résultats satisfaisants pour alimenter des petits capteurs. Malgré tout, une voie d'amélioration a été étudiée sur la sommation des contributions dc provenant des trois branches RF.

En effet, la sommation de plusieurs branches RF peut affecter directement l'efficacité globale de la rectenna [CoGe13]. Les contributions dc de plusieurs redresseurs peuvent être sommées de deux façons différentes en fonction de son type de sortie, soit asymétrique (single ended) ou différentielle. La Figure 3-26 montre les deux possibilités de sommation.

La puissance totale récupérée avec la sommation « type asymétrique » est inférieure à celle de « type différentielle » [ShMa98]. Ceci est dû au fait qu'une sommation de sorties dc de redresseurs en différentielle crée moins d'interférences entre les branches RF par rapport à une connexion de « type asymétrique » [MiSM01].

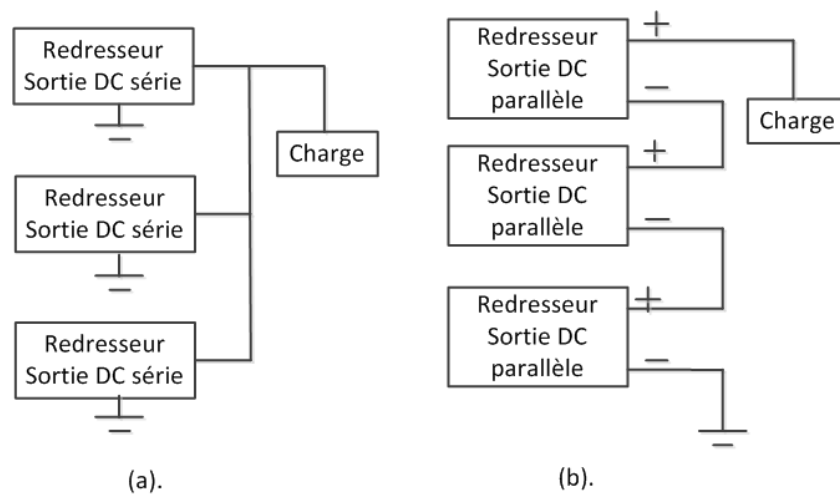


Figure 3-26 Deux possibilités de sommation des contributions DC : (a) avec des redresseur ayant une sortie asymétrique, (b) avec des redresseurs ayant une sortie différentielle.

Afin d'illustrer ce propos, l'efficacité globale de la rectenna est étudiée en fonction de l'état des trois branches RF. L'objectif est de voir l'impact d'une branche inactive et donc de déceler les possibles interférences entre les branches. Le circuit RF illustré Figure 3-27, est utilisé pour les simulations sous ADS. Soit la branche Wi-Fi, ou la branche UMTS ou GSM1800 est inactive, c.à.d. la puissance incidente est de -50 dBm. Pour les deux autres branches actives, la puissance incidente varie entre -20 et 0 dBm.

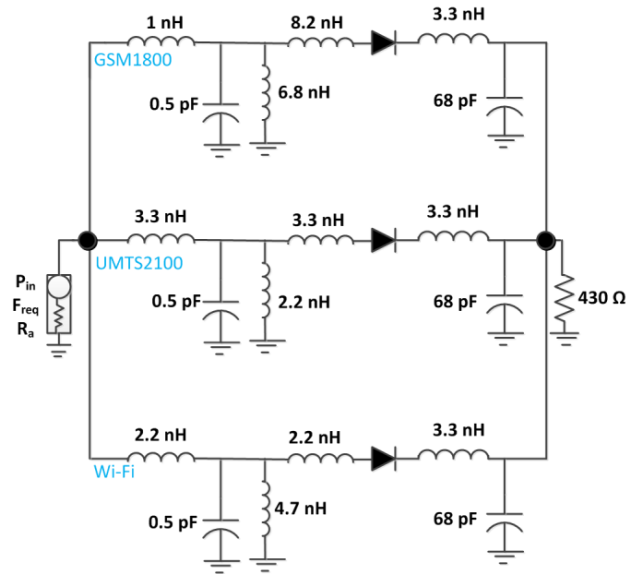


Figure 3-27 Schéma ADS du récupérateur d'énergie RF.

La Figure 3-28 montre l'efficacité de conversion RF-dc en fonction de la puissance incidente imposée sur chacune des deux branches. L'efficacité diffère de quelques % en fonction de la branche inactive (Wi-Fi, UMTS ou GSM1800). Ce résultat confirme donc l'existence d'interférence entre les branches RF.

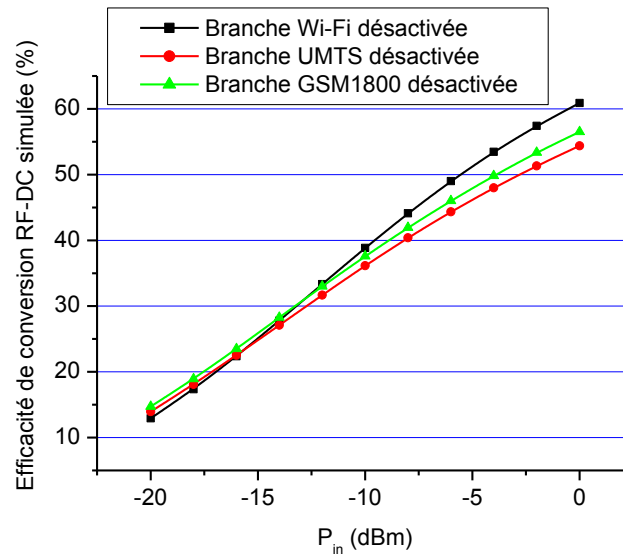


Figure 3-28 Efficacité de conversion RF-DC simulée en fonction de la puissance incidente, P_{in} , pour une branche RF désactivée (Wi-Fi, UMTS ou GSM1800).

Ainsi, en raison de leur sortie asymétrique, les redresseurs série et doubleur ne sont pas forcément les plus adaptés pour l'architecture de rectenna choisie.

Grâce à sa sortie différentielle, le redresseur Greinacher est un bon candidat. Les tensions de sortie de plusieurs Greinacher empilés peuvent être sommées sans créer d'interférences entre chaque branche RF. La branche RF inactive n'est pas vue comme une

charge pour l'ensemble du circuit. Cette fois-ci, les redresseurs série de la Figure 3-27 sont remplacés par des redresseurs Greinacher comme montré Figure 3-29. Soit la branche Wi-Fi, ou la branche UMTS ou GSM1800 est inactive, c.à.d. la puissance incidente est de -50 dBm. Pour les deux autres branches actives, la puissance incidente varie entre -20 et 0 dBm. Comme le montre la Figure 3-30, l'efficacité de conversion RF-dc n'est pas perturbée si une branche est désactivée, et ce quelle que soit la branche.

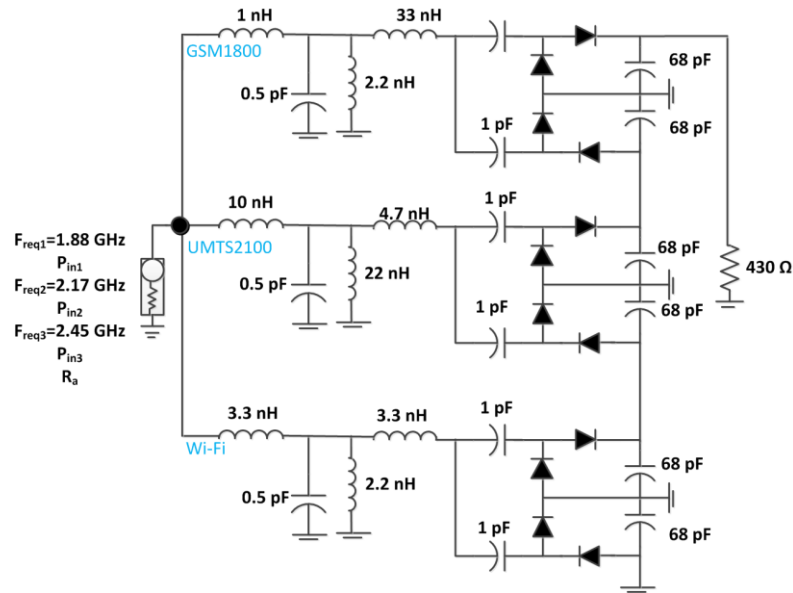


Figure 3-29 Schéma de la rectenna avec des empilements de redresseurs Greinacher.

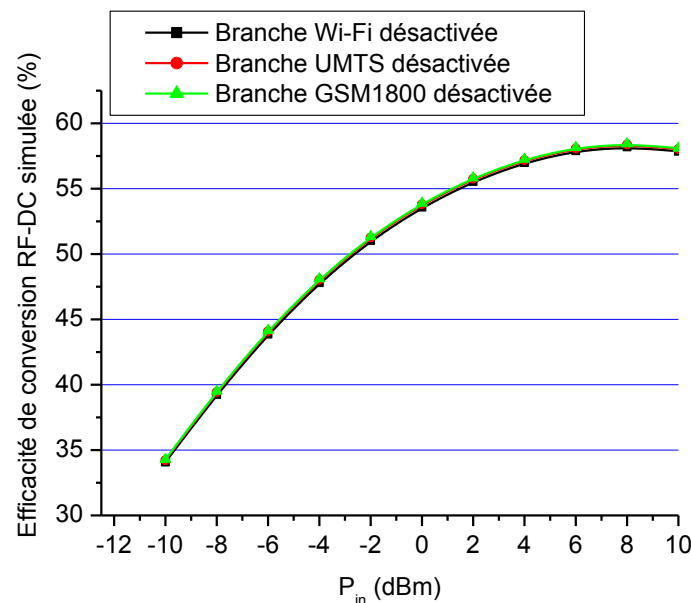


Figure 3-30 Efficacité de conversion RF-DC simulée de l'architecture avec des redresseurs Greinacher en fonction de la puissance incidente, P_{in} , pour une branche RF désactivée (Wi-Fi, UMTS ou GSM1800).

Malgré ses caractéristiques intéressantes, le Greinacher compte deux fois plus de diodes qu'un doubleur de tension et quatre fois plus qu'un redresseur de série. La puissance incidente nécessaire pour dépasser les seuils de diodes d'un redresseur Greinacher est donc plus élevée que celle requise pour les autres redresseurs.

Ainsi, afin d'éviter les interférences entre les branches RF, le redresseur doit avoir une sortie différentielle. Aussi, le nombre de diodes utilisées doit être limité pour que la rectenna puisse fonctionner dans un environnement dans lequel la densité de puissance RF est faible.

4) Réalisation d'un second prototype multibandes et résultats expérimentaux

L'objectif consiste maintenant à trouver le redresseur optimum pour l'architecture de rectenna sélectionnée.

4.1) Amélioration de l'étage redresseur

4.1.1) Présentation du redresseur proposé

Comme expliqué dans la section 2.2, le redresseur doit avoir un nombre limité de diodes. Les redresseurs série et doubleur pourraient donc convenir mais ceux-ci n'ont pas de sortie différentielle. Cependant, en supprimant la connexion à la masse du doubleur, ce redresseur bénéficie d'une sortie différentielle. Le doubleur de tension modifié est illustré Figure 3-31. Les deux diodes D_1 et D_2 sont montées en parallèle, ce qui permet un démarrage

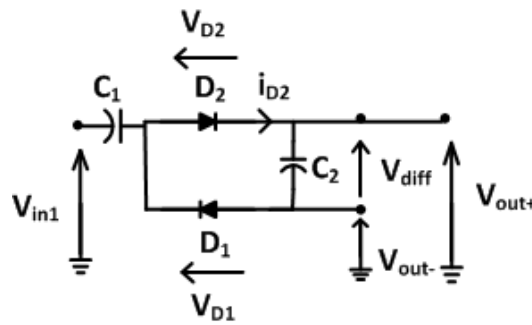


Figure 3-31 Architecture du redresseur proposé.

du circuit à partir d'un seul seuil de diode. Au cours de la demi-période négative de V_{in1} , seule la diode D_1 est active. Le condensateur C_1 est chargé à travers D_1 . De même, pendant la demi-période positive de V_{in1} , D_2 est à son tour active et D_1 est bloquée. Ainsi, le condensateur C_2 est chargé à travers D_2 avec les charges provenant de V_{in1} et celles stockées dans C_1 . Ainsi, la tension de sortie, V_{diff} est égale à deux fois V_{in1} . Compte tenu des tensions de seuil des diodes, V_{TH1} et V_{TH2} , V_{diff} est égal à :

$$V_{diff} = V_{out+} - V_{out-} = 2V_{in1} - V_{TH1} - V_{TH2} \cdot \quad (3-2)$$

4.1.2) Amélioration de la sommation DC obtenue : formalisation mathématique

L'architecture de la rectenna est représentée Figure 3-32 avec i branches RF, chacune ayant le redresseur montré ci-dessus.

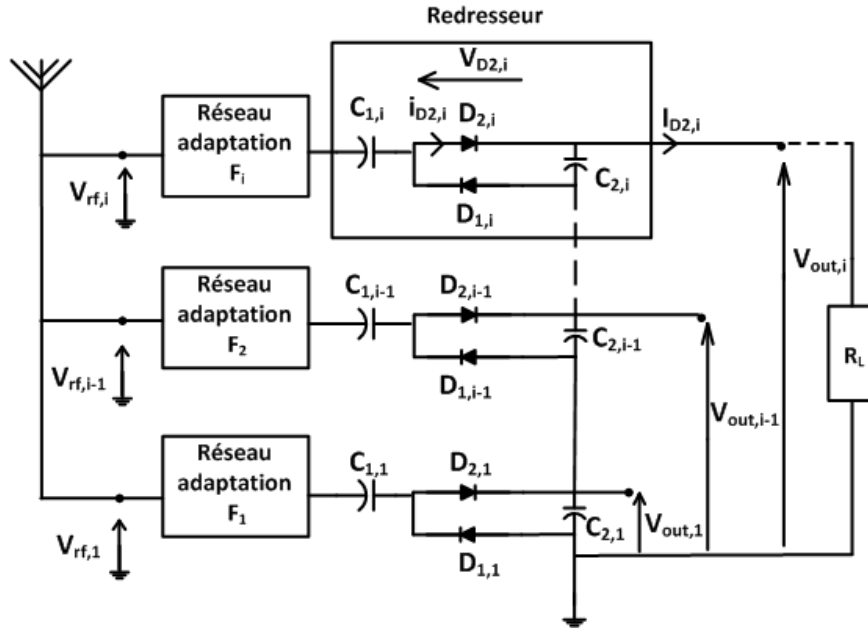


Figure 3-32 Architecture de la rectenna conçue avec le redresseur proposé.

La première branche RF est référencée à la masse et la $i^{\text{ème}}$ branche RF à la $(i-1)^{\text{ème}}$ branche RF. La charge, R_L , est connectée entre la $i^{\text{ème}}$ branche RF et la masse du circuit. Dans la suite de cette section, nous allons montrer que la tension aux bornes de la charge, V_{out} , est la somme des tensions d'entrées, $V_{rf,i}$.

A partir du $i^{\text{ème}}$ redresseur (Figure 3-32), le courant de sortie $I_{D2,i}$ est tout d'abord exprimé en fonction de $V_{out,i}$ et $V_{out,i-1}$. On suppose que $V_{rf,i} = |A_{rf,i}| \cos(\omega t)$. De plus, les diodes $D_{1,i}$ et $D_{2,i}$ forment un diviseur de tension. Ainsi, le tension $v_{D2,i}$ peut être exprimée par :

$$v_{D2,i} = -\frac{1}{2}(V_{out,i} - V_{out,i-1}) - R_s I_{D2,i} + |A_{rf,i}| \cos(\omega t), \quad (3-3)$$

où R_s est la résistance série interne à la diode, $I_{D2,i}$ est le courant dc à la sortie du circuit. Le courant dans la diode Schottky $D_{2,i}$ polarisée est égal à :

$$i_{D2,i} = I_s \exp\left(\frac{v_{D2,i}}{nV_T}\right), \quad (3-4)$$

où V_T est la tension thermodynamique, I_s est le courant de saturation de la diode et n le facteur d'idéalité.

A partir de la fonction de Bessel,

$$\exp(x \cos(\omega t)) = B_0 + 2 \sum_{k=1}^{k=m} B_k(x) \cos(k\omega t), \quad (3-5)$$

le courant $i_{D2,i}$ peut être exprimé par:

$$i_{D2,i} = I_s \left[B_0 \left(\frac{|A_{rf,i}|}{nV_T} \right) + 2 \sum_{k=1}^{k=m} B_k \left(\frac{|A_{rf,i}|}{nV_T} \right) \cos(k\omega t) \right] \exp(y), \quad (3-6)$$

avec B_0 et y définis comme ci-dessous:

$$B_0(x) = \frac{\exp(x)}{\sqrt{2\pi x}}, \quad (3-7)$$

$$y = \frac{-\frac{1}{2}(V_{out,i} - V_{out,i-1}) - R_s I_{D2,i}}{nV_T}. \quad (3-8)$$

Ensuite, le courant continu de $i_{D2,i}$ peut être extrait:

$$I_{D2,i} \approx I_s \left[\exp \left(\frac{-\frac{1}{2}(V_{out,i} - V_{out,i-1}) - R_s I_{D2,i}}{nV_T} \right) \frac{\exp \left(\frac{|A_{rf,i}|}{nV_T} \right)}{\sqrt{2\pi \frac{|A_{rf,i}|}{nV_T}}} \right]. \quad (3-9)$$

A partir de l'équation (3-9), on peut en déduire:

$$\ln \left(\frac{I_{D2,i}}{I_s} \right) = -\frac{1}{2nV_T} (V_{out,i} - V_{out,i-1}) - \frac{R_s I_{D2,i}}{nV_T} + \frac{|A_{rf,i}|}{nV_T} - \frac{1}{2} \ln \left(\frac{2\pi |A_{rf,i}|}{nV_T} \right) \quad (3-10)$$

$$\left(\frac{1}{2} + \frac{R_s}{R_L} \right) V_{out,i} + nV_T \ln \left(\frac{V_{out,i}}{R_L I_s} \right) = \frac{1}{2} V_{out,i-1} + |A_{rf,i}| - \frac{nV_T}{2} \ln \left(\frac{2\pi |A_{rf,i}|}{nV_T} \right). \quad (3-11)$$

Les caractéristiques de la diode Schottky choisie permettent de simplifier l'équation (3-11). Rappelons que la diode Metelics MSS20-141 a été choisie en fonction de ses caractéristiques intéressantes (tension de seuil, $V_{TH} = 150$ mV et capacité de jonction $C_j = 0.08$ pF). Le courant de saturation de la diode, I_s , est de 3.5 μ A et sa résistance interne, R_s , est de 20 Ω . Le facteur d'idéalité, n , varie typiquement de 1 à 2 en fonction du procédé de fabrication. Ce facteur comptabilise la recombinaison des porteurs de charges lorsqu'ils

traversent la région d'appauvrissement. Pour la diode Metelics, dans la région d'appauvrissement, n est égal à 1. Si la diode est polarisée proche de sa tension de seuil, n vaut alors 1.3 [KIGS12].

Dans ces conditions, en supposant que $R_L=11 \text{ k}\Omega$, (R_S/R_L) est égal à $1.8 \cdot 10^{-3}$, ce qui rend (R_S/R_L) négligeable devant $\frac{1}{2}$. De plus, $nV_T \ln(V_{out,i}/(R_LR_S))$ est toujours négligeable comparé à $V_{out,i}/2$. Donc l'équation (3-11) peut être simplifiée comme ci-dessous:

$$\frac{1}{2} V_{out,i} = \frac{1}{2} V_{out,i-1} + |A_{rf,i}| - \frac{nV_T}{2} \ln \left(\frac{2\pi |A_{rf,i}|}{nV_T} \right). \quad (3-12)$$

Si on réitère l'opération, $V_{out,i}$ peut être exprimée en fonction des signaux RF incidents, $|A_{rf,j}|$:

$$V_{out,i} = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{j=i} \left(|A_{rf,j}| - \frac{nV_T}{2} \ln \left(2\pi \frac{|A_{rf,j}|}{nV_T} \right) \right). \quad (3-13)$$

$V_{out,i}$ est donc la somme de toutes les contributions d'entrée, $|A_{rf,i}|$ et de $V_{term,i}$ défini par:

$$V_{term,i} = -\frac{nV_T}{2} \ln \left(2\pi \frac{|A_{rf,j}|}{nV_T} \right). \quad (3-14)$$

Pour des valeurs élevées de $V_{rf,j}$, comme par exemple 1 V, n est égal à 1 and $V_{term,i}$ est égal à 0.07 V, donc négligeable devant $|A_{rf,i}|$. Dans ces conditions, pour des valeurs de $|A_{rf,i}|$ en dessous de 0.2 V, $V_{out,i}$ est exprimé comme (3-13) et pour des valeurs au-dessus de 0.2 V comme:

$$V_{out,i} = 2 \sum_{j=1}^{j=i} |A_{rf,j}|. \quad (3-15)$$

Ainsi, $V_{out,i}$ n'est pas perturbé par des interférences dc entre les différentes branches RF actives ($|A_{rf,j}| \neq 0$) ou non ($|A_{rf,j}| = 0$).

A partir de (3-15), il est possible d'exprimer $V_{out,i}$ en fonction de $V_{out,i-1}$ comme le montre les deux équations suivantes:

$$V_{out,i} = 2 \sum_{j=1}^{j=i-1} |A_{rf,j}| + 2 |A_{rf,i}|, \quad (3-16)$$

$$V_{out,i} = V_{out,i-1} + 2 |A_{rf,i}|. \quad (3-17)$$

Ainsi, $V_{out,i}$ est la somme de la tension de sortie $V_{out,i-1}$ et de l'amplitude de sa tension d'entrée $|A_{rf,i}|$. Dans le cas particulier où les amplitudes $|A_{rf,j}|$ sont toutes identiques pour chacune des branches RF, il est possible d'en déduire que:

$$V_{out,i} = iV_{out,1} \quad (3-18)$$

4.1.3) Justification du modèle mathématique: Adéquation avec les simulations électriques

Cette rectenna a été simulée sous ADS. Dans les simulations, l'antenne de réception est modélisée par un générateur de puissance RF avec quatre fréquences fixées à 0.9 GHz, 1.8 GHz, 2.1 GHz et 2.45 GHz et une impédance de sortie de 50 Ω . Le filtre passe-bas est un simple condensateur 68 pF. Le capteur que nous souhaitons autoalimenter est un thermomètre électronique d'impédance équivalente de 11 k Ω (tension d'alimentation: 1.5 V). Les quatre réseaux d'adaptations d'impédances ont été conçus pour transférer le maximum de puissance pour cette charge.

Les tensions de sortie de $V_{out,i}$, pour $i = 1$ à 4, ont été simulées en fonction de la puissance incidente pour chacune des quatre fréquences. Dans la Figure 3-33, les résultats de simulation mettent en évidence que la tension de sortie dc avec les quatre branches RF actives, $V_{out,4}$, est quatre fois plus élevée que la tension obtenue avec une seule branche RF active. Il y a peu d'interférences entre les différentes sorties. La puissance d'entrée minimum

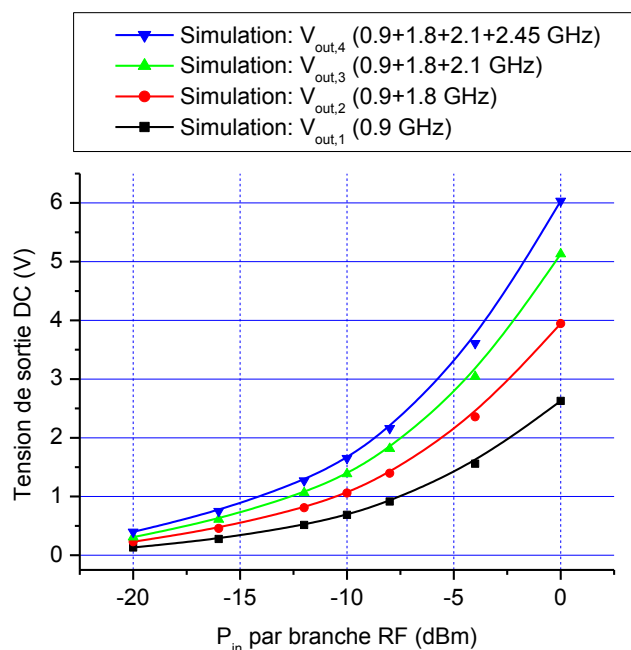


Figure 3-33 Tension de sortie DC simulée en fonction de la puissance incidente par générateur pour 1, 2, 3 ou 4 branches RF activées.

pour activer la rectenna est de -20 dBm, ce qui est dans la gamme de puissance disponible dans les environnements urbains.

Le Tableau 3-3 résume quelques valeurs sélectionnées de $|A_{rf,i}|$. Celles-ci ont été obtenues par simulations en lien avec la valeur de la puissance incidente, P_{in} . La Figure 3-34 confirme la corrélation entre (3-13) et les résultats de simulation. Pour P_{in} égal à -20 dBm, $|A_{rf,i}|$ est proche de la tension de seuil des diodes, n est donc égal à 1.3. Pour les autres valeurs de P_{in} , n est égal à 1. La Figure 3-35 illustre le pourcentage d'erreur entre les résultats de simulation et les valeurs obtenues avec (3-13). Cette valeur est inférieure à 3% quelles que soient les valeurs de P_{in} . Ainsi, ces résultats de simulation valident également les hypothèses faites pour simplifier (3-13).

Tableau 3-3 Correspondance entre la puissance incidente et l'amplitude de la tension $A_{rf,i}$

P_{in} (dBm)	-20	-12	-10	-8	0
$ A_{rf,i} $ (V)	0.1	0.21	0.32	0.40	0.91

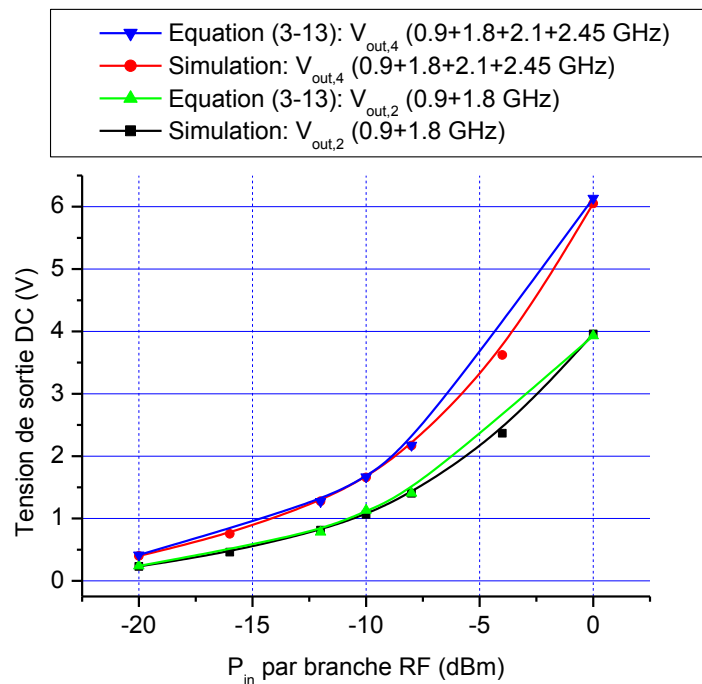


Figure 3-34 Tension de sortie simulée en fonction de la puissance incidente pour chaque fréquence comparée à la tension calculée à partir du modèle mathématique (3-13) pour $R_L = 11 \text{ k}\Omega$.

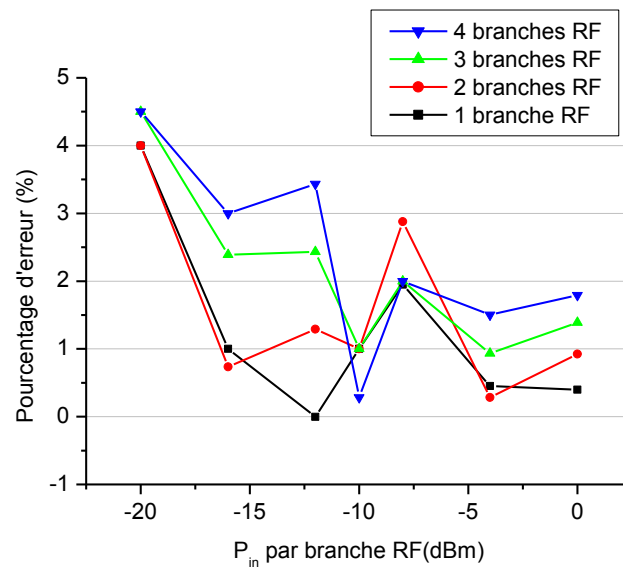


Figure 3-35 Pourcentage d'erreur entre les résultats obtenus avec le modèle mathématique (3-13) et avec les résultats de simulations obtenus en fonction de la puissance incidente par branche RF.

4.2) Résultats de mesures de la rectenna multibandes

4.2.1) Mesure sans antenne

Pour valider l'approche décrite dans la section précédente, un récupérateur d'énergie RF adapté pour quatre bandes de fréquences a été fabriqué et testé. Les bandes de fréquence sélectionnées sont le GSM900, le GSM1800, l'UMTS et le Wi-Fi. Le prototype est fabriqué sur un substrat Rogers R04003 ($\epsilon_r = 3.3$, 508 μm d'épaisseur), avec des composants SMD (montage en surface) de taille 0402. Celui-ci est illustré Figure 3-36.

La Figure 3-37 illustre le coefficient de réflexion simulé et mesuré, à savoir le S_{11} , pour un niveau de puissance d'entrée de -15 dBm. Ces résultats confirment une bonne

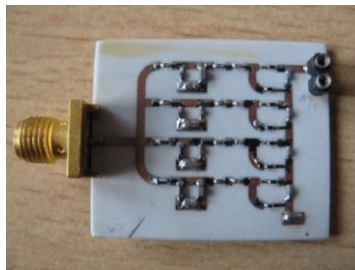


Figure 3-36 Prototype conçu, adapté sur 4 bandes de fréquences: GSM900, GSM1800, UMTS et Wi-Fi.

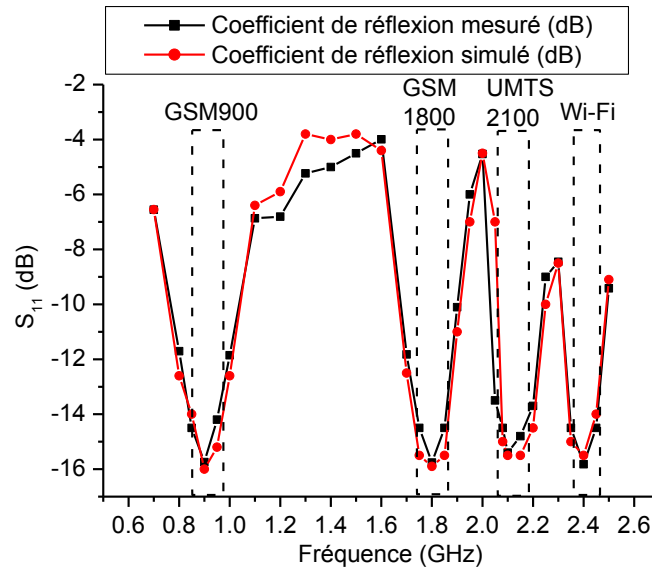


Figure 3-37 Coefficient de réflexion du prototype simulé et mesuré pour une puissance incident, $P_{in} = -15$ dBm.

corrélation entre les simulations et les mesures. L'adaptation d'impédance est obtenue aux fréquences spécifiées, à savoir 0.9 GHz, 1.8 GHz, 2.1 GHz et 2.45 GHz.

Afin d'évaluer les performances du récupérateur d'énergie RF, quatre générateurs de puissance RF R&S®SMJ100A sont connectés directement à son entrée par l'intermédiaire d'un combineur de puissance. La charge, R_L , est une résistance 11 k Ω . Les quatre générateurs sont fixés à: 0.9 GHz, 1.8 GHz, 2.1 GHz et 2.45 GHz. Ils délivrent la même puissance de -20 dBm à 0 dBm. Comme le montre Figure 3-38, les tensions de sortie mesurées et simulées (Figure 3-33) correspondent. La Figure 3-39 représente les efficacités de conversion RF-dc simulées et mesurées en fonction de la puissance d'entrée délivrée par chaque générateur de puissance RF. La structure proposée, avec un empilement de quatre redresseurs, a une efficacité de conversion RF-dc qui s'améliore dès lors que le nombre de sources RF augmente. La différence de pourcentage entre l'efficacité de conversion RF-dc avec quatre sources RF actives et celle avec une seule source RF active est de 20% sur presque toute la gamme de la puissance incidente, P_{in} , par générateur. Cela est dû à une bonne adaptation d'impédance entre l'antenne et toutes les branches RF et également une sommation des contributions dc quasi-parfaite.

Si certaines des puissances incidentes sont nulles, l'adaptation d'impédance en entrée n'est pas optimale. Du fait que l'antenne en entrée soit une antenne large-bande, les réseaux d'adaptation d'impédance, optimisés pour ne laisser passer qu'une bande de fréquences sont connectés en entrée de l'antenne, ce qui crée des pertes d'adaptation. Nous avons optimisé le système afin qu'il soit le plus efficace lorsque les quatre bandes de fréquences sont présentes. Ceci explique pourquoi l'efficacité augmente en fonction du nombre de sources actives. Une solution pour avoir la même efficacité entre chaque branche est d'utiliser en entrée un réseau d'antennes pour décorréler les quatre réseaux.

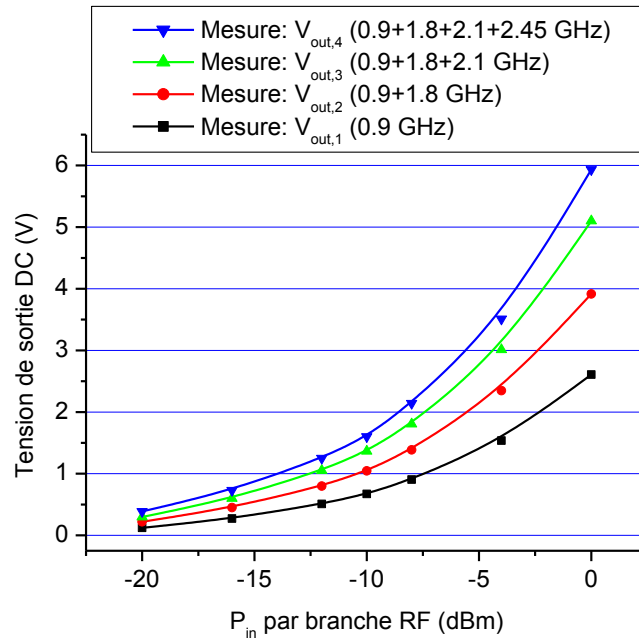


Figure 3-38 Tension de sortie mesurée en fonction de la puissance incidente par branche pour 1, 2, 3 ou 4 branches RF actives.

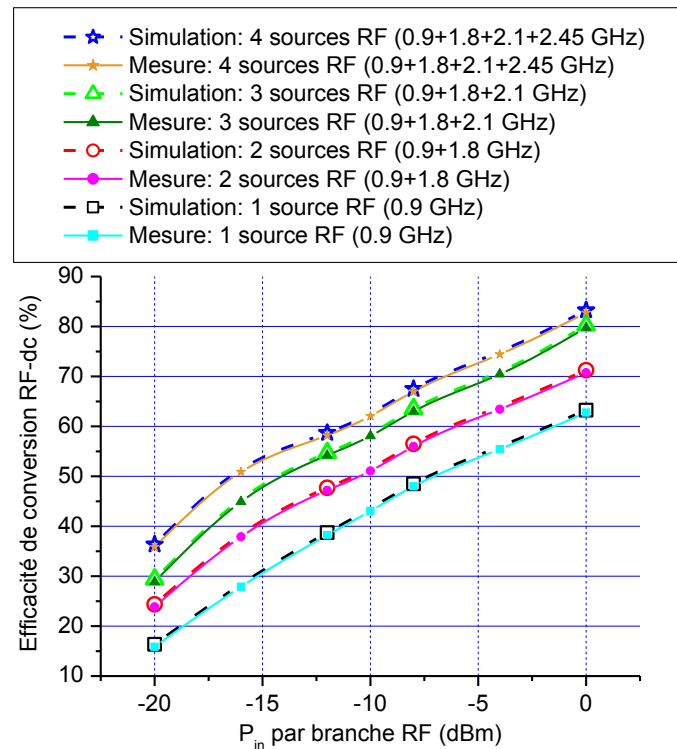


Figure 3-39 Efficacité de conversion RF-dc simulée et mesurée en fonction de la puissance incidente par branche RF pour 1, 2, 3 ou 4 branches RF actives.

4.2.2) Mesures avec antenne en environnement contrôlé

Après avoir validé les premières fonctionnalités du circuit, la rectenna est maintenant testée en considérant des antennes comme source d'énergie. Le récupérateur d'énergie est connecté à une antenne dipôle large bande de taille 10x10 cm, contenant un plan réflecteur. Il s'agit de la même antenne que celle utilisée avec le premier prototype (section 3.3). Quatre générateurs de puissance RF (R&S®SM300), chacun délivrant une puissance incidente de 15 dBm, P_{RF} , sont reliés à des antennes dipôles fonctionnant à 0.9, 1.8, 2.1 et 2.45 GHz, respectivement. Un voltmètre est utilisé pour mesurer la tension dc de sortie à travers la charge de 11 k Ω . Les quatre sources RF sont séparées de la rectenna de 50 à 250 cm par pas de 50 cm. La Figure 3-40 représente la tension dc de sortie en fonction de cette distance avec une seule source RF active émettant soit à 0.9, 1.8, 2.1 ou à 2.45 GHz. Cette mesure est ensuite répétée avec les quatre sources RF activées simultanément; les résultats de mesure sont également représentés. A partir de ce résultat, on peut en déduire clairement que la tension de sortie avec les quatre sources activées est presque égale à la somme des contributions dc de chacune des quatre sources. Il est à noter que la tension dc de sortie mesurée avec les quatre sources RF activées est supérieure à la tension de seuil de capteurs typiques.

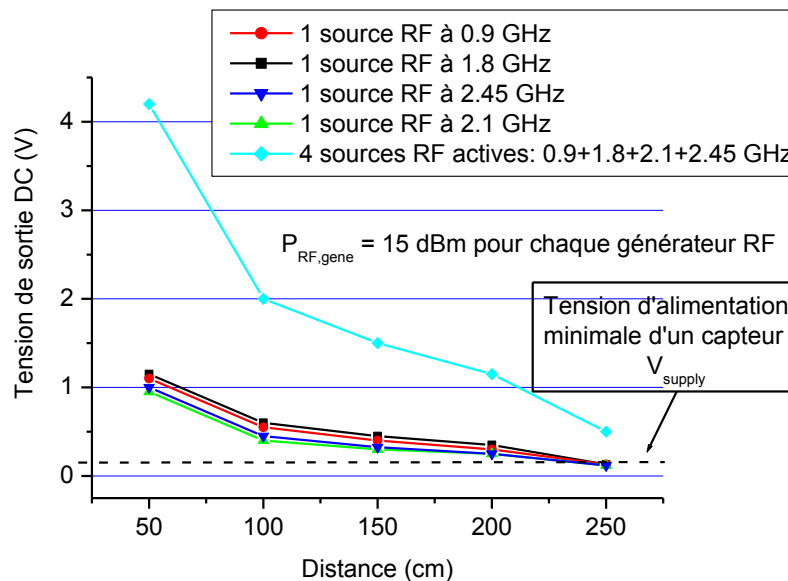


Figure 3-40 Tension de sortie DC de la rectenna en fonction de la distance pour une source RF activées (quatre fréquences différentes) et pour quatre sources RF activées simultanément.

L'efficacité de conversion RF-dc est tracée en fonction de la densité de puissance RF incidente. La densité de puissance RF est définie comme étant la puissance par unité de surface généralement exprimée en W.m⁻². Ici, la densité de puissance RF, $|S|$, est calculée comme suit:

$$|S| = \frac{4\pi}{c^2} \frac{\sum_{i=1}^{i=4} P_{Fi}}{\sum_{i=1}^{i=4} \frac{G_{Fi}}{F_i^2}}, \quad (3-19)$$

où P_{Fi} est le niveau de puissance d'entrée de chaque fréquence F_i , G_{Fi} est le gain de l'antenne, c est la vitesse de la lumière et F_i est égal à 0.9, 1.8, 2.1 et 2.45 GHz. Cette efficacité est supérieure à 50% pour une densité de puissance RF de plus de 1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ et atteint 84% pour 8 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$. La Figure 3-41 montre également que la puissance de sortie augmente avec la densité de puissance RF.

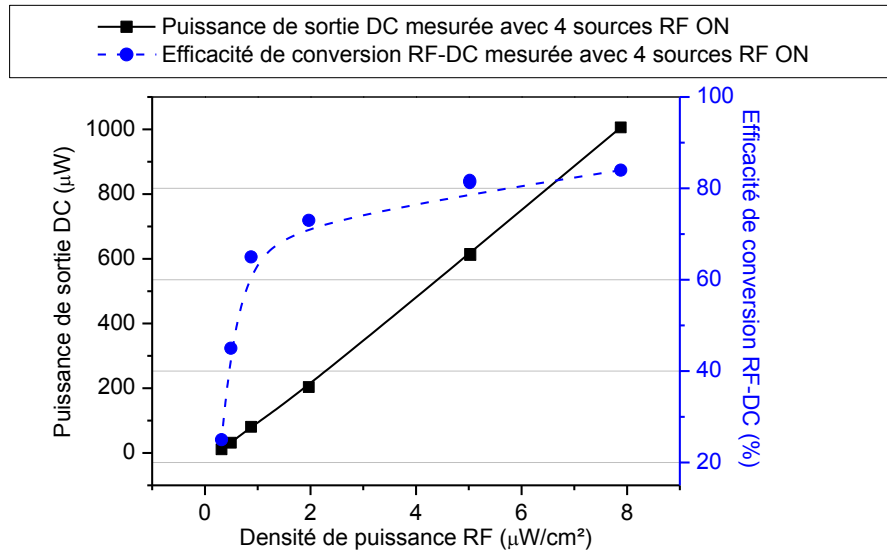


Figure 3-41 Puissance de sortie DC et efficacité de conversion RF-DC mesurées en fonction de la densité de puissance RF pour 4 sources RF émettant simultanément.

A partir des mesures de tensions (Figure 3-40), la puissance de sortie dc avec quatre sources RF actives est illustrée Figure 3-42. Dans ces conditions de test, la rectenna est capable d'alimenter directement plusieurs appareils électroniques tels que ceux présentés dans la figure, les exigences en puissance et tension étant bien remplies. L'erreur relative entre la puissance de sortie dc mesurée avec les 4 sources RF actives simultanément et la somme idéale de chacune des quatre contributions dc mesurées séparément est également tracée sur la Figure 3-42. L'erreur étant inférieure à 2%, ce résultat confirme qu'il y a peu d'interférences dc entre les différentes branches.

4.2.1) Mesure avec antenne en environnement extérieur

La rectenna a été testée en extérieur comme montré Figure 3-43. Celle-ci est placée à 50 m d'une station de base GSM1800 et UMTS et un dosimètre est placé près de la rectenna. La densité de puissance RF est mesurée à 1.3 mW/m^2 et 375 $\mu\text{W}/\text{m}^2$ pour les stations de base GSM1800 et UMTS, respectivement. La puissance de sortie dc mesurée est de 15 μW avec $R_L = 11 \text{ k}\Omega$.

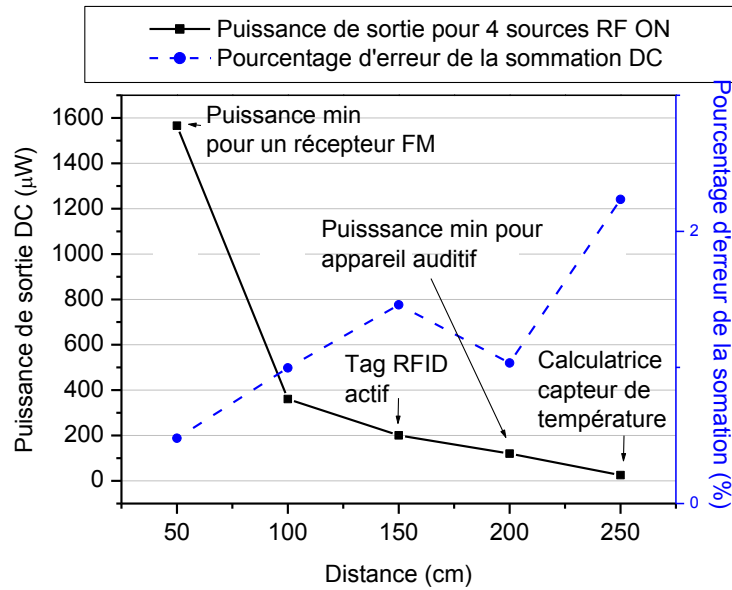


Figure 3-42 Puissance de sortie DC mesurée en fonction de la distance et erreur entre la sommation idéale et celle réalisée avec la rectenna en %.

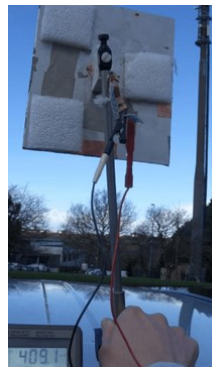


Figure 3-43 Photo de la mesure de la rectenna en environnement extérieur.

4.2.2) Ajout d'un convertisseur DC-DC en sortie de la rectenna

L'objectif est ici d'alimenter un thermomètre électronique dans l'environnement extérieur (tension d'alimentation: 1.5V, impédance équivalente: 11 kΩ). Etant donné que la tension de sortie de la rectenna est de 0.4 V sur une charge de 11 kΩ dans l'environnement considéré, il est nécessaire d'ajouter un convertisseur dc-dc afin d'augmenter la tension de sortie de la rectenna (voir Chapitre 2 section 2.4.2). Le schéma du circuit global est détaillé Figure 3-44.

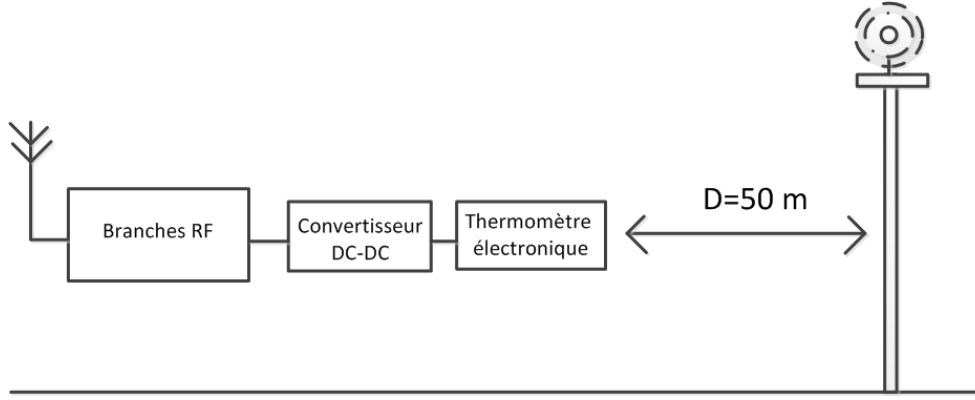


Figure 3-44 Schéma détaillé de la rectenna en environnement extérieur.

Le convertisseur choisi est le BQ25504 de Texas Instrument [Texa00]. La carte d'évaluation du convertisseur est présentée Figure 3-45. Le BQ25504 est un convertisseur élévateur qui augmente la tension d'entrée, pouvant être comprise entre 0.13V et 3 V, à des niveaux de tensions de sortie entre 1 V et 5.3 V. Une capacité de stockage de 10000 μF , C_{charge} , est connectée en sortie de ce convertisseur. Cette carte comprend également un module de gestion de la puissance. Il est possible de programmer le système afin que le condensateur de stockage se charge et que pendant le même temps la charge est déconnectée. Lorsque la tension aux bornes du condensateur de stockage atteint une valeur prédéfinie, V_{seuil} , la charge est connectée à la cellule de stockage.



Figure 3-45 Photo de la carte d'évaluation du convertisseur BQ25504.

La rectenna ainsi définie est donc placée à 50 m de l'antenne d'émission GSM1800 et UMTS. La tension V_{seuil} a été fixée à 3.1 V (tension d'alimentation maximale du thermomètre). Le temps de charge de la capacité C_{charge} est de 20 minutes. Avec l'équation, il est possible de calculer l'énergie stockée dans la capacité, E_{stock} . Celle-ci est de 48 mJ.

$$E_{stock} = \frac{1}{2} C_{charge} V_{seuil}^2 \quad (3-20)$$

La tension de seuil ayant atteint la valeur consigne, le thermomètre est automatiquement connecté à la sortie du convertisseur. Grâce à l'énergie stockée dans C_{charge} , le thermomètre a été allumé pendant 4 min (Figure 3-46).



Figure 3-46 Thermomètre alimenté par la rectenna placée à 50 m d'une antenne GSM1800 et UMTS.

Il est possible de comparer l'impact de l'ajout du convertisseur sur l'efficacité de conversion globale de la rectenna. L'efficacité de conversion de la rectenna pour une fréquence incidente donnée (0.9 GHz) et pour une charge $R_L=11\text{ k}\Omega$, est comparée à l'efficacité de cette même rectenna intégrant le convertisseur dc-dc. On peut remarquer Figure 3-47 que quelle que soit la puissance incidente, l'impact du convertisseur sur l'efficacité est de l'ordre de 10%.

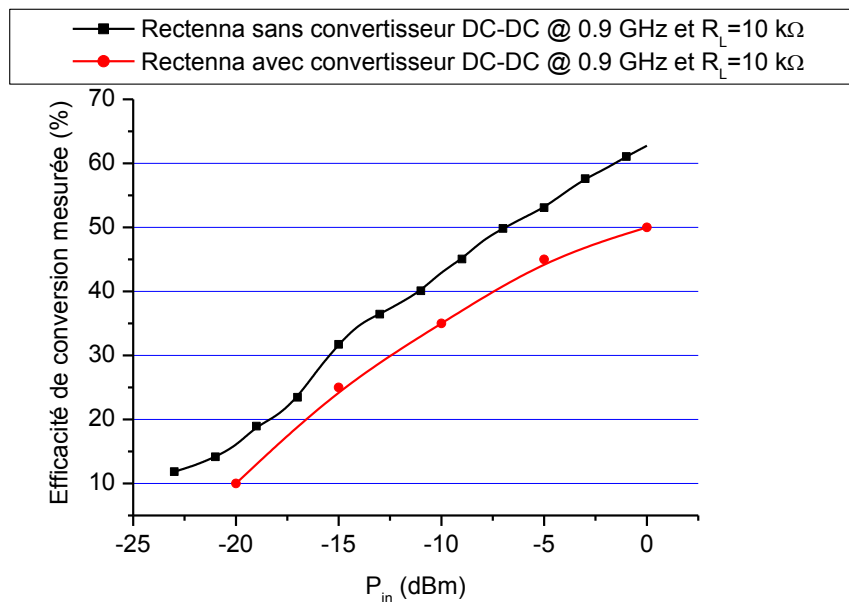


Figure 3-47 Efficacité de conversion RF-DC de la rectenna avec et sans convertisseur DC-DC en fonction de la puissance incidente pour $F_{req}=0.9\text{ GHz}$ et $R_L=11\text{k}\Omega$.

5) Positionnement des travaux par rapport à l'état de l'art

Le Tableau 3-4 résume les principales caractéristiques de la rectenna conçue pour fonctionner sur 4 bandes de fréquences.

Tableau 3-4 Les principales caractéristiques de la rectenna 4 bandes RF.

Bandes de fréquences	GSM900, GSM1800, UMTS2100, Wi-Fi
Efficacité de conversion RF-DC	
P_{in} total= 5.8 dBm	84%
Pour -15 dBm par générateur RF	52%
Tension de sortie DC	
P_{in} total= -15 dBm	0.9 V
A 3 m de 4 sources RF (P_{in} =15 dBm)	0.3 V
En environnement extérieur	
Densité de puissance RF= 1 mW/m ²	
Puissance de sortie DC	15 μ W
Efficacité de conversion RF-DC	30%

Le Tableau 3-5 et la Figure 3-48 comparent les résultats obtenus avec d'autres travaux publiés. Seules les publications avec des mesures considérant une puissance incidente inférieure à 0 dBm ont été prises en compte. La Figure 3-48 illustre l'efficacité de conversion RF-dc en fonction de la puissance incidente pour une source RF activée fixée soit à 0.9, 1.8, 2.1 ou 2.45 GHz. Les efficacités obtenues sont presque les mêmes pour chacune des quatre fréquences. Ces résultats sont comparés à d'autres travaux effectués dans les mêmes conditions. La rectenna conçue présente une efficacité d'au moins 15% supérieure par rapport à [LSSG13], [PaSm14], [PBDD12], [PiML13]. De plus, l'efficacité obtenue avec deux sources de RF est comparée à [SGHZ13] (Figure 3-49). P_{in} est la puissance totale incidente des deux sources RF. Un filtre très sélectif à deux fréquences est conçu dans [SGHZ13]. Les deux prototypes ont des résultats similaires pour des puissances incidentes très faibles. Mais à partir d'une puissance totale de -10 dBm, l'efficacité de la rectenna conçue est meilleure que [SGHZ13]. A -5 dBm, l'efficacité est de 49% pour [SGHZ13] et 60% pour le prototype.

Tableau 3-5 Comparaison des performances de rectennas.

Références	CE TRAVAIL 2014	[CoGe14] 2014	[CoGe13] 2013	[CoGe13] 2013	[NKJC1 3] 2013	[PBDD1 2] 2012	[PiML13] 2013	[LSSG13] 2013	[PASm14] 2014
Redresseur	Proposé	Série	Série	Série	Série	Greina-cher	Série	Dou-bleur	Dou-bleur
Topologie de rectenna	C	A	A	B	B	C	C*	C**	C
Bandes RF/Tonalité RF	Bandes RF	Bande RF	Bande RF	Tonalité RF	Tonalité RF	Tonalité RF	Tonalité RF	Tonalité RF	Tonalité RF
Bandes RF (GHz)	GSM900 GSM1800 UMTS, Wi-Fi	0.45	0.8 à 2.5	0.9, 1.8	0.91, 2.45	0.9, 2.45	0.5, 0.9, 1.8, 2.45	0.9, 2	0.267, 0.4, 0.47, 0.9, 1.35
Efficacité de conversion RF-DC (%)	15	45	8	15 (pour chaque fréq.)	30 (pour chaque fréq.)	4 (pour chaque fréq.)	15 (pour chaque fréq.)	9.1 et 8.9	19, 20, 16, 17 et 5
$-20 < P_{in} < 5$ (dBm)	-20	-10	-20	-20	-9	-10	-12	-19	-10

A: Rectenna composée d'une seule branche RF avec un réseau d'adaptation large-bande.

B: Rectenna composée d'une seule branche RF avec un réseau d'adaptation multi-fréquences.

C: Rectenna composée de plusieurs branches RF.

C*: Même architecture que C mis à part l'antenne de réception (4 antennes dipôles utilisées).

C**: Même architecture que C mis à part la sortie: pas de connexion entre les 2 branches RF.

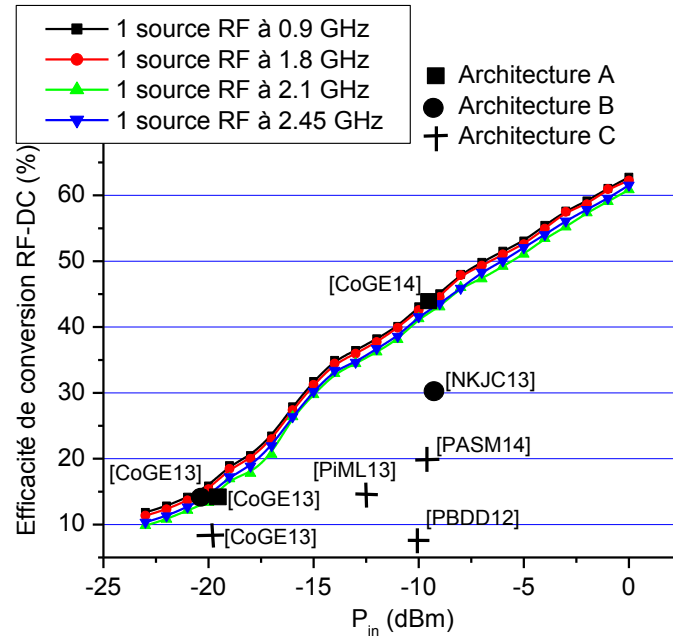


Figure 3-48 Efficacité de conversion RF-DC mesurée en fonction de la puissance incidente pour 4 fréquences.

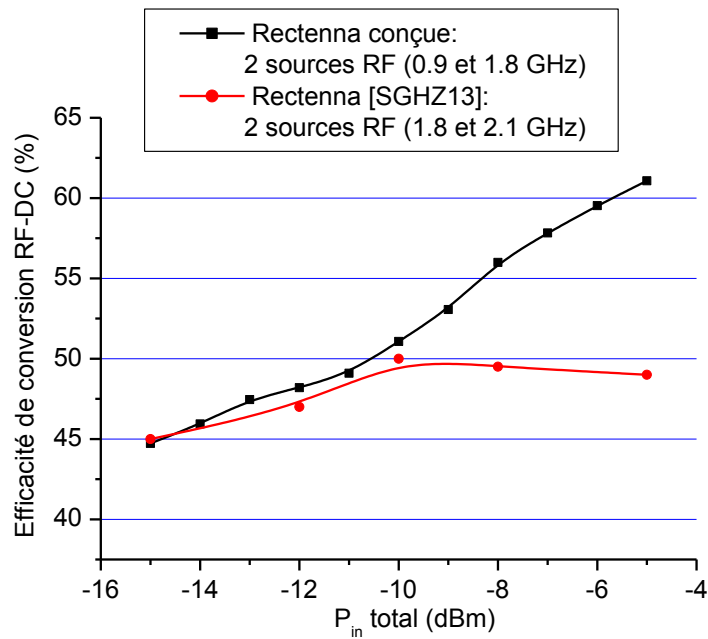


Figure 3-49 Efficacité RF-DC mesurée en fonction de la puissance incidente totale pour deux sources RF activées pour le prototype et [SGHZ13].

6) Conclusion

Dans cette partie, deux rectennas multibandes ont été conçues. La première rectenna développée a été optimisée pour couvrir trois bandes RF: le GSM1800, l'UMTS et le Wi-Fi. Le prototype fabriqué présente une efficacité constante de 15% sur les trois bandes RF pour une puissance d'entrée de -20 dBm pour chacune des trois sources RF. Cette efficacité atteint 25% en présence de trois sources RF pour une puissance incidente totale de -20 dBm. Les résultats de mesures en extérieur confirment la faisabilité d'alimenter des petits capteurs par l'énergie des ondes RF.

L'étude sur la sommation des différentes contributions dc de chaque branche RF de la rectenna a permis de concevoir une deuxième architecture de rectenna multibandes. La rectenna conçue couvre cette fois-ci quatre bandes de fréquences: le GSM900, le GSM1800, l'UMTS et le Wi-Fi. Comparée à la première rectenna conçue, une branche RF inactive ou ayant une tension de sortie dc inférieure aux autres branches n'influent pas sur l'efficacité globale. Chaque branche RF est indépendante les unes des autres.

Il a été montré dans ce chapitre qu'un thermomètre électronique a pu être alimenté par des ondes RF dans un environnement extérieur. Dans la suite, nous allons analyser comment alimenter des capteurs portés par la personne, quelles sont les nouvelles contraintes à prendre en compte par rapport à la présence du corps et comment y remédier.

7) Bibliographie

- [KSLP13] V. Kuhn, F. Seguin, C. Lahuec, et C. Person, « A multi-tone RF energy harvester in body sensor area network context », in *Antennas & Propagation Conference, 2009. LAPC 2009. Loughborough*, Loughborough, 2013, p. 238-241.
- [MCTC09] B. Merabet, L. Cirio, H. Takhedmit, F. Costa, C. Voltaire, B. Allard, et O. Picon, « Low-cost converter for harvesting of microwave electromagnetic energy », in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009*, 2009, p. 2592 -2599.
- [SGHZ13] H. Sun, Y.-X. Guo, M. He, et Z. Zhong, « A Dual-Band Rectenna Using Broadband Yagi Antenna Array for Ambient RF Power Harvesting », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, p. 918-921, 2013.
- [Bree08] G. Breed, « Improving the bandwidth of simple matching networks », *High Freq. Electron*, vol. 7, n° 56-60, 2008.
- [WMKO08] A.-W. Wong, D. McDonagh, G. Kathiresan, O. C. Omeni, O. El-Jamaly, T.-K. Chan, P. Paddan, et A. J. Burdett, « A 1V, micropower system-on-chip for vital-sign monitoring in wireless body sensor networks », in *Solid-State Circuits Conference, 2008. ISSCC 2008. Digest of Technical Papers. IEEE International*, 2008, p. 138-602.
- [YJLR11] L. Yan, Joonsung Bae, S. Lee, T. Roh, K. Song, et H.-J. Yoo, « A 3.9 mW 25-Electrode Reconfigured Sensor for Wearable Cardiac Monitoring System », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 46, n° 1, p. 353-364, janv. 2011.
- [Bore99] S. Boret, « Circuit Intégrés Monolithiques en technologie coplanaire pour applications de réception jusqu'à 110 GHz », Lille, Lille, 1999.
- [CLWZ13] M.-H. Chang, S.-Y. Lin, P.-C. Wu, O. Zakoretska, C.-T. Chuang, K.-N. Chen, C.-C. Wang, K.-H. Chen, C.-T. Chiu, H.-M. Tong, et W. Hwang, « Near-/Sub-Vth process, voltage, and temperature (PVT) sensors with dynamic voltage selection », in *2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2013, p. 133-136.
- [LVCL13] L. Lu, B. Vosooghi, J. Chen, et C. Li, « A Subthreshold-MOSFETs-Based Scattered Relative Temperature Sensor Front-End With a Non-Calibrated Relative Inaccuracy From - to 100 », *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 60, n° 5, p. 1104-1112, mai 2013.
- [CoGe13] A. Collado et A. Georgiadis, « Conformal Hybrid Solar and electromagnetic (EM) Energy harvesting rectenna », *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 60, n° 8, p. 10, 2013.
- [ShMa98] N. Shinohara et H. Matsumoto, « Experimental study of large rectenna array for microwave energy transmission », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, n° 3, p. 261-268, mars 1998.
- [MiSM01] T. Miura, N. Shinohara, et H. Matsumoto, « Experimental study of rectenna connection for microwave power transmission », *Electron. Commun. Jpn. Part II Electron.*, vol. 84, n° 2, p. 27-36, févr. 2001.
- [KIGS12] A. A. Klyukanov, P. A. Gashin, et R. Scurtu, « Ideality factor in transport theory of Schottky barrier diodes », *Materials science*, avr-2012.
- [Texa00] Texas Instrument, « BQ25504 », <http://www.ti.com/product/bq25504>. .
- [LSSG13] B. Li, X. Shao, N. Shahshahan, N. Goldsman, T. Salter, et G. M. Metzger, « An Antenna Co-Design Dual Band RF Energy Harvester », *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. Early Access Online, 2013.

- [PaSm14] A. N. Parks et J. R. Smith, « Sifting through the airwaves: Efficient and scalable multiband RF harvesting », in *2014 IEEE International Conference on RFID (IEEE RFID)*, 2014, p. 74-81.
- [PBDD12] D. Pavone, A. Buonanno, M. D'Urso, et F. G. Della Corte, « Design Considerations for Radio Frequency Energy Harvesting Devices », *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 45, p. 19-35, 2012.
- [PiML13] M. Pinuela, P. D. Mitcheson, et S. Lucyszyn, « Ambient RF Energy Harvesting in Urban and Semi-Urban Environments », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, n° 7, p. 12, 28 2013.
- [CoGe14] A. Collado et A. Georgiadis, « Optimal Waveforms for Efficient Wireless Power Transmission », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 24, n° 5, p. 354-356, mai 2014.
- [NKJC13] K. Niotaki, S. Kim, S. Jeong, A. Collado, A. Georgiadis, et M. M. Tentzeris, « A compact Dual-band rectenna using solt-loaded dual band folded dipole antenna », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, p. 4, 2013.

4e chapitre : Capteur porté par la personne, interaction avec le corps humain

4e chapitre : Capteurs portés par la personne : interactions avec le corps humain	137
1) Introduction.....	140
2) Influence du corps humain sur les performances de l'antenne	141
2.1) Contexte et contraintes	141
2.2) Interaction antenne et corps humain : performances de l'antenne	142
2.2.1) Modification du gain.....	143
2.2.2) Modification du coefficient de réflexion	145
2.2.3) Modification de l'impédance	147
2.2.4) Efficacité de l'antenne	149
2.2.5) Résumé de la présence du corps sur les performances de l'antenne.....	149
3) Modification du réseau d'adaptation d'impédance pour atténuer les effets du corps humain sur l'antenne	150
3.1) Optimisation du réseau d'adaptation d'impédance	150
3.1.1) Variation de l'impédance de l'antenne : impact sur la tension dc de sortie de la rectenna	151
3.1.2) Amélioration du réseau d'adaptation d'impédances.....	155
3.1.2.1) Analyse théorique.....	155
3.1.2.2) Conception de la rectenna avec l'amélioration du réseau d'adaptation d'impédances	156
3.1.2.3) Résultats de mesures avec le réseau d'adaptation modifié.....	158
3.1.2.4) Mesures de la rectenna sur le corps	159
3.2) Réalisation d'un récupérateur d'énergie RF porté par la personne	160
3.2.1) Réalisation d'antenne dipôle sur coton	160
3.2.2) Réalisation du récupérateur complet.....	162
4) Autre technique de masquage du corps : insertion d'une surface à haute impédance	163
4.1) Conception d'une Surface Haute impédance	163
4.1.1) Le choix du motif périodique.....	165
4.1.2) Résultats de simulations: antenne dipôle sur la surface HIS	167
5) Antenne multi-bandes à polarisation circulaire sur une surface à haute impédance ..	169
5.1) Antenne 4 bandes de fréquences à polarisation circulaire fonctionnant à 0.95 GHz, 1.8 GHz, 2.1 GHz et 2.45 GHz.....	169

5.1.1) Conception de l'antenne	169
5.1.2) Résultats de simulation	170
5.2) Implémentation de l'antenne multi-bandes sur une surface à haute impédance .	172
5.2.1) Motif de base.....	172
5.2.2) Résultats de simulation de l'antenne sur la surface à haute impédance	172
6) Conclusion	176
7) Bibliographie.....	177

1) Introduction

Dans le chapitre précédent, il est montré que les récupérateurs d'énergie RF conçus sont capables d'alimenter des petits capteurs en extérieur. L'environnement d'un capteur autonome en énergie est un paramètre important à prendre en compte lors de la conception de la rectenna associée. En effet, le capteur peut être placé en extérieur ou intérieur, dans l'eau ou en environnement contraint ou encore porté directement par la personne. Dans ce chapitre, nous nous intéressons au cas où le capteur est porté par la personne. Ce type de capteurs est présent dans de nombreux domaines d'applications comme, par exemple, dans le sport (cardiofréquencemètres, accéléromètres...) ou le médical (glucomètres, oxymètres...). Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord étudier l'impact de la présence du corps humain sur les performances de la rectenna qui alimente le capteur. Bien souvent, les performances de l'antenne de réception sont dégradées, comme par exemple son coefficient de réflexion, son impédance ou encore son gain. Plusieurs solutions pour masquer les effets du corps vont être étudiées dans la suite de ce chapitre. Une proposition est d'améliorer le réseau d'adaptation d'impédances pour permettre une meilleure efficacité du récupérateur d'énergie RF en présence du corps. Puis, nous étudierons le principe des surfaces à hautes impédances pour une antenne dipôle. Finalement, nous adapterons cette étude de ces surfaces pour une antenne multi-bandes à polarisation circulaire que nous allons concevoir dans ce chapitre.

2) Influence du corps humain sur les performances de l'antenne

2.1) Contexte et contraintes

L'influence du corps sur le fonctionnement d'une antenne a fait l'objet de nombreux travaux depuis une quarantaine d'années. En 1968 [Krup68], une étude expérimentale a été mise en place pour mettre en évidence l'effet du corps lorsqu'une personne tient à la main un petit transmetteur RF (gamme de fréquence jusqu'à 150 MHz). Les résultats montrent que le corps agit comme un élément absorbant, réduisant la puissance rayonnée si l'antenne est à proximité du corps. Ainsi, le corps a été modélisé par une impédance équivalente composée d'une résistance de rayonnement, d'une résistance de perte et d'une réactance toutes dépendantes de la fréquence. La proximité entre le corps et l'antenne du transmetteur peut donc donner naissance à un couplage entraînant la modification de l'impédance, du diagramme de rayonnement ainsi qu'un affaiblissement du gain de l'antenne. Depuis, de nombreuses études similaires ont été portées sur l'interaction du corps avec tout type d'antennes à des fréquences fonctionnant au-delà du GHz. Les bandes généralement visées sont les bandes du standard Wi-Fi, ISM, UHF-VHF, FM.

Le Tableau 4-1 résume les performances de plusieurs antennes trouvées dans la littérature scientifique. Seules les antennes ayant été mesurées en espace libre et sur le corps ont été retenues.

L'antenne patch est celle qui présente les meilleures performances en termes de gain en espace libre et sur le corps. Celle-ci possède un plan de masse qui permet de masquer l'effet du corps. En revanche, l'antenne dipôle n'ayant pas de plan de masse est très perturbée par la présence du corps. Dans [SaRK04], la puissance absorbée par le corps est comparée entre l'utilisation d'un patch ou d'un dipôle à 2.4 GHz. Cette puissance est 10 à 50 fois supérieure avec le dipôle qu'avec le patch. Cependant, lorsque l'antenne patch est posée sur le corps, son plan de masse doit dépasser d'au moins 20 mm les bords du patch (pour un patch adapté à 2.4 GHz) [AdWS03] sinon l'antenne est perturbée par le corps. Dans [CoSL07], le plan de masse est à peine plus grand que l'antenne, ce qui entraîne une faible efficacité de l'antenne de l'ordre de 45% mais l'efficacité atteint 66% si le plan de masse déborde de quelques dizaines de mm (à 2.4 GHz). Un autre inconvénient de l'antenne patch est son rayonnement directif et sa faible bande passante qui ne dépasse que très rarement 5%. L'antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna) de [BaLa12] et coplanaire de [MCTP13] présentent les mêmes inconvénients que les antennes patch présentées précédemment. Enfin, les performances des antennes qui n'ont pas de plan de masse comme l'antenne large-bande de [ZXQC14] ou encore l'antenne dipôle de [WLPV14] sont très impactées par la présence du corps.

Nous avons besoin, pour notre application, d'une antenne qui soit capable de couvrir les bandes GSM900, GSM1800, UMTS et Wi-Fi, et dont les performances ne sont pas dégradées par la présence du corps. Dans la suite de cette section, nous avons choisi de simuler tout d'abord une antenne dipôle pour mieux comprendre quelles sont les paramètres qui sont influencés par la présence du corps. Nous verrons par la suite quelles solutions nous

proposons pour une antenne multi-bandes. Nous pourrions noter que l'antenne dipôle a été sélectionnée pour sa simplicité de conception.

Tableau 4-1 Comparatif des caractéristiques d'antennes sur textile.

Type d'antenne	Fréquences, bande passante (Bp)	Gain (dBi)		Efficacité (%)		Inconvénients
		Espace libre	Sur le corps	Espace libre	Sur le corps	
Patch [ChZS13], [ChKF13]	Unique (bcq à 2.45 GHz) Bp : qqes 100 MHz	5 à 8	5 à 8	35 à 90	35 à 60	Rayonnement directif
PIFA [BaLa12], [SVOR12]	Unique (2.45 ou 5.2 GHz) Bp : qqes 10 MHz	1 à 3	0	80	16	Epaisseur de textile, rayonnement directif, faible valeur de gain
Coplanaire [MCTP13], [ZhLa09]	Double (2.45/5.2 GHz) Bp : qqes 10 MHz	2 à 8	5	70	80	Rayonnement directif
Dipôle [PsVo09], [WLPV14]	Unique (300, 900 MHz...)	1	-20		41	Impact du corps important
Large bande [ORSE12], [ZXQC14]	3-15 GHz	2 à 5	0	90	50 à 80	Impact du corps important

2.2) Interaction antenne et corps humain : performances de l'antenne

Afin d'illustrer le comportement des paramètres de l'antenne à l'approche d'un corps humain, une antenne dipôle à 2.5 GHz est simulée en utilisant CSTTM (Figure 4-1). Le substrat de l'antenne choisi est en coton ($\epsilon_r = 2.1$, $Tan\delta = 0.55$) en vue d'une intégration du capteur sur un textile. Il est à noter que le coton a été préalablement caractérisé (Voir Annexe 4). Pour comparer les résultats en présence du corps, l'antenne a tout d'abord été simulée en espace libre. Son gain et son coefficient de réflexion sont illustrés Figure 4-2 et Figure 4-3. L'antenne a un coefficient de réflexion de -16 dB et un gain de 2.15 dBi à 2.5 GHz avec une

bande passante à -10 dB de 100 MHz. Ces paramètres corrélient avec les performances d'autres dipôles standards de la littérature scientifique [ESRO12].

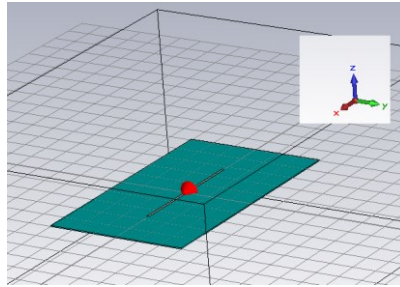


Figure 4-1 Antenne dipôle sur substrat coton dessinée sous CST.

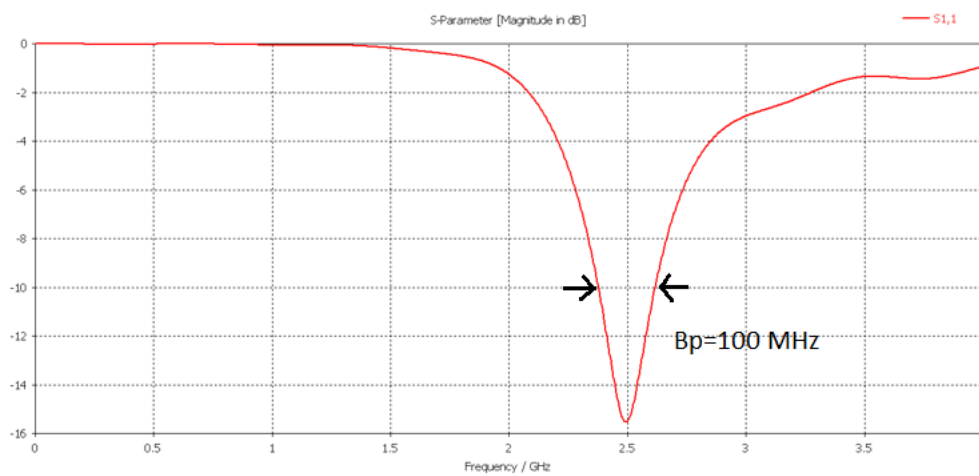


Figure 4-2 Coefficient de réflexion de l'antenne dipôle simulée.

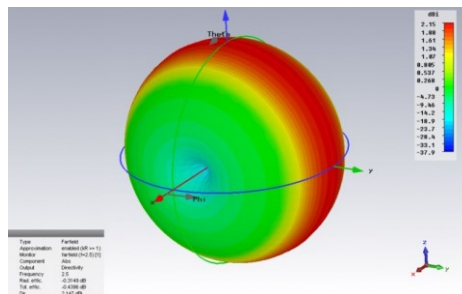


Figure 4-3 Gain de l'antenne dipôle simulée.

2.2.1) Modification du gain

Le corps est modélisé sous CSTTM par un cube de permittivité $\epsilon_r = 52$ et de conductivité $S = 1.7$ S/m à 2.5 GHz. Ces valeurs correspondent à des standards de modélisation du corps utilisés pour un milieu équivalent homogène [TYBI13].

Pour une distance, d , de 1 mm entre l'antenne et le corps, le gain maximum dans le plan yz a été simulé à -30 dB au zénith (soit $\theta = 0^\circ$) (Figure 4-4). Plus on s'éloigne du corps et

plus le gain augmente jusqu'à atteindre 2.15 dBi (valeur de gain en espace libre) pour une distance $d=15$ mm, soit environ 0.1λ (Figure 4-5). La variation de la valeur du gain en fonction de d montre qu'une part importante de la puissance est perdue en présence du corps.

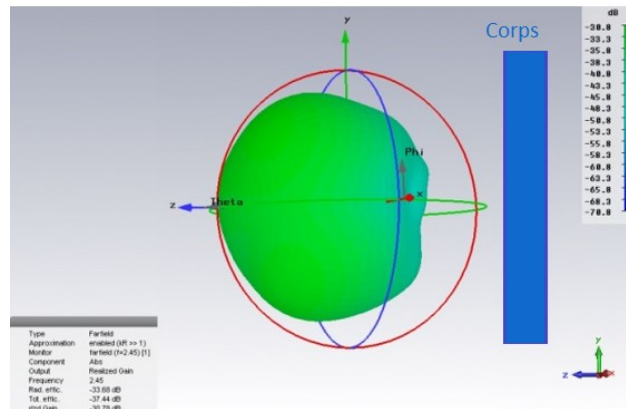


Figure 4-4 Gain réalisé de l'antenne lorsque l'antenne est collée sur le corps ($d=0$).

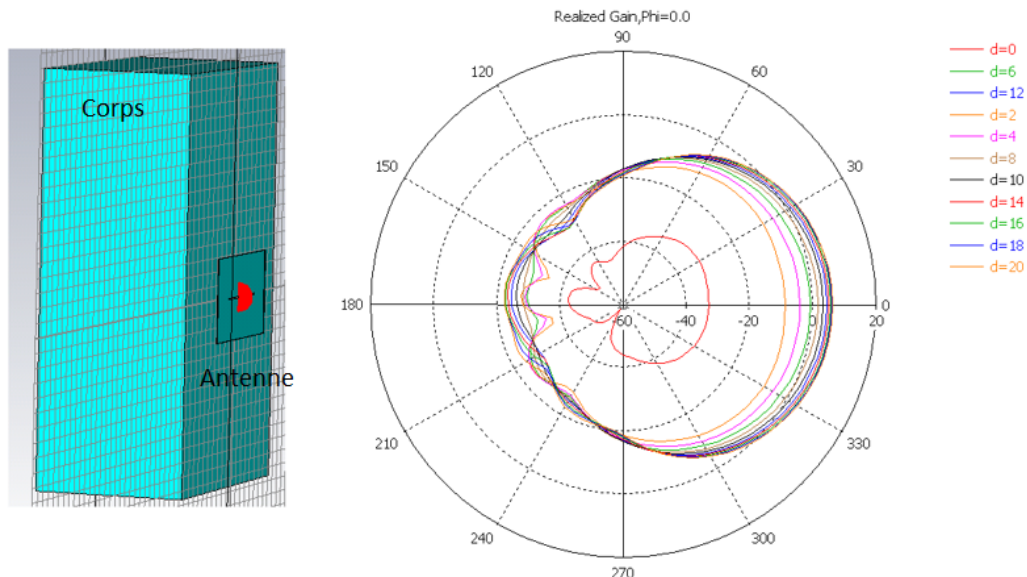


Figure 4-5 Gain réalisé de l'antenne en fonction de la distance entre l'antenne et le corps.

Afin de compléter cette étude, nous pouvons regarder l'impact de la valeur de la permittivité du modèle du corps sur la valeur du gain (Figure 4-7). Les distances entre l'antenne et le corps sont affichées en longueur d'onde à 2.5 GHz. A cette fréquence, 15 mm sont suffisants pour avoir un gain positif. Au-dessus de $\epsilon_r = 20$, le gain est quasi-constant, pour une permittivité constante, à part pour les distances antenne-corps très proches de 0λ ou 0.04λ . Ainsi, pour une distance constante, la permittivité du modèle du corps n'a pas beaucoup d'impact sur le gain si celle-ci est supérieure à 40.

Dans [Kell12], plusieurs gains d'antennes ont été mesurés et simulés en fonction de la distance entre le corps et l'antenne. Les antennes concernées sont par exemple une antenne

dipôle à 0.866 GHz et 2.44 GHz, un monopole à 2.44 GHz ou encore une boucle circulaire à 2.44 GHz (Figure 4-6). Quel que soit le type d'antenne, le gain devient positif pour une distance 0.1λ , ce qui confirme nos résultats de simulation.

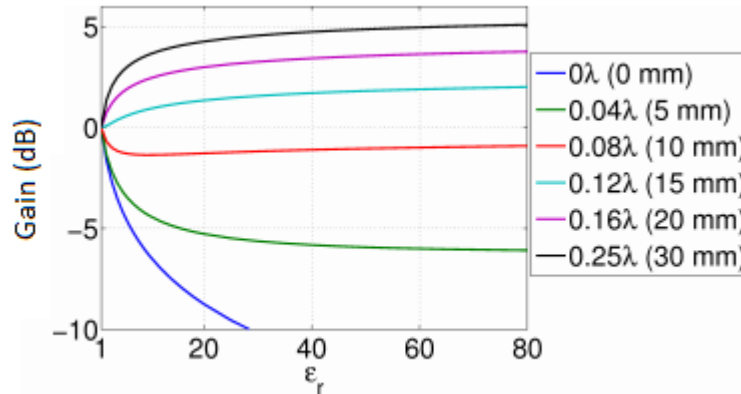


Figure 4-7 Gain réalisé en fonction de la permittivité du corps.

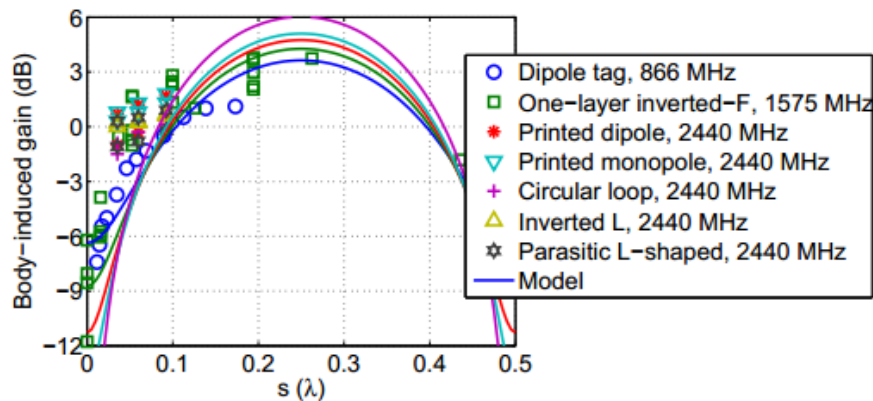


Figure 4-6 Gain simulé et mesuré de plusieurs antennes (de fréquence différente) en fonction de la distance, s , entre l'antenne et le corps. [Kell12]

2.2.2) Modification du coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion de l'antenne dipôle a été simulé en fonction de la distance entre l'antenne et le corps (Figure 4-8), nommée d . Si l'antenne est collée au corps, le coefficient de réflexion est égal à -3 dB et dès lors que d est supérieur à 5 mm, celui-ci reste toujours en dessous de -10 dB et le minimum oscille entre 2.4 et 2.5 GHz.

Une étude sur la variation du coefficient de réflexion a été menée dans [KeHK07] pour un dipôle et une antenne PIFA à 1.575 GHz. Les mesures ont été réalisées sur un sujet mâle (180 cm, 80 kg). Les coefficients de réflexion ont été mesurés pour différentes distances entre

l'antenne et le corps de 0 jusqu'à 24 mm (0.12λ) en rajoutant du papier à bulle entre l'antenne et le sujet. Pour avoir un maximum d'effet, l'antenne a été posée sur l'abdomen. La Figure 4-9 représente les coefficients de réflexion des deux antennes. L'antenne la plus sensible au corps est l'antenne dipôle. On observe le même comportement que celui du dipôle simulé. Par contre, l'antenne PIFA n'est plus perturbée par le corps pour une distance supérieure à 3 mm.

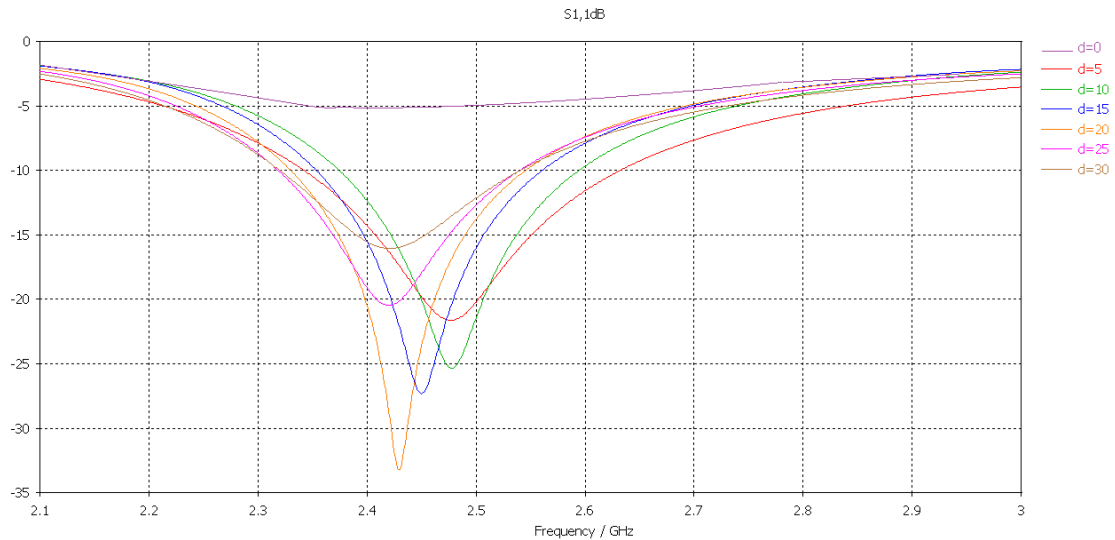


Figure 4-8 Coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence pour plusieurs distances d [0 ; 30] mm.

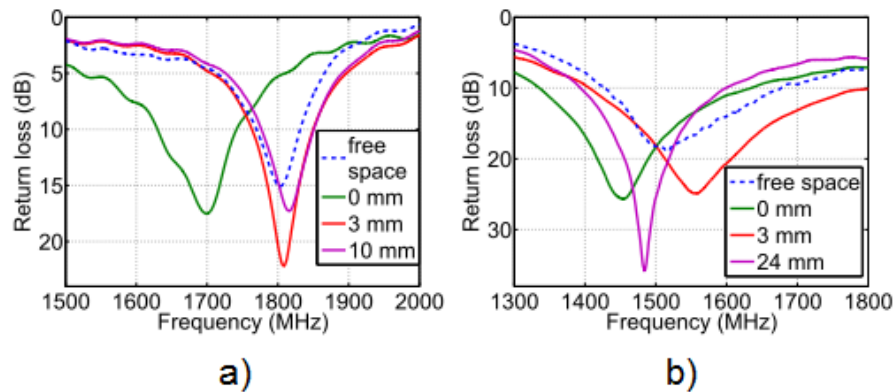


Figure 4-9 Coefficient de réflexion d'une a) antenne PIFA et b) antenne dipôle pour plusieurs distance corps-antenne. [KeHK07]

Cette différence peut s'expliquer si l'on trace les champs proches de l'antenne PIFA et dipôle à 1.575 GHz (Figure 4-10). Pour l'antenne PIFA, le champ électrique le plus élevé est confiné dans l'intervalle entre le bras du F et la masse et le champ décroît rapidement avec la distance. Le champ électrique du dipôle lui se déploie plus largement, ce qui explique l'influence plus importante du corps humain sur ce type antenne.

Que ce soit pour l'exemple à 1.575 GHz ou encore l'antenne dipôle simulée à 2.5 GHz, la distance requise pour obtenir un coefficient de réflexion similaire à celui en espace libre a été simulé et est de l'ordre 0.3λ . Il est à noter que cette valeur est considérablement plus élevée que celle mesurée pour des antennes qui ont dans leur géométrie un intervalle dans lequel le champ électrique est le plus fort (comme l'antenne PIFA présentée par exemple).

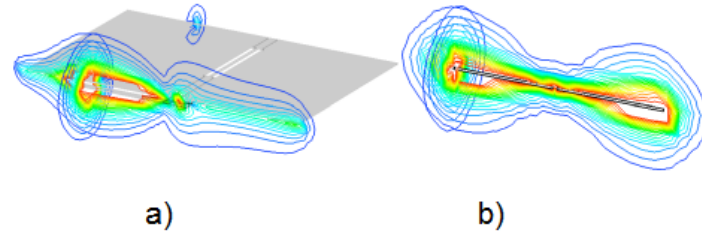


Figure 4-10 Champs électriques simulés de a) l'antenne PIFA et de b) l'antenne dipôle à 1.575 GHz.

2.2.3) Modification de l'impédance

L'impédance de l'antenne dipôle a été simulée en fonction de la distance entre le corps et l'antenne à 2.5 GHz (Figure 4-11). L'impédance de l'antenne étant égale à 73Ω en espace libre, nous pouvons remarquer de par les résultats que la présence du corps modifie la partie réelle et la partie imaginaire de l'antenne de façon assez drastique entre 0 et 0.16λ (20 mm).

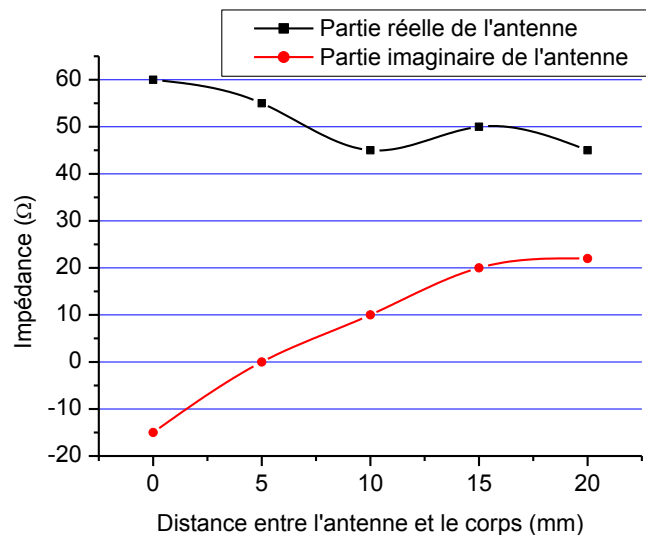


Figure 4-11 Impédance d'une antenne dipôle en fonction de la distance entre l'antenne et le corps.

La variation d'impédance est très différente en fonction du type d'antenne. En effet, l'impédance dépend de la distribution de champ proche de l'antenne donc de l'échange

énergétique entre l'antenne et le corps. Par exemple, dans [Po10], il a été estimé que dans la bande ISM (2.4 GHz), l'impédance de l'antenne dipôle conçue peut varier entre 30 et 120 Ω pour la partie réelle et entre 45 et 125 Ω pour la partie imaginaire pour une distance entre l'antenne et le corps variant de 0 à 0.2λ .

Un autre résultat intéressant sur la variation de l'impédance d'une antenne dipôle en présence du corps est présenté dans [KeCr09]. Le corps humain est également comparé dans ces simulations à une surface conductrice plane. Le corps humain est modélisé par un cylindre de diamètre 28 cm et de permittivité égale à $47-j*16$ à 2.45 GHz. En espace libre, l'impédance de l'antenne vaut $73 + j*42 \Omega$ (Figure 4-12). Si l'antenne est proche du cylindre, la partie réelle et la partie imaginaire sont plus faible qu'en espace libre. La partie réelle dépasse sa valeur en espace libre pour 0.07λ et la partie imaginaire pour 0.2λ .

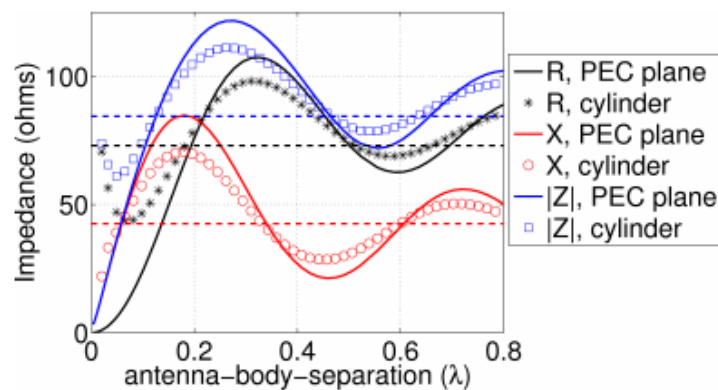


Figure 4-12 Impédance de l'antenne dipôle en fonction de la distance entre l'antenne et le corps.[KeCr09]

La partie réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne de la Figure 4-12 peuvent être approximées par les valeurs d'impédance de l'antenne lorsque celle-ci est proche d'un conducteur parfait (R, PEC plane, X, PEC plane sur la Figure 4-12). La Figure 4-13 montre l'erreur résultante de cette approximation. Lorsque la distance antenne-corps dépasse 0.2λ , l'erreur est en-dessous de 10% (soit de l'ordre de 10 Ω). Dans une certaine mesure, il serait donc possible d'étudier l'impédance de l'antenne avec un conducteur plan plutôt qu'avec un modèle de corps humain, ce qui permettrait de simplifier la mise en place des simulations et de raccourcir le temps de calcul. La théorie des images peut être utilisée pour expliquer le comportement de l'impédance du dipôle. Si un dipôle s'approche d'un conducteur plan, les courants de surface et les charges du plan vont augmenter et seront comme une image miroir du dipôle. Lorsque la distance entre les deux est bien plus petite que la longueur d'onde, la force du champ électrique proche de l'antenne diminue et celle du champ magnétique augmente, et donc l'impédance diminue. Ce phénomène peut également être modélisé par une capacité entre l'antenne et la masse. Lorsque le plan conducteur est remplacé par un modèle de corps humain, les courants dans l'image sont plus faibles, ce qui induit une impédance plus faible. Dans la Figure 4-12, on voit que la courbe représentant l'impédance du dipôle proche du corps apparaît plus amortie comparée à celle du dipôle proche du plan conducteur.

Finalement, l'impédance de l'antenne est modifiée à cause des forts champs présents en champ proche de l'antenne (à une distance de $0.62\sqrt{(d^3/\lambda)}$ ou $\lambda/2\pi$ pour de petites antennes). Les antennes dont le champ proche est confiné par un écart entre l'élément et le plan de masse (type PIFA ou antennes fentes) seront plus immunisées que les antennes type dipôles qui ont leur champ proche actif assez loin de l'antenne.

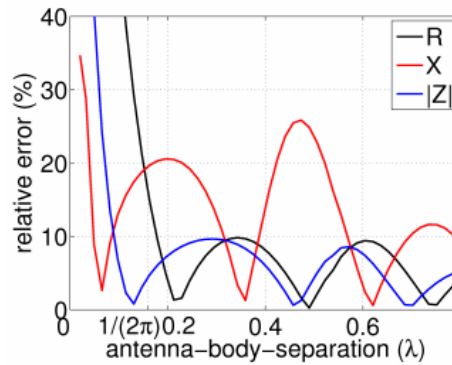


Figure 4-13 Erreur relative de comportement pour l'impédance de l'antenne entre un conducteur parfait et le modèle d'un corps humain. [KeCr09]

2.2.4) Efficacité de l'antenne

Un autre paramètre que nous n'avons pas encore évoqué est l'efficacité de l'antenne. Celle-ci est bien souvent grandement diminuée à cause de l'absorption lorsque l'antenne est proche du corps humain. La variation de l'efficacité en fonction de la distance corps-antenne peut être adressée en définissant tout d'abord l'efficacité « body-worn » comme dans [KeHK07]. Il s'agit du rapport entre l'efficacité lorsque l'antenne est proche du corps et celle déterminée lorsque l'antenne est en espace libre. La Figure 4-14 représente les efficacités mesurées dans plusieurs publications en fonction de la distance corps-antenne. De cette figure, il est possible de conclure que si l'antenne est positionnée à $\lambda/2\pi$ du corps, alors l'efficacité « body-worn » est estimée entre 60 et 80%. En deçà de cette distance, l'efficacité décroît rapidement.

2.2.5) Résumé de la présence du corps sur les performances de l'antenne

Pour résumer, l'effet du corps sur les performances de l'antenne peut être séparé en deux parties. Lorsque la distance est très proche, c.à.d. inférieure à 0.1λ , l'absorption du corps domine et la réduction de l'efficacité est l'effet majeur. Lorsque la distance augmente, le corps peut être vu comme un plan réflecteur qui bloque le rayonnement arrière et augmente celui de devant. Le gain direct peut être augmenté avec la réflexion du corps et le rayonnement arrière pratiquement bloqué lorsque l'antenne se situe entre 0.15λ et 0.35λ .

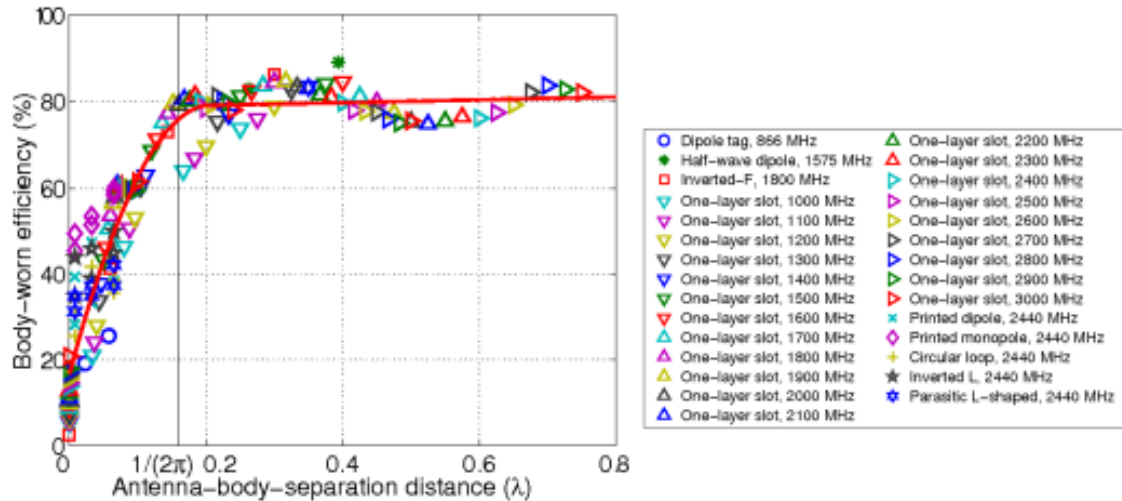


Figure 4-14 Efficacité en fonction de la distance antenne-corps pour plusieurs antennes prises dans la littérature. [KeHK07]

Il est possible de modéliser le corps humain par un plan réflecteur sous certaines conditions: le corps doit être suffisant large comparé à l'antenne et à la longueur d'onde et la distance corps-antenne doit être également suffisamment grande, de l'ordre de 0.1λ .

D'après les mesures sur l'efficacité « body-worn », une distance corps-antenne de $\lambda/2\pi$ correspond à une efficacité de 60 à 80%. En dessous de cette limite, cette efficacité diminue drastiquement.

3) Modification du réseau d'adaptation d'impédance pour atténuer les effets du corps humain sur l'antenne

3.1) Optimisation du réseau d'adaptation d'impédance

Plaçons maintenant un récupérateur d'énergie RF proche d'un corps humain. La variation de l'impédance de l'antenne de réception en fonction de sa distance par rapport au corps crée une forte désadaptation entre l'antenne et le redresseur et réduit donc le transfert de puissance entre l'antenne et la charge.

Pour remédier à ce problème, un réseau d'adaptation accordable (ou RAA) placé entre l'antenne et le redresseur peut être envisagé. Ces systèmes existent déjà et une architecture possible est illustrée Figure 4-15 [ITHO04]. Ce type de circuit détecte en continu la puissance RF incidente au niveau de l'antenne du récepteur. Ensuite, les valeurs du réseau d'adaptation d'impédances sont ajustées grâce à une boucle de rétroaction. [ITHO04], [RaMB09] propose des solutions pour compenser l'effet du doigt dans les communications mobiles. Il est à noter que tous ces systèmes sont actifs et ont donc besoin d'une source d'alimentation extérieure pour fonctionner. Sur ce même principe, un système a été développé dans [MaGi11] pour améliorer le transfert de puissance dans les étiquettes RFID. Mais le système a également

besoin d'une source d'énergie extérieure telle que des cellules solaires pour faire fonctionner la boucle d'adaptation.

Ainsi, le maintien de l'efficacité du récupérateur d'énergie RF avec la variation de l'impédance de l'antenne de réception implique l'utilisation de systèmes qui exigent une source d'énergie supplémentaire. Le principal problème est que cette énergie nécessaire est la plupart du temps plus élevée que celle récupérée avec le récupérateur d'énergie RF. Par conséquent, en raison de leur besoin en puissance, ces systèmes ne sont généralement pas utilisés dans le cadre de la récupération d'énergie RF.

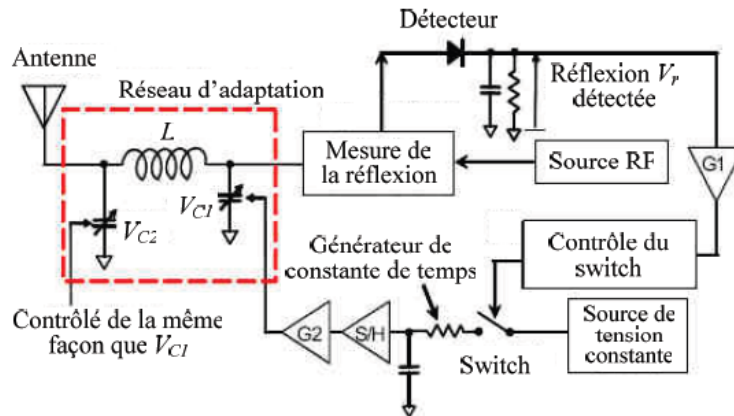


Figure 4-15 Schéma d'un système d'auto-adaptation d'impédances (R.A.A.) [ITHO04].

3.1.1) Variation de l'impédance de l'antenne : impact sur la tension de sortie de la rectenna

Afin d'observer l'impact de la variation d'impédance de l'antenne sur la tension de sortie de la rectenna, un récupérateur d'énergie RF a été simulé sous ADS et son architecture est illustrée Figure 4-16. L'antenne de réception est modélisée par un générateur de puissance RF avec une fréquence incidente, f , et une impédance interne, Z_a , avec $Z_a = R_a + j \cdot X_a$. La fréquence sélectionnée, f , est égale à 950 MHz, $R_a = 50 \Omega$ et $X_a = 0 \Omega$. La diode Schottky est la diode Metelics MSS20-141.

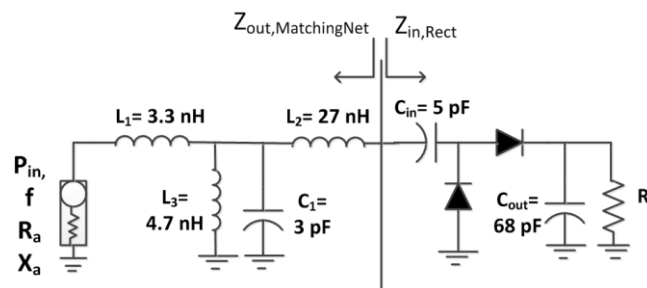


Figure 4-16 Schéma de la rectenna simulée sous ADS.

Le réseau d'adaptation d'impédances est celui étudié dans le chapitre 3. Le redresseur doubleur a été choisi. Le filtre dc est un simple condensateur 68 pF. La charge a été fixée à 11 k Ω . La tension de sortie dc a été tracée en fonction de la fréquence (Figure 4-17). Pour une puissance incidente, P_{in} , égale à -10 dBm à 950 MHz, l'efficacité de conversion de RF-dc est calculée et est égale à 48.5%.

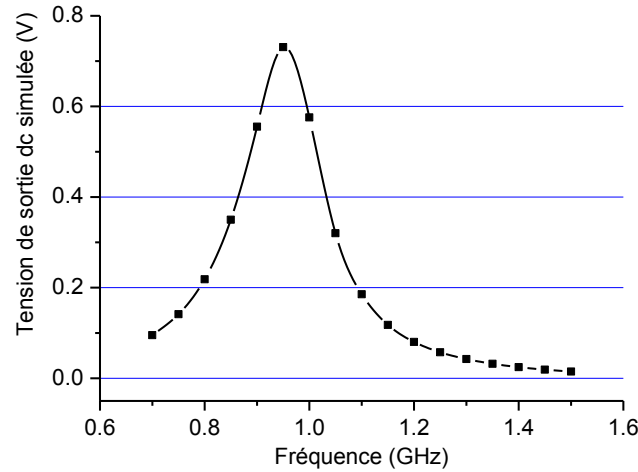


Figure 4-17 Tension de sortie dc simulée en fonction de la fréquence.

Comme expliqué dans la section précédente, l'antenne a une impédance composée d'une partie réelle et imaginaire:

$$Z_a = R_a + jX_a. \quad (4-1)$$

La Figure 4-18 illustre la tension de sortie dc en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs de X_a . La tension de sortie dc diminue dès lors que la valeur de X_a augmente.

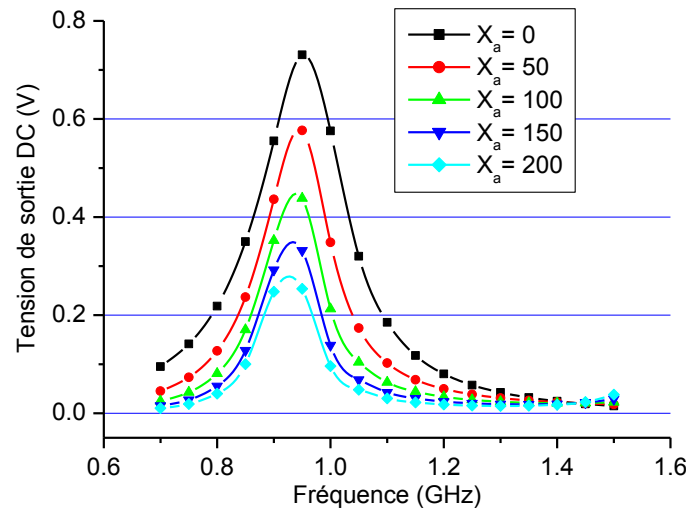


Figure 4-18 Tension de sortie dc en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs de X_a [0;200] Ω .

L'efficacité de conversion RF-dc a été simulée en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs de R_a . D'après la Figure 4-19, on peut remarquer que l'efficacité varie peu. Pour comprendre ce phénomène, l'impédance de sortie du réseau d'adaptation est noté $Z_{out, MatchingNet}$ et l'impédance d'entrée du redresseur est noté $Z_{in, Rect}$. Nous avons tracé la partie réelle de $Z_{out, MatchingNet}$ et $Z_{in, Rect}$ en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs de R_a données comprises entre 30 et 120 Ω (Figure 4-20). A 0.95 GHz, l'impédance $Z_{out, MatchingNet}$ ne varie presque pas en fonction de R_a et correspond à $Z_{in, Rect}$. De même, si on étudie la partie imaginaire de $Z_{out, MatchingNet}$ en fonction de R_a , celle-ci ne varie pas. Le réseau d'adaptation conçu permet de compenser les variations de R_a qui ne sont pas vues en sortie de ce réseau.

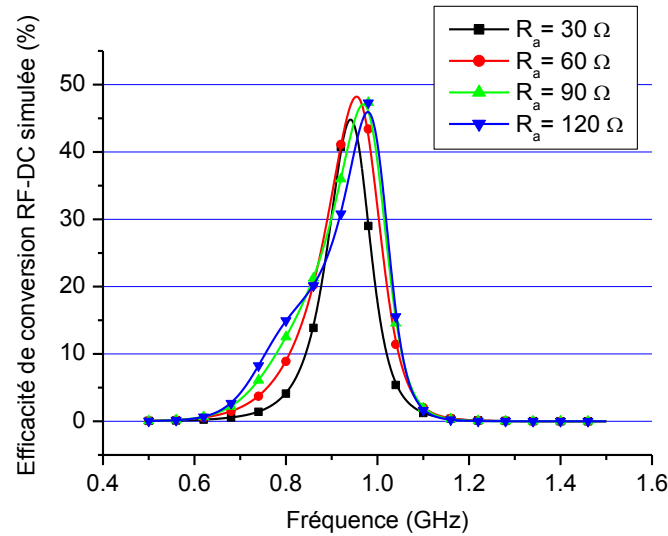


Figure 4-19 Efficacité de conversion RF-DC de la rectenna en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs de R_a [30;120] Ω .

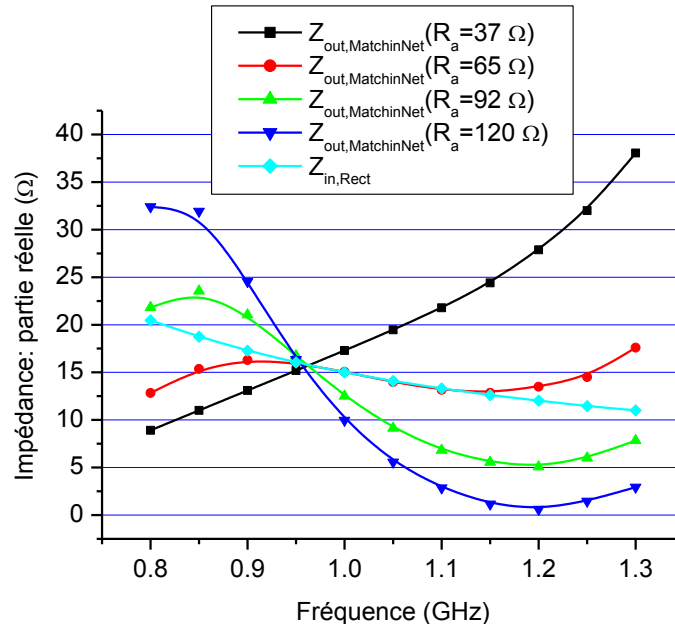


Figure 4-20 Partie réelle de $Z_{out, MatchingNet}$ et $Z_{in, Rect}$ en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs de R_a [30;120] Ω .

Par conséquent, nous concentrons la suite de l'analyse uniquement sur l'impact des variations de X_a . Les Figure 4-21 et Figure 4-22 illustrent la partie réelle et imaginaire de $Z_{out, MatchingNet}$ et $Z_{in, Rect}$ en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs de X_a . Le maximum de puissance est transférée à la charge si $Z_{out, MatchingNet}$ est le complexe conjugué de $Z_{in, Rect}$. La variation de X_a n'a pas un impact important sur la partie imaginaire de $Z_{out, MatchingNet}$ comme illustré sur la Figure 4-22.

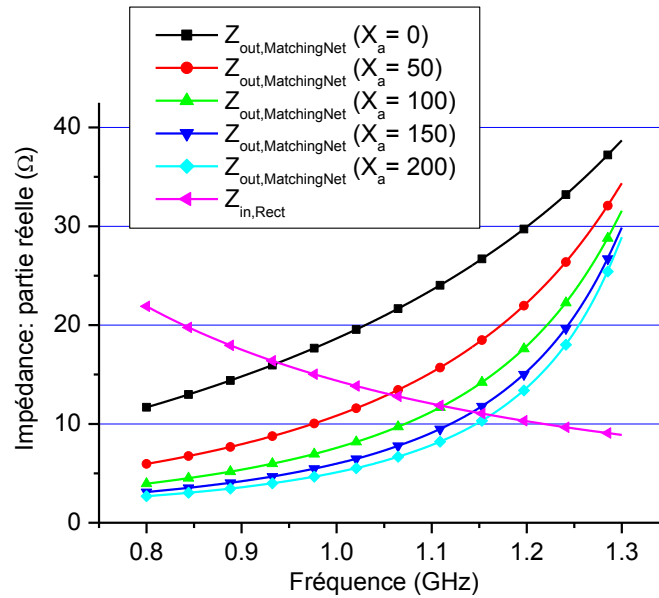


Figure 4-21 Partie réelle des impédances $Z_{out, MatchingNet}$ et $Z_{in, Rect}$ en fonction de la fréquence pour $P_{in} = -10$ dBm, $R_L = 11$ k Ω , $R_a = 50$ Ω et pour $X_a = [0; 200]$.

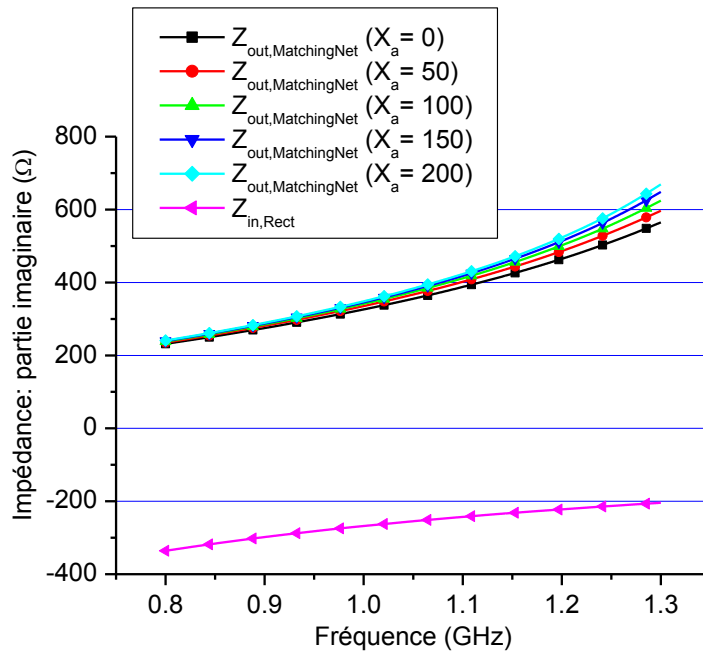


Figure 4-22 Partie imaginaire des impédances $Z_{out, MatchingNet}$ et $Z_{in, Rect}$ en fonction de la fréquence pour $P_{in} = -10$ dBm, $R_L = 11$ k Ω , $R_a = 50$ Ω et pour $X_a = [0; 200]$.

Mais comme représenté sur la Figure 4-21, la concordance entre la partie réelle de $Z_{out, MatchingNet}$ et $Z_{in, Rect}$ n'est pas toujours à 950 MHz et dépend des valeurs de X_a . Ceci explique la diminution de la tension de sortie dc de la rectenna dès que X_a est différent de 0.

Ainsi, la variation de la partie imaginaire de l'antenne, X_a , fait changer la partie réelle de $Z_{out, MatchingNet}$ et donc la tension de sortie et l'efficacité de la rectenna. Dans la suite de cette section, nous allons expliquer comment le réseau d'adaptation d'impédances peut être amélioré afin de ne pas être influencé par les variations X_a . Cette solution nous apparaît effectivement être très intéressante car elle permettrait de compenser les variations de l'antenne à l'approche du corps.

3.1.2) Amélioration du réseau d'adaptation d'impédances

3.1.2.1) Analyse théorique

L'objectif des systèmes d'auto-adaptation est de maintenir l'impédance du redresseur égale à l'impédance conjuguée de l'antenne, quelle que soient les fluctuations de R_a et de X_a . Etant donné que la variation de R_a a peu d'influence sur les performances de la rectenna, seul l'impact de la variation X_a est étudié. Le schéma équivalent de la rectenna étudiée est illustré Figure 4-23. Le redresseur est modélisé par une résistance, R_{red} , en parallèle avec un condensateur, C_{red} [ViIa04]. Un condensateur C_2 est placé entre l'antenne et le réseau d'adaptation. L'analyse théorique suivante explique le rôle de compensation de ce condensateur.

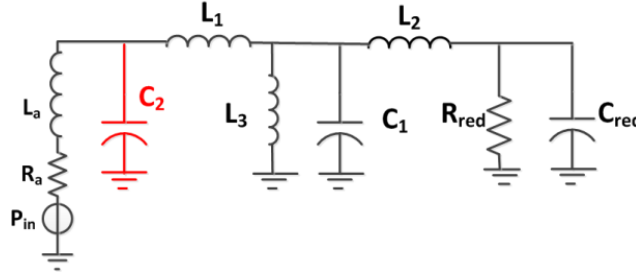


Figure 4-23 Schéma équivalent de la rectenna étudiée.

Afin de faire correspondre les impédances de l'antenne et du redresseur les conditions doivent être respectées:

$$R_e(Z_{out, MatchingNet}) = R_e(Z_{in, Rect}), \quad (4-2)$$

$$I_m(Z_{out, MatchingNet}) = I_m^*(Z_{in, Rect}). \quad (4-3)$$

L'impédance de l'antenne peut également être représentée par:

$$Z_a = R_a + j\omega L_a, \quad (4-4)$$

$Z_{out, MatchingNet}$ et $Z_{in, Rect}$ sont calculés analytiquement. Après simplification par rapport au fait que la fréquence angulaire, ω , est fixe, les deux équations suivantes sont obtenues à partir de (4-2) et (4-3) respectivement:

$$\frac{R_a}{(L_a^2 C_2^2 + 2L_a^2 C_1^2)\omega^4} = \frac{R_{red}}{1 + (R_{red} C_{red}\omega)^2}, \quad (4-5)$$

$$\frac{L_a}{(C_1 + C_2)\omega} + \omega L_2 = \frac{R_{red}^2 C_{red}\omega}{1 + (R_{red} C_{red}\omega)^2}. \quad (4-6)$$

Il est ensuite possible d'extraire L_a :

$$L_a = \frac{C_{red} \sqrt{R_a R_{red}} \omega^3}{C_1 + C_2}. \quad (4-7)$$

Pour minimiser l'influence de L_a , il est possible d'augmenter la valeur de C_2 ou diminuer la valeur de C_{red} . Comme l'impédance d'entrée du redresseur, C_{red} , ne peut être modifiée manuellement, un condensateur C_3 est ajouté en série entre la sortie du réseau d'adaptation et l'entrée de redresseur. En choisissant correctement les valeurs de C_2 et C_3 la variation de L_a peut être compensée comme indiqué dans le paragraphe suivant.

3.1.2.2) Conception de la rectenna avec l'amélioration du réseau d'adaptation d'impédances

A partir de l'analyse théorique détaillée ci-dessus, la rectenna avec le réseau d'adaptation modifié, nommée *circuit_{withcomp}*, a été conçue. *Circuit_{withoutcomp}* est la rectenna initiale conçue sans la modification du réseau d'adaptation. Les valeurs des composants du circuit sont résumées dans le Tableau 4-2. *Circuit_{withcomp}* a été conçu pour fonctionner à 950 MHz sur une charge de 11 k Ω et pour couvrir les variations de X_a entre 0 et 150 Ω .

Tableau 4-2 Valeurs des composants pour la rectenna *Circuit_{withcomp}* conçue.

Liste des composants					
$L1$	$L2$	$L3$	$C1$	$C2$	$C3$
3.3 nH	4.7 nH	27 nH	3 pF	0.3 pF	47 pF

La Figure 4-24 illustre la tension de sortie dc en fonction de R_a et X_a pour le circuit avec et sans compensation. On remarque que, comme attendu, la tension de sortie dc est quasi-constante malgré les variations de R_a . L'efficacité de conversion de RF-dc a été simulée en fonction de la partie imaginaire de l'impédance de l'antenne (Figure 4-25). La puissance incidente est fixée à -10 dBm et la fréquence incidente à 950 MHz. L'efficacité du *circuit_{withcomp}* diminue de 46% à 30% pour X_a variant entre 0 et 150 Ω . La perte d'efficacité est

inférieure à celle de $Circuit_{,withoutcomp}$ qui elle diminue de 50% à 4%. Pour $X_a = 150 \Omega$, l'efficacité de $circuit_{,withcomp}$ est 26% plus élevée que celle de $Circuit_{,withoutcomp}$.

Dans [ITHO04], [MaGi11], [RaMB09], les systèmes décrits permettent d'atteindre une parfaite adaptation, il y a peu de pertes pour les valeurs élevées de X_a . D'un autre côté, une architecture complexe avec une boucle de contre-réaction et une batterie externe sont nécessaires.

D'après les résultats obtenus, le réseau d'adaptation proposé est suffisant pour garantir une adaptation d'impédance correcte malgré des variations de X_a .

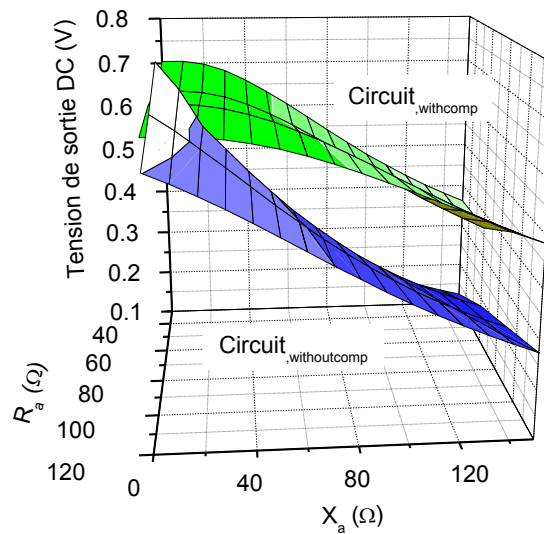


Figure 4-24 Tension de sortie DC simulée en fonction de R_a et X_a pour $F_{req} = 950$ MHz, $R_L = 11 \text{ k}\Omega$.

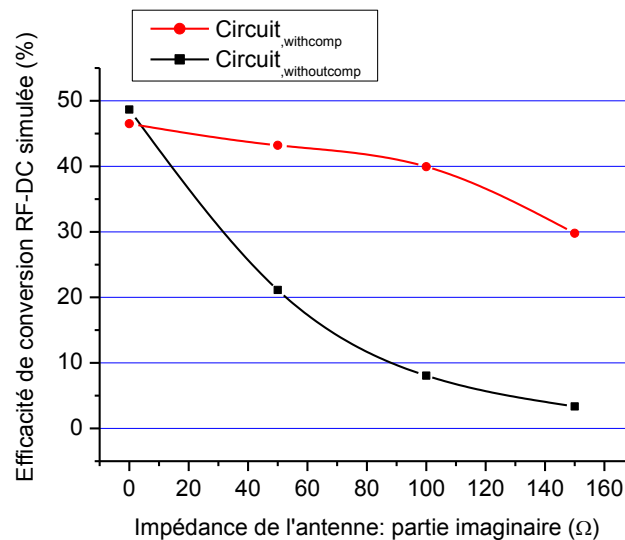


Figure 4-25 Efficacité de conversion de la rectenna simulée en fonction de la partie imaginaire de l'impédance de l'antenne pour $F_{req} = 950$ MHz, $R_L = 11 \text{ k}\Omega$.

3.1.2.3) Résultats de mesures avec le réseau d'adaptation modifié

Le prototype a été fabriqué sur un substrat Rogers R04003 ($\epsilon_r = 3.3$ et $508 \mu\text{m}$ d'épaisseur), avec des composants 0402 SMD (montage en surface) et est illustré Figure 4-26. Le banc de test est le suivant: l'antenne de réception est modélisée par un générateur de puissance HF réglée à 950 MHz avec une puissance incidente de -10 dBm. Afin de créer une désadaptation entre l'antenne et le prototype, un tuner double stub est inséré entre le générateur de puissance et le circuit RF. Ce tuner permet de changer la valeur d'impédance vue à sa sortie. Il est à noter qu'avec ce tuner, il est impossible de modifier séparément la partie réelle ou imaginaire, mais dans les deux en même temps. Le tuner choisi est le DS109 de Weinschel Engineering (Figure 4-27). Enfin, une charge de $11 \text{ k}\Omega$ est reliée à la sortie du circuit.

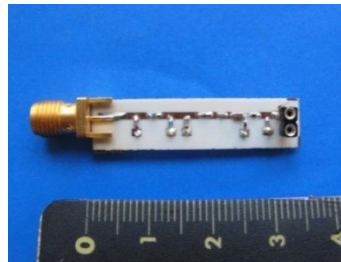


Figure 4-26 Photo du récupérateur d'énergie RF conçu avec les capacités de compensation.

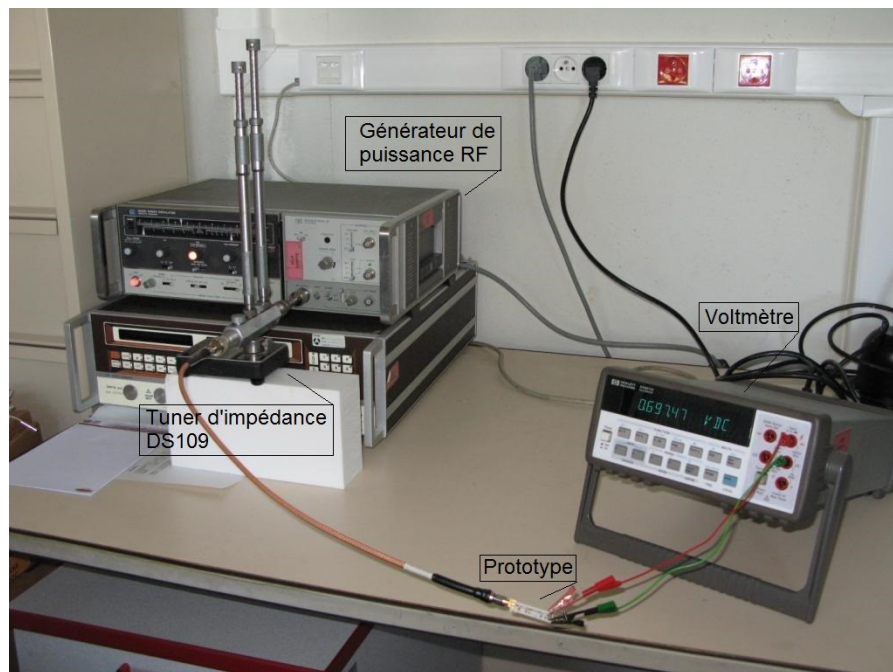


Figure 4-27 Banc de test: générateur de puissance RF, tuner d'impédance, voltmètre et le prototype à tester.

La Figure 4-28 illustre la tension de sortie dc mesurée, pour *circuit_{withcomp}* et *circuit_{withoutcomp}* en fonction de la valeur de l'impédance de sortie du tuner. Les résultats de mesure sont en corrélation avec ceux des simulations. Ces résultats montrent que la tension de sortie

dc du prototype final est relativement peu sensible à la variation d'impédance de l'antenne contrairement à celle du *circuit*, *withoutcomp*.

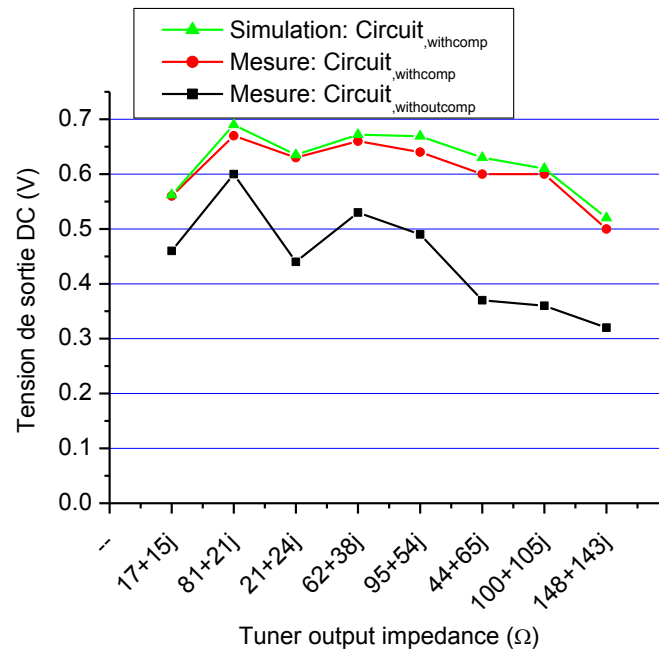


Figure 4-28 Tension de sortie DC mesurée en fonction de l'impédance de sortie du tuner pour $P_{in} = -10$ dBm pour le circuit avec et sans compensation.

3.1.2.4) Mesures de la rectenna sur le corps

Une antenne dipôle adaptée à 950 MHz a été conçue sur un substrat FR4. Sa bande passante est de 0.85 à 1 GHz et son gain est égal 2.5 dBi. Cette antenne est connectée soit à *circuit*, *withcomp* ou *circuit*, *withoutcomp*. Un générateur de puissance RF avec une fréquence fixée à 950 MHz et une puissance incidente de 0 dBm est connecté à une antenne adaptée à 950 MHz. Le générateur et l'antenne forment donc la source d'émission RF. La source RF et la rectenna sont séparés de 50 cm. Quant à la rectenna, celle-ci collée contre le corps. La tension DC lue en sortie de la rectenna (charge 11 kΩ) avec *circuit*, *withoutcomp* est de 0.01 V (Figure 4-29). La tension lue avec *circuit*, *withcomp* est de 0.1 V (Figure 4-30).



Figure 4-29 Photo du banc de test avec le circuit sans compensation.

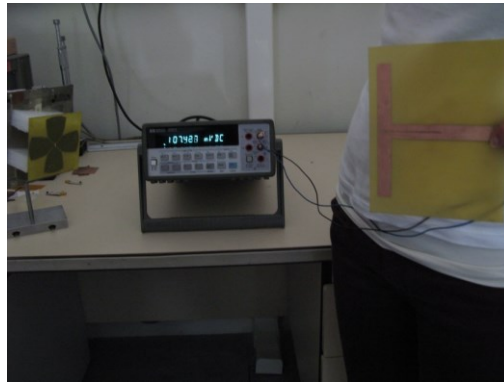


Figure 4-30 Photo du banc de test avec le circuit avec compensation.

Les performances avec *circuit_{withcomp}* sont donc bien meilleures mais pas optimales. En effet, la tension attendue en simulation était de l'ordre de 0.7 V et seulement 0.1 V a été relevé. Dans ces simulations, nous n'avons pas pris en compte le fait qu'en plus de changer l'impédance de l'antenne dipôle, le corps absorbe la puissance rayonnée et le gain de l'antenne est affaibli. La puissance en entrée du *circuit_{withcomp}* est bien moins élevée qu'attendue ce qui explique cette tension de 0.1 V au lieu de 0.7 V. Par conséquent, cette faible valeur n'est pas liée à la désadaptation mais à la faible puissance d'entrée.

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons étudié l'impact de la présence du corps sur les performances de l'antenne. Nous avons remarqué qu'un espacement de quelques dizaines de mm à 2.45 GHz entre l'antenne et le corps pouvaient suffire pour retrouver les caractéristiques de l'antenne en espace libre. Dans la suite de ce chapitre, nous allons réaliser un récupérateur d'énergie porté par la personne et étudier les performances de celui-ci lorsque qu'il est placé à quelques millimètres du corps humain.

3.2) Réalisation d'un récupérateur d'énergie RF porté par la personne

3.2.1) Réalisation d'antenne dipôle sur coton

L'antenne dipôle a été simulée sous HFSS et conçu sur un substrat textile (coton: $\epsilon_r=2.1$, $T_{and}=0.055$). Le dipôle est adapté pour fonctionner à 2.45 GHz. Son design est

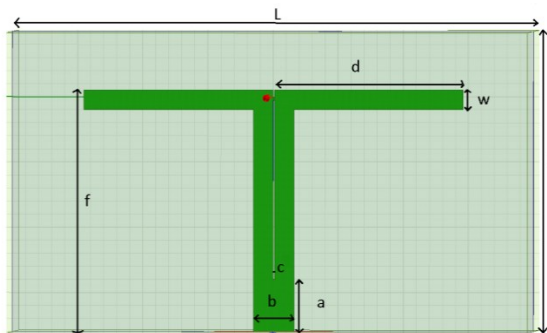


Figure 4-31 Face avant du dipôle.

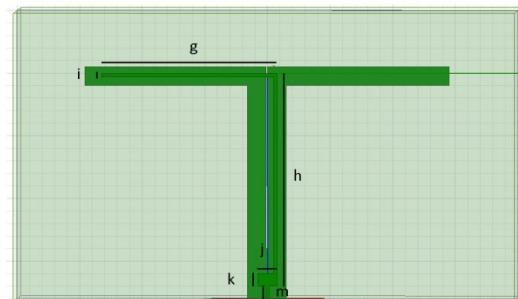


Figure 4-32 Face arrière du dipôle.

illustré Figure 4-31 et Figure 4-32 et sa réalisation Figure 4-33 et Figure 4-34. Ses dimensions sont résumées dans le Tableau 4-3.

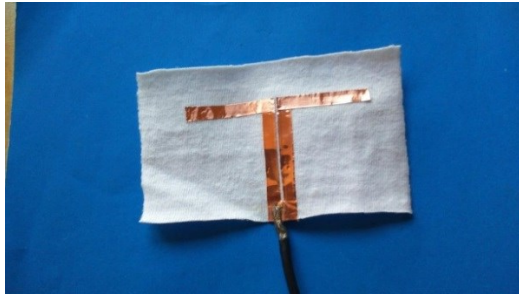


Figure 4-33 Face avant du dipôle réalisé sur coton.

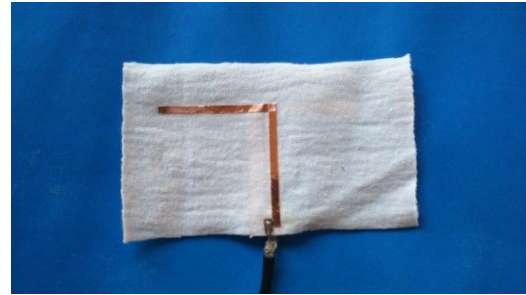


Figure 4-34 Face arrière du dipôle réalisé sur coton.

Tableau 4-3 Dimensions de l'antenne dipôle conçue sur substrat textile.

Nom	L	l	a	b	c	d	f	w
Taille (mm)	80	48	5	9	1	27	38	4
Nom	g	h	i	j	k	m		
Taille (mm)	32	36	2	4	2	2		

Le coefficient de réflexion a été simulé et mesuré. La Figure 4-35 confirme la corrélation entre les mesures et simulations. Le gain a été également simulé et est de 1.5 dBi, correspondant aux valeurs standards attendues (voir section 2.2).

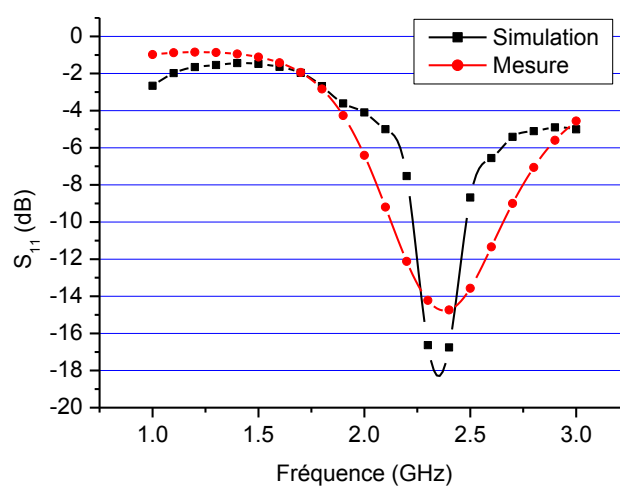


Figure 4-35 Coefficient de réflexion de l'antenne dipôle simulée et mesurée.

3.2.2) Réalisation du récupérateur complet

L'antenne a été ensuite placée à 10 mm (0.1λ) du corps. Des blocs de mousse aux coins de l'antenne ont permis de maintenir cette distance. En parallèle, un récupérateur d'énergie RF a été conçu pour être adapté à 2.45 GHz. L'architecture choisie est celle proposée dans la section 3.2.2.

Nous nous sommes placés à 50 cm d'une antenne d'émission reliée à un générateur de puissance RF fixé à 10 dBm. L'antenne d'émission a un gain de 6 dBi. D'après la formule de Friis, la puissance estimée en entrée du récupérateur d'énergie est de -16.6 dBm. Dans ces conditions, comme l'illustrent les Figure 4-36 et Figure 4-37, la tension de sortie du récupérateur d'énergie vaut 1.1 V et est alors capable d'alimenter une calculatrice.



Figure 4-36 Banc de test: rectenna sur le corps pour l'alimentation d'une calculatrice.

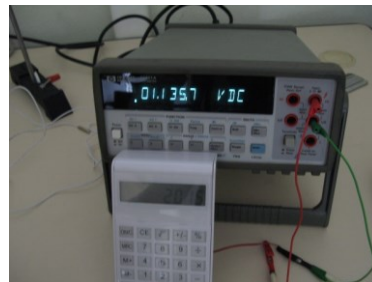


Figure 4-37 Zoom sur le voltmètre et calculatrice.

Ces résultats nous permettent de montrer la capacité d'un récupérateur d'énergie RF d'alimenter de petits capteurs proche du corps humain. Nous avons montré qu'il était nécessaire d'espacer d'une dizaine de millimètres l'antenne de réception du corps à 2.45 GHz. Dans la suite de ce chapitre, nous allons essayer de diminuer cet espace en étudiant une autre technique de masquage du corps, en insérant une surface à haute impédance entre le corps et l'antenne.

4) Autre technique de masquage du corps : insertion d'une surface à haute impédance

4.1) Conception d'une Surface Haute impédance

La solution d'espacer l'antenne du corps peut s'avérer contraignant d'autant plus si les fréquences d'utilisation sont basses. Une autre idée que nous allons développer dans cette section est d'utiliser des matériaux constitués de motifs périodiques métalliques. Ces structures sont des Surfaces Haute Impédances (HIS : High Impedance Surface en anglais).

Le principe des matériaux magnétiques artificiels est déjà bien détaillé dans la littérature [SZBA99]. Cependant il existe plusieurs définitions pour décrire ce type de matériau et nous nous concentrerons sur la définition suivante: la combinaison de plusieurs matériaux, comme par exemple l'ajout de parties métalliques sur un diélectrique, réalise un nouveau matériau composite artificiel. Les dimensions et l'espacement des différentes parties métalliques sont électriquement très petits vis-à-vis de la longueur d'onde de l'onde électromagnétique. De ce fait lorsque ce composite est éclairé par une onde électromagnétique dont la longueur d'onde est plus grande que les dimensions et l'espacement de ces inclusions, celles-ci apparaissent alors invisibles à l'onde propagatrice. La variation des dimensions et/ou de l'écart entre chacune de ces parties métalliques permet de modifier la composition macroscopique de la structure, modifiant ainsi les propriétés électromagnétiques du matériau en fonction de la fréquence. Ces structures artificielles sont, dès lors, souvent associées au nom de métamatériau.

Un des intérêts de ces métamatériaux est de pouvoir reproduire le caractère conducteur magnétique parfait et de remplacer le conducteur électrique parfait utilisé comme plan réflecteur d'antenne. L'utilisation d'un conducteur électrique parfait comme plan de masse est souvent employée dans la conception d'antennes. Situé sous l'élément rayonnant, ce plan réflecteur permet de rediriger le rayonnement arrière dans la direction normale au plan de l'antenne permettant d'améliorer le gain et d'isoler les dispositifs électroniques environnant. Cependant pour des applications de faible encombrement, l'antenne est parallèle et plaquée au plan de masse, ce qui entraîne une désadaptation de celle-ci et une détérioration du rayonnement. Ceci est dû au fait que la distribution de courant de l'antenne est annulée par le courant image issu du plan réflecteur: le courant original est parallèle et en opposition de phase ($\varphi = \pi$) avec le courant image. Il est donc nécessaire d'éloigner l'antenne du plan métallique afin d'avoir les ondes en phase. Pour engendrer un déphasage $\varphi = \pi/2$, il est nécessaire d'espacer l'antenne de son plan réflecteur d'une hauteur $h = \lambda/4$ (λ étant la longueur d'onde dans le milieu) à la fréquence de résonance. L'onde se propageant à l'arrière de l'antenne sera déphasée de $\pi/2$, puis de π par le plan réflecteur et de nouveau $\pi/2$. La somme de toutes ces contributions permet d'obtenir un déphasage de 2π de l'onde et d'être en phase, et dès lors de s'ajouter constructivement, avec l'onde se propageant dans la direction normale à l'antenne.

Dans le cas du conducteur magnétique parfait, le champ magnétique tangentiel total est nul: le courant d'origine et le courant image issu du réflecteur magnétique sont parallèles et en phase ($\varphi = 0$), permettant ainsi d'obtenir des interférences constructives sans nécessiter d'espace entre l'antenne et ce plan de masse particulier. D'un point de vue impédance, le conducteur électrique parfait apparaît comme un court-circuit soit une impédance nulle du point de vue de l'onde plane incidente, tandis que le conducteur magnétique parfait va se comporter comme un circuit-ouvert, c'est à dire comme une impédance infinie.

La réalisation d'un conducteur magnétique parfait est possible grâce à des motifs conducteurs imprimés sur le plan de masse. Les tailles de ces motifs étant très petites devant la longueur d'onde de fonctionnement, peuvent être représentées à l'aide d'éléments localisés, c.à.d une capacité C et inductance L . Chaque élément périodique agit comme une connexion parallèle LC pouvant modifier la fréquence de résonance du conducteur magnétique. Aux fréquences inférieures à la fréquence de résonance du circuit LC, la capacité est déchargée, l'impédance de l'élément périodique est un court-circuit modélisant dès lors le comportement d'un plan conducteur électrique. A la fréquence de résonance du circuit équivalent à $F_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$, l'impédance du circuit est alors vue comme un circuit ouvert: la structure se comporte comme un matériau magnétique.

La Figure 4-38 représente la phase du coefficient de réflexion d'un conducteur magnétique parfait, encore appelé CMA (Conducteur Magnétique Artificiel) en fonction de la fréquence lorsque celui-ci est éclairé par une onde plane en incidence normale. Pour les fréquences inférieures à la fréquence de résonance, le matériau se comporte comme un conducteur électrique parfait avec une phase égale à π . Puis au fur et à mesure que la fréquence augmente, la phase du coefficient de réflexion du matériau diminue selon une certaine pente jusqu'à tendre vers 0° à F_0 . Les ondes incidentes sont réfléchies en phase par le matériau artificiel. Au-delà de F_0 , le réflecteur se comporte à nouveau comme un conducteur électrique parfait avec une phase égale à $-\pi$.

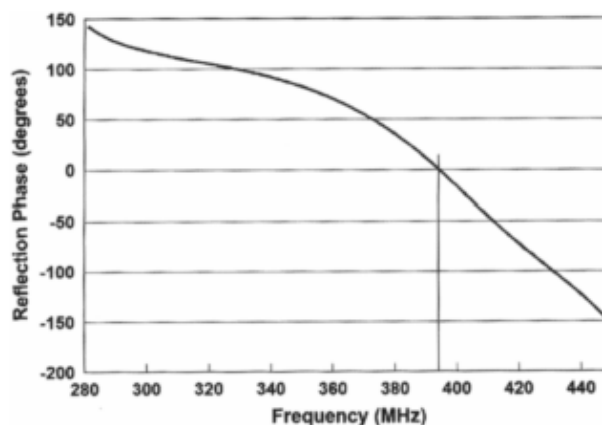


Figure 4-38 Exemple de variation de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence d'un CMA. [BeHa08]

Les structures artificielles peuvent aussi avoir la propriété de supprimer la propagation des ondes de surface dans une certaine bande de fréquences. Ces structures généralement référencées comme des structures à bandes interdites électromagnétiques (BIE) sont extrapolées des structures photoniques à bandes interdites [ZhLa09]. Une des premières structures trouvées dans la littérature scientifique est un patch sur une surface à bande interdite électromagnétique, composée de 6*6 éléments patchs carrés sur laquelle est montée une antenne patch résonant à 2.4 GHz [SYRK04]. Le gain maximum est conservé et est égal à 9.9 dBi, contre 10.2 dBi sans surface BIE. Enfin, l'efficacité de l'antenne est plus élevée de 5% par rapport à une antenne sans surface BIE.

4.1.1) Le choix du motif périodique

Plusieurs formes de motifs périodiques composant les structures à BIE ont été étudiées ces dernières années: motif champignon, cercle, fourchette, croix de Jérusalem (Figure 4-39)... Il semble compliqué d'évaluer l'efficacité de ces différents motifs: la fréquence de résonance et l'espace entre antennes, les caractéristiques du substrat utilisé, le nombre de motifs différent d'un travail à l'autre. Le Tableau 4-4 synthétise différents résultats présents dans la littérature.

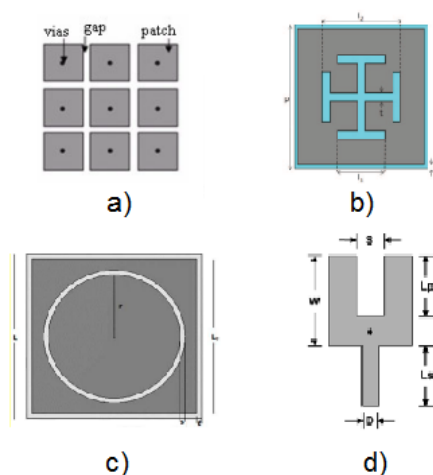


Figure 4-39 Exemples de motifs : a) champignon [AyRM07], b). croix de Jérusalem [CZSM10], c). cercle [KABH14] et d). fourchette [LMFJ05].

Dans notre cas, nous allons nous intéresser aux CMA composés d'une grille de motifs carrés imprimée sur un diélectrique placé au-dessus d'un plan de masse. Ce motif champignon a été choisi pour sa simplicité de conception. La cellule de base est donc un motif métallique de forme carrée, de dimension w par w , gravé sur un substrat coton d'épaisseur h ($=0.4$ mm). Le gap entre les deux carrés est noté g . L'arrière de la cellule est recouvert de métal (Figure 4-40). La cellule a été simulée sous CST en utilisant les modes de Floquet qui sont une application du théorème de Floquet (Figure 4-41) [AmYR05]. Ce théorème énonce que le champ dans une structure périodique avec des conditions aux limites peut être exprimé

Tableau 4-4 Synthèse de résultats obtenus avec deux types de motifs BIE.

Motif	F_0 antenne (GHz)	ϵ_r substrat	Périodicité du motif	Espace antenne BIE	Réduction rayonnement arrière	Augmentation du gain antenne avec BIE
Champignon [ZhLa07]	2.4 et 5.5	1.38	3x3	0	10 dB	3 dB
Croix de Jérusalem [CZSM10]	2.4 et 5.5	1.05	3x3	1 mm	15 dB	3 dB

comme une somme infinie d'ondes planes. La cellule a un comportement optimal lorsque la phase du coefficient de réflexion vaut zéro à la fréquence de résonance dans le plan de l'antenne.

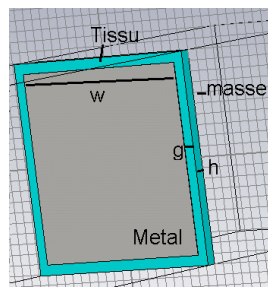


Figure 4-40 Cellule de base mono-bande.

Après optimisation, pour $w = 40$ mm et $g = 1.5$ mm, le coefficient de phase vaut zéro à 2.45 GHz dans le plan de l'antenne, situé à 1 mm de la surface HIS (Figure 4-42).

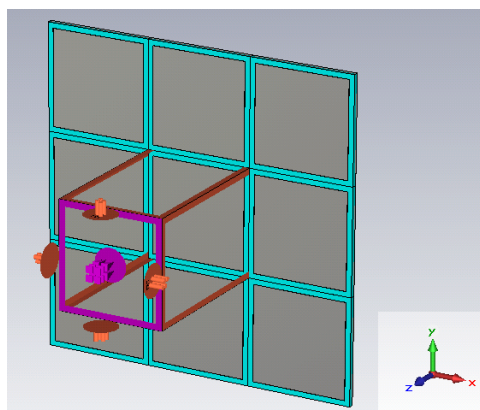


Figure 4-41 Mise en place de la simulation pour dimensionner la cellule de base.

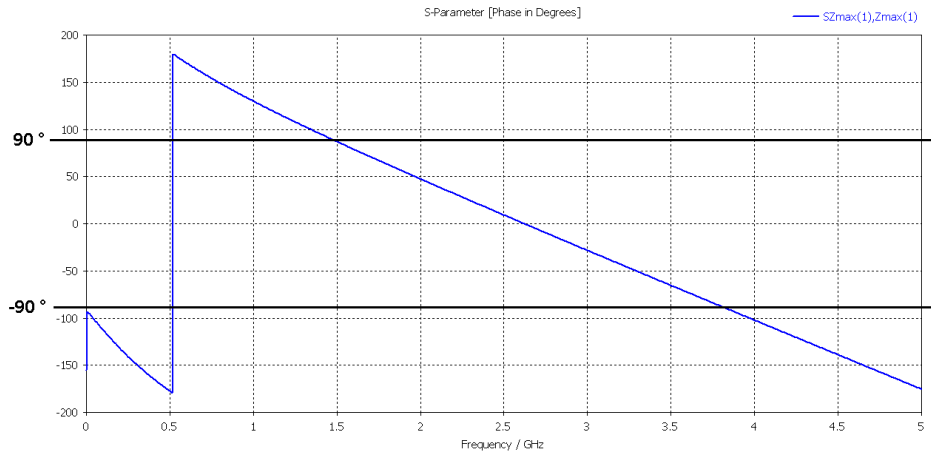


Figure 4-42 Phase du coefficient de réflexion de la cellule en fonction de la fréquence.

4.1.2) Résultats de simulations: antenne dipôle sur la surface HIS

Maintenant nous plaçons l'antenne dipôle conçue (section 4) à 1 mm de hauteur de la surface HIS et au niveau d'intersection des cellules comme illustré Figure 4-43. Le nombre de cellules utilisées optimum pour former la surface HIS a été simulé à 4x4. Dans ces conditions, le coefficient de réflexion de l'antenne et son gain sont illustrés Figure 4-44 et Figure 4-45. L'antenne est bien adaptée et son gain est, comme attendu, 3 dB supérieur à celui obtenu en espace libre. Enfin, la surface HIS avec l'antenne est positionnée sur le corps, ses performances sont illustrées Figure 4-46 et Figure 4-47. L'antenne reste bien adaptée à 2.45 GHz et on simule un gain de 1.62 dBi.

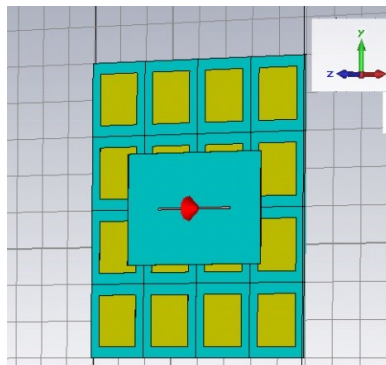


Figure 4-43 Antenne sur surface HIS.

Par conséquent, cette méthode nous permet de réduire considérablement l'espace entre l'antenne et le corps et nous paraît une solution intéressante vis à vis de l'implémentation d'un capteur porté par la personne.

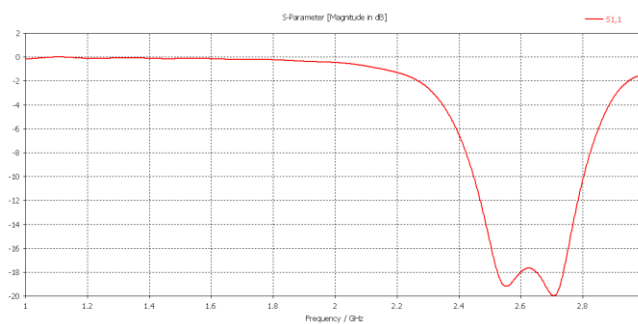


Figure 4-44 Coefficient de réflexion de l'antenne sur la surface HIS.

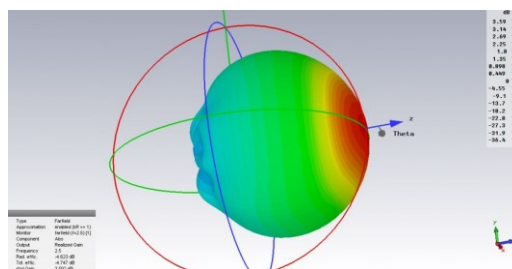


Figure 4-45 Gain de l'antenne sur la surface HIS.

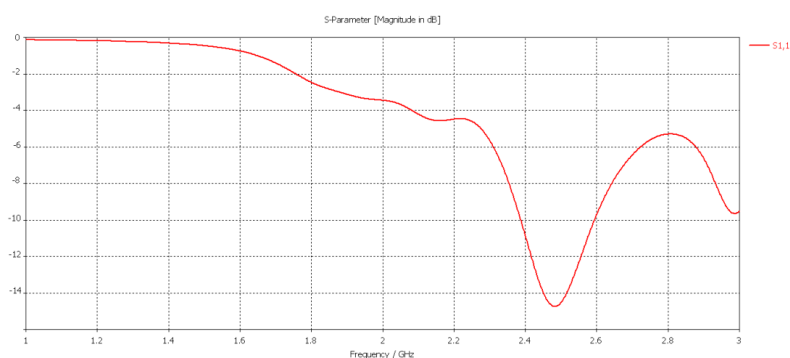


Figure 4-46 Coefficient de réflexion pour l'antenne avec sa surface HIS posée sur le corps.

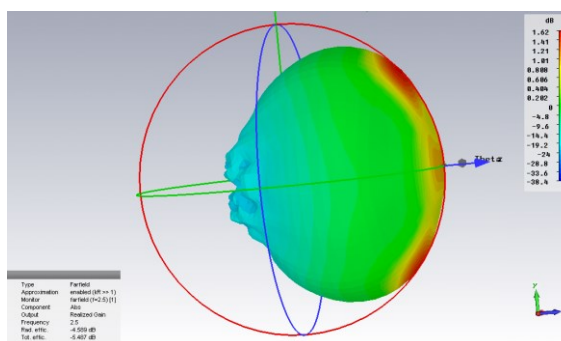


Figure 4-47 Gain de l'antenne avec la surface HIS posée sur le corps.

5) Antenne multi-bandes à polarisation circulaire sur une surface à haute impédance

A partir de l'étude du chapitre 2 sur l'antenne de réception de notre récupérateur d'énergie RF, nous pouvons conclure qu'une antenne multi-bandes à polarisation circulaire permettrait de remplir notre cahier des charges. Dans la première partie de cette section, nous allons expliquer le fonctionnement de l'antenne choisie et dans un second temps, nous allons l'implémenter sur une surface à haute impédance.

5.1) Antenne 4 bandes de fréquences à polarisation circulaire fonctionnant à 0.95 GHz, 1.8 GHz, 2.1 GHz et 2.45 GHz

5.1.1) Conception de l'antenne

On s'intéresse dans cette partie à la conception d'une antenne quatre bandes de type fente à polarisation circulaire avec un seul accès de sortie. Nous avons choisi ce type d'antenne car il est possible d'atteindre des largeurs de bandes de l'ordre de 200 MHz [ChWo99]. De plus, le type fente va nous permettre d'être un peu plus immunisé par rapport à la présence du corps d'après notre étude section 2.2.2. Enfin, l'aspect multi-bandes est également un paramètre intéressant pour notre application.

L'antenne a été optimisée avec le logiciel CSTTM, sur un substrat coton ($\epsilon_r = 2.1$, $\tan\delta = 0.055$ et $h = 0.5$ mm). L'antenne (Figure 4-48) est constituée de quatre fentes circulaires concentriques court-circuitées respectivement d'un angle θ_1 , θ_2 , θ_3 et θ_4 , afin de générer la polarisation circulaire. Les quatre fentes sont de largeur 2 mm et les angles ont été optimisés à $\theta_1 = 35^\circ$, $\theta_2 = 25^\circ$, $\theta_3 = 3^\circ$ et $\theta_4 = 3^\circ$. Etant donné la position relative de l'angle des court-circuits avec la ligne microruban d'alimentation, les quatre fentes émettent une onde à polarisation circulaire gauche. L'angle du court-circuit ainsi que les rayons des fentes agissent sur la valeur de la fréquence centrale de la fente comme le montre l'équation suivante [ChHW01]:

$$F_1 = \frac{1.5c}{\pi(R_1 + R_1 - g)(1 - \theta_1 / 360^\circ)} \cdot \frac{1}{\sqrt{\epsilon_s}} \quad (4-8)$$

$$\epsilon_s = \frac{2\epsilon_r}{1 + \epsilon_r} \quad (4-9)$$

Avec c la célérité de la lumière en espace libre et ϵ_s la permittivité relative tenant compte de la présence de l'air et du substrat.

Par calcul, pour la plus grande fente, on obtient $F_1 = 1.1$ GHz, qui reste relativement proche de 0.95 GHz. Cependant, si on applique cette équation pour la plus petite fente, la fréquence centrale est assez éloignée de 2.45 GHz. En fait, l'équation (4-8) est valable pour une antenne à une seule fente, et à partir de deux fentes, la présence d'une fente

supplémentaire induit un décalage de la fréquence centrale. Les interférences générées entre les quatre fentes nous permet de jouer sur les valeurs de fréquences centrales et sur la bande passante de chacune [ChHW01]. Les quatre fentes sont alimentées par une ligne microruban à deux sections qui permettent de ramener l'impédance de l'antenne de 100 à 50 Ω .

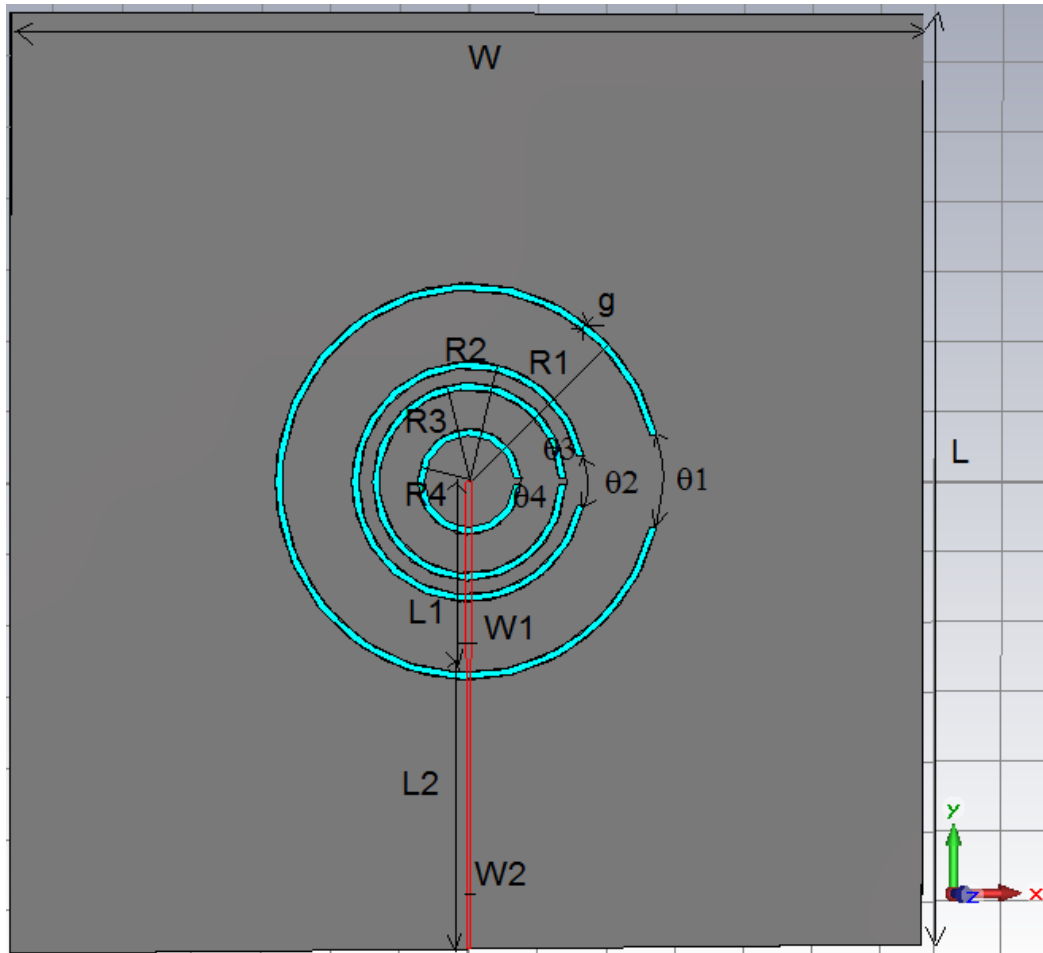


Figure 4-48 Architecture de l'antenne quatre bandes à polarisation circulaire

$R_1 = 56$ mm, $R_2 = 34$ mm, $R_3 = 28$ mm, $R_4 = 15$ mm, $g = 2$ mm, $W_1 = 1.56$ mm, $L_1 = 50$ mm, $W_2 = 1$ mm, $L_2 = 82$ mm, $W = 132$ mm, $L = 264$ mm, $\theta_1 = 35^\circ$, $\theta_2 = 25^\circ$, $\theta_3 = 3^\circ$, $\theta_4 = 3^\circ$.

5.1.2) Résultats de simulation

Le coefficient de réflexion confirme l'adaptation de l'antenne dans les quatre bandes de fréquences sélectionnées (Figure 4-49) et le gain maximum en polarisation ($\theta = 0^\circ$) vaut 2.73 dBi à 0.95 GHz, 4.32 dBi à 1.9 GHz, 4.61 dBi à 2.1 GHz et 3.03 dBi à 2.45 GHz (Figure 4-50).

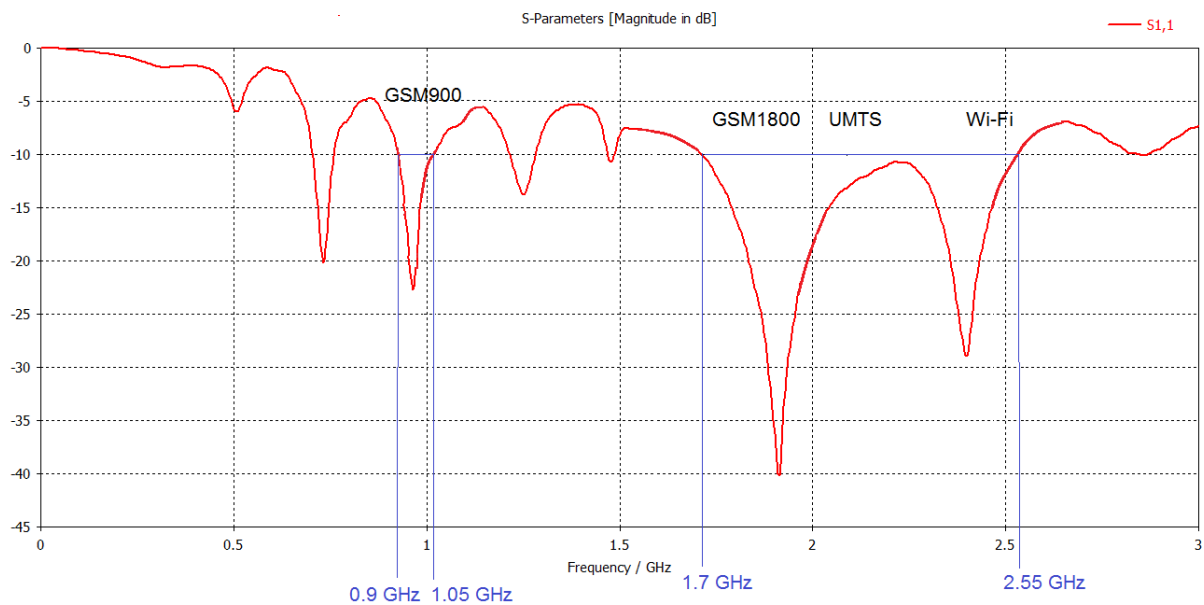


Figure 4-49 Coefficient de réflexion de l'antenne 4 bandes.

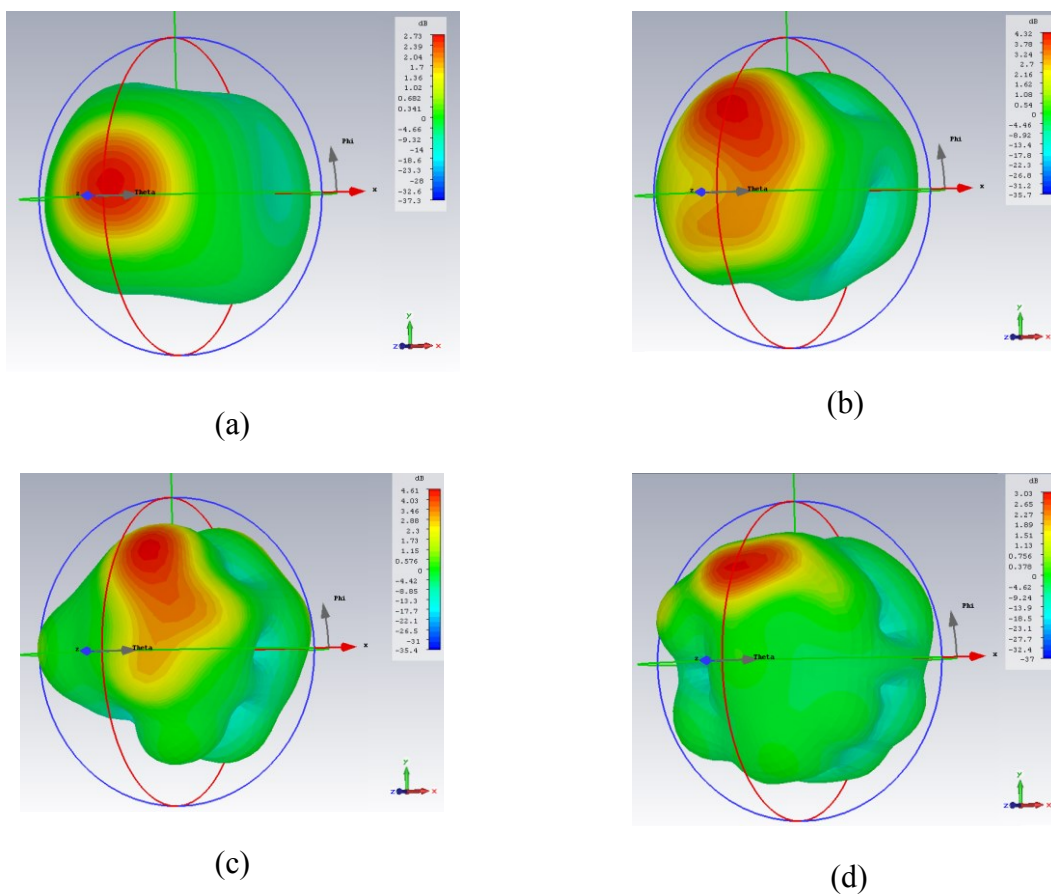


Figure 4-50 Gain réalisé de l'antenne simulée à a). 0.95 GHz, b). 1.9 GHz, c). 2.1 GHz et d). 2.45 GHz.

5.2) Implémentation de l'antenne multi-bandes sur une surface à haute impédance

5.2.1) Motif de base

Le motif carré proposé dans cette section est composé d'une face conductrice en forme de spire carrée (six carrés concentriques) et d'une seconde face recouverte de métal, le substrat entre les deux étant du coton (Figure 4-51). Les dimensions du motif sont de 10 mm x 10 mm, l'espace entre chaque spire est de 0.5 mm et celui entre le bord du carré et la plus grande spire est de 1 mm. Nous avons choisi ce type de motif car il permet de jouer sur la bande passante en fonction du nombre de spires et de la taille de la cellule comme démontré dans [BTVA07]. Etant donné que les bandes de fréquences du GSM1800, UMTS et Wi-Fi sont relativement proches les unes des autres, nous avons préféré couvrir ces trois bandes complètes, plutôt que de dessiner un motif qui aurait plusieurs zéros de phase mais avec des largeurs de bandes réduites [KWML05]. Nous avons par conséquent occulté la bande GSM900 pour cette conception.

Un autre avantage non négligeable de cette cellule est qu'elle permet d'avoir une taille raisonnable grâce à sa forme de spire carrée concentrique malgré la fréquence sélectionnée [BTVA07]. Avec d'autres types de cellule, plus on descend en fréquence et plus la taille de la cellule est grande. Par exemple, le motif patch de la section 5.1.1 est de 40 mm x 40 mm pour obtenir un zéro de phase à 2.45 GHz. Ici avec le motif conçu, la taille de la cellule est quatre fois plus petite et son zéro de phase est obtenu à 2 GHz, comme montré Figure 4-52.

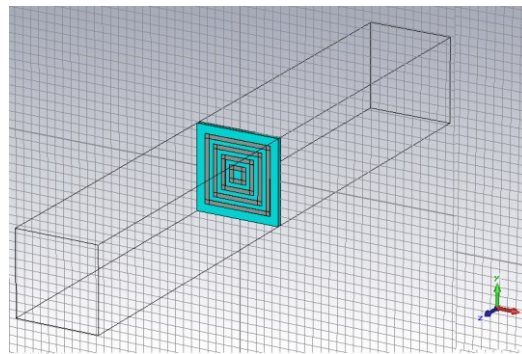


Figure 4-51 Motif de base pour la construction de la surface à haute impédance.

5.2.2) Résultats de simulation de l'antenne sur la surface à haute impédance

L'antenne a été ensuite positionnée à 1 mm de la surface à haute impédance construite à partir de la cellule de base mentionnée précédemment (Figure 4-53). Par simulation, nous avons adapté le nombre de spires de la cellule unitaire afin d'obtenir la bande passante souhaitée soit entre 1.9 GHz et 2.6 GHz, ce qui couvre le GSM1800, l'UMTS et le Wi-Fi comme le montre le coefficient de réflexion de l'antenne (Figure 4-54). Le gain réalisé de l'antenne est présenté à 1.9 GHz, 2.1 GHz et 2.45 GHz (Figure 4-55). Il a également été

simulé à 0.95 GHz pour information (Figure 4-55). Bien que le motif choisi ne couvre pas cette bande fréquence, le gain maximum obtenu n'est pas négatif (1.47 dBi) et il serait malgré tout envisageable de récupérer l'énergie dans cette bande. Le rayonnement arrière de l'antenne est faible aux quatre fréquences mentionnées et les valeurs maximales de gain sont meilleures qu'en espace libre (voir section 6.1.2).

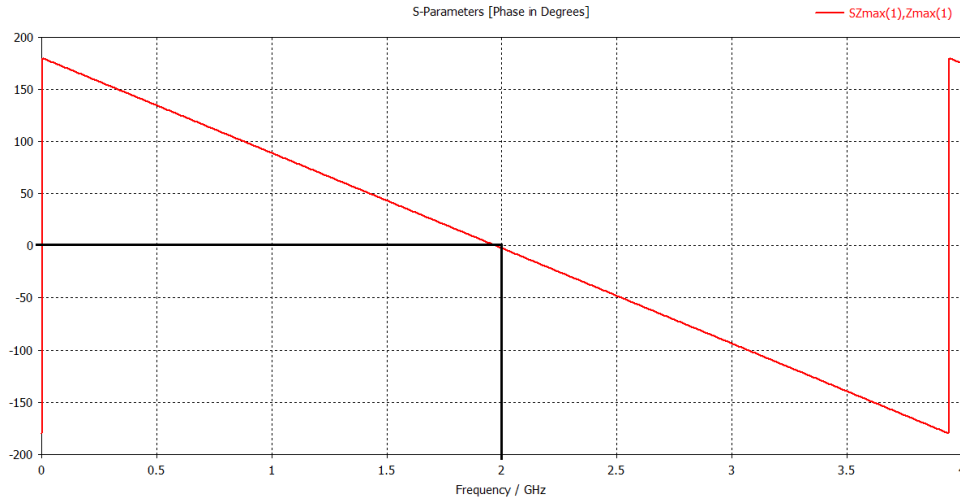


Figure 4-52 Phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour la cellule conçue.

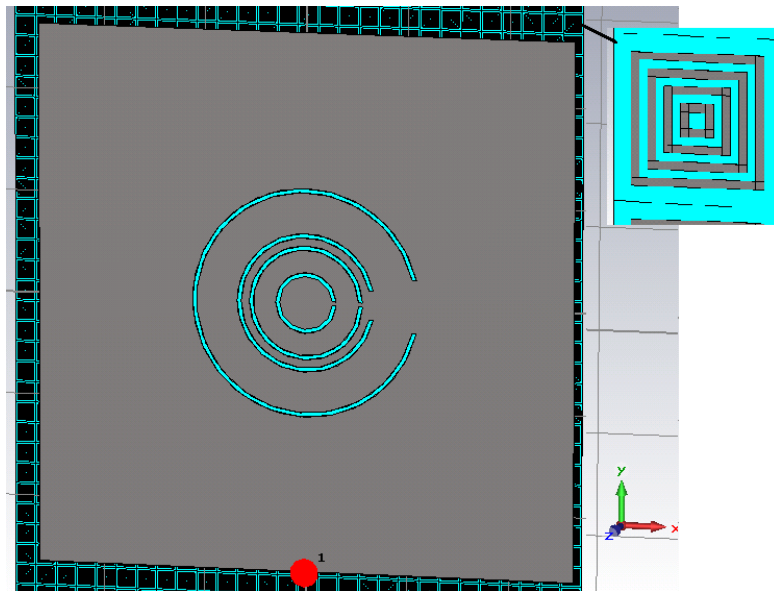


Figure 4-53 Schéma sous CSTTM de l'antenne positionnée à 1 mm de la surface à haute impédance (construite avec les motifs en forme de spire carrée).

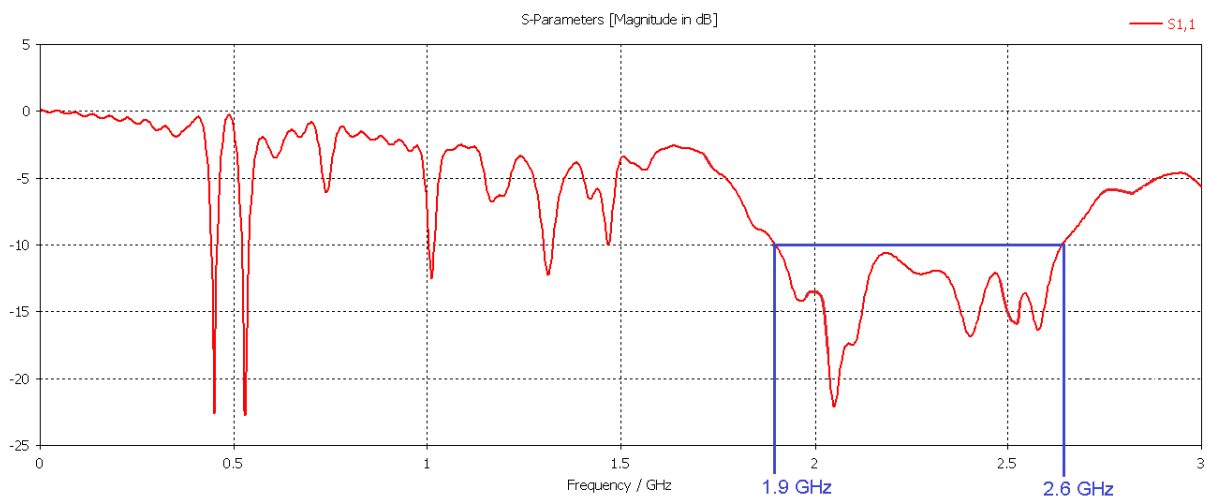


Figure 4-54 Coefficient de réflexion de l'antenne positionnée à 1 mm de la surface à haute impédance.

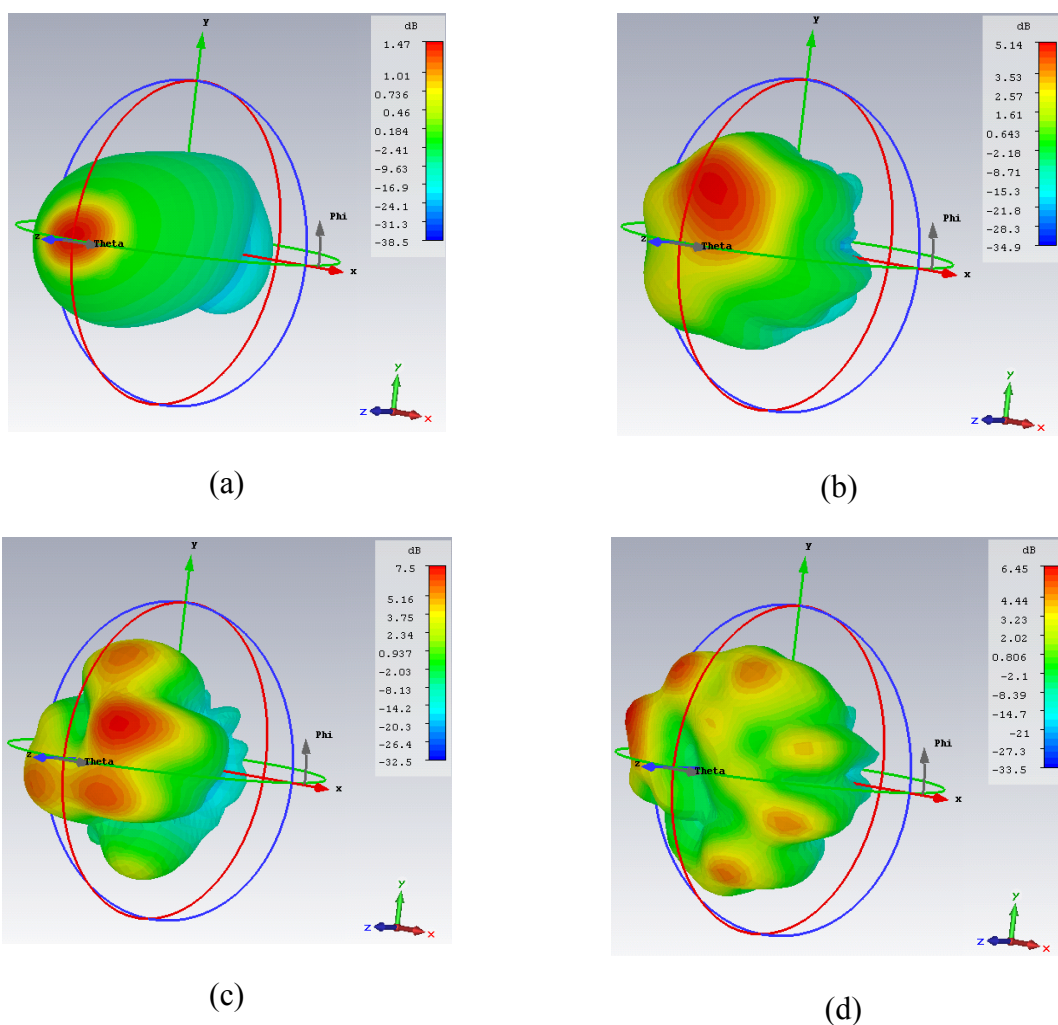


Figure 4-55 Gain réalisé de l'antenne simulée positionnée à 1 mm de la surface à haute impédance à a). 0.95 GHz, b). 1.9 GHz, c). 2.1 GHz et d). 2.45 GHz.

Ces résultats sont par conséquent très encourageants. L'espace entre l'antenne et le corps est considérablement réduit, de l'ordre de 1 mm, et les performances de l'antenne ne sont pas dégradées bien au contraire. Tout ceci démontre l'intérêt d'insérer une surface à haute impédance entre le corps et l'antenne multi-bandes dans l'implémentation d'un capteur porté par la personne.

6) Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'impact de la présence du corps sur les performances d'une antenne dipôle. Lorsque la distance est très proche, c.à.d. inférieure à 0.1λ , l'absorption du corps domine et la réduction de l'efficacité est l'effet majeur. Lorsque la distance augmente, le corps peut être vu comme un plan réflecteur qui bloque le rayonnement arrière et augmente celui de devant. Le gain direct peut être augmenté avec la réflexion du corps et le rayonnement arrière pratiquement bloqué lorsque l'antenne se situe entre 0.15λ et 0.35λ . D'après les mesures sur l'efficacité « body-worn », une distance corps-antenne de $\lambda/2\pi$ correspond à une efficacité de 60 à 80%. En dessous de cette limite, cette efficacité diminue drastiquement.

Afin de masquer l'effet du corps sur les performances de l'antenne, il a été démontré qu'il était possible d'optimiser le réseau d'adaptation d'impédance. Le nouveau réseau d'adaptation conçu permet d'obtenir une meilleure efficacité du circuit de récupération d'énergie. En effet, pour une variation de la partie réelle de l'impédance de l'antenne de 30 à 120 Ω et de la partie imaginaire de 0 à 150 Ω , l'efficacité de conversion du circuit reste stable à 40% pour une puissance incidente de -10 dBm à 950 MHz. Une antenne en coton a été réalisée et a été connectée au circuit de conversion d'énergie. Dans ces conditions, placé à 1 cm du corps, ce système a permis d'alimenter une calculatrice.

Une autre solution pour ne pas dégrader les performances de l'antenne en présence du corps a été proposée en insérant une surface à haute impédance. Cet ajout permet de réduire la distance entre l'antenne et le corps, de l'ordre de 0.01λ , tout en gardant un coefficient de réflexion et un gain équivalent aux valeurs trouvées en espace libre. Finalement, une antenne adaptée à quatre fréquences (GSM900, GSM1800, UMTS et Wi-Fi) avec une polarisation circulaire a été simulée. Cette antenne a ensuite été positionnée à 1 mm d'une surface à haute impédance optimisée pour être adaptée entre 1.9 GHz et 2.6 GHz. Le gain réalisé est de l'ordre de 4 à 6 dBi dans la bande concernée.

7) Bibliographie

- [Krup68] Z. Krupka, « The effect of the human body on radiation properties of small-sized communication systems », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 16, n° 2, p. 154–163, 1968.
- [SaRK04] P. Salonen, Y. Rahmat-Samii, et M. Kivikoski, « Wearable antennas in the vicinity of human body », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004*, 2004, vol. 1, p. 467-470 Vol.1.
- [AdWS03] H. Adel, R. Wansch, et C. Schmidt, « Antennas for a body area network », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003*, 2003, vol. 1, p. 471-474 vol.1.
- [CoSL07] G. A. Conway, W. G. Scanlon, et D. Linton, « Low-Profile Microstrip Patch Antenna for Over-Body Surface Communication at 2.45 GHz », in *Vehicular Technology Conference, 2007. VTC2007-Spring. IEEE 65th*, 2007, p. 392-396.
- [BaLa12] Q. Bai et R. Langley, « Crumpling of PIFA Textile Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 1, p. 63-70, janv. 2012.
- [MCTP13] M. Mantash, S. Collardey, A.-C. Tarot, et A. Presse, « Dual-band WiFi and 4G LTE textile antenna », in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, p. 422-425.
- [ZXQC14] H. S. Zhang, K. Xiao, L. Qiu, et S. L. Chai, « Wide band e-shape wearable antenna for wireless body area network », in *Wireless Symposium (IWS), 2014 IEEE International*, 2014, p. 1-4.
- [WLPV14] Z. Wang, L. Z. Lee, D. Psychoudakis, et J. L. Volakis, « Embroidered Multiband Body-Worn Antenna for GSM/PCS/WLAN Communications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 6, p. 3321-3329, juin 2014.
- [ChZS13] N. Chahat, M. Zhadobov, et R. Sauleau, « Wearable textile patch antenna for BAN At 60 GHz », in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, p. 217-219.
- [ChKF13] S. J. Chen, T. Kaufmann, et C. Fumeaux, « Wearable textile microstrip patch antenna for multiple ISM band communications », in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013, p. 1860-1861.
- [BaLa12] Q. Bai et R. Langley, « Crumpling of PIFA Textile Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 1, p. 63-70, janv. 2012.
- [SVOR12] P. J. Soh, G. A. Vandenbosch, S. L. Ooi, et N. H. M. Rais, « Design of a Broadband All-Textile Slotted PIFA », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 1, p. 379-384, janv. 2012.
- [MCTP13] M. Mantash, S. Collardey, A.-C. Tarot, et A. Presse, « Dual-band WiFi and 4G LTE textile antenna », in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2013 7th European Conference on*, 2013, p. 422–425.
- [ZhLa09] S. Zhu et R. Langley, « Dual-Band Wearable Textile Antenna on an EBG Substrate », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, n° 4, p. 926-935, avr. 2009.
- [PsVo09] D. Psychoudakis et J. L. Volakis, « Conformal Asymmetric Meandered Flare (AMF) Antenna for Body-Worn Applications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, p. 931-934, 2009.
- [WLPV14] Z. Wang, L. Z. Lee, D. Psychoudakis, et J. L. Volakis, « Embroidered Multiband Body-Worn Antenna for GSM/PCS/WLAN Communications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 6, p. 3321-3329, juin 2014.

- [ORSE12] M. A. R. Osman, M. K. A. Rahim, N. A. Samsuri, M. K. Elbasheer, et M. E. Ali, « Textile UWB Antenna Bending and Wet Performances », *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2012, p. e251682, mai 2012.
- [ZXQC14] H. S. Zhang, K. Xiao, L. Qiu, et S. L. Chai, « Wide band e-shape wearable antenna for wireless body area network », in *Wireless Symposium (IWS), 2014 IEEE International*, 2014, p. 1-4.
- [ESRO12] N. . Elias, N. . Samsuri, M. K. . Rahim, et N. Othman, « The effects of human body and bending on dipole textile antenna performance and SAR », in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2012 Asia-Pacific*, 2012, p. 34-36.
- [TYBI13] T. Tuovinen, K. Yekeh Yazdandoost, M. Berg, et J. Iinatti, « Ultra wideband loop antenna on contact with human body tissues », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 7, n° 7, p. 588-596, mai 2013.
- [Kell12] T. Kellomaki, « On-Body Performance of a Wearable Single-Layer RFID Tag », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, p. 73-76, 2012.
- [KeHK07] T. Kellomaki, J. Heikkinen, et M. Kivikoski, « One-Layer GPS Antennas Perform Well near a Human Body », in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007*, 2007, p. 1-6.
- [Po10] F. C. W. Po, « Conception d'une tête radiofréquence auto adaptative au milieu de propagation pour les applications médicales », Université Sciences et Technologies-Bordeaux I, 2010.
- [KeCr09] F. Keshmiri et C. Craeye, « A Green's function approach for analysis of body-area-network antennas », in *Antennas Propagation Conference, 2009. LAPC 2009. Loughborough*, 2009, p. 769-772.
- [ITHO04] I. Ida, J. Takada, A. Honda, et Y. Oishi, « Experimental results of the adaptive impedance matching system », in *5th International Symposium on Multi-Dimensional Mobile Communications Proceedings and the 10th Asia-Pacific Conference on Communications*, 2004, vol. 2, p. 563-567.
- [RaMB09] P. Ramachandran, Z. D. Milosavljevic, et C. Beckman, « Adaptive matching circuitry for compensation of finger effect on handset antennas », in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, 2009, p. 801-804.
- [MaGi11] S. Mandal et S. K. Giri, « Comparison of antennas for Radio Frequency Energy Harvesting in 0.2 #x2013;2.4 GHz range », in *2011 3rd International Conference on Electronics Computer Technology (ICECT)*, 2011, vol. 1, p. 93-97.
- [Vila04] G. De Vita et G. Iannaccone, « Design criteria for the RF section of long range passive RFID systems », in *Proc. IEEE NORCHIP Conf*, 2004, p. 107-110.
- [SZBA99] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, et E. Yablonovitch, « High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, n° 11, p. 2059-2074, nov. 1999.
- [BeHa08] S. R. Best et D. L. Hanna, « Design of a broadband dipole in close proximity to an EBG ground plane », *Antennas Propag. Mag. IEEE*, vol. 50, n° 6, p. 52-64, 2008.
- [SYRK04] P. Salonen, F. Yang, Y. Rahmat-Samii, et M. Kivikoski, « WEBGA - wearable electromagnetic band-gap antenna », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004*, 2004, vol. 1, p. 451-454 Vol.1.
- [AyRM07] O. Ayop, M. K. A. Rahim, et T. Masri, « Dual Band Electromagnetic Band Gap (EBG) Structure », in *Applied Electromagnetics, 2007. APACE 2007. Asia-Pacific Conference on*, 2007, p. 1-3.
- [CZSM10] N. Chahat, M. Zhadobov, R. Sauleau, et K. Mahdjoubi, « Improvement of the on-body performance of a dual-band textile antenna using an EBG structure », in

- Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2010 Loughborough*, 2010, p. 465–468.
- [KABH14] M. S. Khan, H. Ali, S. Bashir, L. M. Al-Hadhrami, et K. U. Jan, « Textile antenna incorporated with high impedance surface for on-body performance enhancement », in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2014 8th European Conference on*, 2014, p. 1413–1417.
- [LMFJ05] Li Yang, Mingyan Fan, Fanglu Chen, Jingzhao She, et Zhenghe Feng, « A novel compact electromagnetic-bandgap (EBG) structure and its applications for microwave circuits », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, n° 1, p. 183–190, janv. 2005.
- [AmYR05] A. Aminian, F. Yang, et Y. Rahmat-Samii, « Bandwidth determination for soft and hard ground planes by spectral FDTD: a unified approach in visible and surface wave regions », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, n° 1, p. 18–28, janv. 2005.
- [ZhLa07] S. Zhu et R. Langley, « Dual-band wearable antennas over EBG substrate », *Electron. Lett.*, vol. 43, n° 3, p. 141–143, 2007.
- [ChWo99] H.-M. Chen et K.-L. Wong, « On the circular polarization operation of annular-ring microstrip antennas », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 47, n° 8, p. 1289–1292, 1999.
- [ChHW01] W.-S. Chen, C.-C. Huang, et K.-L. Wong, « Microstrip-line-fed printed shorted ring-slot antennas for circular polarization », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 31, n° 2, p. 137–140, 2001.
- [BTVA07] F. Bilotti, A. Toscano, L. Vegni, K. Aydin, K. B. Alici, et E. Ozbay, « Equivalent-Circuit Models for the Design of Metamaterials Based on Artificial Magnetic Inclusions », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 12, p. 2865–2873, déc. 2007.
- [KWML05] D. J. Kern, D. H. Werner, A. Monorchio, L. Lanuzza, et M. J. Wilhelm, « The design synthesis of multiband artificial magnetic conductors using high impedance frequency selective surfaces », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, n° 1, p. 8–17, janv. 2005.

Conclusion générale et perspectives du travail de thèse

Conclusion

Les travaux présentés dans ce manuscrit démontrent la faisabilité de convertir l'énergie électromagnétique des ondes Radio-Fréquences pour alimenter des objets communicants présents dans un environnement quelconque.

Nous avons tout d'abord étudié plusieurs sources d'énergie et techniques de récupération d'énergie pour l'autonomie en énergie de capteurs. Les techniques de récupération d'énergie des vibrations mécaniques (piézoélectrique, magnétique et électrostatique), thermique, chimique et l'énergie des radiations (ondes lumineuses et Radio-Fréquences) ont été analysées. De cette étude, nous avons dressé un bilan résumant les avantages et inconvénients de chacune. Avec une densité de puissance de l'ordre de 100 mW/m^2 , la source d'énergie solaire y apparaît comme la plus élevée. Cependant, l'énergie des ondes RF est omniprésente dans notre environnement urbain et l'efficacité des systèmes de conversion d'énergie associés est supérieure à celle obtenue avec des récupérateurs d'énergie photovoltaïque. Pour ces raisons, nous avons conclu que la source d'énergie des ondes Radio-Fréquences peut être vue comme une source prometteuse pour l'alimentation de capteurs.

Ainsi, le second chapitre s'est concentré sur les techniques de récupération d'énergie électromagnétique des ondes RF. À la suite de l'étude statistique sur le niveau de densité de puissance RF que nous avons menée, il a été possible de dégager les bandes de fréquences prédominantes dans un environnement urbain et en campagne. Le GSM900 et GSM1800 sont les deux bandes de fréquences principalement présentes et les niveaux de densité de puissance sont relativement faibles. Placé de 50 à 250 mètres d'une antenne GSM900, la densité de puissance RF mesurée varie entre 1.2 mW/m^2 et 0.25 mW/m^2 . La variation de la valeur de la densité de puissance traduit également une fluctuation en termes de puissance incidente au niveau de la rectenna. Dans ces conditions, pour maintenir une tension d'alimentation continue constante pour le capteur, il peut être nécessaire d'ajouter en sortie de la rectenna un convertisseur dc-dc ainsi qu'une cellule de stockage d'énergie.

Nous avons ensuite abordé les points clés de la conception d'une rectenna. Les architectures des blocs constitutifs de la rectenna ont été analysées en détail. Un choix judicieux pour le réseau d'adaptation d'impédances ou encore le redresseur est primordial pour le bon fonctionnement du récupérateur dans son environnement. D'après cette étude, la récupération d'énergie sur plusieurs bandes de fréquences pour l'alimentation de capteurs s'est avéré être une solution intéressante. Dans un environnement pour lequel les sources RF ne sont pas maîtrisées, avoir la possibilité de récupérer de l'énergie sur une large bande permet plus de flexibilité pour récupérer l'énergie des bandes de fréquences présentes.

L'objectif du chapitre 3 a été de proposer des solutions innovantes qui s'affranchissent des verrous technologiques et donc de récupérer le maximum d'énergie RF présente et ce, pour de faibles niveaux de densité de puissance RF, de l'ordre de 1 mW/m^2 . Deux rectennas multibandes ont été conçues. La première rectenna développée a été optimisée pour couvrir trois bandes RF: le GSM1800, l'UMTS et le Wi-Fi. Le prototype fabriqué présente une efficacité constante de 15% sur les trois bandes RF pour une puissance d'entrée de -20 dBm

pour chacune des trois sources RF. Cette efficacité atteint 25% en présence de trois sources RF pour une puissance incidente totale de -20 dBm. Les résultats de mesures en extérieur confirment la faisabilité d'alimenter des petits capteurs par l'énergie des ondes RF.

Ensuite, une étude sur la sommation des différentes contributions dc de chaque branche RF de la rectenna a permis de concevoir une deuxième architecture de rectenna multibandes. La rectenna conçue couvre cette fois-ci quatre bandes de fréquences: le GSM900, le GSM1800, l'UMTS et le Wi-Fi. Comparée à la première rectenna conçue, une branche RF inactive ou ayant une tension de sortie dc inférieure aux autres branches n'influe pas sur l'efficacité globale. Les résultats de mesures ont montré l'intérêt de cette solution par rapport à l'état de l'art.

Finalement, dans le dernier chapitre, nous avons étudié l'impact de la présence du corps sur les performances des rectennas conçues. Il a été démontré qu'il était possible d'optimiser le réseau d'adaptation d'impédance malgré la désadaptation de l'antenne en présence du corps. Cette modification permet d'obtenir une meilleure efficacité du circuit de récupération. En effet, pour une variation de la partie réelle de l'impédance de l'antenne de 30 à 120 Ω et de la partie imaginaire de 0 à 150 Ω , l'efficacité de conversion du circuit reste stable à 40% pour une puissance incidente de -10 dBm à 950 MHz. De plus, une autre solution a été proposée pour masquer l'effet du corps en insérant une surface à haute impédance entre le corps et l'antenne. Cet ajout permet de réduire la distance entre l'antenne et le corps, de l'ordre de 0.01λ . Une antenne multibandes (GSM900, GSM1800, UMTS et Wi-Fi) à polarisation circulaire a été simulée sur une surface à haute impédance étudiée et confirme la faisabilité de capter plusieurs signaux RF dans le but d'alimenter un capteur.

Perspectives

Ces travaux ouvrent sur plusieurs perspectives que ce soient au niveau des études qui pourraient faire suite à cette thèse ou bien des améliorations à apporter à la conception d'une rectenna.

Une piste d'amélioration concerne les circuits qui sont ici réalisés avec des composants CMS. Or, nous avons mis en évidence un impact fort de la dispersion des valeurs de ces composants sur les performances finales de prototypes. Outre le fait que la mise en place d'une simulation d'un tel effet pour des composants discrets serait intéressante, il pourrait également y avoir un intérêt fort à évaluer une autre technologie de réalisation des circuits. Dans une logique d'intégration, la technologie IPDTM (Integrated Passive Devices), intégrée sur un substrat en verre isolant et développée par STMicroelectronics Tours pourrait permettre d'améliorer les performances d'un tel système. En effet, elle permet la réalisation de valeurs de composants quelconques, ce qui n'est pas le cas des composants CMS, en particulier pour les fortes valeurs, c'est-à-dire supérieures à 10 pF ou 10 nH. De plus, elle propose des tolérances plus faibles et pourrait ainsi permettre de réduire l'impact de la dispersion des composants sur les circuits et donc sur les performances du circuit.

Il serait également intéressant de concevoir un système tout intégré comprenant le circuit de conversion RF-dc et le convertisseur dc-dc. Le développement de ce circuit sur silicium aurait entre autre pour objectif de réduire la taille du dispositif et également d'étudier le comportement des diodes sur silicium pour chercher à obtenir des caractéristiques intéressantes pour la récupération d'énergie (faible tension de seuil et faible résistance série pour les diodes).

Un autre sujet à approfondir consiste en la fabrication de l'antenne de réception sur textile. Une technique proposée dans la thèse consiste à coller du cuivre adhésif sur du coton. Malgré les résultats intéressants obtenus, ce processus est assez limité car il ne supporte pas les conditions de lavage et peut se décoller après un certain temps d'utilisation. Nous travaillons aujourd'hui avec l'entreprise Payen qui réalise des textiles mêlant fils conducteurs en métal et fibres synthétiques. Plusieurs problématiques sont en cours d'étude comme par exemple la réalisation de surfaces conductrices ou encore la connectique entre les différents circuits électroniques. Il serait intéressant de réaliser l'antenne proposée dans le chapitre 4 sur sa surface à haute impédance avec cette technique et d'étudier les résultats obtenus.

Au-delà des axes d'améliorations incrémentaux, des perspectives de développement plus ambitieuses sont envisageables comme la réalisation d'un système de récupération multi-énergie. Il n'existe pas de solution unique capable de s'adapter à tous les environnements, mais autant de solutions que d'environnements différents. Comme nous l'avons évoqué dans le premier chapitre, l'énergie peut provenir de sources très diverses. Au vue de leur faible niveau de densité de puissance, ces sources se révèlent souvent trop faibles pour répondre aux besoins actuels mais elles peuvent être complémentaires d'où l'importance d'évaluer l'intérêt d'en solliciter plusieurs pour une même application. De plus, la mise en place d'une gestion de l'énergie récupérée permettrait d'accroître l'efficacité du système en optimisant les profils de consommation et en réalisant une meilleure gestion temporelle en fonction de la production et de la consommation de l'énergie.

Publications

Articles de revue avec comité de lecture

- [1] V.Kuhn, C.Lahuec, F.Seguin and C.Person, “A Multi-Band Stacked RF Energy Harvester with RF-to-DC Efficiency Up to 84%”, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.63, no.5, pp.1768-1778, May 2015.
- [2] V.Kuhn, F.Seguin, C.Lahuec, and C.Person, “Enhancing RF-to-DC conversion efficiency of wideband RF energy harvesters using multi-tone optimization technique”, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, pp 1-11, December 2014.

Communications dans une conférence avec acte

- [1] V.Kuhn, F.Seguin, C.Lahuec and C.Person, “Des capteurs autonomes grâce à la récupération d’énergie RF large-bande”, *19th Journées Nationales Micro-ondes (JNM)*, Juin 2015.
- [2] V.Kuhn, F. Seguin, C.Lahuec and C.Person, “Matching network improvement for RF energy harvesters in Body Sensor Area Network context”, *Microwave Conference (EuMC)*, 2015, Paris, pp.1-4.
- [3] V.Kuhn, F.Seguin, C.Lahuec and C.Person, “A multi-tone RF energy harvester in body sensor area network context”, *Antennas and Propagation Conference (IEEE LAPC)*, 2013, Loughborough, pp.238-241.
- [4] V.Kuhn, F.Seguin, C.Lahuec and C.Person, “Récupération d’énergie pour capteurs autonomes dans un contexte BSAN : Comparaison expérimentale entre sources d’énergie radiofréquences et lumineuses”, *18th JNM*, Mai 2013.

Brevet

- [1] V.Kuhn, F.Seguin, C.Lahuec and C.Person, “Dispositif de conversion d’énergie en courant continu et capteur correspondant”, *brevet*, WO2015/121388A1, Août 2015.

Séminaires

- [1] Autonomie énergétique pour les systèmes communicants, 12 juin 2014, *Télécom-Bretagne, Brest*.
- [2] SENSO (Sensors, Energy harvesting, wireless Network & Smart Objects), 22-24 octobre 2014, *Gardanne*.
- [3] Energie PGO, Télécom Bretagne et Mines de Nantes, 23 Septembre 2015, *Nantes*.

[4] Recherche énergie en Bretagne, 14 Avril 2014, *ENS Rennes*.

Annexes

Annexes	187
Annexe 1 : Comparatif expérimental de trois techniques de récupération d'énergie	189
1) Introduction.....	189
2) Récupération de l'énergie photovoltaïque	189
3) Récupération de l'énergie des ondes Radio-Fréquences	191
4) Récupération de l'énergie thermique	193
5) Comparaison des sources.....	194
Annexe 2 : Modélisation de la diode Schottky	195
1) Introduction.....	195
2) Modèle de la diode Schottky.....	195
3) Influence des paramètres internes de la diode Schottky	196
3.1) Influence de la résistance (R_s)	197
3.2) Influence de la capacité de jonction (C_{j0}).....	198
3.3) Choix de la diode Schottky (commercialisée).....	198
4) Modélisation des éléments parasites de la diode Schottky (MSS20-141)	199
5) Bibliographie.....	201
Annexe 3 : Optimisation du réseau d'adaptation d'impédances	203
1) Introduction.....	203
2) Méthode d'optimisation.....	203
3) Conception du réseau d'adaptation	205
Annexe 4 : Caractérisation du textile	209
1) Simulation sur ADS	209
2) Fabrication	209

3) Résultats de simulation et mesure	210
Annexe 5 : Paramètres d'une antenne	211
1) Zones et diagramme de rayonnement	211
2) Directivité et gain.....	211
3) Largeur de bande.....	212
4) Polarisation	212

Annexe 1 : Comparatif expérimental de trois techniques de récupération d'énergie

1) Introduction

Afin d'estimer le potentiel des techniques de récupération d'énergie actuelles, nous avons initié une étude sur l'évaluation expérimentale de puissance récupérable pour chaque source d'énergie afin d'établir un tableau comparatif. Notre intérêt se porte plus particulièrement sur la comparaison de l'énergie des ondes RF, de l'énergie photovoltaïque et de l'énergie thermique.

La mise en place des trois bancs de mesures détaillés dans la section suivante est schématisée Figure 0-1. Pour les trois expérimentations, l'impédance équivalente du capteur à alimenter est modélisée par une charge, R_L , de 10 k Ω .

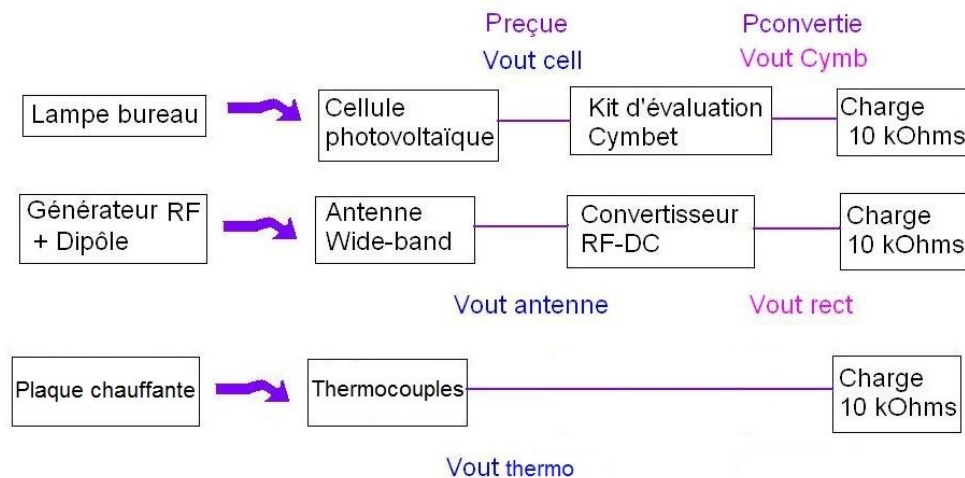


Figure 0-1 Banc de test pour les trois sources d'énergie.

2) Récupération de l'énergie photovoltaïque

Afin d'estimer la densité d'énergie récupérable par les ondes lumineuses, un banc de mesures illustré a été mis en place. Une cellule photovoltaïque de 21 cm² en silicium amorphe est illuminée par une lampe halogène placée verticalement au-dessus de la cellule. Le flux lumineux de celle-ci a été préalablement mesuré à l'aide d'un luxmètre. Notons que l'éclairement E (exprimé en lux) est le flux reçu ϕ_{recu} (en lumens) par unité de surface (en m²).

$$\phi_{recu} = E \times Surface \quad (0-1)$$

La lampe halogène utilisée a une efficacité lumineuse de 20 lumens/W. Ainsi en la plaçant à 50 cm de la cellule photovoltaïque, 560 lux sont relevés sur le luxmètre et la puissance émise par cette lampe vue par la cellule est de 42 mW. Le Tableau 0-1 donne quelques valeurs de correspondance entre la distance source-cellule photovoltaïque et la puissance équivalente reçue par la cellule.

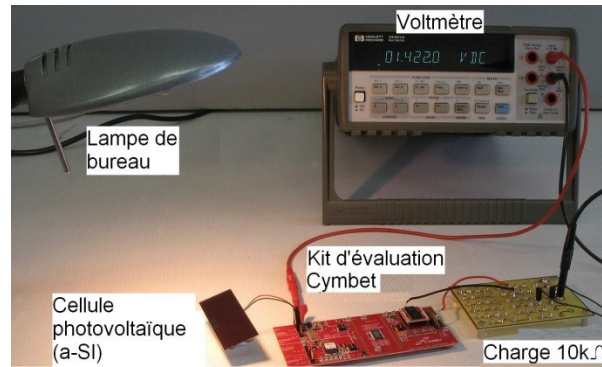


Figure 0-2 Banc de test pour la récupération d'énergie photovoltaïque.

Tableau 0-1 Equivalence entre distance source/ récepteur et puissance reçue par la cellule

Distance lampe/cellule (cm)	Flux lumineux mesuré (Lux)	Puissance reçue par la cellule (mW)
20	6000	450
30	2800	210
50	560	42

L'énergie photovoltaïque reçue est convertie à l'aide d'une carte d'acquisition Cymbet (CBC-Eval-09). Cette carte est un kit d'évaluation de récupération d'énergies. En effet, pour une tension d'entrée supérieure à 0.4 V, la carte effectue la conversion, le stockage de l'énergie reçue et une régulation en sortie de 3.5 V.

La tension $V_{outcell}$ est mesurée à partir de la cellule photovoltaïque, illuminée par la lampe halogène placée verticalement au-dessus de la cellule. La distance entre la cellule photovoltaïque et la lampe varie de 10 cm à 50 cm. Les résultats sont présentés Figure 0-3. Une distance de 10 à 50 cm entre la source et la cellule de réception équivaut à une chute de 8% sur $V_{outcell}$.

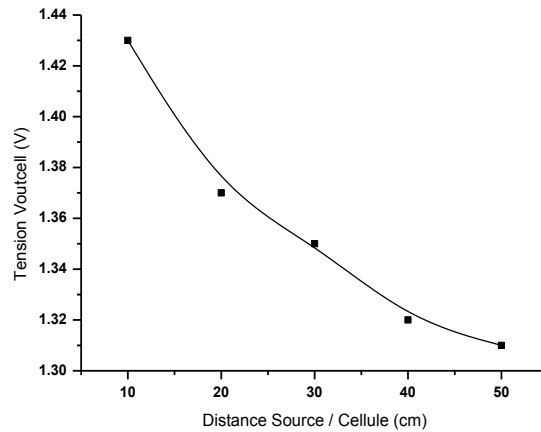


Figure 0-3 $V_{outcell}$ en fonction de la distance source/cellule.

3) Récupération de l'énergie des ondes Radio-Fréquences

Le banc de mesures est présenté Figure 0-4. Il se compose d'une source d'émission RF et d'une rectenna large-bande. La génération d'ondes RF est modélisée par deux générateurs de puissance (Rohde & Schwarz ® SMJ100A), à 1.8 et 2.45 GHz respectivement. Chacun est relié à une antenne dipôle en émission large bande (bande passante de 1.8 à 2.7 GHz). En réception, la rectenna se compose d'une antenne à large bande d'une surface de 140 cm² reliée à l'entrée d'un redresseur. Il s'agit d'un redresseur de type série fabriqué sur un substrat Rogers R04003 ($\epsilon_r = 3.3$, épaisseur = 508 μm). La diode Schottky utilisée pour le redressement est une diode Metelics MSS20-141 choisie pour ses caractéristiques électriques en termes de sensibilité et d'éléments parasites transparents aux fréquences considérées ($V_{TH} = 150$ mV, $C_j = 0,08$ pF, $BW = 40$ GHz). Le filtre de sortie est un filtre passe-bas élémentaire d'ordre 1 (Condensateur 33 pF) assurant le découplage RF-dc. Celui-ci bloque toutes les composantes RF, dont la composante fondamentale, et ne laisse passer que la composante continue vers la charge. Dans cette analyse, aucun réseau d'adaptation d'impédances n'a été inséré.

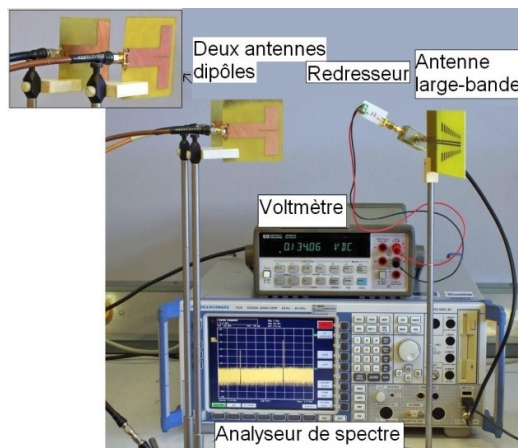


Figure 0-4 Banc de mesures pour la récupération des ondes Radio-Fréquences.

Afin d'afficher l'entrée du redresseur sur un analyseur de spectre (Rohde & Schwarz ® FSQ Analyseur de signaux), un coupleur 20 dB est inséré entre le redresseur et l'antenne. La tension de sortie de la rectenna est mesurée pour une distance entre la source RF et le récupérateur d'énergie RF variant de 10 à 30 cm. La tension de sortie, $V_{out_{rect}}$, est mesurée pour une des deux sources RF actives puis les deux comme l'illustre la Figure 0-5. A l'aide de l'analyseur de spectre, il est également possible de relever la puissance reçue à l'entrée du redresseur. Le Tableau 0-2 résume quelques valeurs à 1.8 et 2.45 GHz pour plusieurs distances entre la source RF et la rectenna. Les puissances mesurées à 1.8 GHz sont plus faibles qu'à 2.45 GHz. Ceci est lié au transfert de puissance qui n'est pas optimisé pour toutes les fréquences d'utilisation. Dans cette partie, ni le choix des antennes ni l'adaptation d'impédances entre les différents chaînons (antenne de réception, redresseur,..) n'ont été optimisés. Par contre, si l'on se réfère à une iso-densité de puissance à l'entrée du redresseur, la puissance convertie sera la même quel que soit la fréquence d'utilisation.

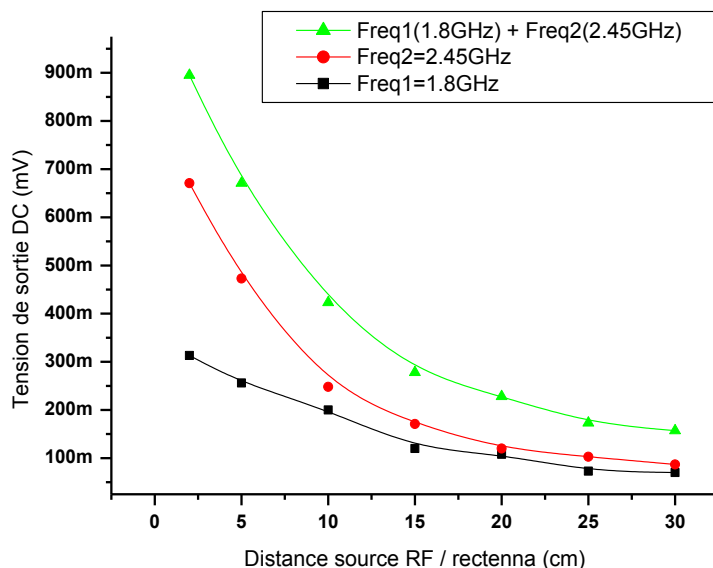


Figure 0-5 $V_{out_{rect}}$ fonction de la distance source RF/rectenna.

Tableau 0-2 Puissance à l'entrée du redresseur en fonction de distance source RF / rectenna

Distance (cm)	Puissance d'entrée redresseur @1.8 GHz (mW)	Puissance d'entrée redresseur @2.45 GHz (mW)
10	0.25	0.5
20	0.1	0.16
30	0.063	0.1

Malgré les imperfections du système mis au point, un gain en tension de 35% en moyenne sur la tension de sortie dc est mesurée avec deux sources RF actives par rapport à un

système à une seule source RF (Figure 0-5). Ceci montre donc l'existence d'une plage d'amélioration d'autant plus grande avec la présence de sources RF additionnelles dans l'environnement des capteurs sans fil.

4) Récupération de l'énergie thermique

Le thermocouple utilisé est celui de chez Nextreme le HV56. Ses dimensions sont de 3.1 mm x 3.3 mm. Ses caractéristiques sont détaillées dans le tableau ci-dessous par contre, nous n'avons pas d'informations concernant le nombre de thermocouples composant ce dispositif.

Typical Performance Specifications				
Parameter	Units	ΔT		
		10K	50K	100K
P_{out}	mW	1.5	36	130
V_{out}	volts	0.13	0.6	1.25
I_{out}	mA	12	60	105
V_{oc}	volts	0.26	1.2	2.5
I_{sc}	mA	24	115	210

*Performance maximized with matched electrical load



Figure 0-6 Caractéristiques du thermocouple de chez Nextreme HV56.

Une plaque de cuivre a été collée sous le thermocouple pour augmenter la surface d'échange thermique. Le dispositif est ensuite posé sur une plaque chauffante et un voltmètre est branché en sortie du thermocouple. La température de la plaque est fixée à 40 °C et l'air ambiant présent de l'autre côté du thermocouple est mesuré à 20 °C. Sur une charge de 10 k Ω , on mesure une tension de 30 mV, soit une puissance de 0.9 pW. Mais après 2-3 minutes d'utilisation, la tension chute rapidement. La surface « froide » a pris la température de la « chaude ». En effet, du fait de la finesse du thermocouple (0.6 mm), il y a un échauffement rapide entre les deux faces du thermocouple. Une deuxième expérience a été mise au point en utilisant cette fois-ci un thermocouple de chez Thermatec Series. Sa surface globale est bien plus grande que celle du HV56. De plus, afin d'améliorer la dissipation thermique nous avons collé sur le thermocouple un radiateur et nous avons isolé les deux faces en rajoutant de la mousse entre les deux. Le dispositif est illustré figure ci-dessous.

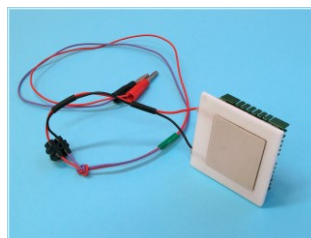


Figure 0-7 Dispositif réalisé avec l'utilisation du thermocouple de chez Thermatec.

Le même protocole de mesure a été effectué et une tension de 100 mV a été mesurée, soit une puissance de 1 μ W. La tension reste stable plus longtemps (au-delà de 5 minutes).

Ces résultats de mesures sont meilleurs mais il reste la contrainte de l'utilisation d'un radiateur qui nécessite un volume conséquent.

5) Comparaison des sources

À cause de l'instabilité de la puissance reçue pour l'expérience avec l'énergie thermique et l'utilisation d'un radiateur volumineux, nous avons exclu la source thermique de l'étude. Afin de comparer les deux autres sources, on définit le facteur de mérite F comme ci-dessous :

$$F = \frac{P_{conv}}{P_{reçue} \cdot S} \quad (0-2)$$

La puissance reçue, $P_{reçue}$, représente la puissance incidente à l'entrée du récupérateur d'énergie (cellule photovoltaïque ou entrée du redresseur). S est la surface du récupérateur d'énergie. Pour l'énergie photovoltaïque, S vaut 21 cm². Pour l'énergie RF, la surface prise en compte est la surface effective calculée en fonction de l'efficacité de l'antenne et de son gain. Dans ces conditions, S vaut 17.6 cm². La puissance convertie, P_{conv} , s'exprime de la manière suivante:

$$P_{conv} = \frac{V_{out_rect}^2}{R_l} \text{ ou } \frac{V_{cymb}^2}{R_l} \quad (0-3)$$

Le facteur de mérite défini ainsi permet de comparer de manière identique l'efficacité des systèmes en fonction de leur surface. De nombreuses applications (médicales, sportives, ...) nécessitent que le récupérateur d'énergie soit le moins encombrant possible. D'après les premiers résultats du Tableau 0-3, la récupération d'énergie des ondes Radio-Fréquences est la plus favorable. De plus, cette comparaison n'est faite avec un système non optimisé.

Tableau 0-3 Valeurs des puissances reçues et converties et facteur de mérite calculé pour l'énergie photovoltaïque et des ondes RF

Onde émise @ 20 cm	P reçue (W)	Pconv (W)	Facteur de mérite (mm ⁻²)
Lumineuses	450 m	1.22 m	0.013
RF@ 2.45 GHz	0.1 m	1.44 μ	0.08
RF@ 1.8 & 2.45 GHz	0.26 m	6.25 μ	0.13

Annexe 2 : Modélisation de la diode Schottky

1) Introduction

Dans le cas de la récupération d'énergie RF environnante, étant donné la très faible densité de puissance reçue, entre -60 dBm/m² et -10 dBm/m², il est important de concevoir un circuit de redressement de forte sensibilité. La sensibilité du système est directement liée à celle des diodes utilisées. Dans cette annexe, nous allons comparer les performances et les caractéristiques de différentes diodes de redressement commercialisées.

Les diodes les plus sensibles sont les diodes à contact Schottky (contact métal semi-conducteur). Elles sont souvent utilisées dans les détecteurs et dans les mélangeurs RF. Ces diodes présentent des tensions de seuils plus faibles que les diodes à jonction classiques de type PN.

2) Modèle de la diode Schottky

Le modèle équivalent en petit signal d'une diode Schottky sans boîtier, monté en parallèle avec une charge R_L , est représenté Figure 1-0-1 [ZbLT06].

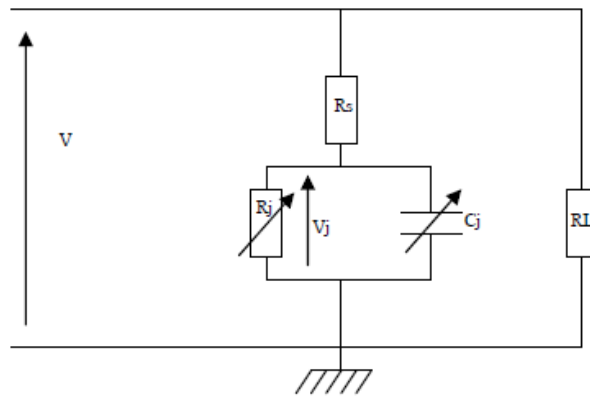


Figure 1-0-1 Modèle petit signal d'une diode Schottky.

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.

3) Influence des paramètres internes de la diode Schottky

L'efficacité 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 et de la fréquence du signal. D'après J. O. McSpadden [McYC92], l'efficacité de conversion peut être exprimée par la relation suivante:

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} = \frac{1}{1 + A + B + C} \quad (1-0-1)$$

$$\text{Avec : } A = \frac{R_l}{\pi R_s} \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right)^2 \left[\varphi \left(1 + \frac{1}{2 \cos^2(\varphi)}\right) - 1.5 \tan(\varphi) \right], \quad (1-0-2)$$

$$B = \frac{R_s \cdot R_l \cdot C_j^2 \cdot \omega^2}{2\pi} \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right) \left[\frac{\pi - \varphi}{\cos^2(\varphi)} + \tan(\varphi) \right], \quad (1-0-3)$$

$$C = \frac{R_l}{\pi R_s} \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right) \frac{V_j}{V_{out}} [\tan(\varphi) - \varphi], \quad (1-0-4)$$

$$\tan(\varphi) - \varphi = \frac{\pi R_s}{R_l \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right)}, \quad (1-0-5)$$

$$C_j = C_{j0} \sqrt{\frac{V_j}{V_j + V_{out}}}. \quad (1-0-6)$$

ω : pulsation égale $2\pi \cdot f$

C_{j0} : tension de jonction à 0V.

φ : déphasage pendant lequel la diode est passante.

Afin de déterminer l'influence des éléments de circuits équivalents de la diode, sur l'efficacité de conversion, plusieurs simulations ont été mise en place en faisant varier un seul paramètre à la fois. La représente le schéma sur ADS utilisé pour étudier l'influence des divers paramètres de la diode

Schottky. Par défaut, $C_{j0}=0.065$ pF, $R_s=20\ \Omega$, $I_s=3.5e-6$ A, $R_L=10$ k Ω et la fréquence incidente vaut 1.5GHz.

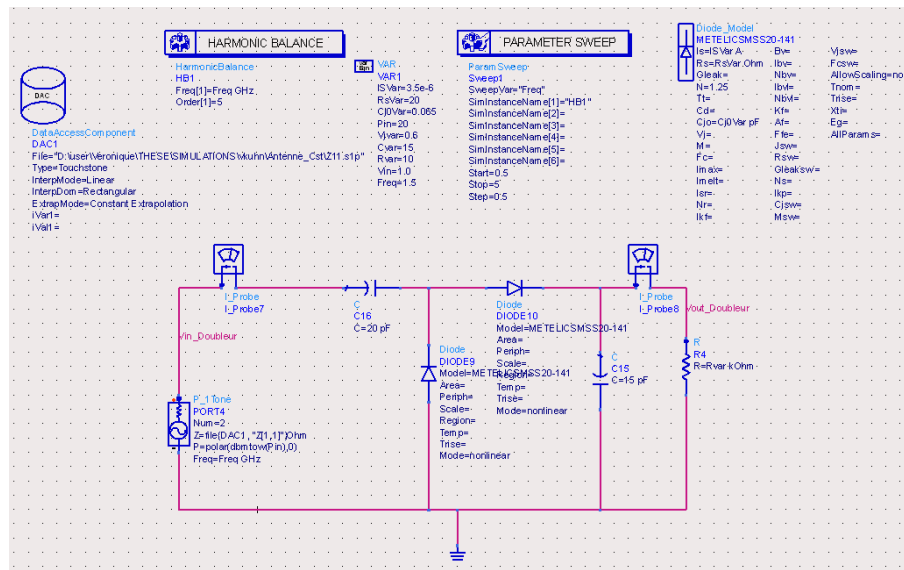


Figure 1-0-2 Schéma utilisé pour simuler l'influence des divers paramètres de la diode Schottky.

3.1) Influence de la résistance (R_s)

L'efficacité de conversion de la rectenna est simulée en fonction de la résistance série R_s .

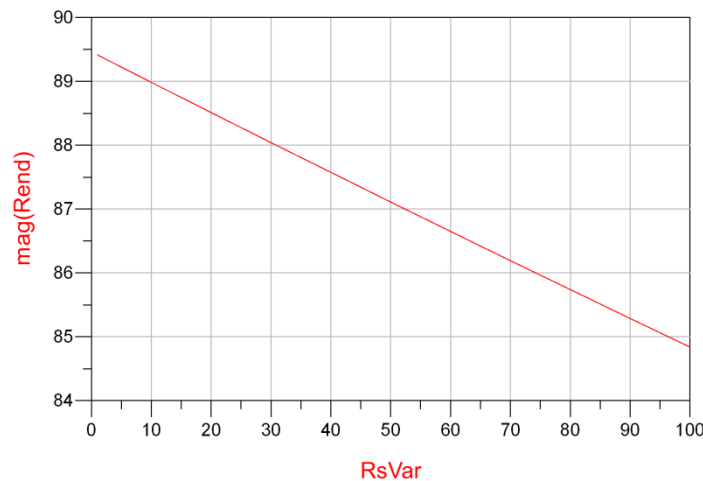


Figure 1-0-3 Efficacité de conversion en fonction de R_s .

Plus la résistance R_s est élevée et plus l'efficacité diminue (Figure 1-0-3). Pour minimiser l'effet de cette résistance sur l'efficacité, il faut que sa valeur soit la plus faible possible. En pratique cette valeur ne dépasse guère plus de 100 Ω . Cette valeur est liée à la nature des matériaux avec lesquels la diode est fabriquée (Silicium, Arséniure de Gallium,...). L'utilisation des matériaux de faible résistivité permet de réduire la valeur de R_s .

3.2) Influence de la capacité de jonction (C_{j0})

L'efficacité de conversion RF-dc est simulée en fonction de la valeur de C_{j0} . La Figure 1-0-4 montre que plus cette capacité est élevée et plus l'efficacité est faible. Il s'avère donc judicieux de choisir une diode à faible capacité de jonction.

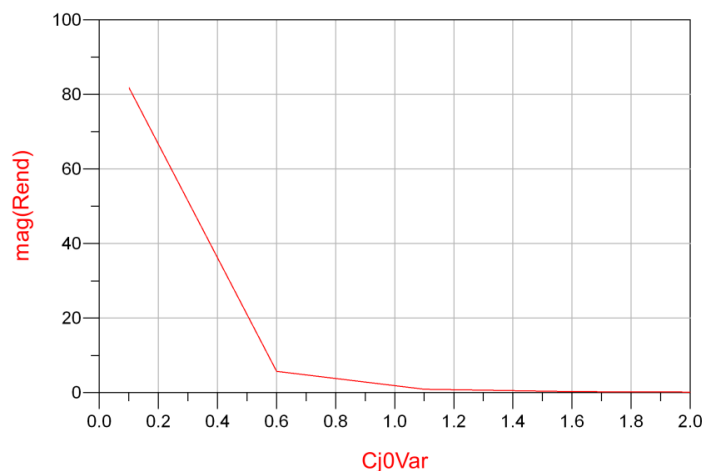


Figure 1-0-4 Evaluation du rendement en fonction de C_{j0}

3.3) Choix de la diode Schottky (commercialisée)

Les deux diodes les plus intéressantes pour notre cas d'étude sont les diodes Schottky MSS20-141-B10D et la SMS7630. Les paramètres SPICE de chacune sont détaillés dans le tableau 1-1. La diode qui a été retenue pour les réalisations de prototype est la diode MSS20-141-B01D.

Tableau 1-4 Modèle SPICE de la diode Schottky MSS20-141 et SMS7630

Paramètre	Description	SMS7630	MSS20-141	Unité
Bv	Tension inverse de claquage	2	7.0	V
C_{j0}	Capacité de jonction à polarisation nulle	0.14	0.08	pF
Eg	Band-gap énergie	0.69	0.69	eV
Is	Courant de saturation inverse	5E-6	3.5E-6	A
N	Coefficient d'émission	1.05	1.25	
Rs	Résistance parasite série	20	20	Ω
Pb(VJ)	Potentiel de jonction	0.3	0.15	V
Pt(XTI)	Exposant de température du courant de saturation	2	2	
M	Coefficient de variation de jonction	0.4	0.5	

4) Modélisation des éléments parasites de la diode Schottky (MSS20-141)

Au-delà d'une centaine de MHz, les éléments parasites des composants montés en surface ont une influence sur les performances du composant. Le circuit équivalent de la diode Schottky est illustré Figure 1-0-5 [Hemo00]. Les éléments $C_{Boitier}$ et $L_{Boitier}$ sont des éléments parasites liés à la mise en boîtier de la diode. Ces valeurs sont données par le constructeur de la diode. Un deuxième type de parasite est lié à la fixation du composant sur le circuit : $L_{soudure}$ et $C_{soudure}$.

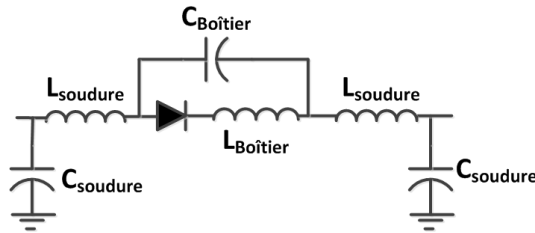


Figure 1-0-5 Schématisation de la diode avec les effets parasites du boîtier

A partir de résultats de mesures et de résultats de simulation de paramètres S à forts-signaux, il est possible d'extraire la valeur de ces composants par rétro-simulation. La diode est placée en série au milieu d'une ligne 50 Ω . Un kit de calibration est utilisé pour prendre en compte les pertes liées à la connectique d'accès. Les paramètres S mesurés sur l'analyseur de réseau sont comparés à ceux obtenus par une simulation réalisée sous ADS (Figure 1-0-6).

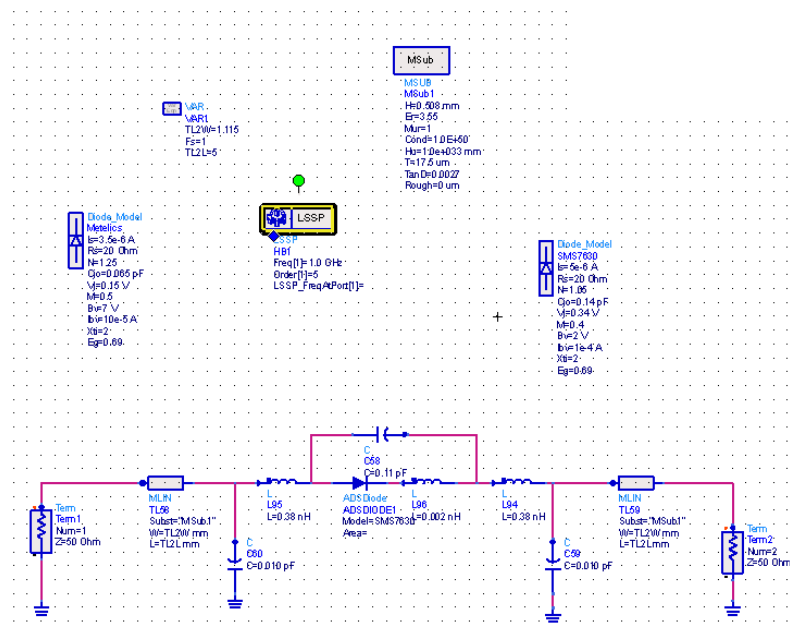


Figure 1-0-6 Simulation pour calculer les paramètres S de la diode Schottky

Les paramètres $L_{soudure}$ et $C_{soudure}$ ont été ajustés pour obtenir une bonne concordance entre les simulations et mesures (Figure 1-0-7 et Figure 1-0-8).

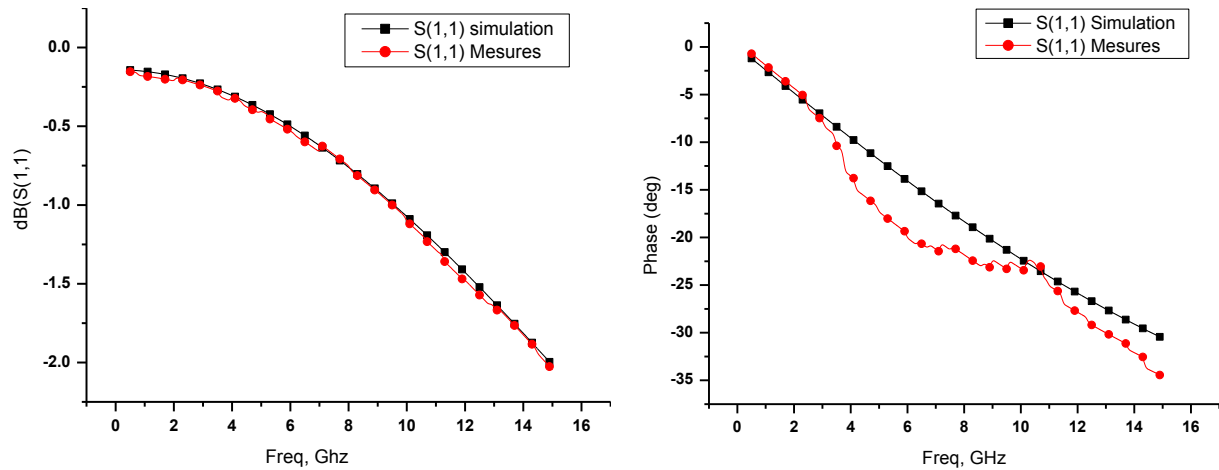


Figure 1-0-7 Paramètres S_{11} de la diode: comparaison simulation et mesures

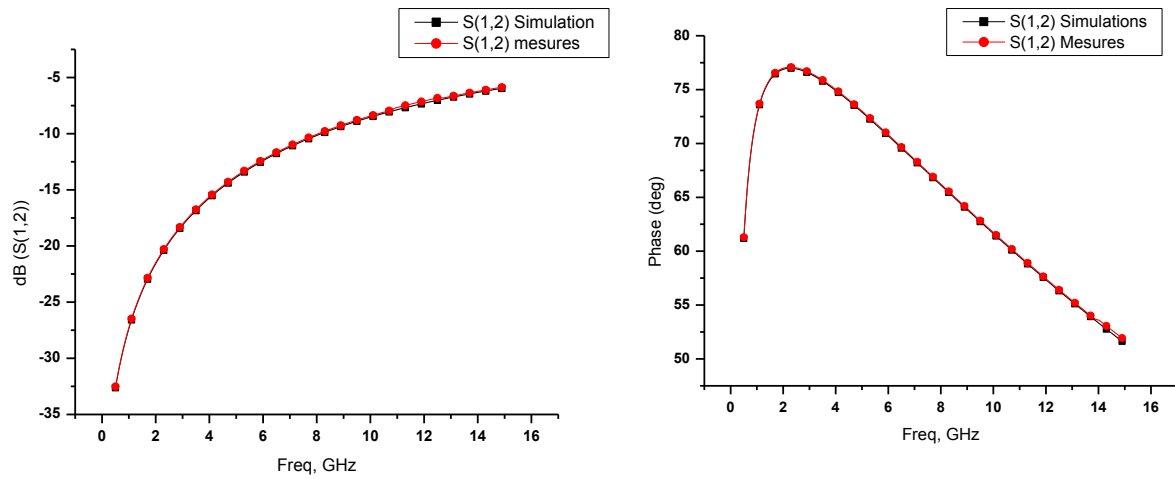


Figure 1-0-8 Paramètres S_{12} de la diode: comparaison simulation et mesures

Les paramètres obtenus sont détaillés dans le tableau 1-2 :

Tableau 1-5 Paramètres pour la diode MSS20-141.

Paramètre	Description	Valeur	Unité
C_{j0}	Capacité de jonction	0.065	pF
$L_{Boîtier}$	Inductance parasite liée au boîtier	0.002	nH
$C_{Boîtier}$	Capacité parasite liée au boîtier	0.11	pF
$L_{Soudure}$	Inductance parasite due à la soudure	0.38	nH
$C_{Soudure}$	Capacité parasite due à la soudure	0.01	pF

5) Bibliographie

- [ZbLT06] J. Zbitou, M. Latrach, et S. Toutain, « Hybrid rectenna and monolithic integrated zero-bias microwave rectifier », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, n° 1, p. 147 -152, janv. 2006.
- [McYC92] J. O. McSpadden, T. Yoo, et K. Chang, « Theoretical and Experimental Investigation of a Rectenna Element for Microwave Power Transmission », *IEEE Microw. Theory Tech.*, vol. 40, n° 12, p. 8, 1992.
- [Hemo00] S. J. Hemour, « Analyseur de spectre large bande bas cout et temps reel base sur l interferometrie microonde », Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 20.

Annexe 3 : Optimisation du réseau d'adaptation d'impédances

1) Introduction

Le réseau d'adaptation conçu est représenté Figure 0-1. Afin d'augmenter la largeur de la bande et permettre de supprimer les hautes fréquences indésirables, un condensateur C_3 avec une inductance L_3 remplace le condensateur en parallèle du filtre en T.

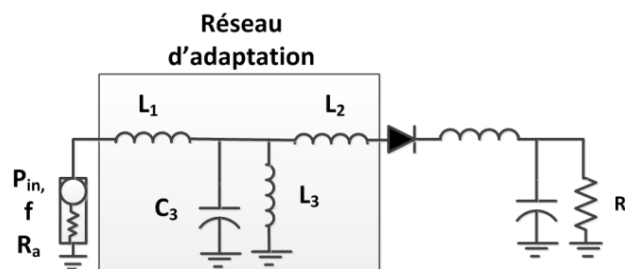


Figure 0-1 Modèle de la branche RF conçue.

Le réseau d'adaptation d'impédances est donc composé de quatre composants. Des combinaisons pratiquement illimitées de valeurs d'inductance et de condensateur peuvent être utilisées pour obtenir l'adaptation d'impédance souhaitée. Ainsi, un processus d'optimisation est nécessaire pour choisir rapidement les différentes valeurs de composants.

2) Méthode d'optimisation

L'objectif est de calculer les valeurs des composants du réseau d'adaptation telles que la puissance maximale soit transférée à partir de l'antenne de réception vers la charge dans la bande RF choisie. Considérant le circuit de la Figure 0-2, l'impédance de l'antenne de réception vue par le réseau d'adaptation est égale à R_a . La charge ici est l'impédance d'entrée du redresseur modélisé par $Z_{rect} = R_{rect} + j * X_{rect}$.

La fonction de transfert en tension, $H_{(w,Q)}$, peut être exprimée en fonction du facteur de qualité, Q , (1-0-1). De plus, les composants du réseau ont été exprimés en fonction de Q (3-6). Il est à noter que L_3 dépend de la largeur de bande du réseau d'adaptation, B_{width} , qui est un autre degré de liberté dans la conception.

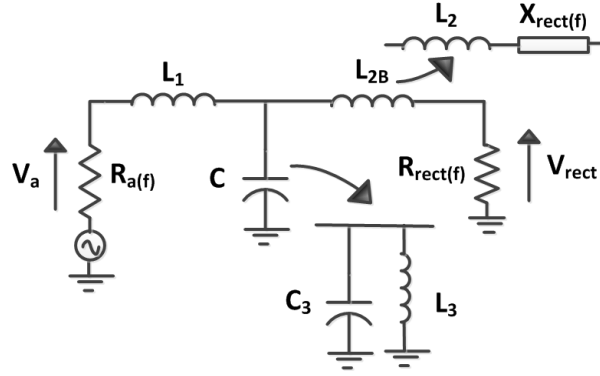


Figure 0-2 Modélisation du réseau d'adaptation d'impédances.

$$|H(\omega, Q)| = \frac{2(R_{rect}/R_a + 1)Q - 2(4Q^2 R_{rect}/R_a - (R_{rect}/R_a - 1)^2)}{\left\{ 4 \left[(R_{rect}/R_a + 1)^2 Q - (R_{rect}/R_a + 1)(4Q^2 R_{rect}/R_a - (R_{rect}/R_a - 1)^2) - (R_{rect}/R_a - 1)^2 Q \omega_p^2 \right]^2 + \left[(R_{rect}/R_a - 1)^2 (3\omega_p - \omega_p^3) + (2(R_{rect}/R_a + 1)Q - 8Q^2 R_{rect}/R_a)(3\omega_p - \omega_p^3) \right]^2 \right\}^{1/2}} \quad (1-0-1)$$

$$\text{pour } \omega_p = \omega/\omega_c \text{ and } Q = \frac{1}{2} \left(\frac{X_{L1}}{R_a} + \frac{X_{L2B}}{R_{rect}} \right) \quad (1-0-2)$$

$$L_1 = \frac{R_{rect}(2Q_0 - \sqrt{4Q_0^2 R_{rect}/R_a - (R_{rect}/R_a - 1)^2})}{\omega_c (1 - R_{rect}/R_a)^2} \quad (1-0-3)$$

$$L_2 = \frac{R_{rect}(2Q_0 R_{rect}/R_a - \sqrt{4Q_0^2 R_{rect}/R_a - (R_{rect}/R_a - 1)^2})}{\omega_c (1 - R_{rect}/R_a)} - X_{rect} \quad (1-0-4)$$

$$C_3 = \frac{2Q_0}{\omega_c R_{rect} (1 + (L_1/R_a)^2)} \quad (1-0-5)$$

$$L_3 = \frac{B_{width}}{4\pi^2 C_3 F_s^2} \quad (1-0-6)$$

A partir de ces équations, un algorithme a été développé et est illustré

Figure 0-3. Q_0 est obtenu en annulant la dérivée de la fonction de transfert $H_{(\omega, Q)}$ par rapport à Q . Comme l'impédance d'entrée redresseur Z_{rect} n'est pas constante, plusieurs Z_{recti} sont calculés sur la largeur de bande, B_{width} . Cela permet de trouver des valeurs de composants de filtrage L_{1i} , L_{2i} , L_{3i} et C_{3i} . Ce calcul est répété jusqu'à ce que l'impédance de sortie du réseau d'adaptation, Z_{out} , RF_{filter} , corresponde au conjugué de l'impédance d'entrée du redresseur, Z_{rect} , sur la bande passante considérée, avec une tolérance de 1%. A la fin du processus, le facteur de qualité Q_0 optimum est obtenu.

Un programme Matlab[®] a été utilisé pour résoudre ces équations à l'aide de la méthode de Newton pour obtenir l'adaptation d'impédance optimale dans la bande RF choisie. Le processus d'optimisation est fait avec $\omega_c = 1.8, 2.1, \text{ et } 2.45 \text{ GHz}$, $B_{width} = 200 \text{ MHz}$, $P_{in} = -15 \text{ dBm}$ et $N = 20$.

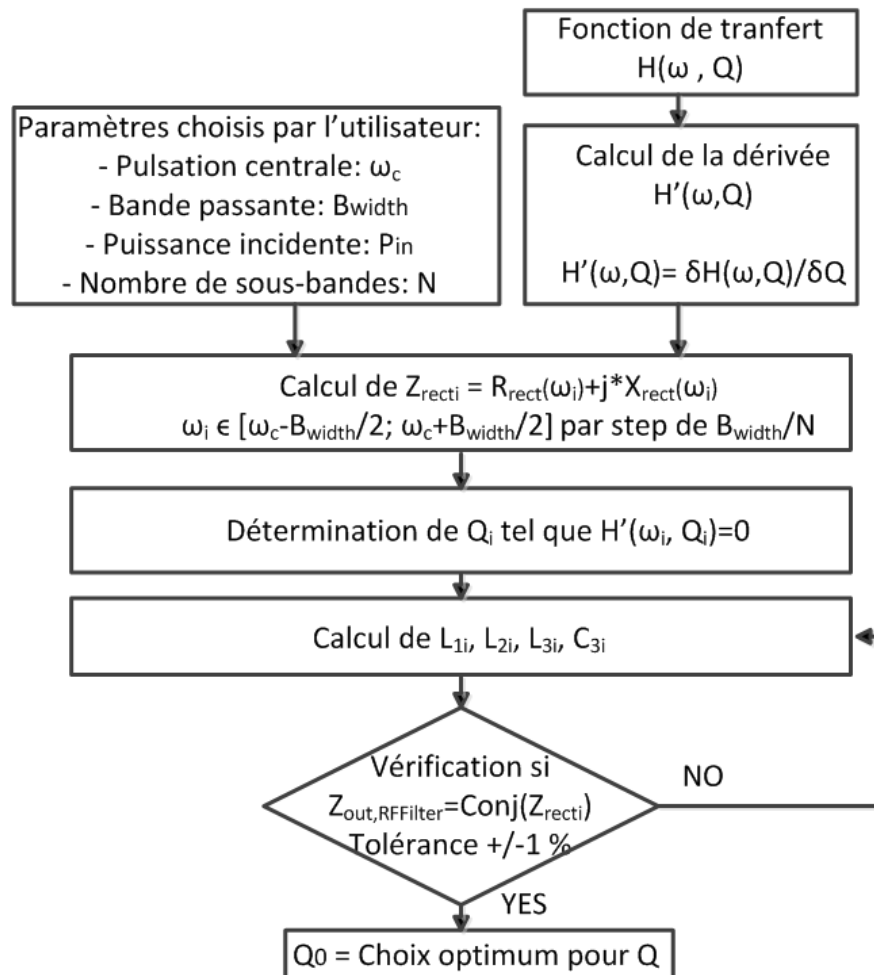


Figure 0-3 Algorithme développé pour calculer les composants du réseau d'adaptation.

3) Conception du réseau d'adaptation

Le prototype a été conçu pour être adapté sur trois bandes RF: le GSM1800, l'UMTS2100 et le Wi-Fi. La méthode de conception proposée est appliquée pour calculer les valeurs des composants des trois filtres RF correspondants ayant $B_{width} = 200 \text{ MHz}$.

Le logiciel ADS en mode harmonique balance est utilisé pour simuler la rectenna en fonction de la fréquence. La diode Schottky est la Metelics MSS20-141 et le filtre dc est une inductance de 3.3 nH en série avec un condensateur de 68 pF en parallèle. La puissance

d'entrée est fixée à -10 dBm. L'impédance de l'antenne, R_a , est de 50 Ω dans les trois bandes RF considérées et la charge R_L est de 430 Ω . Le schéma de simulation est illustré Figure 0-4.

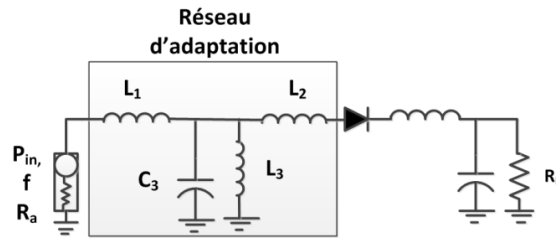


Figure 0-4 Modèle de rectenna simulée sous ADS.

La tension de sortie en fonction de la fréquence pour les trois réseaux trouvés avec la méthode développée sous Matlab[®] est illustrée Figure 0-5. Les valeurs des composants avec les valeurs de Q_0 correspondantes sont résumées dans le Tableau 0-1. Comme le montre la Figure 0-5, chaque bande RF est couverte et la bande passante est d'environ 200 MHz.

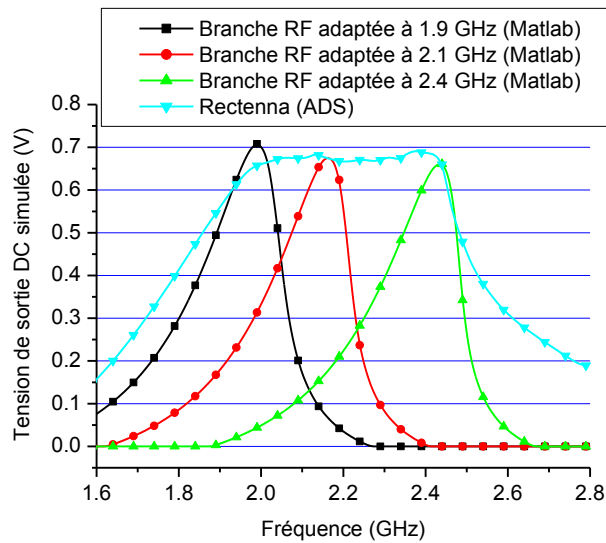


Figure 0-5 Tension de sortie DC simulée en fonction de la fréquence avec les réseaux d'adaptation d'impédances trouvés à partir de Matlab et ADS.

Tableau 0-1 Valeurs de composants trouvées (méthode développée sous Matlab).

Bande de fréquence	Q_0	L_1 (nH)	L_2 (nH)	L_3 (nH)	C_3 (pF)
GSM1800	1.9	2.4	20	3.1	0.3
UMTS2100	2.6	2.6	16	2.5	0.4
Wi-Fi	3.4	3.2	11	2.2	0.4

Il est à noter que la valeur de Q_0 a un impact sur la bande passante du réseau d'adaptation. Pour illustrer ce propos, on considère le réseau d'adaptation trouvé dans la bande UMTS. La tension de sortie est simulée en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs de Q_0 (Figure 0-6). La figure confirme que plus Q_0 est élevé plus la bande passante RF est étroite.

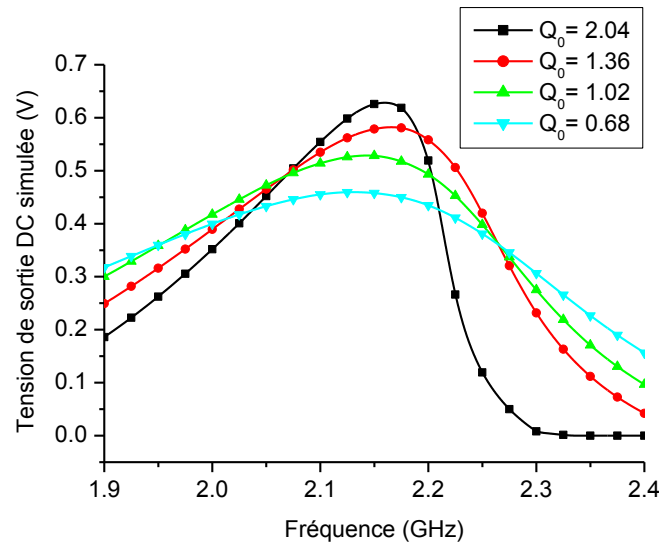


Figure 0-6 Tension de sortie DC simulée en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs de Q_0 .

Bien que la méthode développée avec Matlab donne une estimation des valeurs de composants, celle-ci ne tient pas compte des éléments parasites et de l'effet de substrat. En outre, les valeurs trouvées ne correspondent pas forcément aux valeurs de CMS standards.

Avec les valeurs de départ définies dans le Tableau 0-1, les valeurs des composants sont ajustées avec ADS et sont présentées dans le Tableau 0-2. La tension de sortie de la rectenna à large bande optimisée est simulée en fonction de la fréquence. Comme le montre la Figure 0-5, la réponse DC est constante sur une large plage de fréquence, de 1.8 à 2.6 GHz.

Tableau 0-2 Valeurs de composants trouvées avec ADS.

Bande de fréquence	L1 (nH)	L2 (nH)	L3 (nH)	C3 (pF)
GSM1800	1	8.2	6.8	0.5
UMTS2100	3.3	3.3	2.2	0.5
Wi-Fi	2.2	2.2	4.7	0.5

Annexe 4 : Caractérisation du textile

1) Simulation sur ADS

Le textile sélectionné est du coton. Afin de le caractériser, la méthode choisie consiste à coller une ligne micro-ruban sur un carré de tissu métallisé sur la face arrière. Les différentes compositions de la structure ont été représentées sur ADS comme illustré sur la Figure 0-1:

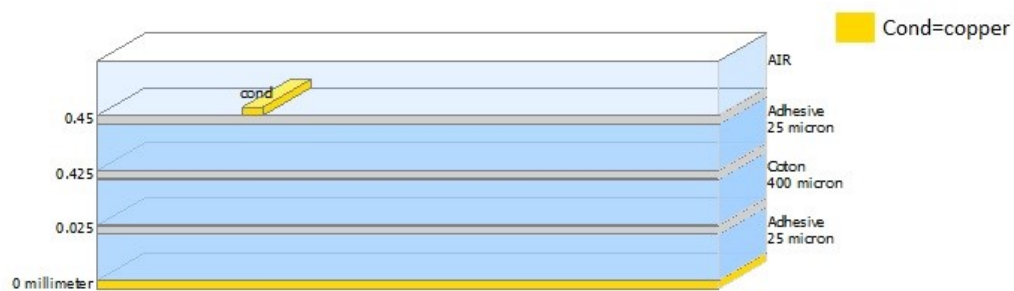


Figure 0-1 Composition de la structure modélisée sous ADS.

Les épaisseurs de tissu, cuivre et gomme adhésive ont été mesurées avec précision à l'aide d'un taper. Les caractéristiques de chacune des couches sont décrites dans le tableau ci-dessous :

Type de matériau	Cuivre	Gomme adhésive	Coton
Epaisseur	40 μm	25 μm	400 μm
Permittivité	--	1.9	A déterminer
Pertes diélectriques	--	0.008	A déterminer
Conductivité (S/m)	5.8×10^7	--	--

2) Fabrication

Deux carrés de tissu de taille 5x5 cm ont été découpés. Sur une des deux faces, du cuivre adhésif a été collé. Sur l'autre face, une ligne micro-ruban en cuivre adhésif a été collée. Deux largeurs de ligne ont été réalisées : 3 mm et 2.5 mm.

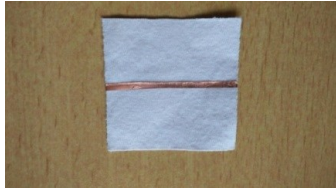


Figure 0-2 Photo de la structure avec une ligne micro-ruban de 2.5 mm.

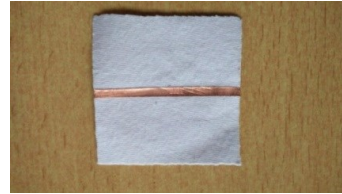


Figure 0-3 Photo de la structure avec une ligne micro-ruban de 3 mm.

3) Résultats de simulation et mesure

Une étude paramétrique a été mise en place sous ADS pour déterminer la permittivité, ϵ_r , et $\text{Tan}\delta$. La valeur de ϵ_r joue sur la réponse du S_{11} et la valeur de $\text{Tan}\delta$ joue sur la réponse sur S_{12} . Les Figure 0-4 et Figure 0-5 représentent les réponses S_{11} et S_{12} du prototype avec la ligne micro-ruban de 2.5 mm. Les Figure 0-6 et Figure 0-7 représentent les réponses S_{11} et S_{12} du prototype avec la ligne micro-ruban de 3 mm. Afin de faire correspondre les courbes en simulation et mesure, la permittivité du coton a été déterminée à 2.1 et $\text{Tan}\delta$ à 0.055.

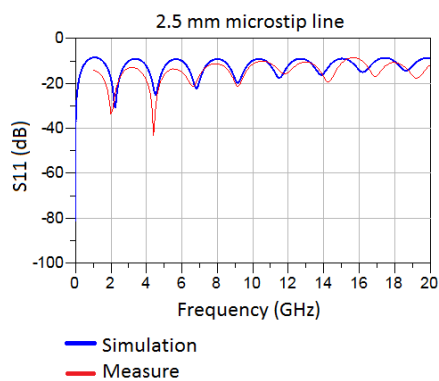


Figure 0-4 S_{11} simulé et mesuré pour le prototype avec une ligne micro-ruban de 2.5 mm.

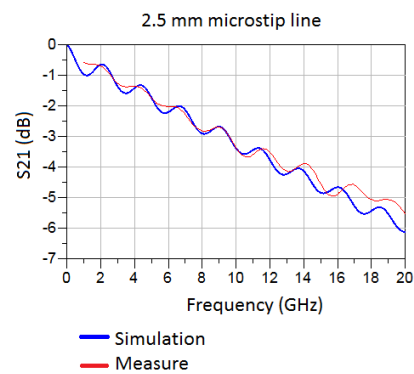


Figure 0-5 S_{12} simulé et mesuré pour le prototype avec une ligne micro-ruban de 2.5 mm.

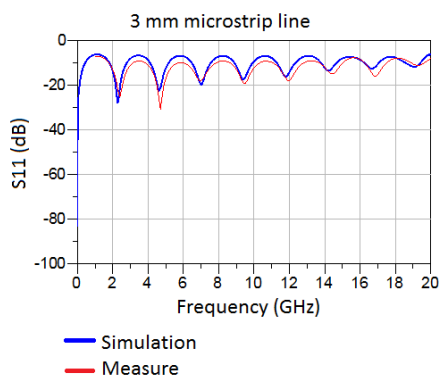


Figure 0-6 S_{11} simulé et mesuré pour le prototype avec une ligne micro-ruban de 3 mm.

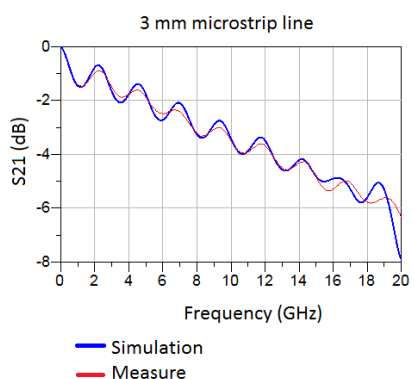


Figure 0-7 S_{11} simulé et mesuré pour le prototype avec une ligne micro-ruban de 3 mm.

Annexe 5 : Paramètres d'une antenne

Plusieurs paramètres et définitions sont rappelés dans cette annexe permettant de caractériser une antenne.

1) Zones et diagramme de rayonnement

Le champ électromagnétique rayonné ne varie pas de la même façon en tout point extérieur aux antennes. La première zone est celle du champ proche, encore appelée zone de Rayleigh. Cette zone est limitée pour une distance, d , entre l'émetteur et le récepteur, comprise entre 0 et $D^2/2\lambda$. La deuxième zone intermédiaire, encore appelée zone de Fresnel, correspond à la zone telle que $\frac{D^2}{2\lambda} < d < \frac{2D^2}{\lambda}$. La troisième zone est celle de champ lointain, encore appelée zone de Fraunhofer, telle que $d > \frac{2D^2}{\lambda}$. Dans cette zone, la densité de puissance est inversement proportionnelle à la distance au carré. Le diagramme de rayonnement représente la répartition de la puissance rayonnée par l'antenne en champ lointain. Ce diagramme diffère d'une antenne à une autre et peut être omnidirectionnel dans le cas d'une antenne isotope ou directif dans le cas d'une antenne patch (Figure 0-1).

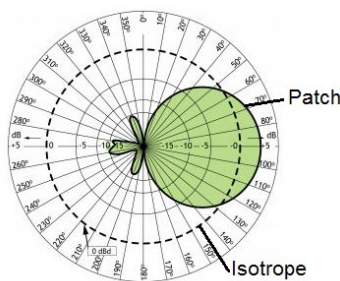


Figure 0-1 Diagramme de rayonnement pour une antenne isotope et une antenne patch [Proc00].

2) Directivité et gain

On dit qu'une antenne est isotope lorsque la densité sphérique, $U(\varphi, \theta)$, dans n'importe quelle direction donnée s'exprime par :

$$U(\varphi, \theta) = \frac{P_e}{4\pi}, \quad (0-1)$$

avec P_e la puissance rayonnée totale.

On appelle directivité, D , d'une antenne dans une direction (φ, θ) le rapport de la densité de puissance créée dans une direction donnée et la densité de puissance d'une antenne isotrope:

$$D(\varphi, \theta) = \frac{U(\varphi, \theta)}{P_e / 4\pi}. \quad (0-2)$$

Une antenne directive possède généralement un lobe principal et des lobes secondaires, beaucoup plus faibles que le lobe principal.

Le gain est défini de la même manière que la directivité en tenant compte de la puissance fournie à l'antenne, P_f . P_f n'est pas rayonnée en totalité à cause notamment des pertes intrinsèques des matériaux constituant l'antenne. Ainsi, on obtient le gain $G(\varphi, \theta)$ dans la direction (φ, θ) :

$$G(\varphi, \theta) = \frac{P_r(\varphi, \theta)}{P_f / 4\pi} \quad (0-3)$$

S'il n'y a aucune perte, le gain est égal à la directivité.

3) Largeur de bande

La bande passante d'une antenne est définie comme l'excursion de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB. Le coefficient de réflexion est défini par:

$$S_{11} = \frac{Z_a - Z_s}{Z_a + Z_s}, \quad (0-4)$$

avec Z_a l'impédance de l'antenne et Z_s l'impédance de la source.

4) Polarisation

La polarisation d'une antenne est celle du champ électrique de l'onde qu'elle rayonne ou qu'elle reçoit de façon privilégiée, au travers de son lobe principal. Si le vecteur champ électrique de l'onde rayonnée par l'antenne se trouve toujours dans le même plan, du moins tant que l'onde ne subit pas une réflexion sur le sol ou un obstacle, la polarisation est dite *linéaire*. Une polarisation linéaire peut être horizontale ou verticale.

Sinon la polarisation de l'onde est *elliptique* avec le cas particulier de la polarisation *circulaire*. Dans ce cas précis, l'orientation du champ E décrit un cercle et l'intensité du champ est toujours la même. Il peut décrire soit une rotation vers la droite ou la gauche, d'où l'appellation de polarisation circulaire droite ou de polarisation circulaire gauche.

Résumé

Les réseaux de capteurs sans fil (WSN: Wireless Sensor Network), l'Internet des objets (IoT), profitent des progrès récents en terme de consommation énergétique pour concevoir des entités de contrôle intelligentes. Les batteries ou piles ont permis le développement de ces systèmes en les rendant autonomes. Néanmoins, cette méthode d'alimentation est inadaptée pour les applications modernes. Une solution alternative pour alimenter ces capteurs est d'utiliser l'énergie disponible dans leur environnement, comme par exemple les gradients thermiques, les vibrations mécaniques, ou encore les ondes lumineuses ou Radio-Fréquences.

C'est dans ce contexte que s'est déroulé ce travail de thèse financé par PRACOM. Cette thèse propose de contribuer au développement de solutions innovantes visant à rendre autonome en énergie un réseau de capteurs en exploitant notamment l'énergie des ondes Radio-Fréquences (RF). Ces capteurs sont placés en environnement ambiant, c'est-à-dire dans un environnement pour lequel les densités de puissances incidentes ne sont pas maîtrisées et sont généralement faibles.

Tout d'abord différentes sources et techniques de récupération d'énergie ont été étudiées comme l'énergie mécanique, thermique, chimique et celle des ondes lumineuses et Radio-Fréquences. Cette étude a permis de positionner les systèmes de récupération d'énergie des ondes Radio Fréquences par rapport aux autres systèmes.

Après avoir démontré l'intérêt de collecter l'énergie sur une large bande de fréquence, une étude statistique a été menée sur l'évaluation de la densité de puissance RF présente dans un environnement urbain et à la campagne. L'environnement du capteur implique des choix pour l'architecture choisie, comme par exemple l'ajout de cellule de stockage d'énergie ou encore l'utilisation d'un convertisseur dc-dc.

Plusieurs récupérateurs d'énergie RF multibandes ont été conçus et testés dans divers environnements. Ceux-ci montrent la faisabilité d'alimenter des petits capteurs en extérieur. La problématique des capteurs autonomes en énergie portés par la personne est également abordée. Il s'agit de voir comment la présence du corps humain a un retentissement sur les performances du système de récupération d'énergie RF. Plusieurs solutions sont proposées comme l'amélioration du réseau d'adaptation d'impédances du récupérateur d'énergie RF, ou encore l'utilisation d'une surface à hautes impédances.

Mots-clés : Rectenna, Récupération d'énergie, Ondes radiofréquences, Internet des objets, Réseaux de capteurs, Surface à haute impédance

Abstract

In recent years, the decrease of electronic components consumption has led to the development of wireless devices. An interesting application concerns Internet of Things (IoT) and Wireless Sensor Networks (WSNs). Sensors are used in various scenarios such as intelligent monitoring systems for office, home automation, medical or military applications. Today these sensors are powered by batteries. Despite significant progress, batteries still have a limited lifetime and their replacement is often complicated. This explains the motivation to find alternative ways to power these objects. A promising method consists in harvesting energy from the ambient environment of the sensor nodes. For instance, thermal gradients, mechanical vibrations, light or electromagnetic waves could serve such a purpose.

This thesis has been funded by PRACOM and has been held in this context. The thesis aim is to contribute to the development of innovative solutions to design self-powered sensor networks particularly by exploiting the energy of Radio Frequency (RF) waves. These sensors are located in ambient environment, i.e. an environment for which the RF power densities are not controlled and generally low.

First of all, different sources and energy harvesting techniques have been investigated. This study helps to position the RF energy harvesting to other systems such as the mechanical, thermal, chemical, photovoltaic energy.

After having demonstrated the added value of harvesting energy over a wide frequency band, a statistical study has been conducted to evaluate the RF power density in urban environment and countryside. The sensor environment involves choices for the chosen architecture, such as the addition of an energy storage cell or the use of a dc-dc converter.

Several multi-band RF harvesters have been designed and tested in various environments. They show the feasibility of powering small sensors. The issue of autonomous sensors worn by the person is also addressed. The study highlights how the presence of the human body has an impact on RF harvester performance. Several solutions are proposed such as the improvement of the impedance matching network or the use of a high impedance surface.

Keywords : Rectenna, Energy harvesting, Radio frequency, Internet of Things, Sensor networks, High Impedance Surface