

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث

العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمس - ان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



## MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

**En** : Télécommunications

**Spécialité** : Systèmes de Télécommunications

**Par** : HASSANI Moulay Rachid

### Sujet

**Etude et conception d'un dispositif de récupération  
d'énergie électromagnétique**

Soutenu, le **12/09/2020**, devant le jury composé de :

Mr BENDIMERAD Fethi Tarik	Professeur à l'université de Tlemcen	Président
Mr MERIAH Sidi Mohammed	Professeur à l'université de Tlemcen	Examineur
Mr DERRAZ Fouad	MCA à l'université de Tlemcen	Examineur
Mr BOUSAHLA Miloud	MCB à l'université de Tlemcen	Encadreur

# *Dédicaces*

## *Je dédie ce travail*

*En premier lieu à mes parents qui m'ont soutenu pour me permettre de réaliser tous mes objectifs et qu'ils trouvent ici toute ma reconnaissance et ma gratitude.*

*A mes grandes mères.*

*A mon frère ABDESSAMAD.*

*A mes sœurs.*

*A mes oncles et mes tantes.*

*A mon ami YUCEF.*

*A mes cousins et cousines.*

*A mes professeurs et enseignants.*

*A tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin.*

## *Remerciement*

*Toute notre parfaite gratitude et remerciement à Allah le plus puissant qui nous a donné la force, le courage et la volonté pour élaborer ce travail.*

*C'est avec une profonde reconnaissance et considération particulière que je remercie mon encadreur, qui sans lui, ce projet de fin d'étude n'aurait pas été possible. Il s'agit particulièrement de M. BOUSAHLA MILOUD, maitre de conférences à la faculté de technologie de l'université de Tlemcen*

*Mes remerciements vont également à M. BENDIMERAD FETHI TARIK, professeur à la faculté de technologie de l'université de Tlemcen, qui a aimablement accepté de présider ce jury composé de nos deux examinateurs :*

*Monsieur MERIAH SIDI MOHAMMED, professeur au département de Télécommunications à l'université de Tlemcen et Monsieur DERRAZ FOUAD, maitre de conférences au département de Télécommunications à l'université de Tlemcen.*

*Je vous remercie sincèrement pour le temps consacré à l'examinations de ce travail et pour l'ensemble des remarques et suggestions proposées.*

*Enfin je tiens à adresser un remerciement à ma très chère famille et aussi à mes enseignants du département de Télécommunications qui ont été toujours présents pour nous encourager et nous soutenir.*

## *Résumé*

De nos jours, le recyclage de l'énergie est devenu un problème très important dans le monde entier. De ce fait, récolter et recycler l'énergie électromagnétique ambiante gaspillée est devenue un sujet de plus en plus intéressant dans le domaine académique et industriel en tant qu'une des méthodes les plus attirantes pour générer de l'énergie courant continu afin de répondre à la préoccupation de recharger ou de remplacement des batteries dans le but de mettre en œuvre des dispositifs autonomes dans le domaine des Internet des objets.

Le but de ce travail de mémoire et l'étude, la simulation et la conception d'un dispositif qui permet d'exploiter l'énergie RF émise, lors de la transmission sans fil, par les infrastructures de communication telles que les systèmes Wifi, cellulaires...et de la convertir en puissance DC.

Nous avons étudié et conçu plusieurs systèmes de récupération d'énergie électromagnétique sans fil avec différentes topologies et méthodes d'adaptation. La simulation de ces circuits a été faite en utilisant le logiciel ADS avec la méthode de simulation non-linéaire Harmonic Balance (HB).

**Mot Clés** : Récupération d'énergie, Rectifier, Antenne imprimée, Diode Schottky, redresseur, Rectenna, récupération d'énergie électromagnétique, Ligne micro ruban.

## *Abstract*

Nowadays, the recycling of energy is becoming a crucial issue all over the world. The gathering and the recycling of wasted electromagnetic energy ambient has interested most of the academies and industries, and therefore, it makes them looking for better ways and methods to generate direct current energy that meet the concern of recharging or replacing batteries in order to implement autonomous devices in the field of Internet of Things.

The goal of this study in this memory is how to make simulation and design of a device that makes it possible to exploit the RF energy emitted, during wireless transmission, by communication infrastructures such as Wi-Fi systems, cellular ... and convert it to DC power.

We have studied and designed several wireless electromagnetic energy gathering systems in different topologies and adaptation methods. The simulation of these circuits has been done by using the ADS software with the non-linear Harmonic Balance (HB) simulation method.

**Keyword:** energy recovery, Rectifier, printed antenna, Schottky diode, Rectenna, electromagnetic energy recovery, micro ribbon line.

# ملخص

في الوقت الحاضر، أصبحت إعادة تدوير الطاقة مشكلة مهمة للغاية في جميع أنحاء العالم. نتيجة لذلك، أصبح حصاد وإعادة تدوير الطاقة الكهرومغناطيسية المحيطة المهذرة موضوعًا مثيرًا للاهتمام بشكل متزايد في الأوساط الأكاديمية والصناعية كواحدة من أكثر الطرق جاذبية لتوليد الطاقة الحالية المباشرة لتلبية الاهتمام بإعادة شحن البطاريات أو استبدالها من أجل تنفيذ أجهزة مستقلة في مجال إنترنت الأشياء.

الهدف من هذه المذكرة هو دراسة ومحاكاة وتصميم جهاز يجعل من الممكن استغلال طاقة التردد اللاسلكي المنبعثة، أثناء الإرسال اللاسلكي، من خلال البنية التحتية للاتصالات مثل أنظمة WiFi، خلوي... وتحويله إلى طاقة تيار مستمر. لقد درسنا وصممنا العديد من أنظمة حصاد الطاقة الكهرومغناطيسية اللاسلكية ذات الهياكل وطرق التكيف المختلفة. تمت محاكاة هذه الدوائر باستخدام برنامج ADS مع Harmonic Balance (HB) طريقة محاكاة غير الخطية. **الكلمات المفتاحية:** استرجاع الطاقة، المعدل، الهوائي المطبوع، الصمام الثنائي شوتكي، المستقي، استعادة الطاقة الكهرومغناطيسية، خط الشريط الصغير

# Table des matières

<i>Dédicaces</i> .....	I
<i>Résumé</i> .....	III
<i>Abstract</i> .....	IV
<i>ملخص</i> .....	V
<i>Liste des tables</i> .....	VIII
<i>Liste des figures</i> .....	VIII
<i>Liste des abréviations</i> .....	XI
<i>Introduction générale</i> .....	1
I.1 Introduction.....	3
I.2 Antenne patch .....	3
I.3 Les différentes formes d'une antenne patch .....	3
I.4 Caractéristiques des antennes patches .....	4
I.4.1 Diagramme de rayonnement.....	4
I.4.2 Polarisation .....	4
I.4.3 Coefficient de réflexion S11 (adaptation) :.....	5
I.4.4 Directivité.....	5
I.4.5 Rendement de l'antenne .....	6
I.4.6 Gain.....	6
I.4.7 Bande passante .....	6
I.4.8 Impédance d'entrée .....	7
I.5 Les techniques d'alimentation .....	7
I.5.1 Alimentation par ligne microruban .....	7
I.5.2 Alimentation par ligne coplanaire.....	7
I.5.3 Alimentation par sonde coaxial .....	8
I.5.4 Alimentation par fente (ou par ouverture) .....	8
I.6 Avantages et inconvénients des antennes imprimées .....	9
I.7 Techniques d'adaptation d'impédance (Adaptation par des éléments distribués).....	10
I.7.1 Adaptation pour une alimentation avec une ligne microruban .....	10
I.7.2 Adaptation par ligne quart d'onde.....	10
I.7.3 Adaptation par stub.....	11
I.8 Conclusion .....	11

II.	CHAPITRE II : ETAT DE L'ART DES RECTENNAS.....	12
II.1	INTRODUCTION.....	12
II.2	Transmission d'énergie sans fil.....	12
II.3	Principe de récupération d'énergie .....	13
II.4	Techniques de transmissions d'énergie sans fil TESH .....	16
II.4.1	Technique TESH par induction magnétique .....	16
II.4.2	Technique TESH par résonance magnétique .....	16
II.4.3	Technique TESH par couplage capacitif.....	17
II.5	Spectre électromagnétique.....	18
II.5.1	Communication sans fil.....	19
II.6	Rectenna.....	22
II.6.1	Présentation et principe de fonctionnement.....	22
II.6.2	Antenne pour rectennas .....	23
II.6.3	Le circuit redresseur .....	25
II.6.4	Circuit d'adaptation .....	29
II.6.5	Caractéristiques de la rectenna.....	30
II.6.6	Efficacité de conversion RF-DC.....	30
II.6.7	Les réseaux de Rectennas .....	31
II.7	Conclusion .....	31
III.	CHAPITRE III :Conception de systèmes de récupération d'énergie électromagnétique .....	33
III.1	Introduction.....	33
III.2	Conception d'une antenne patch Bi bande [2.45 - 3.55] GHz.....	33
III.3	Conception d'une antenne fonctionnant à la fréquence10 GHz .....	39
III.4	Conception de Circuits de conversion RF-DC .....	43
III.4.1	Étude et conception du circuit de conversion RF-DC à la fréquence 2.45GHz .....	43
III.4.2	Adaptation par éléments distribués : .....	48
III.4.3	Comparaison entre les deux méthodes d'adaptation : .....	52
III.4.4	Étude et conception du circuit de conversion fonctionnant à la fréquence 10GHz : .	52
III.4.5	Étude et conception du circuit de conversion doubleur de tension fonctionnant à la fréquence de 10GHz.....	56
III.5	Conclusion .....	60
	<i>Conclusion générale</i> .....	60



## Liste des tables

Tableau I- 1: Avantages et inconvénients des antennes imprimées. ....	9
Tableau II- 1: Les différentes applications de la récupération d'énergie .....	15
Tableau II- 2: Classe de puissances des émetteurs Bluetooth .....	20
Tableau II- 3: Puissance disponible pour différentes technologies [13].....	21
Tableau II- 4: Comparaison des différentes topologies de redresseur.....	29
Tableau III- 1: Les équations d'antenne patch rectangulaire .....	34
Tableau III- 2: Paramètres optimisés de l'antenne .....	36
Tableau III- 3: Paramètres optimisés de l'antenne proposée .....	40
Tableau III- 4: Paramètres du circuit de conversion avec filtre d'adaptation à éléments localisés..	44
Tableau III- 5: Comparaison entre les deux techniques d'adaptation .....	52

## Liste des figures

Figure I- 1: Antenne patch rectangulaire .....	3
Figure I- 2: Différentes formes d'une antenne patch .....	4
Figure I- 3: Polarisation du champ électromagnétique [3] .....	5
Figure I- 4: Antenne patch alimentée par ligne microruban [10].....	7
Figure I- 5: Alimentation du patch par ligne coplanaire [10] .....	8
Figure I- 6: Alimentation de l'antenne patch par câble coaxial [11].....	8
Figure I- 7: Antenne patch alimentée par fente [11] .....	9
Figure I- 8: Différents types d'alimentation par ligne microruban .....	10
Figure I- 9: Adaptation par ligne quart d'onde [15].....	11
Figure I- 10: Stub en circuit ouvert [16].....	11
Figure II- 1: Hélicoptère alimenté par de l'énergie microonde [5].....	13
Figure II- 2: Réseau de rectennas à polarisation circulaire à 5.8GHz [5] .....	13
Figure II- 3: Principe de fonctionnement d'un récupérateur d'énergie .....	14
Figure II- 4: Exemple de schéma de système TESF par induction électromagnétique [6].....	16
Figure II- 5: Exemple de schéma de système TESF par résonance magnétique [6] .....	17
Figure II- 6: Schéma du système TESF par couplage capacitif [6].....	17
Figure II- 7: Structure type du système à couplage capacitif [6] .....	18
Figure II- 8: Illustration de l'utilisation du spectre EM[9] .....	18
Figure II- 9: Puissance maximale de la norme GSM 900 [12] .....	20
Figure II- 10: Puissance du signal WiFi [15] .....	21

Figure II- 11: Structure d'une rectenna [17] .....	22
Figure II- 12: Vue de face et de profil de l'antenne [22] .....	23
Figure II- 13: Photographie de l'antenne dipôle réalisée dans [23] .....	24
Figure II- 14: Layout de l'antenne Vivaldi [24] a) vue de face, b) vue de derrière sans fente, c) vue de derrière avec fentes.....	24
Figure II- 15: a) Structure de l'antenne Pifa et du convertisseur intégré dedans [25] b) Photographie de la rectenna. ....	25
Figure II- 16: Coupe schématique d'une diode Schottky [26] .....	26
Figure II- 17: Symbole d'une diode Schottky [26] .....	26
Figure II- 18: Caractéristiques d'une diode Schottky [26] .....	26
Figure II- 19: Topologie série [28] .....	27
Figure II- 20: Topologie «shunt (parallèle)» [28] .....	27
Figure II- 21: Topologie « doubleur de tension » [28] .....	28
Figure II- 22: Multiplieur de tension [28].....	28
Figure II- 23: Pont de diodes [28].....	28
Figure II- 24: Réseaux d'adaptation (a) réseau en L (b) réseau en $\pi$ (c) réseau en T [32] .....	30
Figure II- 25: Association des Rectennas. (a) série, (b) parallèle [42] .....	31
Figure III- 1: Structure de l'antenne proposée (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous.....	34
Figure III- 2: Paramètres de l'antenne.....	35
Figure III- 3: Représentation du coefficient de réflexion en fonction du paramètre L2 de la fente...	35
Figure III- 4: Représentation du coefficient de réflexion S11.....	36
Figure III- 5:: Diagrammes de rayonnement en 3D simulés aux fréquences de résonance (a) 2.45GHz (b) 3.55GHz .....	37
Figure III- 6: Diagrammes de rayonnement en plan polaire simulés aux fréquences de résonance : (a) 2.45GHz (b) 3.55GHz .....	38
Figure III- 7: Représentation du rapport d'onde stationnaire (ROS).....	39
Figure III- 8: Structure de l'antenne proposée (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous.....	39
Figure III- 9: Paramètres géométriques de l'antenne proposée .....	40
Figure III- 10: Représentation du coefficient de réflexion .....	41
Figure III- 11: Diagrammes de rayonnement en 3D.....	41
Figure III- 12: Diagrammes de rayonnement :(a) plan 3D (b) plan polaire .....	42
Figure III- 13: Représentation du rapport d'onde stationnaire (ROS).....	42
Figure III- 14: Schéma du circuit de conversion RF-DC sans filtre d'adaptation. ....	43
Figure III- 15: Schéma du circuit de conversion avec filtre d'adaptation à éléments localisés. ....	44
Figure III- 16: Coefficient de réflexion (S11) du circuit de conversion. ....	45
Figure III- 17: Spectre des signaux d'entrée et de sortie du circuit de conversion. ....	45
Figure III- 18: Allures temporelles du signal d'entrée et de sortie du circuit de conversion.....	46
Figure III- 19: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la charge RL .....	46
Figure III- 20: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la capacité de filtrage .....	47

<i>Figure III- 21: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée .....</i>	<i>48</i>
<i>Figure III- 22: Schéma du circuit de conversion avec filtre d'adaptation à éléments distribués .....</i>	<i>48</i>
<i>Figure III- 23: Représentation du coefficient de réflexion (S11).....</i>	<i>49</i>
<i>Figure III- 24: Spectre des signaux d'entrée et de sortie du circuit de conversion.....</i>	<i>49</i>
<i>Figure III- 25: Allures temporelles du signal d'entrée et de sortie du circuit de conversion.....</i>	<i>50</i>
<i>Figure III- 26: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la charge RL</i>	<i>50</i>
<i>Figure III- 27: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la capacité de filtrage .....</i>	<i>51</i>
<i>Figure III- 28: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée .....</i>	<i>52</i>
<i>Figure III- 29: Schéma du circuit de conversion .....</i>	<i>53</i>
<i>Figure III- 30: Représentation du coefficient de réflexion (S11). .....</i>	<i>53</i>
<i>Figure III- 31: Spectre des signaux d'entrée et de sortie du circuit de conversion .....</i>	<i>54</i>
<i>Figure III- 32: Allures temporelles du signal d'entrée et de sortie du circuit de conversion.....</i>	<i>54</i>
<i>Figure III- 33: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la charge RL</i>	<i>55</i>
<i>Figure III- 34: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la capacité de filtrage .....</i>	<i>55</i>
<i>Figure III- 35: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée .....</i>	<i>56</i>
<i>Figure III- 36: Schéma du circuit de conversion doubleur de tension .....</i>	<i>56</i>
<i>Figure III- 37: Représentation du coefficient de réflexion (S11). .....</i>	<i>57</i>
<i>Figure III- 38: Spectre de fréquence des signaux d'entrée et de sortie du circuit de conversion.....</i>	<i>57</i>
<i>Figure III- 39: Allures temporelles du signal d'entrée et de sortie du circuit de conversion.....</i>	<i>58</i>
<i>Figure III- 40: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la charge RL .....</i>	<i>58</i>
<i>Figure III- 41: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la capacité de filtrage .....</i>	<i>59</i>
<i>Figure III- 42: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée .....</i>	<i>59</i>

## *Liste des abréviations*

**TESF:** Transmission d'Énergie Sans Fil.

**MPT:** Microwave Power Transfer

**RF :** Hyper Fréquence (Haute Fréquence)

**DC :**Direct Curent (régime continu).

**RF-DC :**Régime alternatif -continue.

**Bande ISM :**(industriel, scientifique et médical)

**RSSI :** Received Signal Strength Indicator

**DSP :** Densité Spectrale de puissance

**CWC :** Cyclotron Wave Converter

**MMIC :** Monolithic Microwave Integrated Circuit

**CST :** Computer Simulation Technology.

**EM :** Champ électromagnétique.

**ADS :** Advanced Design System.

## *Introduction générale*

Le monde a vécu un grand changement ces derniers siècles et cela par la découverte de méthodes de communication sans aucun médiateur visible : ce sont des systèmes communicants sans fils. Ces derniers font partie intégrante de notre vie quotidienne en raison de leurs larges gammes d'applications dans différents domaines (domaine médical, la sécurité, le domaine militaire, etc...). Les réseaux cellulaires, les réseaux locaux sans fil (WLAN) et les réseaux personnels sans fil (WPAN) ne sont que quelques exemples de la technologie sans fil que nous utilisons quotidiennement. Ils nous permettent d'être connectés partout et à tout moment. Ces systèmes sans fil émettent également une bonne quantité d'énergie électromagnétique dans l'air sans l'exploiter efficacement.

De nos jours, le recyclage de l'énergie est devenu un problème très important dans le monde entier. De ce fait, récolter et recycler l'énergie électromagnétique ambiante gaspillée est devenue un sujet de plus en plus intéressant dans le domaine académique et industriel en tant qu'une des méthodes les plus attirantes pour générer de l'énergie (courant continu).

La récupération de l'énergie RF est une technique potentielle pour répondre à la préoccupation de recharger ou de remplacement des batteries afin de mettre en œuvre des dispositifs autonomes dans le domaine des Internet des objets (IoT).

Le dispositif qui permet d'extraire l'énergie RF émise par les infrastructures de communication telles que les systèmes Wifi, cellulaires.... Et de la convertir en puissance DC est appelé « Rectenna », ce mot est l'association de deux entités qui sont « antenne » et « rectifier » qui désigne en anglais le « redresseur ».

Le but de ce travail de mémoire et l'étude, la simulation et la conception d'un dispositif de récupération d'énergie électromagnétique sans fil à faible coût en exploitant l'énergie perdue des ondes électromagnétique lors de la transmission sans fil.

Ce mémoire est divisé en trois chapitres. Le premier chapitre présente une généralité sur les antennes patch où nous aborderons successivement les différentes formes de ces dernières avec leurs caractéristiques. Nous entamerons ensuite, les techniques d'alimentation, les avantages et les inconvénients de ces antennes. Nous terminons ce chapitre par les techniques d'adaptations.

Le second chapitre concerne l'état de l'art des rectennas. Après un bref historique sur le concept de transmission d'énergie sans fil (TESF), nous allons tout d'abord présenter les différentes techniques de transmission d'énergie sans fil (TESF) et le principe de fonctionnement des rectennas. Par la suite nous allons présenter les différentes topologies de redresseurs qui utilisent des diodes Schottky qui diffère des autres types de diode, par leurs faibles tensions de seuil. Nous terminons ce chapitre par la présentation des différents circuits d'adaptation.

Nous présenterons dans le troisième chapitre l'étude, la conception et l'optimisation de systèmes de récupération d'énergie électromagnétique. La première partie de ce chapitre est consacrée à la

conception de deux antennes avec le logiciel CST. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous présenterons la conception et la simulation de plusieurs circuits de conversion RF-DC avec le logiciel ADS.

Nous terminons ce mémoire par une conclusion générale.

---

# **CHAPITRE I GÉNÉRALITÉ SUR LES ANTENNES PATCH**

---

## CHAPITRE I - GÉNÉRALITÉS SUR LES ANTENNES PATCH

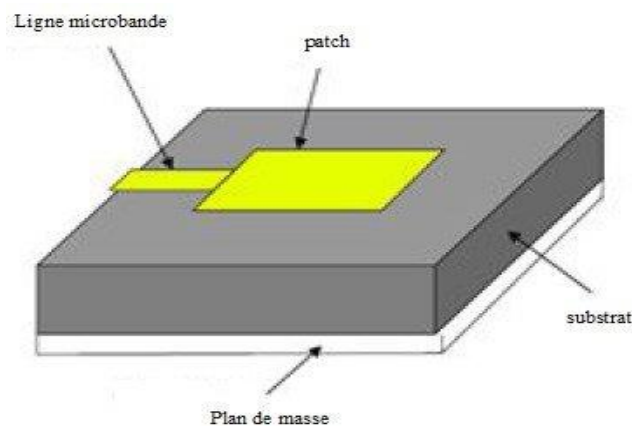
### 1.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre les antennes patch, leurs différentes formes, leurs caractéristiques, leurs avantages, leurs inconvénients et leurs techniques d'alimentation. Nous terminons ce chapitre par la présentation des différentes techniques d'adaptation de ces antennes.

### 1.2 Antenne patch

Une antenne patch se compose d'un plan de masse et d'un substrat diélectrique dont la face supérieure porte un motif métallique rayonnant dont la forme peut être simple (rectangle, carré, disque,) où complexe.

Souvent le substrat et la forme du patch sont inspirés des performances désirées. Le défi de la conception est de déterminer les paramètres géométriques de l'antenne, tels que les dimensions du patch et la position de l'alimentation.



*Figure I- 1: Antenne patch rectangulaire*

### 1.3 Les différentes formes d'une antenne patch

L'élément rayonnant conducteur est en général cuivré. Il existe une grande variété de formes que peut prendre une antenne patch (**Figure I.2**). Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau. Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne.



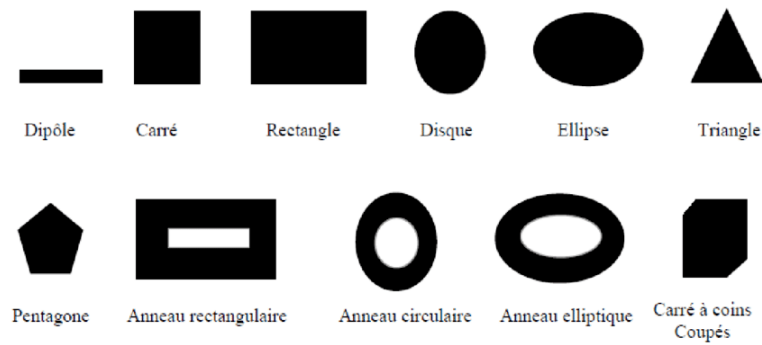


Figure I- 2: Différentes formes d'une antenne patch

#### 1.4 Caractéristiques des antennes patches

Les caractéristiques d'une antenne sont déterminées par rapport à une source de référence, une source ponctuelle qui rayonne sa puissance d'alimentation d'une façon identique dans toutes les directions constituant la source de référence idéale. La puissance rayonnée par unité d'angle solide dans une direction définie par les deux angles  $(\theta, \Phi)$  s'écrit [1] :

$$P_O(\theta, \Phi) = P_a/4\pi \quad (I.1)$$

Où  $P_a$  est la puissance d'alimentation.

##### 1.4.1 Diagramme de rayonnement

Lorsqu'une antenne rayonne, la densité de puissance se répartit autour de celle-ci, le diagramme de rayonnement permet de représenter graphiquement cette répartition dans l'espace. Il est principalement lié à la géométrie de l'antenne, et sa forme varie en fonction de la fréquence.

Le diagramme de rayonnement peut être omnidirectionnel ou directif, en fonction de l'antenne utilisée et de l'application visée. Dans le cas de la rectenna par exemple, il serait judicieux d'utiliser une antenne omnidirectionnelle en réception quand la position de la source d'énergie n'est pas connue ou quand il s'agit de récupérer l'énergie. [2]

##### 1.4.2 Polarisation

La polarisation d'une antenne est donnée par la direction du champ électrique  $\vec{E}$ . Si  $\vec{E}$  garde une direction constante dans le temps, on dit que l'on a une polarisation rectiligne. Il existe, cependant, des antennes qui rayonnent un champ électrique dont la direction varie avec le temps de telle sorte que si, en un point donné, on schématise les positions successives de  $E$ , l'extrémité du vecteur représentatif décrit un cercle ou une ellipse. On dit alors que le champ rayonné est à polarisation circulaire ou elliptique [3].

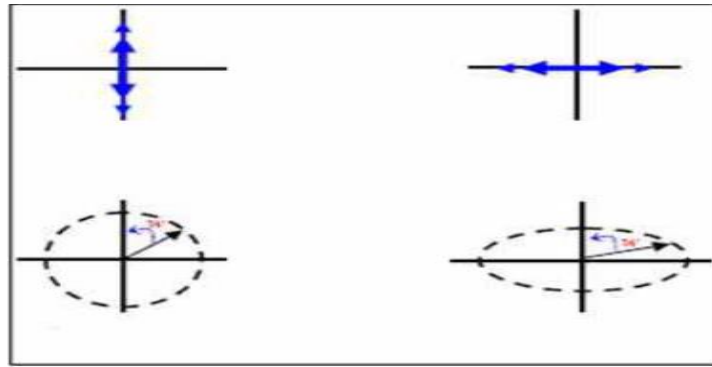


Figure I- 3: Polarisation du champ électromagnétique [3]

#### 1.4.3 Coefficient de réflexion $S_{11}$ (adaptation) :

Le coefficient de réflexion permet de connaître la qualité d'adaptation d'une antenne. Souvent, la fréquence de résonance d'une antenne est celle où le coefficient de réflexion est minimal. [4]

D'une manière générale, lorsqu'une onde incidente change de milieu de propagation ou rencontre une nouvelle interface, une partie de cette onde incidente est réfléchiée et l'autre partie est transmise dans le nouveau milieu. Le coefficient de réflexion d'une antenne se définit comme étant le rapport des amplitudes des ondes incidentes sur les ondes réfléchiées.

Pour une antenne d'impédance  $Z_{in}$ , reliée à la source par une ligne d'impédance caractéristique  $Z_s$  (souvent égale à  $50\Omega$ ), le coefficient de réflexion peut être défini comme suit :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_s}{Z_{in} + Z_s} \quad (I. 2)$$

Le module du coefficient de réflexion est souvent exprimé en décibel (dB) et se définit comme suit :

$$|S_{11}|_{(dB)} = 20 \log |S_{11}| \quad (I. 3)$$

#### 1.4.4 Directivité

La directivité d'une antenne  $D(\theta, \Phi)$  est évaluée par le rapport entre la puissance rayonnée  $P(\theta, \Phi)$  dans une direction donnée et la puissance émise par une antenne isotrope par unité d'angle solide, à condition que les puissances totales rayonnées soient les mêmes [5].

$$D(\theta, \Phi) = \frac{P(\theta, \Phi)}{\frac{P_r}{4\pi}} \quad (I. 4)$$

$P$ : est la densité de puissance moyenne rayonnée par l'antenne directive ( $W/m^2$ ).

$P_r$ : est la puissance totale rayonnée (W).

Dans la direction de rayonnement maximale  $P_0(\theta_0, \Phi_0)$  on note la directivité :

$$D(\theta, \Phi) = D = 4\pi \frac{P_0(\theta_0, \Phi_0)}{P_r} \quad (I. 5)$$

$P_0$ : est la densité de puissance moyenne rayonnée par l'antenne isotrope ( $W/m^2$ ).

$\theta$  et  $\Phi$  sont l'azimut et l'élevation.

#### 1.4.5 Rendement de l'antenne

Le rendement de l'antenne réside en la relation entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne, comme suit :

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} \quad (I. 6)$$

$P_r$ : puissance rayonnée.

$P_f$ : puissance fournie à l'antenne.

#### 1.4.6 Gain

Le gain est lié à la directivité, il définit l'augmentation de la puissance émise ou reçue dans le lobe principal, il est dû au fait que l'énergie est focalisée dans une seule direction, il est exprimé en dBi (décibels par rapport à l'antenne isotrope) [6].

$$G_{ain} = \eta \cdot D \quad (I. 7)$$

$\eta$ : Rendement de l'antenne.

$D$ : Directivité.

#### 1.4.7 Bande passante

La bande passante d'une antenne peut être définie comme étant la gamme des fréquences utile, en laquelle l'antenne possède des capacités optimales pour émettre ou recevoir l'énergie électromagnétique correspondante dans l'espace environnement.

La valeur des limites sur les critères de fonctionnement de l'antenne définit un domaine de fréquences situées entre une valeur minimale  $f_{min}$  et  $f_{max}$  une valeur maximale.

La bande passante est donnée par [7] [8] :

$$BP(\%) = \left[ \frac{f_{min} - f_{max}}{f_c} \right] \cdot 100 \quad (I. 8)$$

Avec  $f_c$  est la fréquence centrale ou de résonance.

Une méthode pour juger l'efficacité de l'antenne qui fonctionne sur toute la gamme de fréquence est la mesure du VSWR. Un  $VSWR < 2$  ( $S_{11} < -9.5$  dB) assure une bonne performance.

### 1.4.8 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne. Cette impédance est donnée par la formule suivante [9] :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{(1+S_{11})}{(1-S_{11})} \quad (I. 9)$$

$Z_0$  = impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

## 1.5 Les techniques d'alimentation

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif.

### 1.5.1 Alimentation par ligne microruban

Dans ce cas d'alimentation, on relie une ligne microruban au patch. Cette ligne lui amène de l'énergie. Il existe cependant un inconvénient dans ce type d'alimentation vu qu'elle génère un rayonnement parasite [10].

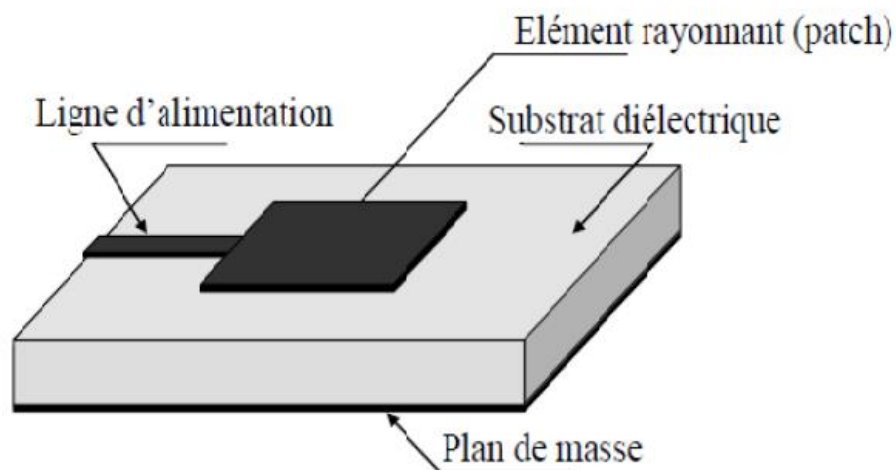
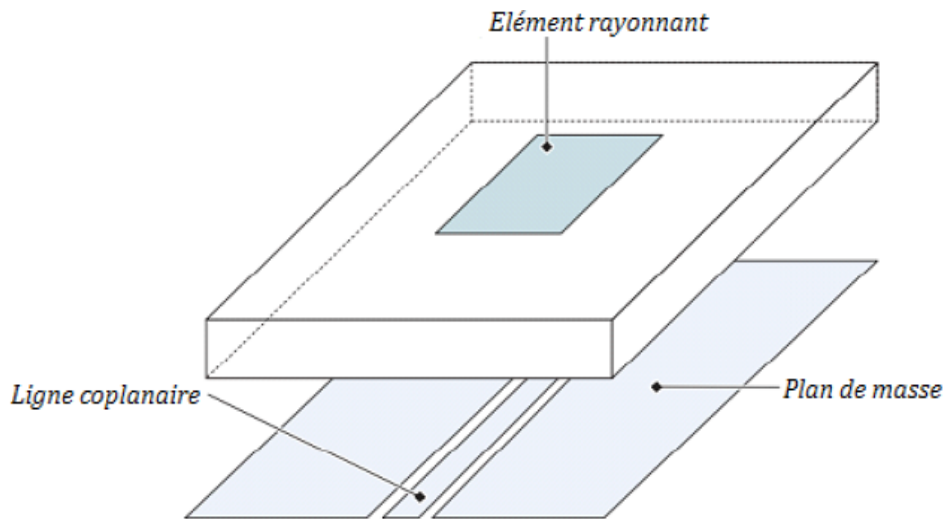


Figure I- 4: Antenne patch alimentée par ligne microruban [10]

### 1.5.2 Alimentation par ligne coplanaire

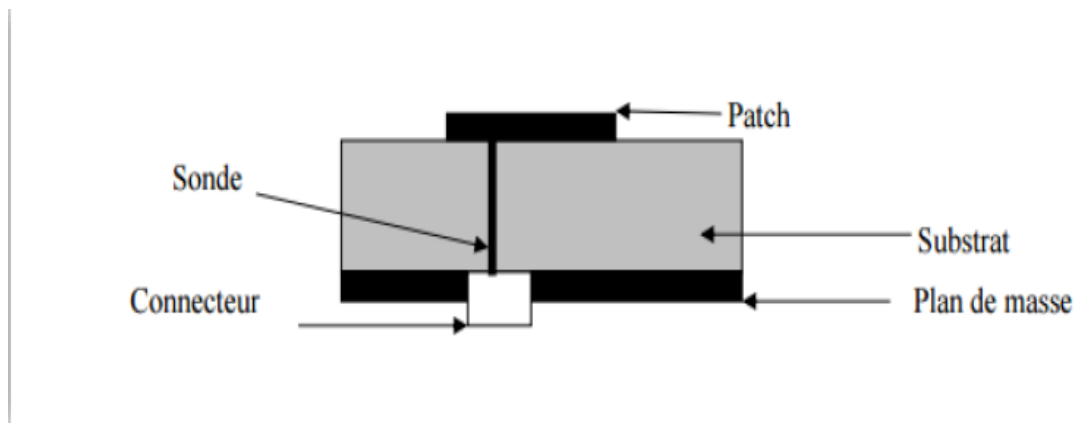
L'élément rayonnant se trouve sur la face supérieure du substrat. La ligne d'alimentation et le plan de masse se trouvent tous les deux à la face inférieure du substrat, figure (I-5) [10]. Cette technique facilite l'introduction des composants intégrés.



*Figure I- 5: Alimentation du patch par ligne coplanaire [10]*

### 1.5.3 Alimentation par sonde coaxial

C'est une technique très utilisée pour alimenter les antennes patch. Dans ce cas le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et est soudé au patch, alors que le conducteur externe est relié au plan de masse [11].



*Figure I- 6: Alimentation de l'antenne patch par câble coaxial [11]*

### 1.5.4 Alimentation par fente (ou par ouverture)

Le transfert d'énergie de la ligne à l'élément se fait par couplage depuis la ligne à travers une fente **figure (I-7)**. C'est une méthode dont le positionnement des différents éléments patch, fente, ligne micro-ruban est très délicat.

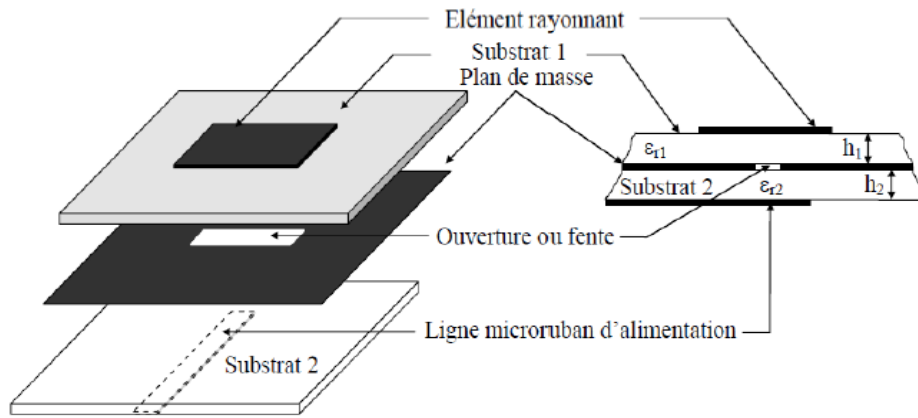


Figure I- 7: Antenne patch alimentée par fente [11]

**I.6 Avantages et inconvénients des antennes imprimées**

Le tableau (I.1) suivant représente les avantages et les inconvénients des antennes patch ou imprimée [12] :

<b>ANTENNES IMPRIMEES</b>	
<b>AVANTAGES</b>	<b>INCONVENIENTS</b>
<ul style="list-style-type: none"> <li>❖ Faible poids, encombrement réduit, conformations possibles.</li> <li>❖ Faible coût de fabrication, production en masse facile.</li> <li>❖ Rayonnement en polarisation linéaire et circulaire possibles.</li> <li>❖ Antennes multi bandes, multi polarisations.</li> <li>❖ Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>❖ Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérances de fabrication.</li> <li>❖ Généralement faible gain (6 dB).</li> <li>❖ Sur un grand plan de masse, ces antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan.</li> <li>❖ Supportent uniquement des faibles puissances (&lt;100 W).</li> <li>❖ Pertes de rayonnement par ondes de surfaces dans le substrat diélectrique.</li> </ul>

Tableau I- 1: Avantages et inconvénients des antennes imprimées.

## 1.7 Techniques d'adaptation d'impédance (Adaptation par des éléments distribués)

L'impédance d'entrée de l'antenne doit être égale à l'impédance caractéristique de la ligne pour assurer l'adaptation. Différentes techniques sont utilisées pour l'adaptation suivant la technique d'alimentation choisie.

### 1.7.1 Adaptation pour une alimentation avec une ligne microruban

L'alimentation peut être établie par la connexion directe à une ligne microruban dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément ou décalé par rapport à cet axe de symétrie si cela permet une meilleure adaptation d'impédance [13], Comme montrés sur la **Figure (I-8)**.

L'avantage de ce type d'alimentation est qu'elle peut être gravée sur la même face de l'antenne, elle est facile à fabriquer, et simple à adapter à la résonance [14].

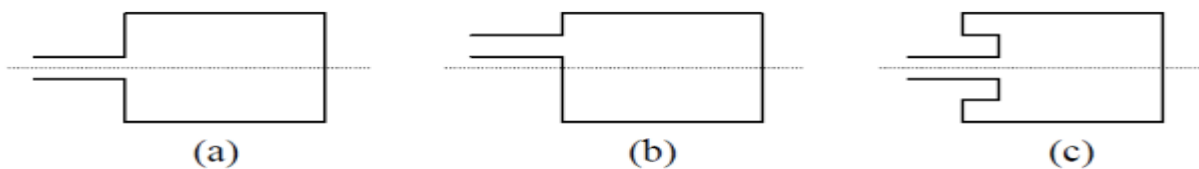


Figure I- 8: Différents types d'alimentation par ligne microruban

### 1.7.2 Adaptation par ligne quart d'onde

Dans la construction de circuits hyperfréquences, on recherche souvent l'adaptation, c'est à dire à se ramener à une impédance différente (qui est souvent l'impédance caractéristique) de celle obtenue en fin de circuit [15]. On place entre la charge et la ligne d'alimentation une ligne de longueur

$$L = \frac{\lambda}{4}$$

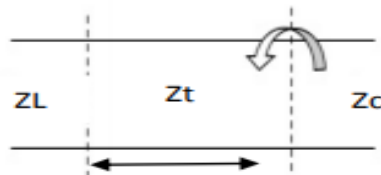




Figure I- 9: Adaptation par ligne quart d'onde [15]

### 1.7.3 Adaptation par stub

Une autre façon de procéder pour arriver à l'adaptation d'une charge quelconque consiste à utiliser un stub, en circuit ouvert (open stub) ou en court-circuit (short stub). Un stub est un tronçon de ligne de longueur  $s$  que l'on branche en dérivation sur la ligne principale à une distance  $d$  de la charge [16].

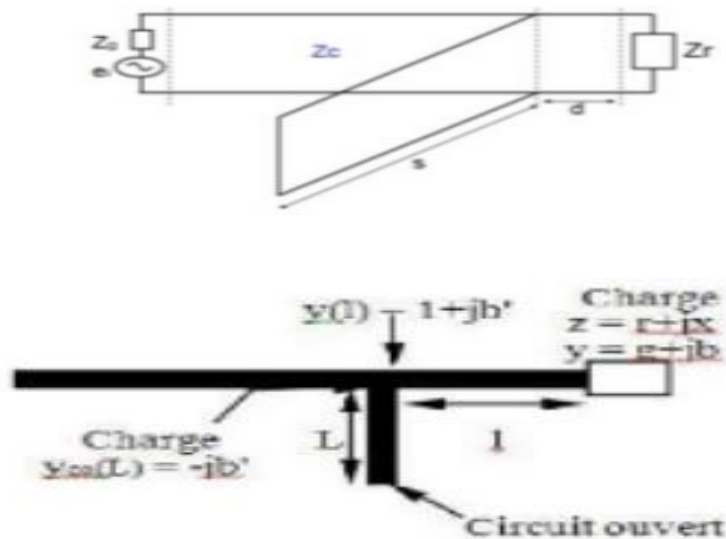


Figure I- 10: Stub en circuit ouvert [16]

## 1.8 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre des notions générales sur les antennes patch. Ces notions sont utiles pour tout ce qui s'intéresse à ce type d'antennes. En plus de leurs utilisations dans plusieurs domaines, les antennes patch constituent la pièce maitresse de récupération d'énergie électromagnétique.



---

## **CHAPITRE II : ETAT DE L'ART DES RECTENNAS**

---

## II. CHAPITRE II : ETAT DE L'ART DES RECTENNAS

### II.1 INTRODUCTION

Ce chapitre présente le système de récupération d'énergie électromagnétique, appelé "RECTENNA". Pour cela, après un bref historique sur le concept de transmission d'énergie sans fil (TESF), nous allons tout d'abord présenter les différentes techniques de transmission d'énergie sans fil (TESF) et le principe de fonctionnement des rectennas. Par la suite nous allons présenter les différentes topologies de redresseurs qui utilisent des diodes Schottky qui diffère des autres types de diode, par leurs faibles tensions de seuil. Nous terminons ce chapitre par la présentation des différents circuits d'adaptation.

### II.2 Transmission d'énergie sans fil

La transmission (ou le transfert) d'énergie sans fil (TESF) est considérée comme une technologie révolutionnaire. Grâce à elle, plus personne ne manquera de courant électrique. La transmission d'énergie par ondes radioélectriques remonte aux premiers travaux de Nikola Tesla en 1899. C'est en effet à cette date que Tesla avait procédé aux premiers essais de transmission d'énergie sans fil, il avait employé une énergie basse fréquence à 150 kHz, mais cette tentative avait échoué. Parallèlement à la première expérience de TESF menée par Tesla, M. Hutin et M. Le-Blanc avaient proposé en 1894 un appareil et une méthode permettant d'alimenter un véhicule électrique par induction en se servant d'un générateur de courant alternatif à environ 3 kHz [1]. Les véhicules électriques sont apparus peu après l'invention du moteur à vapeur, soit il y a environ une centaine d'années. La TESF par induction, qui n'utilise pas de faisceau, et la TESF par faisceau radiofréquence sont toutes deux apparues au début du XXe siècle.

Si la transmission d'énergie sans fil par faisceau radiofréquence est aussi développée aujourd'hui, c'est grâce aux travaux menés dans les années 1960 par William Brown, qui s'est servi de la technologie hyperfréquence (microondes) mise au point pendant la Deuxième Guerre mondiale. M. Brown est parvenu à transmettre de l'énergie hyperfréquence entre un émetteur et un récepteur (transmission point à point) et a atteint un rendement global (courant continu – hyperfréquence – courant continu) de 54% dans son laboratoire [2]. La TESF exploitant les hyperfréquences est appelée transmission d'énergie en hyperfréquence (**MPT** : Microwave Power Transfer).

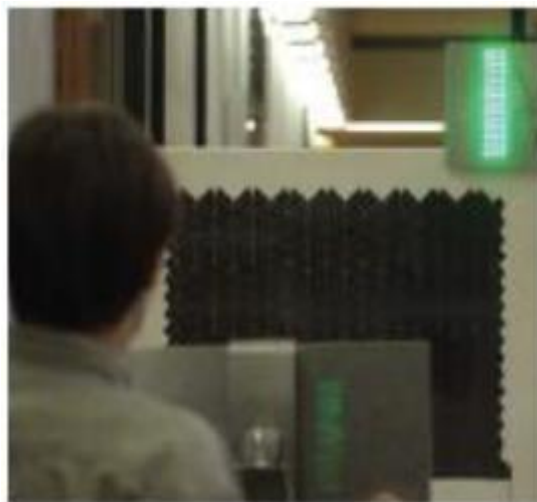
A la fin des années 1950, quelques développements technologiques ont commencé à voir le jour, ce qui a permis de reprendre les études sur la TESF. En 1960, W. C. Brown, le pionnier de la transmission de l'énergie microonde (MPT : Microwave Power Transfer) [3], a mené plusieurs expériences sur la TESF, il est le premier à avoir réalisé une antenne rectificatrice communément appelé aujourd'hui « rectenna », ses recherches sur le redressement de signal lui ont permis de régler le problème de rectification RF-DC. Par conséquent, en 1964, il a pu, en partenariat avec « l'U. S. Air force », faire planer un hélicoptère en l'alimentant depuis le sol, par un faisceau d'ondes électromagnétiques à une fréquence de 2,45 GHz, l'hélicoptère, représenté sur la

**Figure (II-1)** plané pour une durée de 10h à une altitude d'environ 15m [4]. Un réseau de rectenna utilisant des antennes dipôles et 4480 diodes a été utilisé lors de cette expérimentation.



*Figure II- 1: Hélicoptère alimenté par de l'énergie microonde [5]*

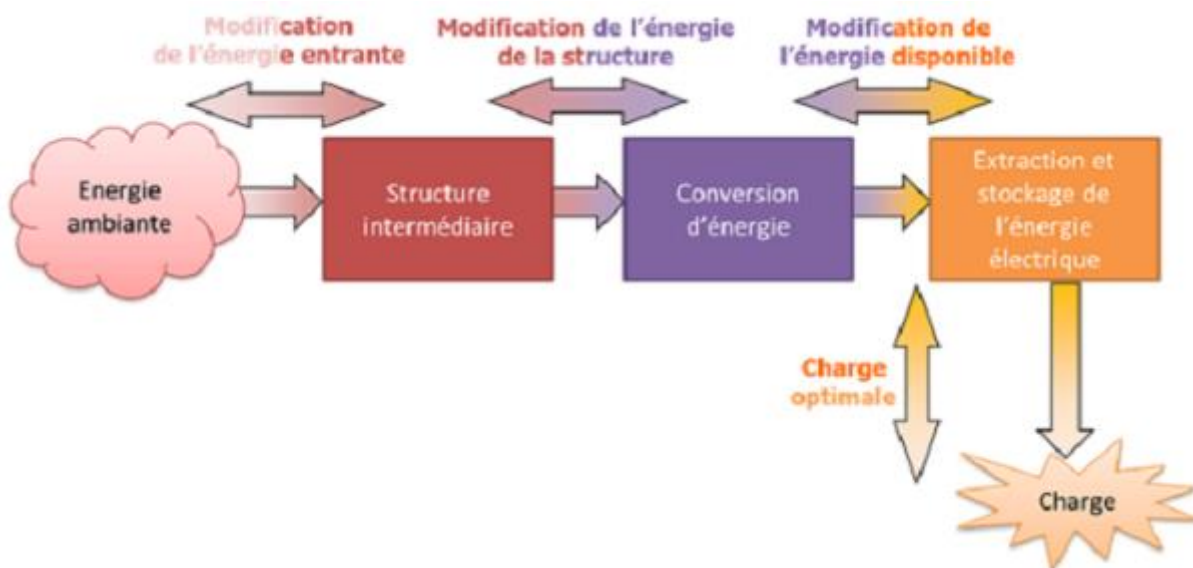
Depuis les années 1990, l'objectif de la majorité des travaux effectués dans la MPT a été de réaliser des rectennas ou des réseaux de rectennas avec l'efficacité la plus élevée. En 2000, un réseau de rectennas à polarisation circulaire **Figure (II-2)**, présentée par des chercheurs de l'université Texas A&M, a été réalisé et présente une efficacité de 82% à une fréquence de 5,8GHz. Cette efficacité a pu être atteinte grâce, entre autres, à l'utilisation d'une diode Schottky.



*Figure II- 2: Réseau de rectennas à polarisation circulaire à 5.8GHz [5]*

### **II.3 Principe de récupération d'énergie**

D'une manière générale, la récupération d'énergie est une technologie qui repose sur la conversion d'une petite quantité d'énergie du milieu environnant ou des activités humaines en énergie électrique. L'énergie électrique générée est stockée puis utilisée pour faire fonctionner indépendamment de petits appareils portables de faible puissance (généralement quelques watts). De cette façon, grâce à la récupération d'énergie, il est possible de concevoir une batterie qui ne se décharge jamais et qui a une durée de vie de plus de 20 ans.



*Figure II- 3: Principe de fonctionnement d'un récupérateur d'énergie*

Les différentes applications de la récupération d'énergie, ci-dessous, se révèlent aujourd'hui particulièrement pertinentes dans certains secteurs qui présentent de réelles opportunités pour les acteurs positionnés dans la conception de ces dispositifs.

	APPLICATIONS
Bâtiment	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Bénéficier de capteurs de commandes sans fil autonomes</li> <li>• Réduire la consommation d'énergie en récupérant la chaleur d'eaux usées ou grises</li> </ul>
Transport	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Produire du froid à partir de chaleur de gaz d'échappement</li> <li>• Récupérer de l'énergie disponible (freinage, mouvement..) pour prolonger des batteries ou consommer moins de carburants</li> </ul>
Industrie	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Améliorer l'autonomie énergétique par la récupération de chaleur</li> <li>• Permettre un suivi plus précis des procès avec des capteurs disséminés</li> </ul>
Collectivités	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Augmenter les potentiels de ressource pour les réseaux de chaleur</li> <li>• Augmenter la productivité de systèmes énergétiques dont la méthanisation</li> </ul>
Domotique et Logistique	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Tracer le transport des marchandises</li> <li>• Rendre l'habitat plus automatisé</li> </ul>
Médicale	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Alimenter des capteurs placés à l'intérieur du corps humain ou appareils médicaux comme les pacemakers</li> </ul>

*Tableau II- 1: Les différentes applications de la récupération d'énergie*

## II.4 Techniques de transmissions d'énergie sans fil TESF

### II.4.1 Technique TESF par induction magnétique

La TESF par induction magnétique est une technique bien connue, qui est utilisée depuis longtemps dans les transformateurs, dans lesquelles une bobine primaire et une bobine secondaire sont couplées par induction, par exemple grâce à l'utilisation d'un noyau magnétique perméable commun. La transmission d'énergie par induction dans l'air, dans laquelle la bobine primaire et la bobine secondaire sont séparées physiquement, est également une technique connue depuis plus d'un siècle. Egalement appelée TESF à couplage étroit, cette technique est caractérisée par le fait que le rendement de la transmission d'énergie chute si la distance dans l'air est supérieure au diamètre de la bobine et si les bobines ne sont pas alignées en deçà de la distance de décalage. Le rendement de la transmission d'énergie dépend du facteur de couplage ( $k$ ) entre les inducteurs et de leur qualité ( $Q$ ). Cette technique permet d'obtenir un rendement plus élevé que la méthode de résonance magnétique. Elle est commercialisée pour la recharge des Smartphones. Avec un réseau de bobines, cette technique offre par ailleurs une certaine souplesse concernant l'emplacement de la bobine du récepteur par rapport à l'émetteur [6]. La figure (II-4) illustre un exemple de schéma de système TESF par induction électromagnétique.

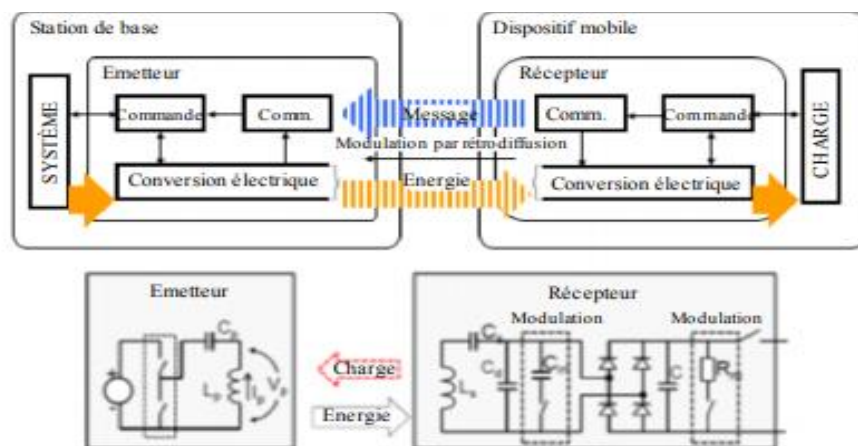


Figure II- 4: Exemple de schéma de système TESF par induction électromagnétique [6]

### II.4.2 Technique TESF par résonance magnétique

La TESF par résonance magnétique est également appelée TESF à faible couplage. Le principe théorique de cette méthode de résonance magnétique a commencé à être élaboré en 2005 par le Massachusetts Institute of Technology, et il a été validé expérimentalement en 2007 [7]. La méthode utilise une bobine et un condensateur en tant que résonateur, l'énergie électrique étant transmise par résonance électromagnétique entre la bobine de l'émetteur et celle du récepteur (couplage par résonance magnétique). En faisant correspondre la fréquence de résonance des deux bobines avec un facteur  $Q$  élevé, l'énergie électrique peut être transmise sur une grande distance, pouvant aller jusqu'à plusieurs mètres, sur laquelle le couplage magnétique entre les deux bobines est faible. Cette technique offre également une certaine souplesse concernant

l'emplacement de la bobine du récepteur par rapport à la bobine d'émission [7] et [8]. La figure (II.5) illustre un exemple de schéma de système TESF par résonance magnétique.

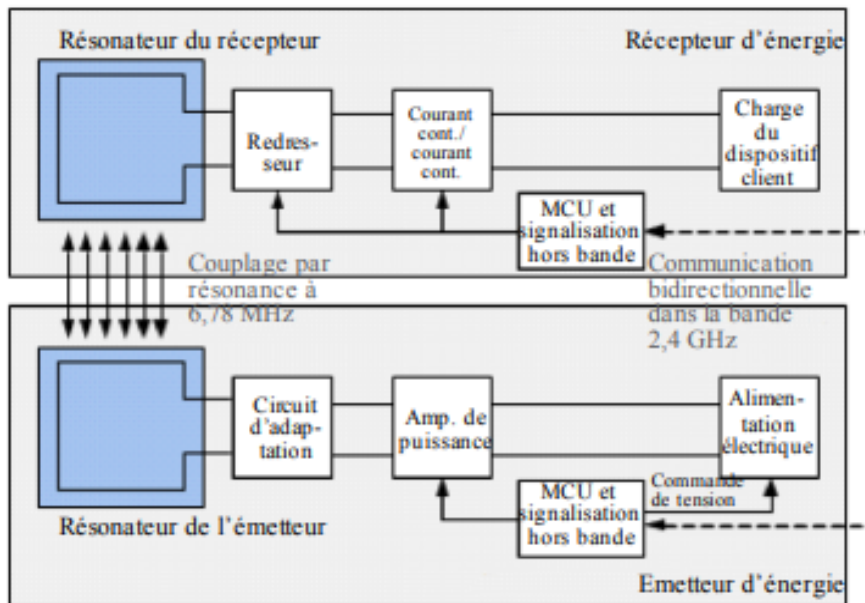


Figure II- 5: Exemple de schéma de système TESF par résonance magnétique [6]

### II.4.3 Technique TESF par couplage capacitif

Le système TESF par couplage capacitif possède deux ensembles d'électrodes et n'utilise pas de bobines comme dans le cas des systèmes TESF de type magnétique. L'énergie est transmise via un champ d'induction généré par le couplage des deux ensembles d'électrodes. Les Figures II-6 et II7 représentent respectivement le schéma du système et sa structure type.

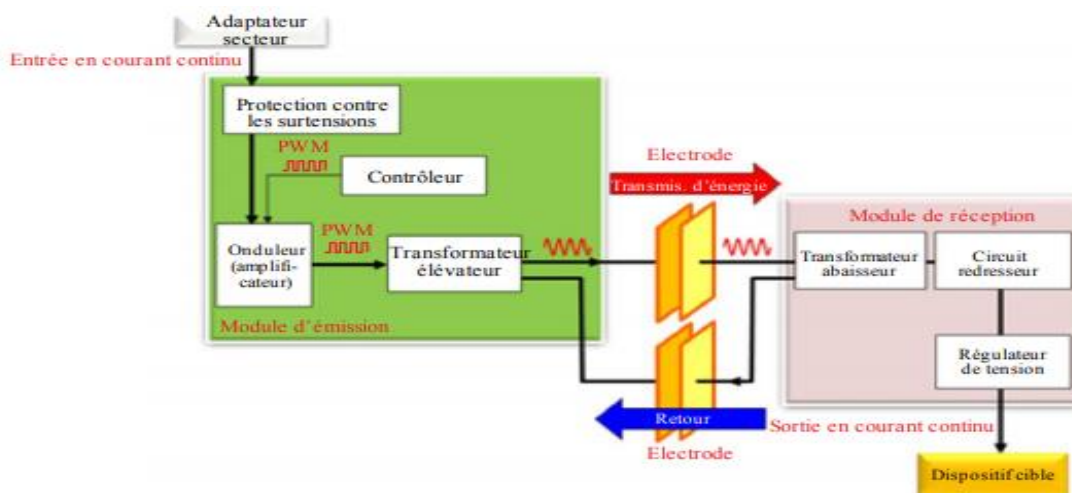


Figure II- 6: Schéma du système TESF par couplage capacitif [6]

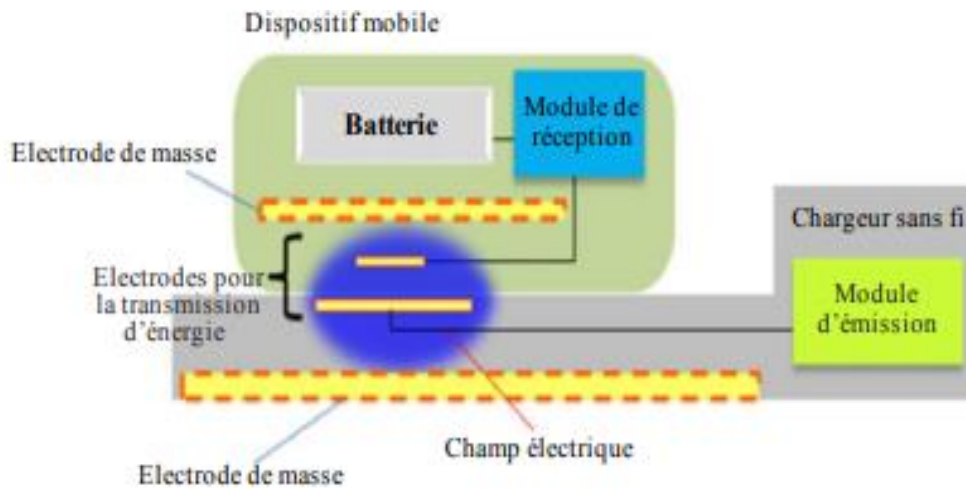


Figure II- 7: Structure type du système à couplage capacitif [6]

### II.5 Spectre électromagnétique

Le spectre électromagnétique est le classement des rayonnements électromagnétiques par fréquence, longueur d'onde dans le vide ou énergie photonique. Au cours des dernières décennies, l'utilisation du spectre fréquentiel s'est élargie. Malgré la montée en fréquence des systèmes de télécommunications, le spectre fréquentiel présenté en **Figure II.8** reste très encombré jusqu'à quelques Gigahertz. Afin d'éviter les problèmes de transmission, des contraintes drastiques ont été imposées aux systèmes d'émission/réception, notamment sur les fonctions de filtrage du signal utile[9].

Le domaine fréquentiel le plus encombré est représenté par la bande fréquentielle indiquée en **Figure II.8**. En effet, c'est à ces fréquences que le compromis entre les débits de transmission et la propagation du signal est le meilleur. L'intégration de systèmes de télécommunications pour ces fréquences nécessite la réduction des dimensions de chaque fonction élémentaire de la chaîne d'émission/réception (antennes, filtres, amplificateurs, etc.) [9].

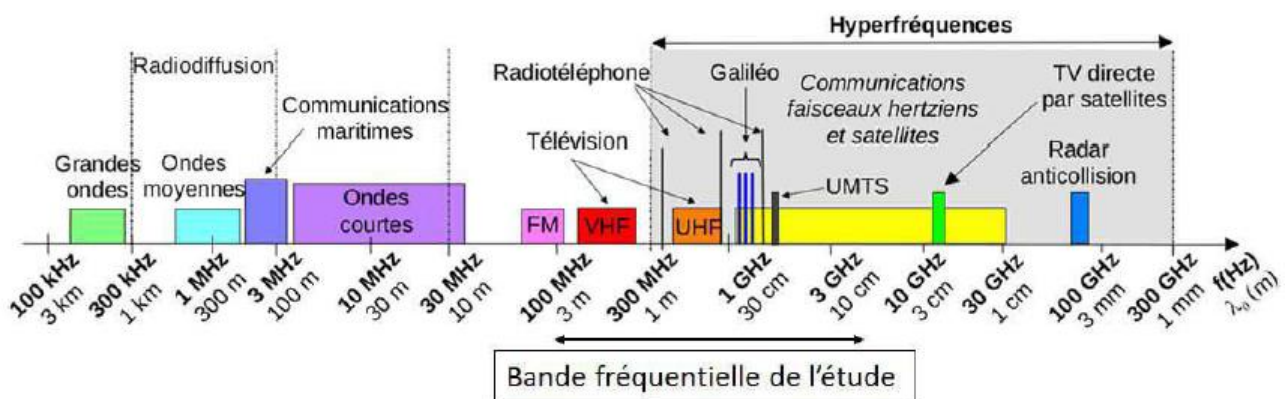


Figure II- 8: Illustration de l'utilisation du spectre EM[9]



### II.5.1 *Communication sans fil*

À l'heure actuelle, le système de communication sans fil est devenu une partie essentielle de divers types de dispositifs de communication, permettant à l'utilisateur de communiquer même à distance des zones exploitées. Il existe de nombreux dispositifs utilisés pour les communications sans fil comme les mobiles, les téléphones sans fil, la technologie Zigbee wireless, GPS, Wi-Fi, télévision par satellite et pièces d'ordinateur sans fil [10].

#### II.5.1.1 Norme de téléphonie mobile

Le téléphone mobile convertit la voix en un signal électrique ; ce signal est appliqué à une onde radiofréquence (la porteuse) qui se propage jusqu'à une antenne relais via l'antenne du téléphone. Le signal est ensuite transmis au correspondant par le réseau. Chaque antenne relais couvre une portion du territoire constituant une cellule, d'où le nom de téléphone cellulaire [11].

Les systèmes de téléphonie recourent à des fréquences variées. En France, on utilise actuellement trois systèmes : le GSM 900 et 1800 Méga hertz (MHz) et l'UMTS (3 G) fonctionnant à 2100 MHz.

La puissance d'émission des téléphones est limitée. Elle est en moyenne au maximum de 250 mW en GSM 900 (125 mW en GSM 1800). Elle est également régulée en fonction de la distance à l'antenne relais et des conditions de réception. Elle diminue par paliers après la connexion où elle est à son maximum, et peut n'être que de 10 mW dans de bonnes conditions. Elle augmente si l'utilisateur se déplace, du fait de la prise de relais successifs par plusieurs stations et si la conversation se déroule dans un lieu de réception médiocre. L'exposition la plus élevée aux ondes RF a ainsi lieu dans ces circonstances [11].

La puissance d'émission d'un téléphone mobile est très inférieure à celle d'une antenne relais. Dans les conditions habituelles, elle est de l'ordre de 0,2 Watt alors que la puissance d'une antenne relais est de l'ordre de quelques dizaines de Watts (habituellement en ville de l'ordre de 30 à 35 W). Mais la proximité du téléphone par rapport à l'oreille a pour effet une exposition de la tête aux ondes RF beaucoup plus importante (d'un facteur 100 à 1 000) que celle reçue d'une antenne même située à proximité.

Au plan réglementaire, pour les RF utilisées en téléphonie mobile, GSM 900 et 1800 et UMTS, la valeur limite des champs rayonnés par les antennes ne doit pas excéder 41, 58 et 61 volts/mètre respectivement [11].

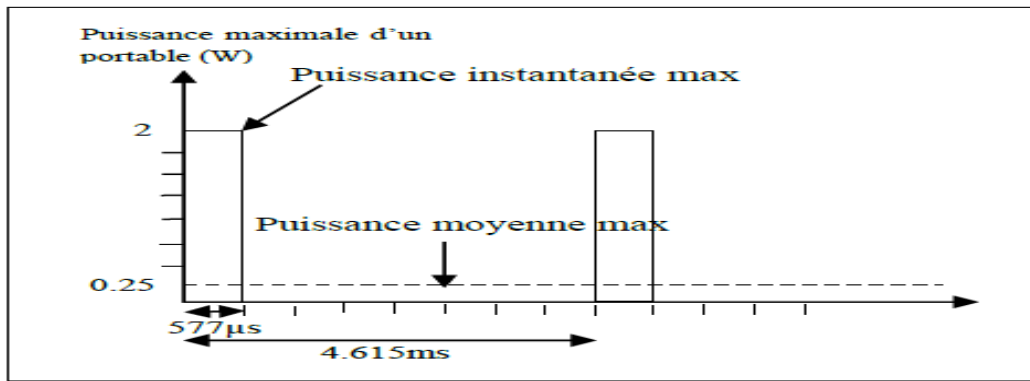


Figure II- 9: Puissance maximale de la norme GSM 900 [12]

**II.5.1.2 Bluetooth**

Bluetooth est une norme de communication sans fil basée sur un système radio conçu pour des communications à courte portée, approprié pour remplacer les câbles pour imprimantes, fax, souris, claviers, etc. Les communications entre les ordinateurs portables peuvent être envisagées avec ce type de norme, servir de pont entre les autres réseaux, ou servir de nœuds de réseaux ad hoc. La norme Bluetooth exploite la bande ISM (Industrial, Scientific and Medical band) et plus précisément la fréquence 2.4 GHz [13].

Pour la norme Bluetooth, il existe trois classes de puissance ayant des portées différentes comme le montre le **tableau II.2.**

Classe de puissance	Puissance crête (mW)	Portée (m)
1	100	100
2	2.5	40
3	1	10

Tableau II- 2: Classe de puissances des émetteurs Bluetooth

La plupart des équipements sont équipés en classe 2 [14]. Ceci signifie donc que la puissance crête en Bluetooth est généralement trop faible pour notre application.

**II.5.1.3 Wifi**

Le Wifi est une communication sans fil de faible puissance, qui est utilisé par divers appareils électroniques comme les téléphones intelligents, ordinateurs portables, etc. [10].

La force du signal Wifi est délicate à appréhender... Le moyen le plus précis pour l'exprimer est avec les **Milli Watt (mW)**, mais vous vous retrouvez avec des tonnes de décimales en raison de la puissance de transmission ultra-faible du Wifi, ce qui la rends difficile à lire. Par exemple, une puissance de -40 dBm (Une autre unité de puissance utilisée, je vous en parle juste après) vaut 0.0001 mW et le nombre de zéros augmente au fur et à mesure que le signal diminue [15].

Le **RSSI** ou « Received Signal Strength Indicator » ou encore « Indicateur de Puissance du Signal Reçu » en Français, est une unité de mesure commune pour les signaux sans fil, mais les constructeurs d'appareils Wifi le gèrent différemment étant donné que ce n'est pas standardisé. Certains constructeurs utilisent une échelle de 0 – 60 et d'autres de 0 – 255[15].

Enfin, le moyen le plus simple et pertinent d'exprimer la puissance d'un signal Wifi est avec les **dBm**, qui signifie « **Decibelles par MilliWatt** ». Etant donné que le RSSi est géré différemment par les différents constructeurs, la valeur est souvent rapportée en dBm pour faciliter la lecture par l'homme [15].

- **mW** : MilliWatts (1 mW = 0 dBm) .
- **RSSI** : Received Signal Strength Indicator (habituellement 0-60 ou 0-255).
- **dBm** : Decibels par MilliWatt (habituellement -30 à -100).



*Figure II- 10: Puissance du signale WiFi [15]*

Le tableau **II.3** donne les principales sources électromagnétiques rencontrées, la puissance isotrope rayonnée disponible par les services aux quels elles sont associées et la puissance moyenne la plus grande qu'on peut espérer à l'émission. La taille des antennes devant être la plus réduite possible.

Service	Fréquences (MHz)	$P_e$ (W)	$P_{moy\ max}$ (W)
GSM 900 (voie montante)	880 - 915	2	0.25
GSM 1800 (voie montante)	1710 - 1880	1	0.125
UMTS	2100	0.25	0.01
LTE	800	0.25	< 0.01
Bluetooth	2400	0.0025	Très faible
Wi-Fi 2.4 GHz	2400 - 2483.5	0.1	0.05
Wi-Fi 5 GHz	5150 - 5350	0.2	0.1

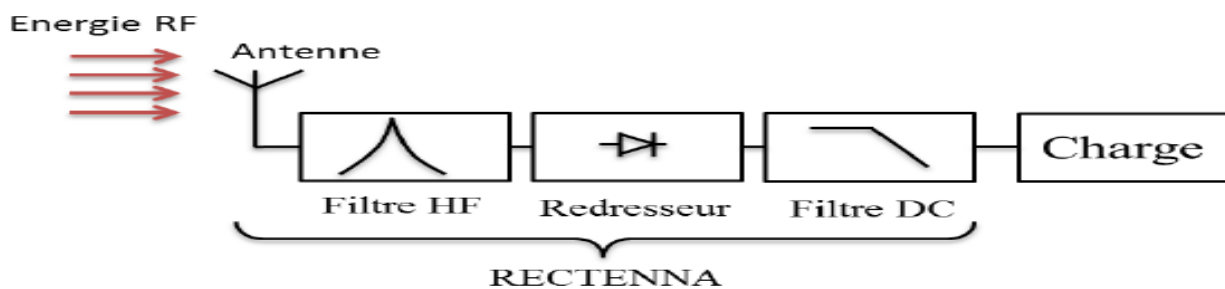
*Tableau II- 3: Puissance disponible pour différentes technologies [13]*

## II.6 Rectenna

Les systèmes de récupération et de conversion d'énergie électromagnétique appelés rectennas permettent la conversion d'une onde EM en une tension continue [16]. Ils ont connu un essor considérable grâce à la disponibilité des signaux RF ambiants dans les milieux urbains. Cependant, la densité surfacique de puissance DSP captée par certaines rectennas reste limitée à cause des pertes dans l'espace libre. Pour ce faire, elles doivent être proches des sources d'émissions (ambiantes ou contrôlées) ce qui n'est pas toujours le cas, ou encore augmenter les surfaces des antennes de captation. Une autre alternative consiste à utiliser des antennes multifréquences afin de capter les puissances associées aux fréquences de fonctionnement avec la même antenne.

### II.6.1 Présentation et principe de fonctionnement

Une rectenna est composée d'une antenne associée à un circuit de redressement à caractéristique non linéaire appelé aussi circuit de rectification comme le montre la **figure (II.11)**.



*Figure II- 11: Structure d'une rectenna [17]*

L'antenne permet tout d'abord de capter les ondes électromagnétiques rayonnées et de les convertir en ondes électromagnétiques guidées (signal électrique HF), qui seront transmises au circuit de conversion RF-DC. Ensuite, ce circuit conçu le plus souvent avec des diodes Schottky, convertit l'énergie RF captée en énergie électrique utile (tension continue), qui sera transmise à son tour à une charge résistive, celle-ci représentant l'impédance d'entrée du dispositif à alimenter [17].

Le filtre d'entrée HF est localisé entre l'antenne de réception et le circuit de conversion. La ou les diodes du convertisseur RF-DC génèrent non seulement de la puissance DC mais également des harmoniques d'ordre supérieur. Ces harmoniques peuvent dégrader le fonctionnement du circuit, elles sont indésirables et doivent être bloquées. Ce filtre a pour rôle de :

- Bloquer les harmoniques en provenance du circuit de redressement.
- Réaliser l'adaptation entre l'antenne et le circuit de redressement à la fréquence de travail et pour une puissance RF nominale donnée pour un maximum de transfert de puissance [18].

Le bloc redresseur réalise la conversion RF-DC. En fonction de l'application, plusieurs technologies sont possibles :

- Convertisseur à base de tubes à vide (Cyclotron WaveConverter, CWC) : pour de fortes puissances comme dans le cas de la transmission d'électricité sans fils [19].
- Convertisseur à base de transistors : pour les fréquences en dessous du GHz et pour les niveaux de puissance moyens.
- Convertisseur à base de diodes Schottky : pour les fréquences entre 800 MHz et plusieurs GHz et pour les faibles niveaux de puissance et de tension.

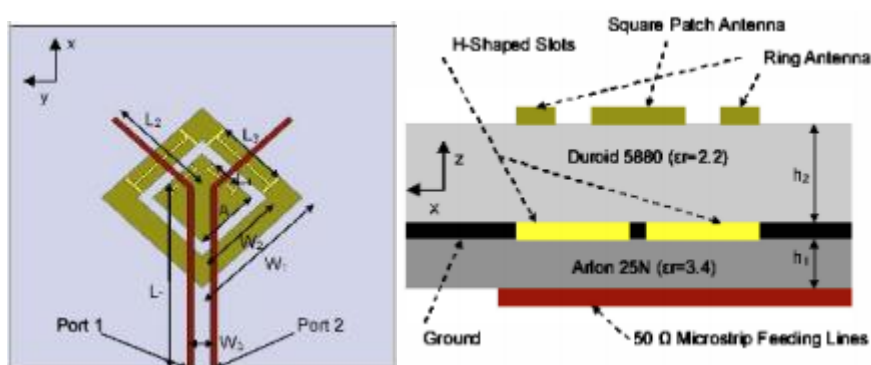
Le filtre DC est un filtre passe bas qui bloque les composantes RF notamment la composante fondamentale et ne laisse passer que la composante continue, des éléments distribués ou localisés peuvent être utilisés.

### II.6.2 Antenne pour rectennas

Plusieurs antennes planaires ont été développées dans le cadre de la récupération d'énergie. Les antennes patch sont les plus répandues [20- 21]. Elles sont compatibles avec les circuits **MMIC**, à bas coût, légères et d'encombrement limité. Également la souplesse des techniques de conception et la disponibilité des outils de conception assistée par ordinateur ont contribué à la simulation d'antennes efficaces pour diverses applications.

Une antenne a été conçue sur substrat multicouches et a été présentée dans [22]. Il s'agit d'une antenne bi-bandes ou un patch rayonne à 2.45 GHz et un anneau carré rayonne à 940 MHz. L'élément rayonnant est alimenté par couplage électromagnétique à travers une ouverture sur le plan de masse.

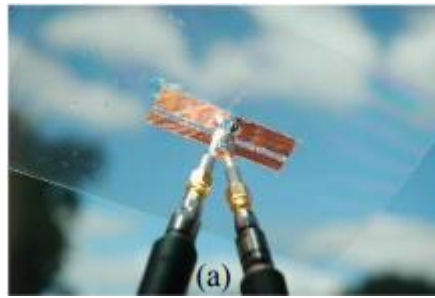
La **figure (II.12)** décrit l'antenne. L'antenne est directive et présente un gain simulé de 6.1 dBi à 940 MHz et de 6.6 dBi à 2.45 GHz.



**Figure II- 12: Vue de face et de profil de l'antenne [22]**

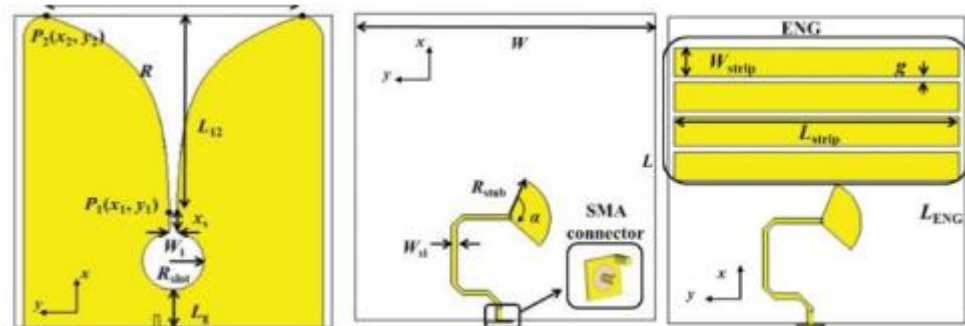
Les antennes dipôles sont également largement utilisées. Elles ont l'avantage d'être facilement adaptées par rapport à l'impédance de la diode. Les mêmes techniques utilisées pour la technologie RFID sont exploitées. Dans [23], H.J. Visser présente les étapes d'adaptation d'une antenne dipôle à l'impédance de la diode HSMS-2850. L'antenne réalisée présente une impédance

d'entrée de  $(11+j109) \Omega$ . Une photographie de l'antenne dipôle imprimée sur substrat plastique est décrite dans la **figure(II.13)**.



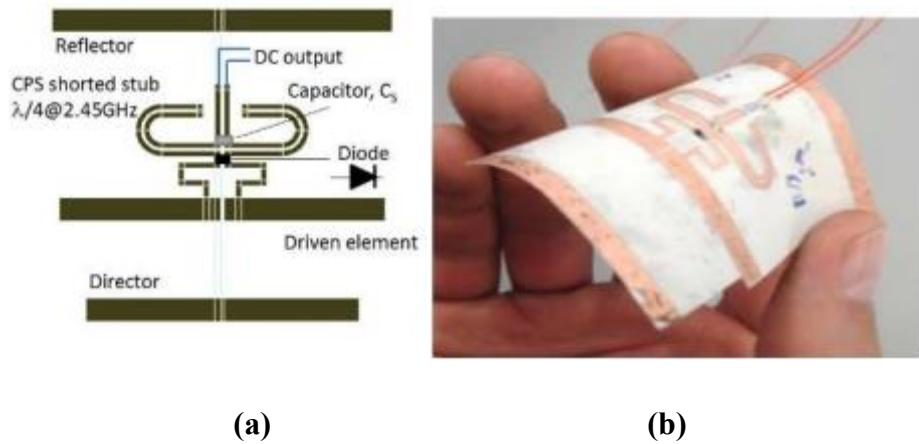
**Figure II- 13: Photographie de l'antenne dipôle réalisée dans [23]**

D'autres types d'antennes ont été développés. Dans [17] une antenne Vivaldi modifiée a été conçue pour la fréquence 2.45 GHz. Le schéma de l'antenne a été décrit dans la **figure (II.14)**. Des fentes de longueurs  $\lambda/2$  à 2.45 GHz ont été ajoutées sur la face arrière de l'antenne **figure(II.14c)** dans le but de modifier le diagramme de rayonnement.



**Figure II- 14: Layout de l'antenne Vivaldi [24] a) vue de face, b) vue de derrière sans fentes, c) vue de derrière avec fentes**

Une structure originale a été présentée dans [25]. L'antenne conçue est une antenne Yagi planaire réalisée sur substrat flexible. Le circuit de conversion RF-DC est intégré à l'intérieur de l'antenne afin de rendre la rectenna compact comme le montre la **figure(II.15)**. De plus, l'impédance à l'entrée de l'antenne a été optimisée de telle sorte qu'elle soit le conjugué de l'impédance de la diode pour éviter de rajouter un bloc d'adaptation. Ce circuit a été présenté lors de la conférence IMS 2013 pour la « StudenCompetition ».



**Figure II- 15: a) Structure de l'antenne Pifa et du convertisseur intégré dedans [25] b) Photographie de la rectenna.**

### II.6.3 Le circuit redresseur

Le circuit redresseur possède plusieurs topologies et chaque topologie cible une tâche bien précise. Ce circuit est conçu le plus souvent avec des diodes Schottky. Une diode Schottky " doit son nom à Walter H. Schottky " est une diode qui a un seuil de tension directe très bas et un temps de commutation très rapide. Ceci permet la détection des signaux HF (haut fréquence).

La structure de base d'une diode Schottky repose sur deux contacts métal/SC, au lieu d'une jonction PN comme les diodes conventionnelles, comme montré sur **la figure II.16** :

- Un contact entre un métal et un semi-conducteur peu ou moyennement dopé pour réaliser le contact Schottky. C'est ce contact qui joue le rôle du contact redresseur et qui permet d'obtenir une caractéristique courant-tension non-linéaire.
- Un contact entre un métal et un semi-conducteur fortement dopé (typiquement  $5 \times 10^{18} \text{cm}^{-3}$  sur GaAs) pour réaliser le contact ohmique.

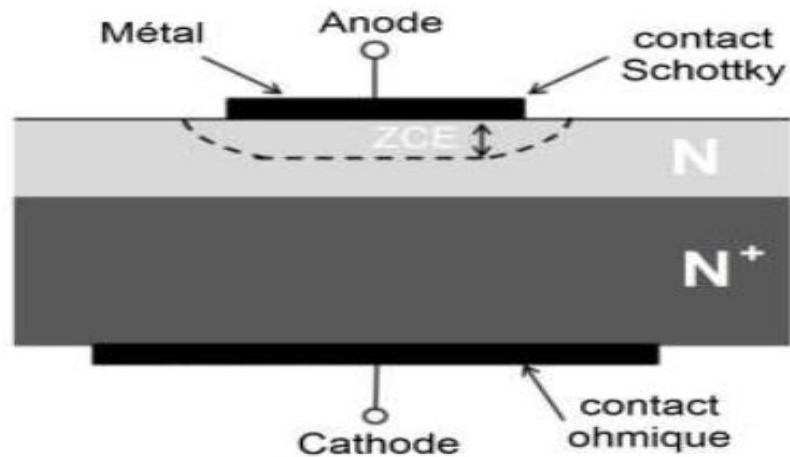


Figure II- 16: Coupe schématique d'une diode Schottky [26]

Le déplacement des porteurs majoritaires et l'absence de capacité de diffusion dans la diode Schottky contrairement à une diode PN la rendent performante pour des applications fonctionnant à très haute fréquence. En revanche, son courant en inverse est plus élevé et sa tension de claquage plus faible que ceux de diodes varactor (jonction PN) [26].

Alors que les diodes standard en silicium ont une tension de seuil d'environ 0,6 volt, les diodes Schottky ont une tension de seuil (pour un courant de polarisation directe 1 mA) dans la gamme de 0,15 V à 0,45 V, ce qui les rend utiles en limitation de tension et en prévention de saturation des transistors. Elles sont également très appréciées comme diodes de commutation du fait de l'absence totale de phénomène de recouvrement inverse de charge [27].



Figure II- 17: Symbole d'une diode Schottky [26]

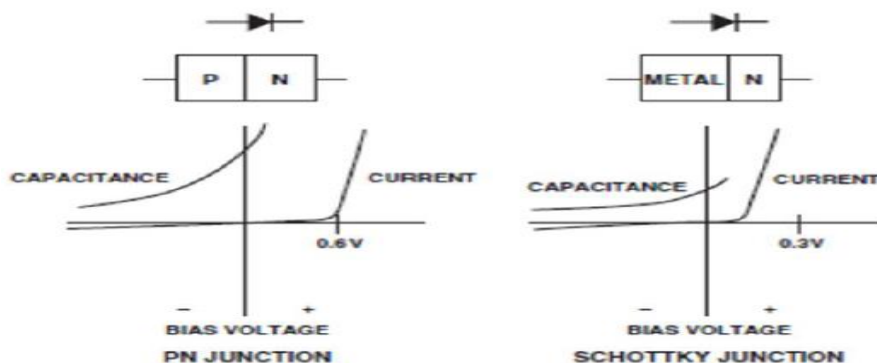


Figure II- 18: Caractéristiques d'une diode Schottky [26]



La non-linéarité entre le courant  $I_d$  traversant la diode et la tension  $V$  appliquée à ses bornes est mise en évidence par l'équation suivante :

$$I_d = I_{sat} \left( \frac{qV}{e n k T} - 1 \right) \quad (\text{A}) \quad \text{II.1}$$

Avec :

- $I_{sat}$  : Courant de saturation (A) ;
- $q$  : charge de l'électron,  $1,60206 \cdot 10^{-19}$  (C) ;
- $k$  : constante de Boltzmann,  $1,38044 \cdot 10^{-23}$  (J/K°) ;
- $T$  : température ambiante (K°) ;
- $n$  : facteur d'idéalité.

### II.6.3.1 Topologie série du circuit redresseur

La topologie série [28, 29, 30, 31, 32] utilise une seule diode pour convertir le signal RF. Elle consiste à placer une diode en série entre le filtre HF et le filtre DC sans lien direct avec le plan de masse, cette technique est retenue dans le cas d'une alimentation microruban.

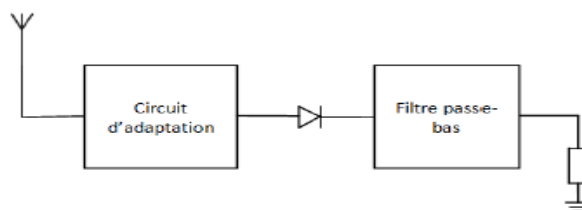


Figure II- 19: Topologie série [28]

### II.6.3.2 Topologie shunt (parallèle) du circuit redresseur

Cette topologie est semblable à la topologie série, les performances sont similaires. En effet, ce circuit permet de redresser l'alternance négative.

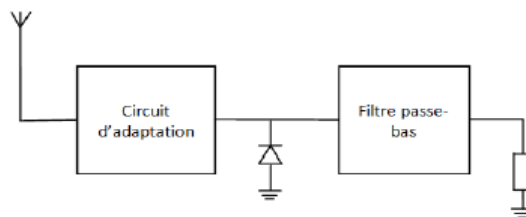


Figure II- 20: Topologie «shunt (parallèle)» [28]

### II.6.3.3 Topologie doubleur de tension

La topologie doubleur de tension associe les topologies série et parallèle [33, 34, 35, 36,37]. Le circuit comporte deux diodes, l'une montée en série et l'autre en parallèle. Il contient aussi une capacité introduite juste à la sortie du filtre HF dont sa valeur doit être optimisée de façon à avoir le maximum de tension, généralement le double en comparaison avec le circuit mono diode.

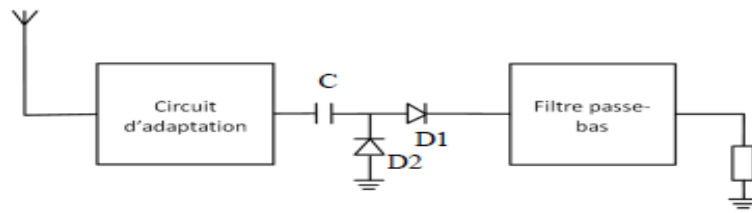


Figure II- 21: Topologie « doubleur de tension » [28]

II.6.3.4 Topologie multiplieur de tension

Ce circuit permet d'obtenir une tension de sortie élevée.

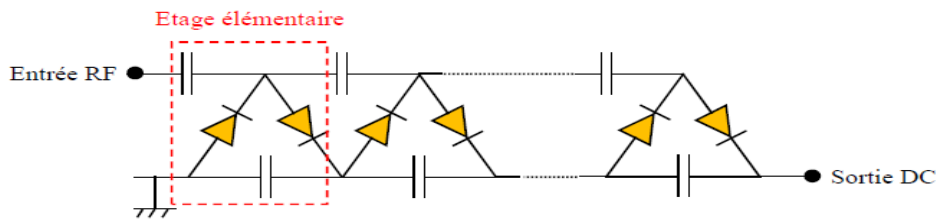


Figure II- 22: Multiplieur de tension [28]

II.6.3.5 Topologie pont de diodes

Il s'agit d'un redressement double alternance avec quatre diodes. Cette structure est généralement utilisée en électronique de puissance BF et elle est destinée aux fortes puissances RF. En revanche, étant donné que le signal RF parcourt deux diodes en série, les pertes dans les diodes augmentent, ce qui dégrade le rendement, et fait de la structure à pont de diodes une topologie plus adaptée pour des puissances élevées[38].

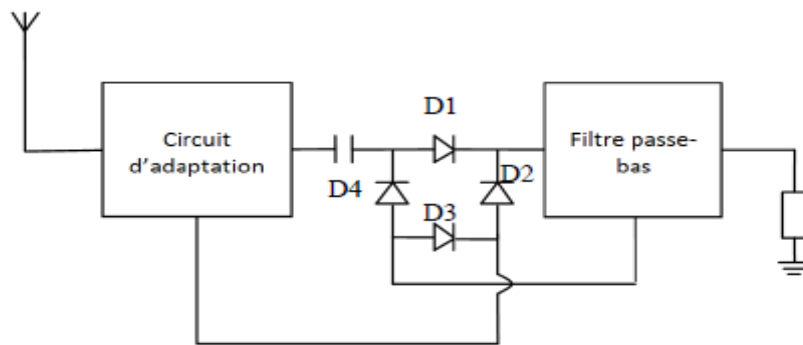


Figure II- 23: Pont de diodes [28]

Le tableau II.4 résume les différences existantes entre les différentes topologies de redresseur.

	Avantages	Inconvénients	Application
<b>Monodiode série</b>	Adaptée aux très faibles puissances	Tension de sortie faible	Récupération énergie ambiante
<b>Monodiode shunt</b>	Adaptée aux très faibles puissances	Tension de sortie faible	Récupération énergie ambiante
<b>Doubleur</b>	Double alternance ; tension de sortie plus élevée	Rendement moins bon que la structure simple diode	Récupération / Transfert d'énergie sans fils
<b>Multiplieur</b>	Tension de sortie plus élevée	Pertes dans les diodes, rendement dégradé	Récupération / Transfert d'énergie sans fils
<b>Pont</b>	Bon rendement à forte puissance	Pas sensible aux petites tensions.	Transfert d'énergie sans fils

Tableau II- 4: Comparaison des différentes topologies de redresseur

#### II.6.4 Circuit d'adaptation

Un filtre est un quadripôle linéaire sans perte. Il sépare la composante spectrale utile (bande passante) de la composante parasite (bande d'atténuation) dans le spectre du signal. Le graphique de l'atténuation en fonction de la fréquence est une caractéristique de base. Il est défini par sa bande passante, sa suppression ou pente sélective, sa perte d'insertion et son taux d'ondulation. Le choix de la technologie de filtrage dépend de ces paramètres.

##### II.6.4.1 Circuit d'adaptation avec des composants localisés

Pour des fréquences allant jusqu'à 2,45GHz, des circuits d'adaptation avec des composants localisés peuvent être utilisés, l'avantage des CL étant la flexibilité qu'ils offrent. En effet, les composants localisés peuvent être enlevés et remplacés après la fabrication du circuit. Les topologies utilisées en général sont les réseaux en L, T et en  $\pi$  [39] comme le montre la Figure II-24, Xs et Xp peuvent être des capacités ou des inductances, s et p désigne série et parallèle.

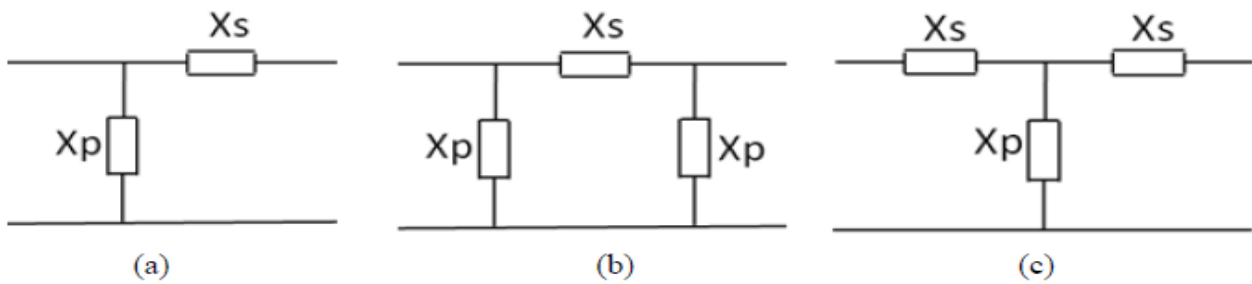


Figure II- 24: Réseaux d'adaptation (a) réseau en L (b) réseau en  $\pi$  (c) réseau en T [32]

### II.6.5 Caractéristiques de la rectenna

Les performances de la rectenna sont généralement évaluées en utilisant deux grandeurs : le niveau de sa tension de sortie ( $V_{DC}$ ) et son rendement de conversion RF/DC ( $\eta$ ). C'est d'ailleurs ces deux grandeurs qui sont le plus souvent utilisées comme objectif dans l'optimisation de la rectenna. Pour une rectenna donnée, les deux performances  $V_{DC}$  et  $\eta$  dépendent des grandeurs d'entrée, le niveau de la puissance RF ( $P_{RF}$ ) et la fréquence du signal ( $f_{RF}$ ), ainsi que du paramètre de sortie qui est la charge ( $R_L$ )[40].

### II.6.6 Efficacité de conversion RF-DC

L'efficacité de conversion du circuit redresseur est exprimée par le rapport entre la puissance DC en sortie et la puissance RF en entrée.

$$\eta(\%) = 100 \cdot \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \quad \text{II.1}$$

Où  $P_{DC}$  désigne la puissance DC récupérée et  $P_{RF}$  la puissance RF injectée directement à l'entrée du redresseur.

Avec ;

$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R} \quad \text{II.2}$$

$$P_{RF} = \frac{1}{2} R (U_{RF} I_{RF}^*) \quad \text{II.3}$$

- $U_{RF}$  : Valeur complexe de la tension sinusoïdale d'entrée.
- $V_{DC}$  : Tension DC du signal de sortie.
- $I_{RF}^*$  : Valeur complexe conjuguée de l'intensité sinusoïdale d'entrée.
- $I_{DC}$  : Intensité du signal de sortie.
- $R$  : Valeur de la charge.

Ce calcul du rendement utilise la puissance en entrée du redresseur, et est souvent utilisé pour présenter l'efficacité de conversion d'une Rectenna dans la littérature.

Le calcul de l'efficacité d'une rectenna peut être lié à la puissance collectée de l'antenne par le biais de la densité de puissance radio fréquence  $P_t$  ( $W/m^2$ ) et le gain de l'antenne  $G$  (dBi) pour une longueur d'onde  $\lambda$  [41].

La puissance collectée  $P_c$  par l'antenne est donnée par la relation suivante :

$$P_c = \frac{P_t G \lambda}{4\pi} \quad \text{II.4}$$

L'expression du rendement devient alors :

$$\eta_f = \frac{4\pi V_{DC} I_{DC}}{P_t G \lambda} \quad \text{II.5}$$

### II.6.7 Les réseaux de Rectennas

Les réseaux Rectennas peuvent être construits en utilisant plusieurs configurations possibles, et les éléments Rectennas peuvent être connectés en série, en parallèle ou en cascade. Chaque configuration a ses propres caractéristiques. La corrélation série permet une meilleure tension de sortie que la corrélation parallèle.

Dans le même temps, la connexion parallèle peut augmenter la puissance DC tout en conservant la même tension de sortie qu'un composant unique. Enfin, les associations en cascade peuvent être considérées comme une combinaison de deux types : l'association série et l'association parallèle. Il a été démontré que ce type de corrélation peut fournir les meilleures performances de sortie de tension et de puissance [42].

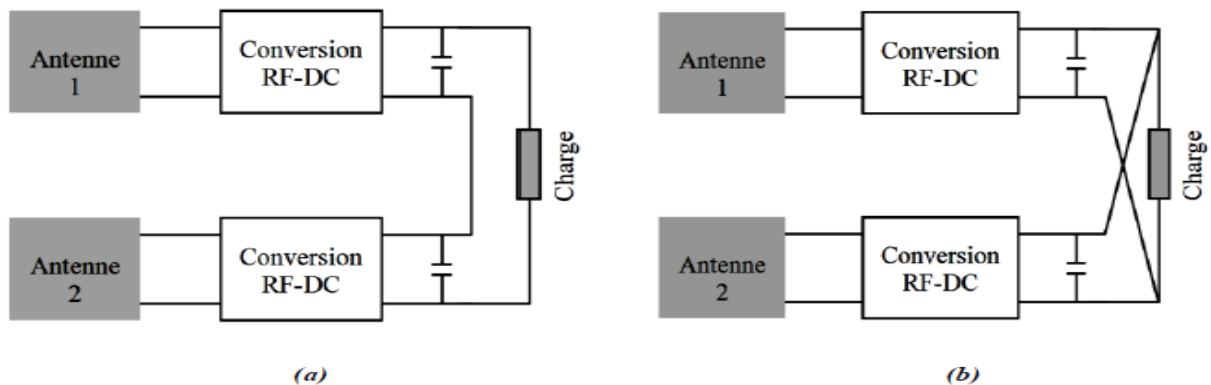


Figure II- 25: Association des Rectennas. (a) série, (b) parallèle [42]

## II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, après un bref historique sur la transmission d'énergie sans fil, nous avons présenté les différentes techniques de transmission d'énergie sans fil (TESF) et le principe de fonctionnement des systèmes de récupération et de conversion d'énergie électromagnétique

appelés rectennas. Par la suite nous avons présenté les différentes topologies de redresseurs qui utilisent des diodes Schottky qui diffère des autres types de diode, par leurs faibles tensions de seuil.

---

## **CHAPITRE III :Conception de systèmes de récupération d'énergie électromagnétique**

---

### III. CHAPITRE III : Conception de systèmes de récupération d'énergie électromagnétique

#### III.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'étude, la conception et l'optimisation de systèmes de récupération d'énergie électromagnétique. Nous présenterons la méthodologie de conception que nous avons mise en place, puis exploitée toute au long de ce travail, ainsi que les résultats de simulations obtenus des différents circuits de conversion et antennes simulés et conçus.

Notre système de récupération d'énergie électromagnétique est constitué d'une antenne de réception et d'un circuit de conversion RF-DC. Dans la première partie de ce chapitre, nous présenterons les deux antennes que nous avons conçues et simulées avec le logiciel CST. La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la présentation des différents circuits de conversion RF-DC qui ont été conçus et simulés avec le logiciel ADS.

#### III.2 Conception d'une antenne patch Bi bande [2.45 - 3.55] GHz

Le tableau III.1 présente les équations d'antenne patch rectangulaire microruban. Nous avons appliqué ces formules pour calculer les dimensions de l'antenne proposée. Ensuite nous avons fait une optimisation de ces paramètres pour obtenir les performances désirées en utilisant le logiciel de simulation électromagnétique CST.

Paramètres de d'antenne patch rectangulaire		Equations
<b>Patch</b>	<b>La largeur</b>	$W_p = \frac{c}{2fr} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$
	<b>Fréquence de résonance</b>	$fr = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{eff}}}$
	<b>Constant diélectrique (<math>\epsilon_{eff}</math>)</b>	$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{\frac{1}{2}}$
	<b>La longueur</b>	$L_p = L_{eff} - 2\Delta L$
	<b>L'extension rectangulaire de la longueur (<math>\Delta L</math>)</b>	$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left( \frac{w}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left( \frac{w}{h} + 0.8 \right)}$



<b>Substrat et plan de masse</b>	<b>La longueur</b>	$L_{sub}=L_p + 6h+ L1$
	<b>La largeur</b>	$W_{sub}=W_p+6.h$
<b>La longueur de la ligne</b>	<b>Simple</b>	$L11 = \frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$
	<b>Quarte d'onde</b>	$L12 = \frac{\lambda}{4} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$
<b>L'impédance caractéristique de la ligne microruban</b>		$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \ln\left(\frac{8h}{W} + 0.25\frac{W}{h}\right) \text{ pour } \frac{W}{h} < 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left( \frac{1}{\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right)} \right) \text{ pour } \frac{W}{h} > 1 \end{cases}$

Tableau III- 1: Les équations d'antenne patch rectangulaire

La figure III.1 montre la géométrie de l'antenne proposée. Elle est constituée d'un patch rectangulaire de dimension  $W_p = 41$  mm et  $L_p = 27$  mm, imprimé sur la face supérieure d'un substrat FR4 avec une permittivité relative  $\epsilon_r = 4.3$  et d'épaisseur  $h = 1.6$  mm, de longueur  $L_{sub} = 53.5$  mm et de largeur  $W_{sub} = 56$  mm. Une ligne microruban de longueur  $L1 = 14$  mm et de largeur  $W1 = 3.2$  mm est utilisée pour alimenter le patch. La fente en forme de triangle équilatéral ( $L1=5$  mm) qui se trouve au centre du patch est dimensionnée et optimisée pour atteindre le comportement multi-bandes. Enfin nous avons ajouté des encoches de dimension  $y = 7.5$  mm et  $GND = 1.2$ , pour améliorer l'adaptation d'impédance.

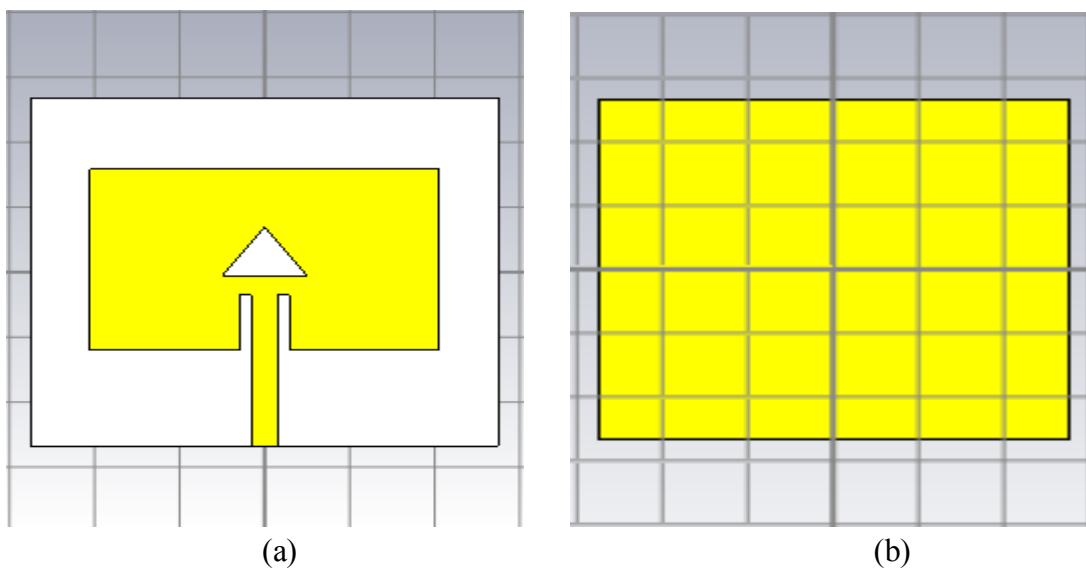


Figure III- 1: Structure de l'antenne proposée (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous.

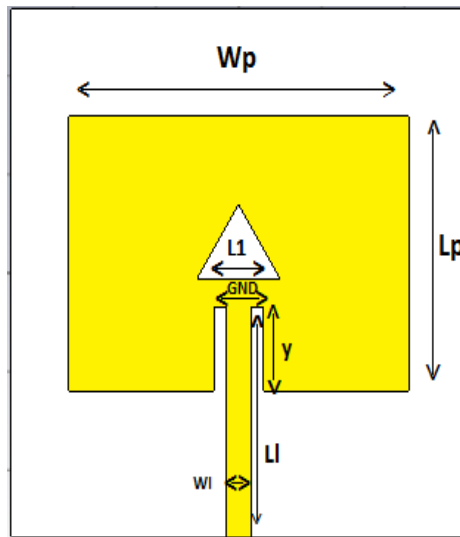


Figure III- 2: Paramètres de l'antenne

### Etude du paramètre L1 de la fente

La fente au milieu du patch joue un rôle important dans la miniaturisation de l'antenne et elle permet aussi d'obtenir un fonctionnement bi-bandes. La figure III-3 montre le résultat de simulation du coefficient de réflexion en fonction du paramètre L1 de la fente.

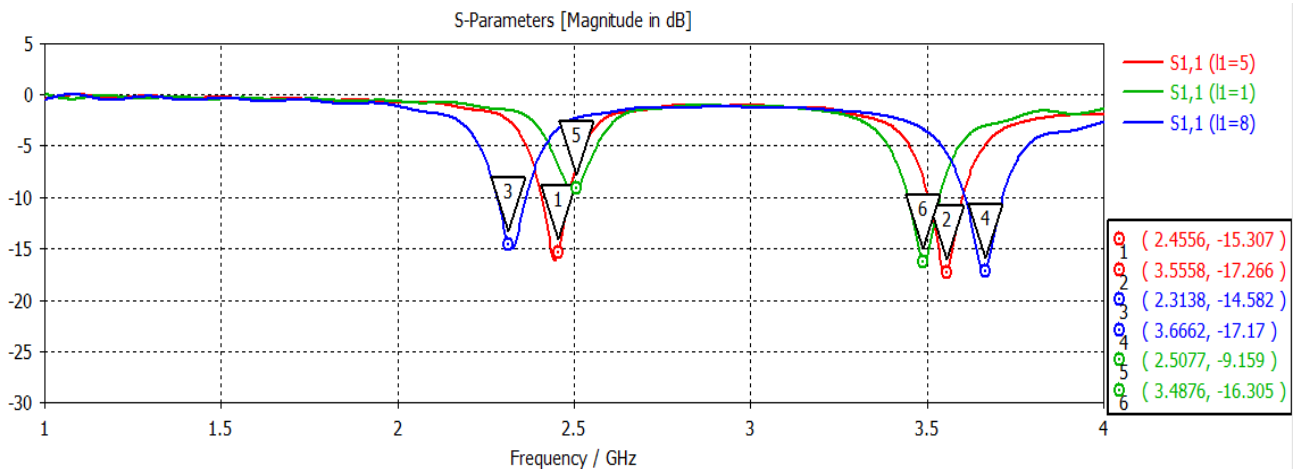


Figure III- 3: Représentation du coefficient de réflexion en fonction du paramètre L2 de la fente

Nous remarquons que pour la valeur du paramètre L1 de 5 mm, nous obtenons un fonctionnement bi-bandes : Bande wifi 2.45 - Bande 5G.

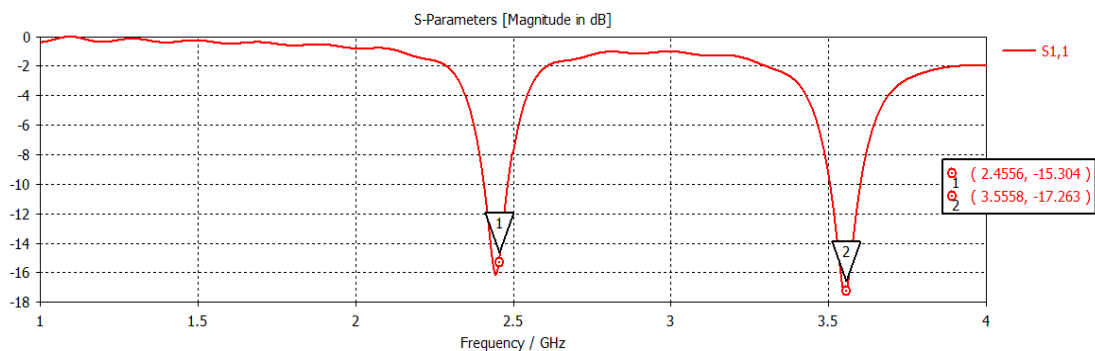
Le tableau III-2 représente les paramètres optimisés de l'antenne proposée.

Paramètre	Valeur (mm)
Wp	41
Lp	27.85
WI	3.5
LI	14.76
GND	1.5
W substrat	56
L substrat	53.5
Y	8
L2	5

**Tableau III- 2: Paramètres optimisés de l'antenne**

Nous avons optimisé l'antenne pour rayonner dans deux bandes, autour de deux fréquences de résonance : 2.45GHz, 3.55 GHz: [2.4081-2.4862GHz] (Wifi 2.45) et [3.5037-3.601GHz] (5G).

La figure III.4 donne la variation du coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence avec les paramètres optimisés de l'antenne.

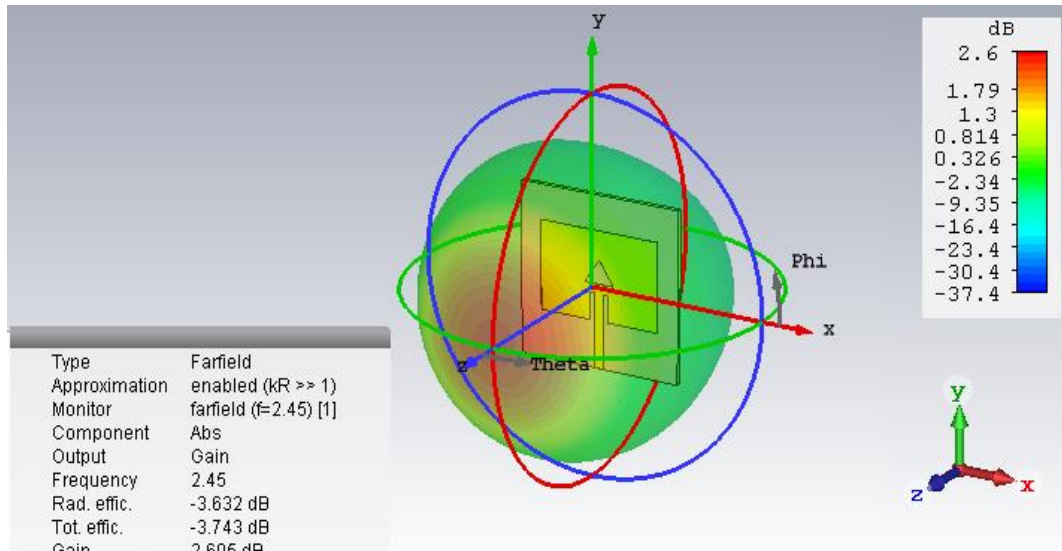


**Figure III- 4: Représentation du coefficient de réflexion S11**

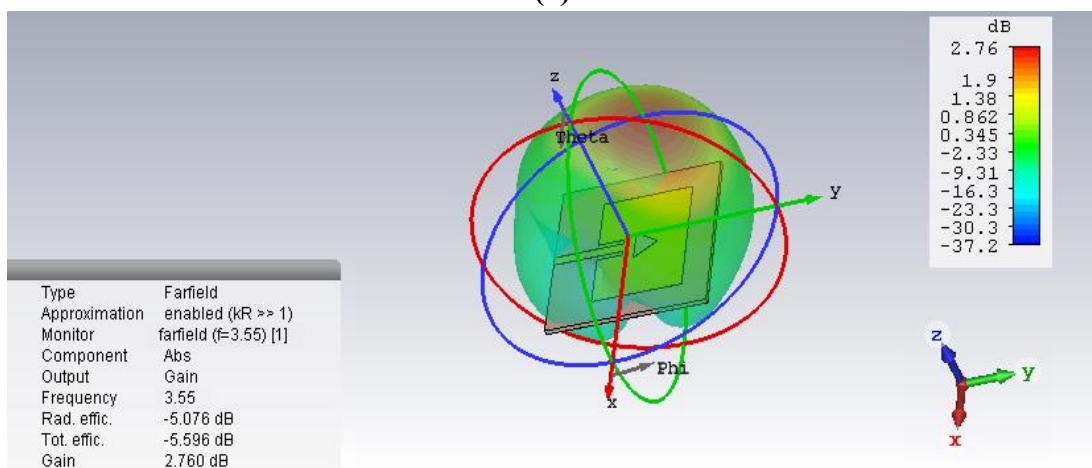
La courbe du coefficient de réflexion montre que l'antenne conçue résonne à 2.45 GHz avec une largeur de bande de 70 MHz (2.4081-2.4862 GHz) et à 3.55 GHz avec une largeur de bande de 97 MHz (3.5037-3.601 GHz). On remarque qu'on a une bonne adaptation du coefficient de réflexion de -15,304 dB et -17,263 dB correspondant respectivement aux fréquences de résonance suivantes : 2.45GHz et 3.5558GHz.

Cette antenne peut donc être utilisée pour récupérer les signaux RF de la bande Wifi 2.45 et de la bande de la 5G.

Les diagrammes de rayonnement en 3D pour les deux fréquences de résonance sont représentés sur la figure III-5.



(a)

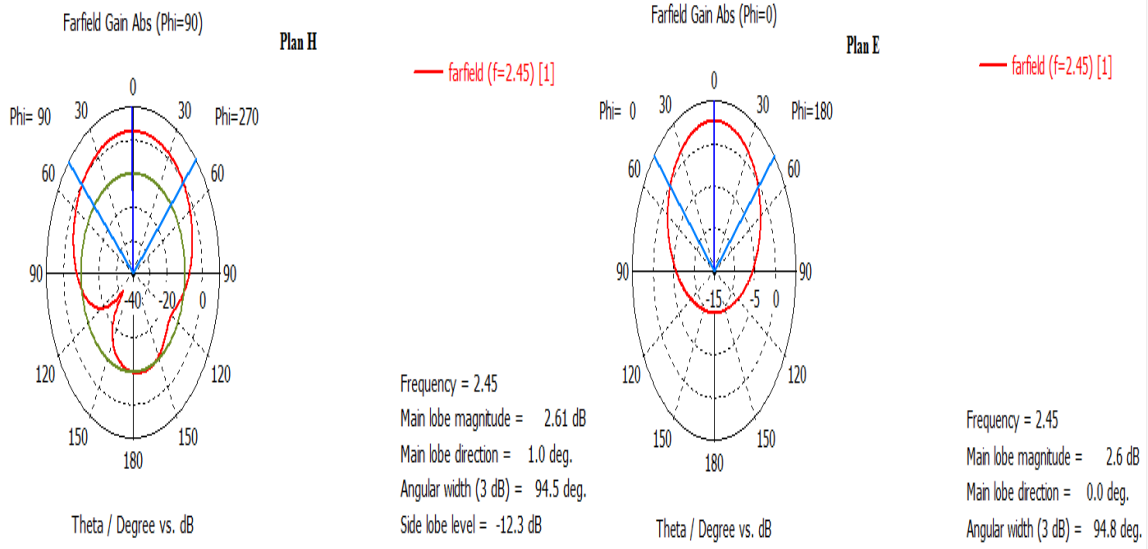


(b)

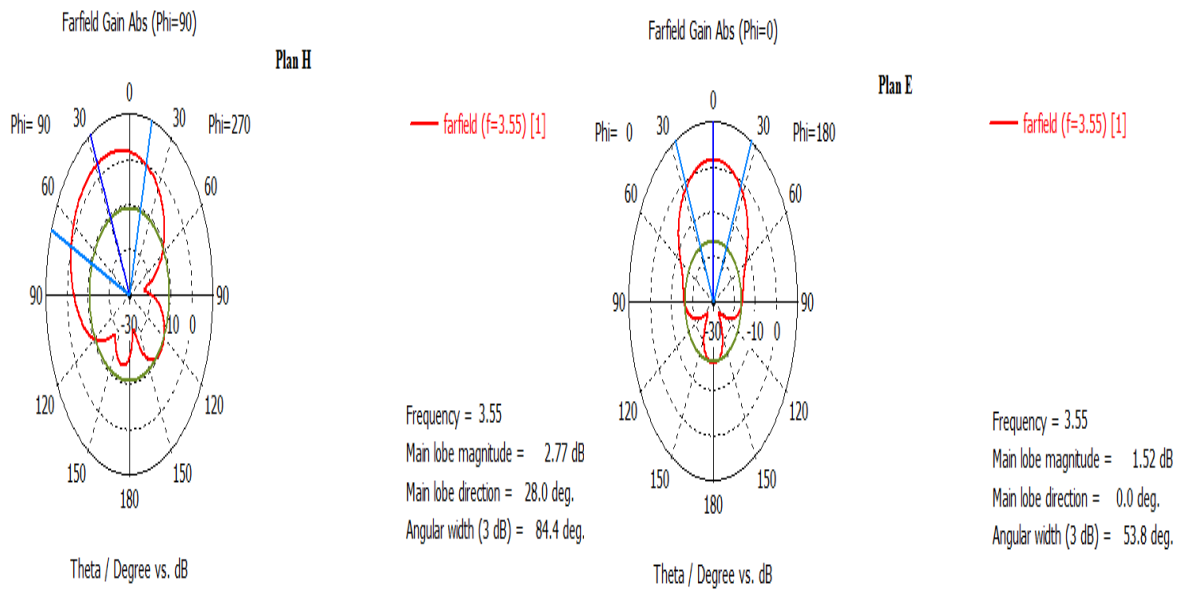
**Figure III- 5:: Diagrammes de rayonnement en 3D simulés aux fréquences de résonance (a) 2.45GHz (b) 3.55GHz**

On remarque sur le diagramme de rayonnement à la fréquence 2.45 GHz que le gain indique la valeur de 2.6 dB et pour la fréquence 3.55 GHz le gain indique la valeur de 2.76 dB.

Les diagrammes de rayonnement du gain en plan polaire pour les deux fréquences de résonance sont représentés sur la figure III-6.



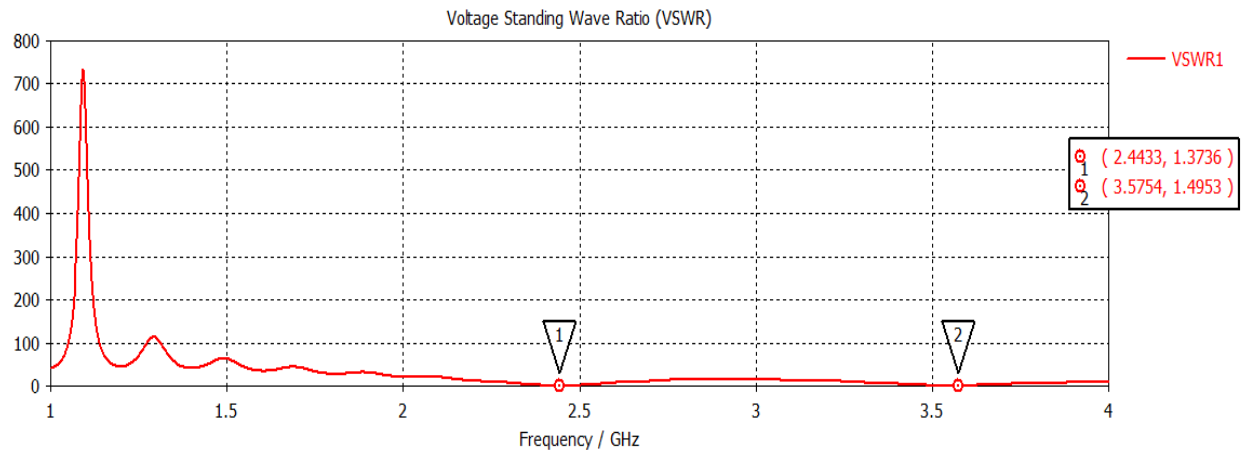
(a)



(b)

Figure III- 6: Diagrammes de rayonnement en plan polaire simulés aux fréquences de résonance : (a) 2.45GHz (b) 3.55GHz

La figure III-7 représente le rapport d'onde stationnaire (ROS) en fonction de la fréquence.

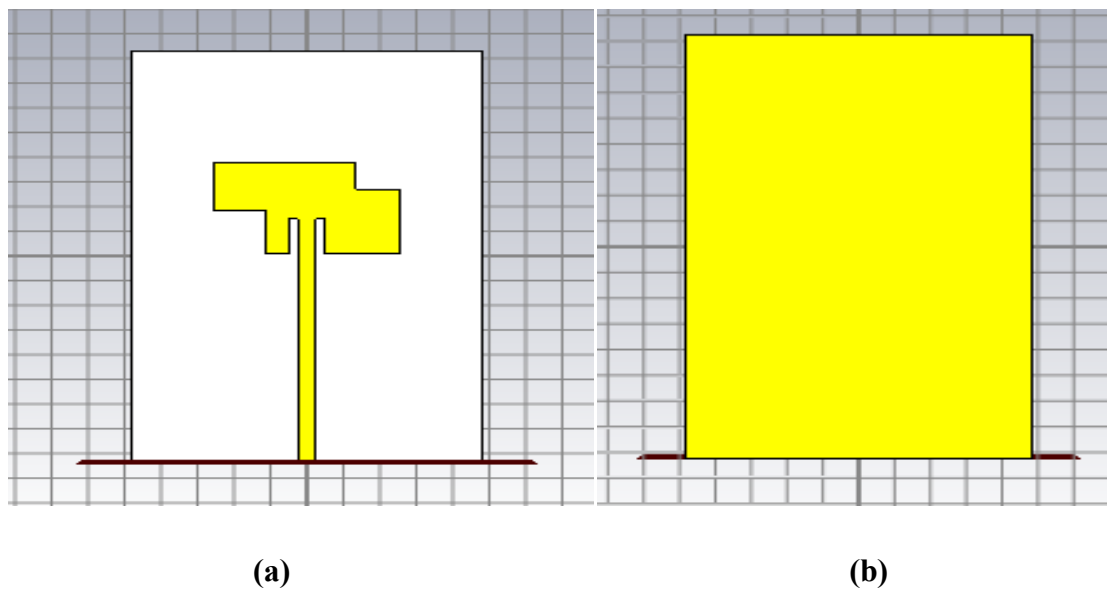


**Figure III- 7: Représentation du rapport d'onde stationnaire (ROS)**

On remarque que dans la courbe représentative, le VSWR est inférieur à 1.5 pour les deux fréquences : 2.45GHz(VSWR = 1.37) et 3.55 GHz (VSWR =1.49).

### III.3 Conception d'une antenne fonctionnant à la fréquence 10 GHz

La figure III-8 représente la géométrie de l'antenne proposée. La forme initiale de cette antenne est un patch de forme rectangulaire sur lequel nous avons fait des modifications. Le substrat utilisé est le FR4 de permittivité relative  $\epsilon_r=4.3$  et d'épaisseur  $h =1.6$  mm.



**Figure III- 8: Structure de l'antenne proposée (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous.**

La figure III-9 représente les paramètres géométriques de l'antenne proposée.

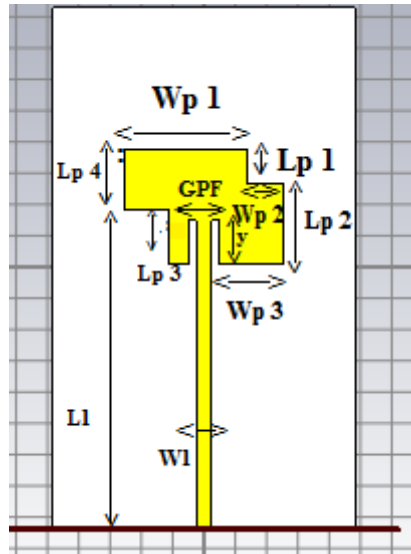


Figure III- 9: Paramètres géométriques de l'antenne proposée

Les dimensions optimisées de l'antenne sont présentées dans le tableau III-3.

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
Wp 1	7.82	Wl	1.4
Lp 1	2.17	Ll	19.10
Wp 2	2.41	GPF	2
Lp 2	5.22	y	2.87
Wp 3	4.11	W substrat	19.23
Lp 3	3.57	L substrat	33.06
Lp 4	3.82		

Tableau III- 3: Paramètres optimisés de l'antenne proposée

La figure III-10 représente le module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

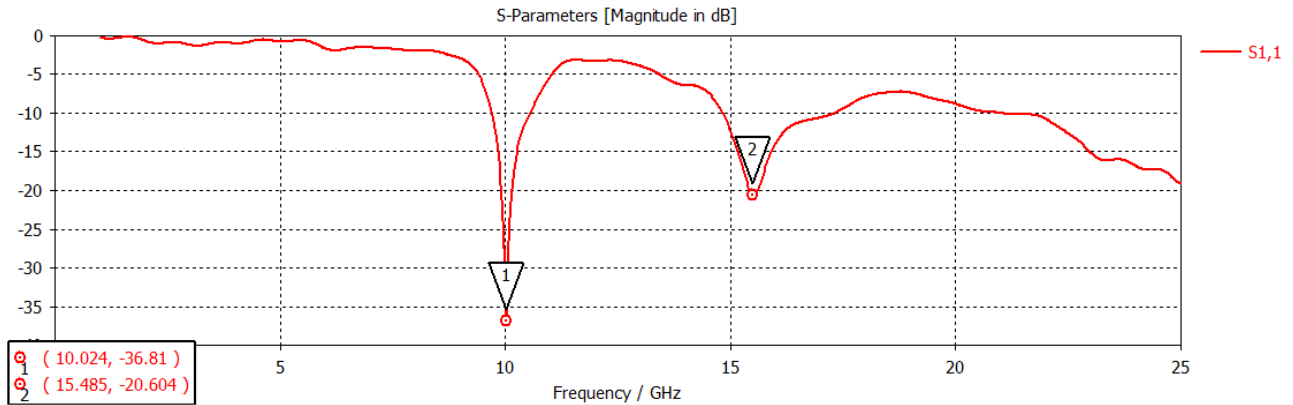


Figure III- 10: Représentation du coefficient de réflexion

On observe que le coefficient de réflexion S11 est de -36.81 dB à la fréquence 10.024 GHz et de -20.60 dB à la fréquence 15.48GHz, ce qui montre que cette antenne est bien adaptée à ces fréquences.

La figure III-11 montre le diagramme de rayonnement obtenu de l'antenne proposée. La valeur du gain est de 3.71 dB à la fréquence 10 GHz.

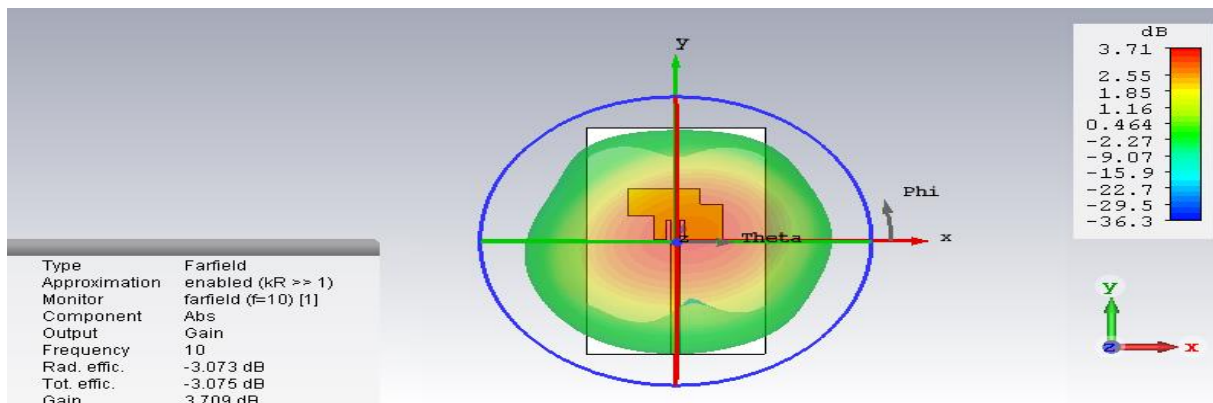


Figure III- 11: Diagrammes de rayonnement en 3D

La figure III-12 montre les diagrammes de rayonnement de l'antenne proposée à 10GHz. On voit que l'antenne offre un diagramme de rayonnement qui est directionnel sur 79.8° à 10GHz, avec un gain maximum de 3.68 dB.



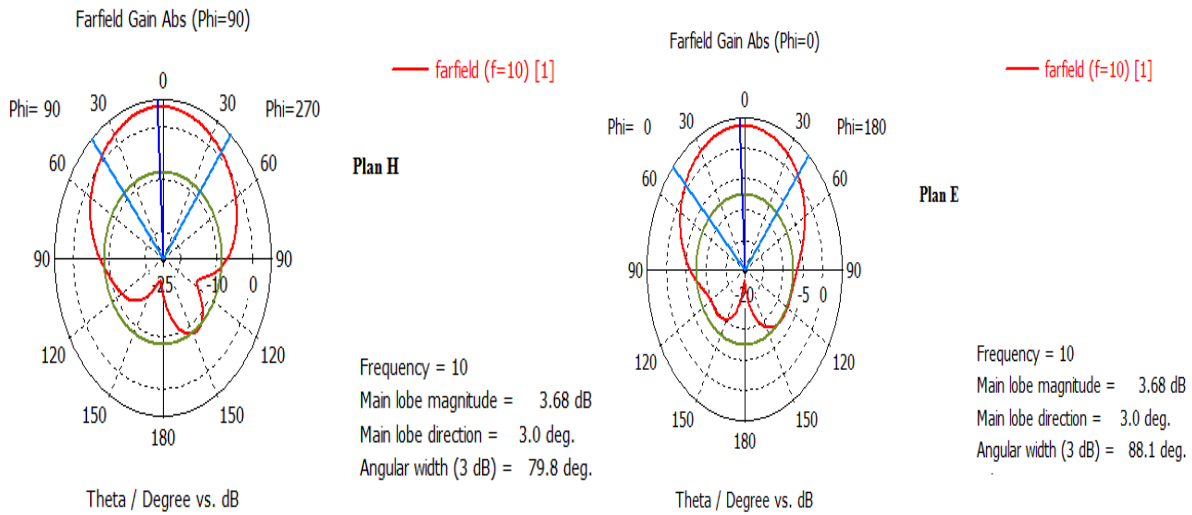


Figure III- 12: Diagrammes de rayonnement en plan polaire

La figure III-13 représente le rapport d'onde stationnaire (ROS) en fonction de la fréquence. Le VSWR est égal à 1.41 ce qui montre que l'antenne est bien adaptée à la fréquence de résonance 10 GHz.

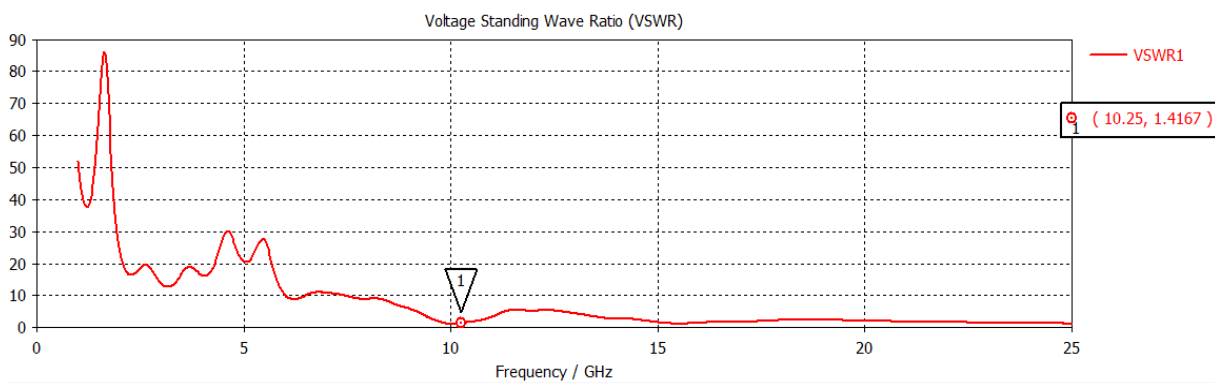


Figure III- 13: Représentation du rapport d'onde stationnaire (ROS)

### III.4 Conception de Circuits de conversion RF-DC

A travers l'étude des différentes topologies de circuit de conversion RF-DC citées dans le chapitre II, nous avons choisi les topologies les plus faciles à réaliser et à simuler. Nous avons utilisé le logiciel ADS "Advanced Design System" pour la simulation de ces circuits. Ce logiciel permet de réaliser des simulations circuit et électromagnétique dans les domaines temporel et fréquentiel [1].

Le logiciel ADS contient les outils suivants [1] :

- « Tuning » : permet d'effectuer le réglage des paramètres des composants distribués ou localisés jusqu'à obtenir une bonne adaptation et de configurer la simulation des paramètres S.
- « Impedance matching » : à partir des impédances d'entrée et sortie, il permet de générer un circuit d'adaptation optimisé.
- « Smith chart » : à partir des impédances de la charge et de la source, il permet de concevoir un circuit d'adaptation à base de lignes, de composants localisés, ou des deux à la fois.
- « LineCalc » : à partir de l'impédance caractéristique de la ligne  $Z_0$  (égale à  $50\Omega$  généralement) et des paramètres du substrat utilisés, il permet de calculer les dimensions des lignes.

#### III.4.1 Étude et conception du circuit de conversion RF-DC à la fréquence 2.45GHz

Ce circuit de conversion RF-DC est conçu pour la récupération d'énergie RF dans la bande 2.45 GHz. Le schéma de ce circuit est montré sur la **figure III.14**, il est constitué d'une diode de Schottky de type HSMS8101, d'une capacité de filtrage et d'une résistance de charge  $R_L$ . Pour adapter le circuit de conversion au générateur, nous pouvons utiliser un circuit d'adaptation à éléments localisés ou à éléments distribués.

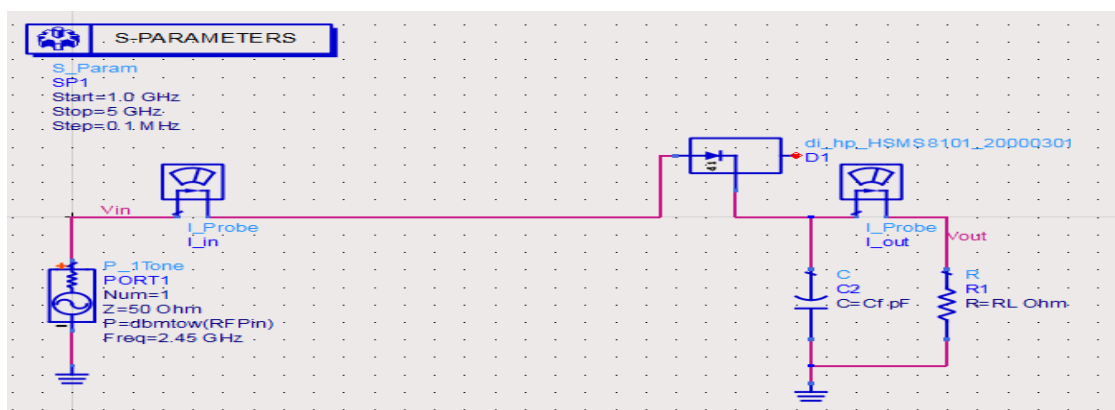


Figure III- 14: Schéma du circuit de conversion RF-DC sans filtre d'adaptation.

##### III.4.1.1 Adaptation par éléments localisés :

Comme le montre la **figure III-15**, un circuit d'adaptation en L avec une capacité en série et une inductance en parallèle est utilisé pour assurer l'adaptation d'impédance.

En faisant une étude paramétrique sous ADS avec la méthode de simulation non linéaire Harmonic Balance (HB), nous avons déterminé les paramètres de ce circuit de conversion qui permettent d'obtenir les performances optimales en rendement et en tension de sortie. Le tableau III-4 représente les paramètres de ce circuit de conversion avec un filtre d'adaptation à éléments localisés.

Paramètres		Valeur
Fréquence		2.45 GHz
Filtre d'adaptation	Capacité (C)	70.135783 fF
	Inductance (L)	11.899993 nH
Filtre DC	Capacité (C <sub>f</sub> )	30 pF
	Charge (R <sub>L</sub> )	1.2 kΩ
Impédance caractéristique Z <sub>0</sub>		50 Ω

Tableau III- 4: Paramètres du circuit de conversion avec filtre d'adaptation à éléments localisés

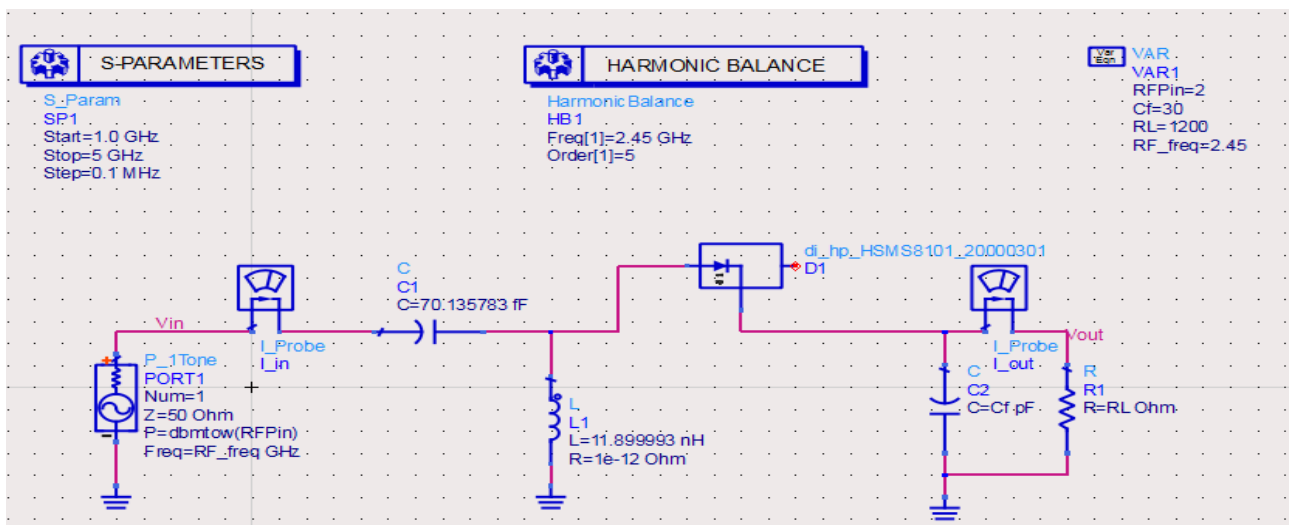


Figure III- 15: Schéma du circuit de conversion avec filtre d'adaptation à éléments localisés.

La figure III-16 montre le coefficient de réflexion (S11) en fonction de la fréquence. Nous remarquons que le circuit de conversion est très bien adapté à la fréquence 2.454 GHz avec un paramètre S11 de -50.465 dB.

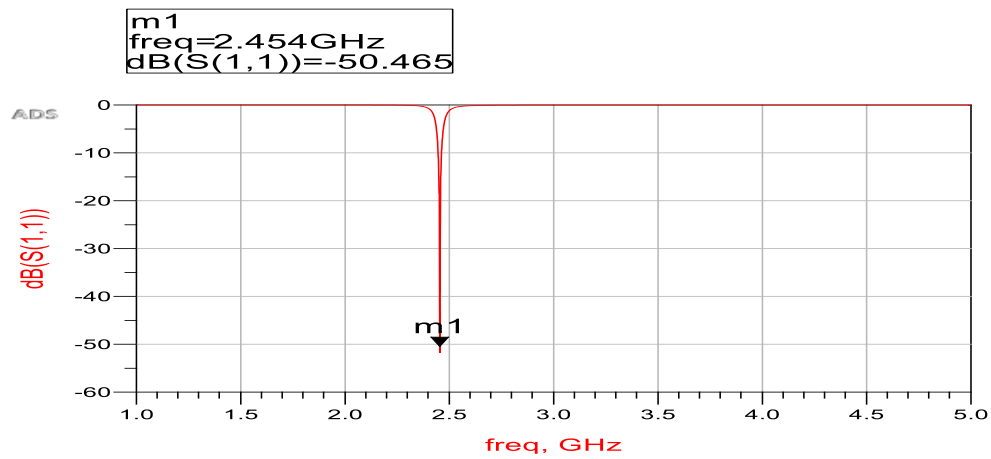


Figure III- 16: Coefficient de réflexion (S11) du circuit de conversion.

La figure III-17 montre le spectre du signal injecté à l'entrée et celui du signal obtenu à la sortie du circuit au bornes de la charge. Un signal RF de fréquence 2.45 GHz et d'une puissance 2dBm a été introduit en entrée du circuit.

Nous remarquons que l'harmonique fondamentale à la fréquence 2.45 GHz du signal d'entrée est la plus grande avec une valeur de 7.5 dBm et qu'elle est convertie en composante continue du signal de sortie avec une valeur de 3 dBm.

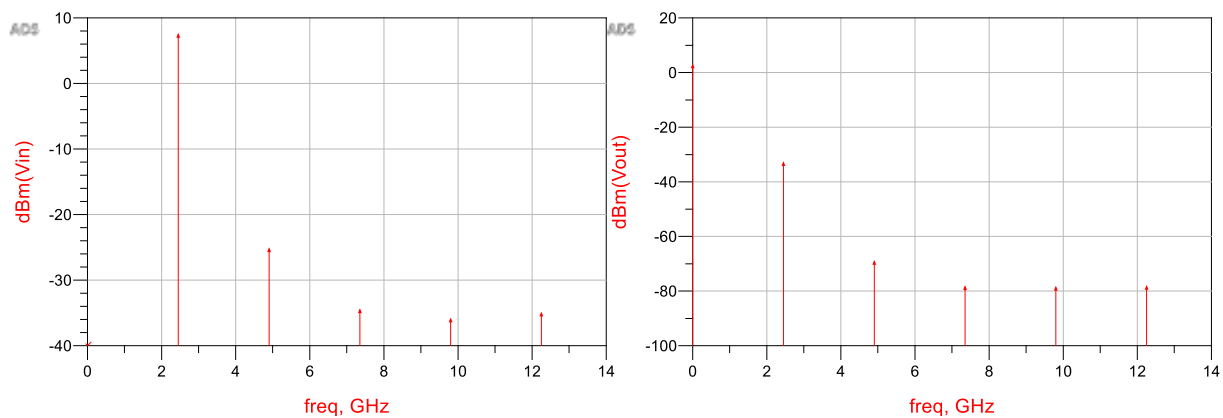


Figure III- 17: Spectre des signaux d'entrée et de sortie du circuit de conversion.

La Figure III-18 montre l'allure temporelle du signal appliqué à l'entrée et celui obtenu à la sortie. La tension d'entrée maximale est de 0,75 V tandis que la tension continue récupérée en sortie est d'environ 0,45 V.

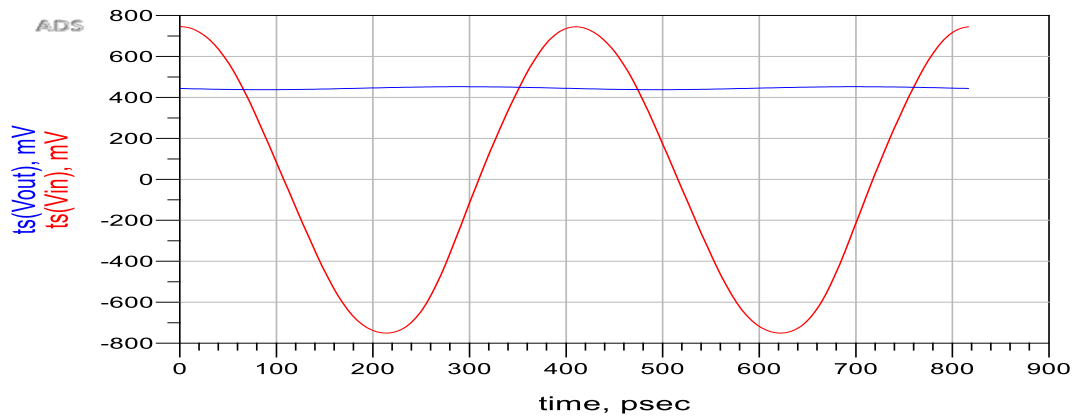


Figure III- 18: Allures temporelles du signal d'entrée et de sortie du circuit de conversion

III.4.1.1.1 Influence de la charge RL

La charge RL a un impact sur le rendement du circuit de conversion. Nous avons varié la valeur de cette charge de 200 Ω à 1600 Ω afin de voir son effet sur le rendement et la tension de sortie du circuit de conversion. Nous remarquons sur **les figures III-19** (a) et (b) une croissance relative du rendement de conversion RF-DC et aussi nous observons également une croissance relative de la tension de sortie DC en fonction de la charge RL.

Pour la valeur de la charge RL de **1200 Ω** nous obtenons un rendement de **55.633%** et une tension de sortie de 0.445 V.

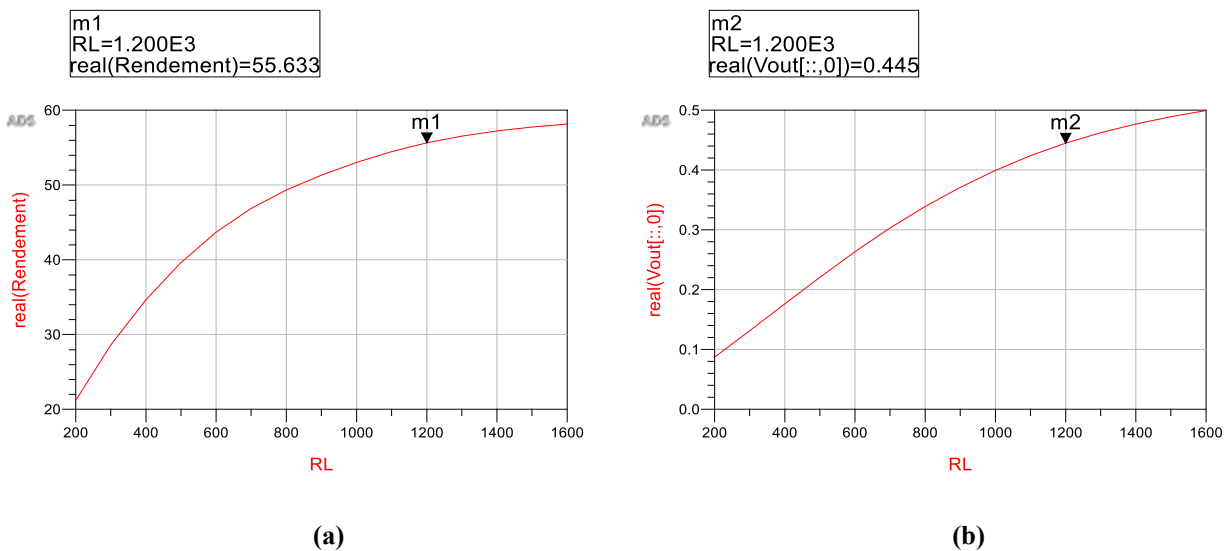
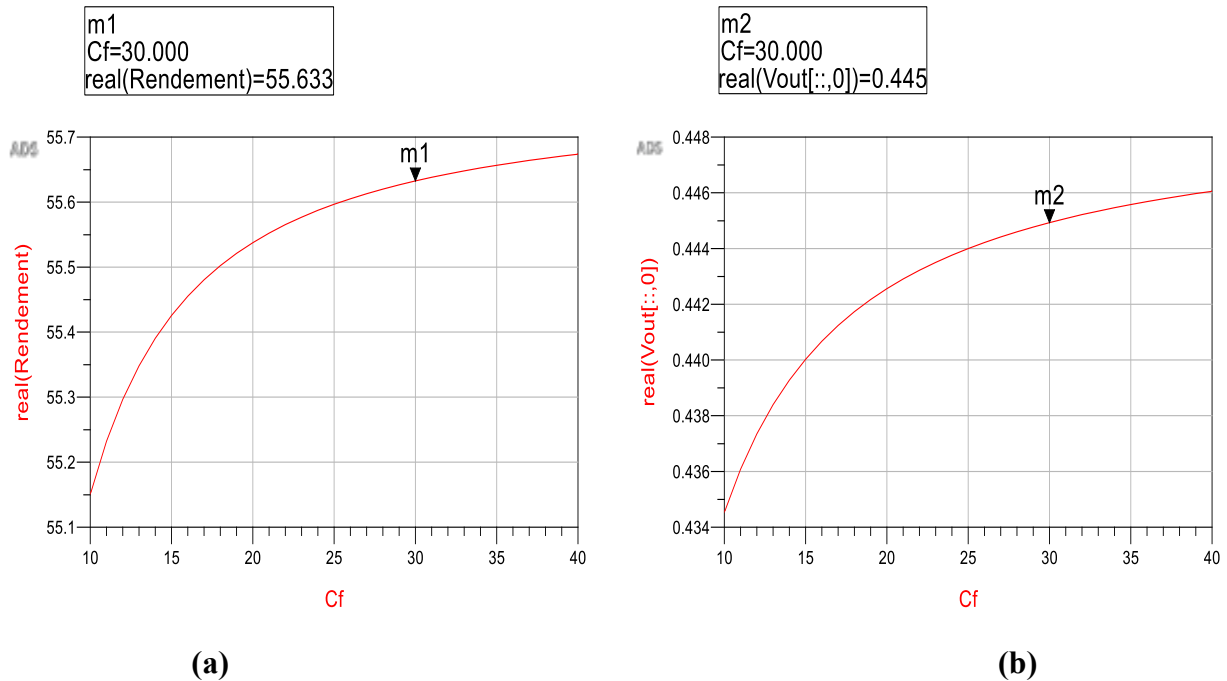


Figure III- 19: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la charge RL

III.4.1.1.2 Influence de la capacité de filtrage

Pour étudier l'influence de la capacité de filtrage qui constitue un des éléments essentiel du circuit de conversion, nous avons varié sa valeur de 10 pF à 40 pF avec un pas de 5 pF. La charge RL a été fixée à une valeur de 1200 Ω et la puissance d'entrée à 2 dBm. Le rendement ainsi que la tension de sortie du circuit de conversion à la fréquence de 2.45 GHz en fonction de la capacité de

filtrage sont illustrés dans **la figure III.20**. Nous remarquons une augmentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la capacité de filtrage. Pour une valeur de 30 pF de la capacité, le rendement est égal à 55.633 % et la tension de sortie est égale à 0.445 V. Nous remarquons aussi qu'à partir d'une valeur de 30 pF, le rendement reste presque constant et la capacité de filtrage n'a plus d'influence sur lui.



**Figure III- 20: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la capacité de filtrage**

#### III.4.1.1.3 Influence de la puissance RF d'entrée

Pour étudier l'influence de la puissance RF d'entrée sur le rendement et sur la tension de sortie du circuit de conversion RF-DC, nous avons fixé les valeurs suivantes : une fréquence du signal d'entrée de 2.45 GHz, une charge  $R_L$  de  $1200 \Omega$  et une capacité de filtrage de 30 pF.

La **figure III-21 (a)** donne l'évolution du rendement du circuit de conversion RF-DC en fonction de la puissance RF d'entrée. Nous remarquons que le rendement croît jusqu'à une valeur qui dépasse un peu 80 % pour une puissance RF d'entrée de 18 dBm. Ensuite, le rendement décroît pour des niveaux de puissance qui dépassent cette valeur. Pour une puissance de 2 dBm, la valeur du rendement est de 55.633 %.

La **figure III-21 (b)** représente le changement de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée. Nous remarquons qu'elle croît jusqu'à la valeur 2.5 V correspondant à une puissance de 19 dBm. Ensuite, elle évolue irrégulièrement et tend vers une valeur limite pour des puissances supérieures.

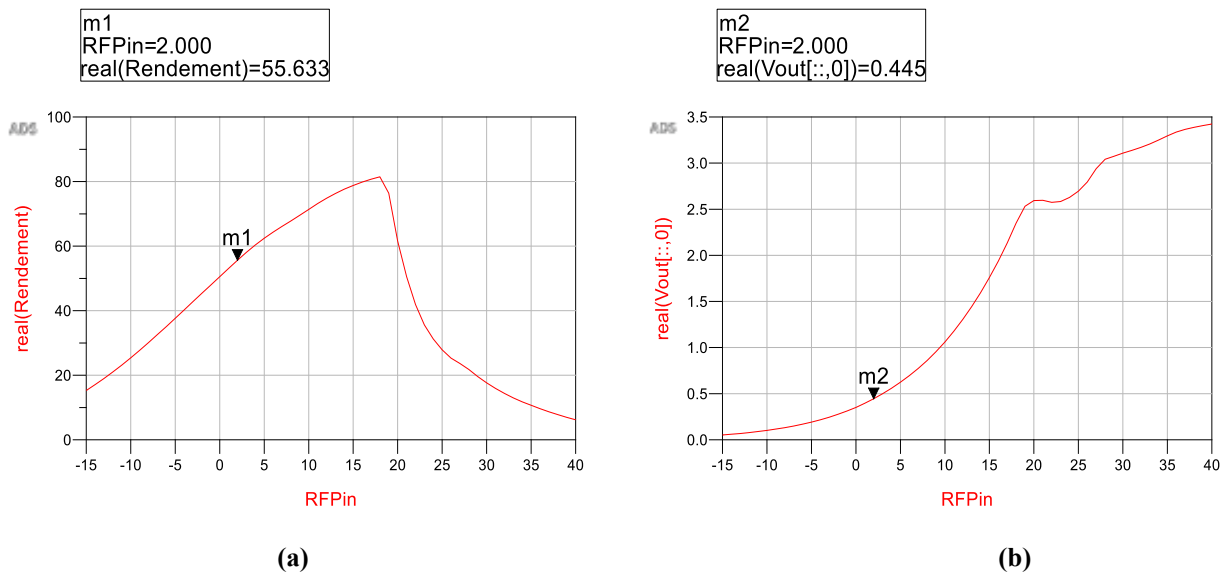


Figure III- 21: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée

III.4.2 Adaptation par éléments distribués :

Comme le montre la figure III-22, un circuit d'adaptation en T constitué de trois lignes microrubans et une inductance en parallèle est utilisé pour assurer l'adaptation d'impédance.

En faisant une étude paramétrique sous ADS avec la méthode de simulation non linéaire Harmonic Balance (HB), nous avons déterminé les paramètres de ce circuit de conversion qui permettent d'obtenir les performances optimales en rendement et en tension de sortie. Les paramètres de ce circuit de conversion sont indiqués sur la figure III-22.

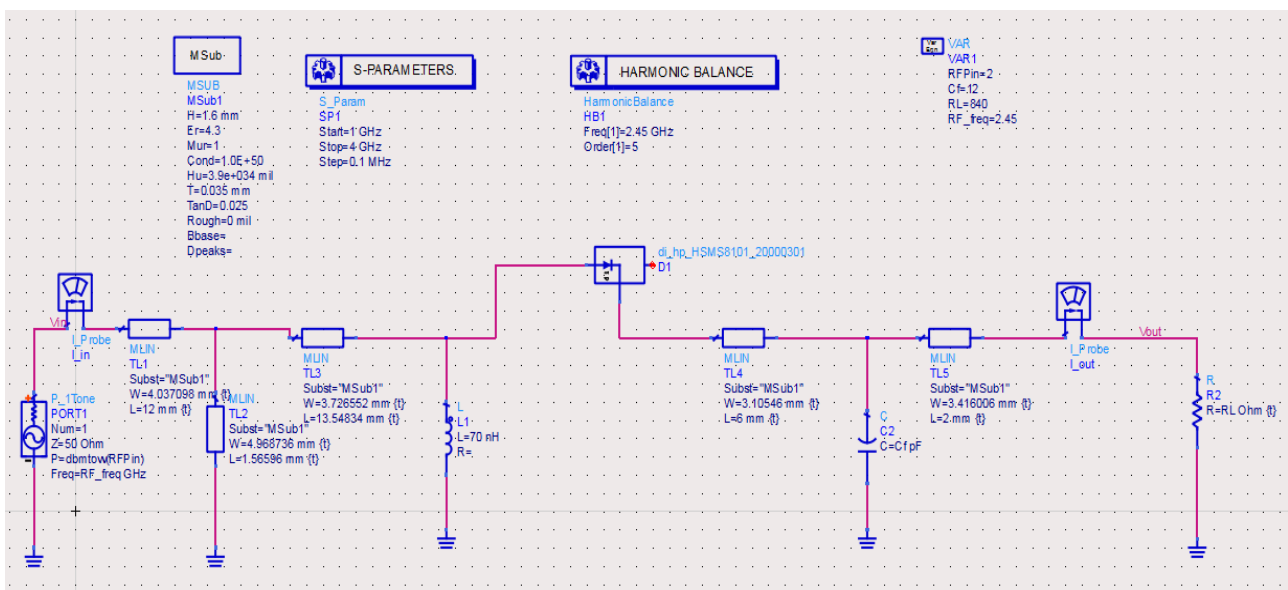


Figure III- 22: Schéma du circuit de conversion avec filtre d'adaptation à éléments distribués

La figure III-23 montre le coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ) en fonction de la fréquence. Nous remarquons que le circuit de conversion est bien adapté à la fréquence 2.454GHz avec un paramètre  $S_{11}$  de -26.499dB.

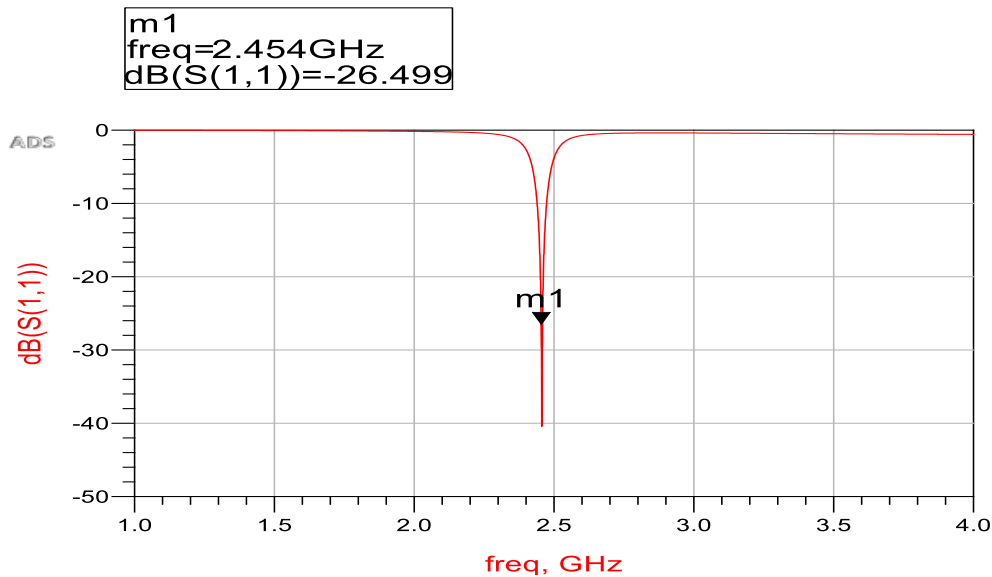


Figure III- 23: Représentation du coefficient de réflexion ( $S_{11}$ ).

La figure III-24 montre le spectre du signal injecté à l'entrée et celui du signal obtenu à la sortie du circuit au bornes de la charge. Un signal RF de fréquence 2.45 GHz et d'une puissance 2dBm a été introduit en entrée du circuit.

Nous remarquons que l'harmonique fondamentale à la fréquence 2.45 GHz du signal d'entrée est la plus grande avec une valeur de 7 dBm et qu'elle est convertie en composante continue du signal de sortie avec une valeur de 2 dBm.

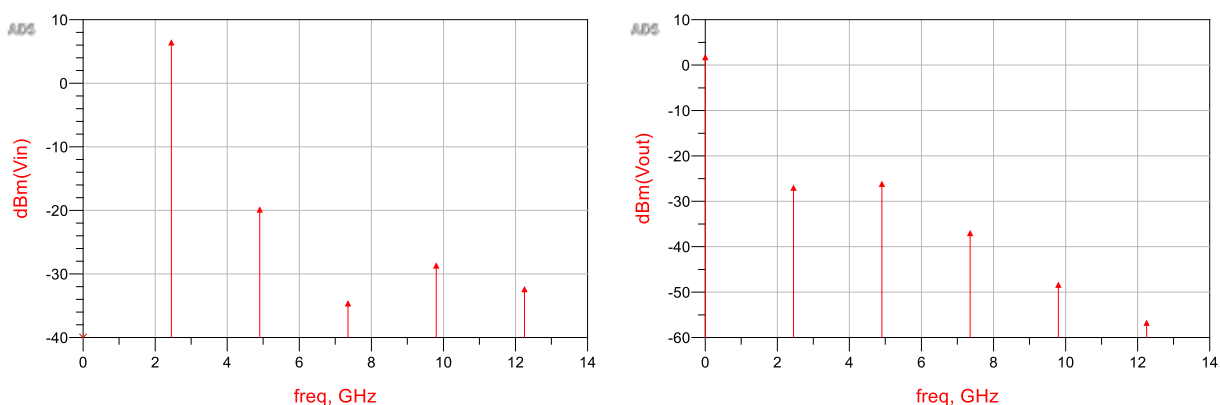


Figure III- 24: Spectre des signaux d'entrée et de sortie du circuit de conversion.

La Figure III-25 montre la variation en fonction du temps du signal appliqué à l'entrée et celui obtenu à la sortie. La tension d'entrée maximale est de 0,65 V tandis que la tension continue récupérée en sortie est d'environ 0,4 V.



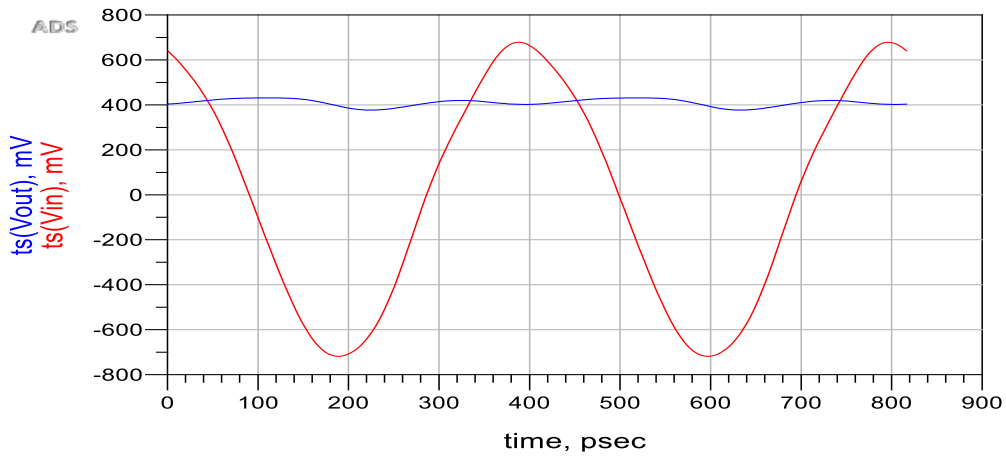


Figure III- 25: Allures temporelles du signal d'entrée et de sortie du circuit de conversion

III.4.2.1 Influence de la charge RL

Pour voir l'impact de la charge RL sur le rendement et sur la tension de sortie du circuit de conversion, nous avons varié la valeur de cette charge de 100 Ω à 1200 Ω. Nous remarquons sur les figures III-26(a) et (b) une croissance du rendement de conversion et de la tension de sortie en fonction de la charge RL.

Pour la valeur de la charge RL de 840 Ω nous obtenons un rendement de 34.046% et une tension de sortie de 0.410 V.

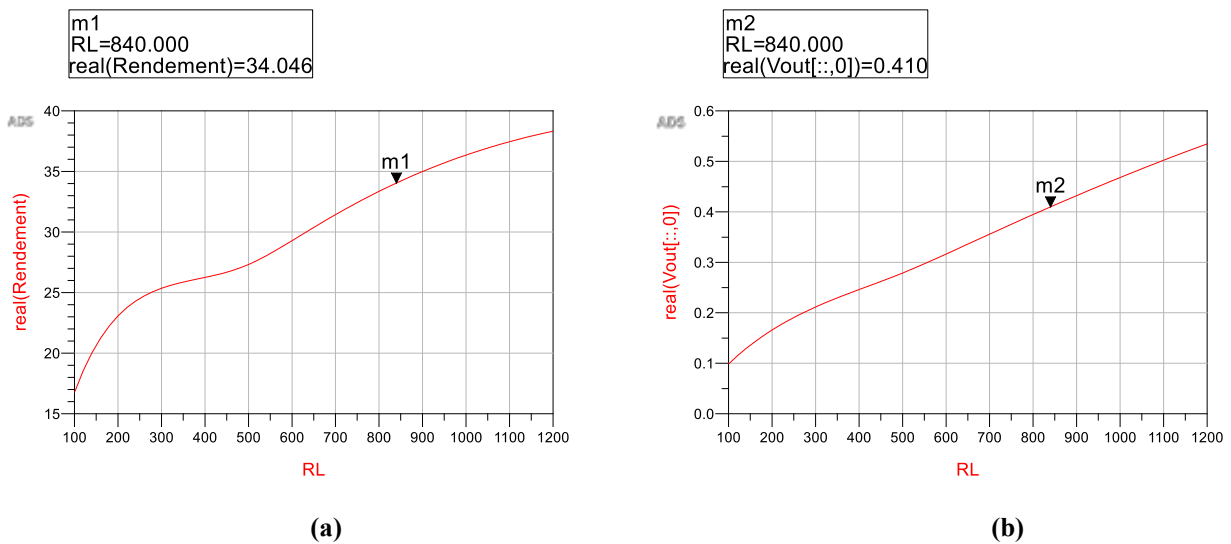
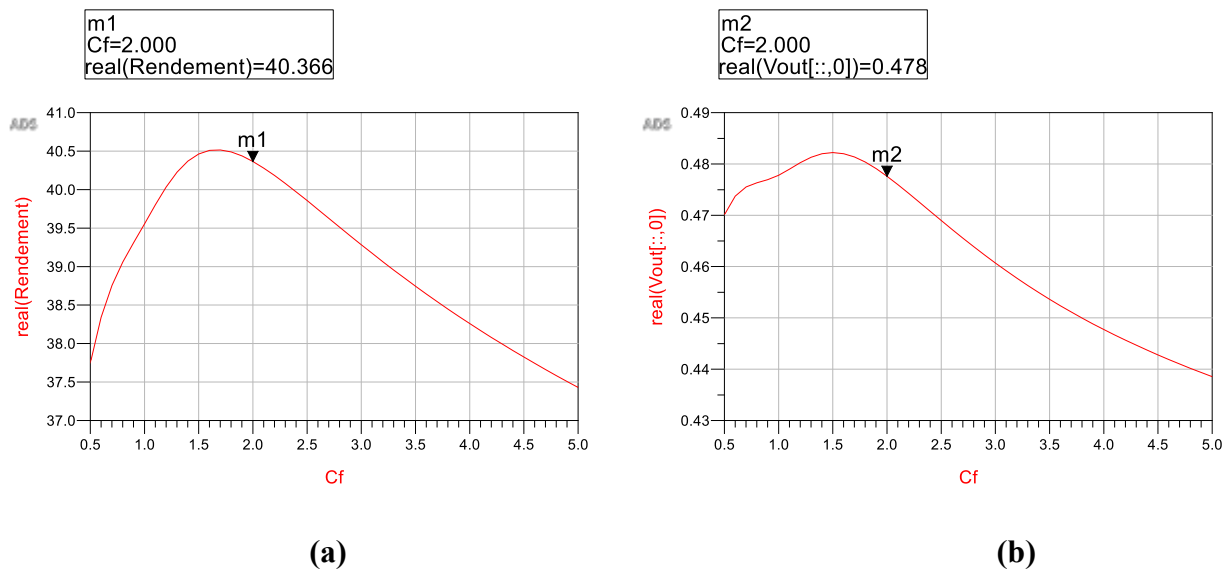


Figure III- 26: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la charge RL

III.4.2.2 Influence de la capacité de filtrage

Pour étudier l'influence de la capacité de filtrage, nous avons varié sa valeur de 0.5 pF à 5 pF. La charge RL a été fixée à une valeur de 840 Ω et la puissance d'entrée à 2 dBm. La figure III.27 montre le rendement ainsi que la tension de sortie du circuit de conversion à la fréquence de 2.45 GHz en fonction de la capacité de filtrage.

Pour une valeur de 2 pF de la capacité, le rendement est égal à 40.366 % et la tension de sortie est égale à 0.478 V.



**Figure III- 27: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la capacité de filtrage**

#### III.4.2.3 Influence de la puissance RF d'entrée

La figure III-28 montre l'influence de la puissance RF d'entrée sur le rendement et sur la tension de sortie du circuit de conversion RF-DC, pour une fréquence du signal d'entrée de 2.45 GHz, une charge RL de 840  $\Omega$  et une capacité de filtrage de 2 pF.

L'évolution du rendement du circuit de conversion RF-DC en fonction de la puissance RF d'entrée est représentée sur la figure III-28(a). Nous remarquons que le rendement croît jusqu'à une valeur qui dépasse un peu 53 % pour une puissance RF d'entrée de 17 dBm. Ensuite, le rendement décroît pour des niveaux de puissance qui dépassent cette valeur. Pour une puissance de 2 dBm, la valeur du rendement est de 34.211 %.

Le changement de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée est représenté sur la figure III-28 (b). Nous remarquons qu'elle croît jusqu'à la valeur 2.5 V correspondant à une puissance de 18 dBm. Ensuite, elle évolue irrégulièrement et tend vers une valeur limite pour des puissances supérieures.

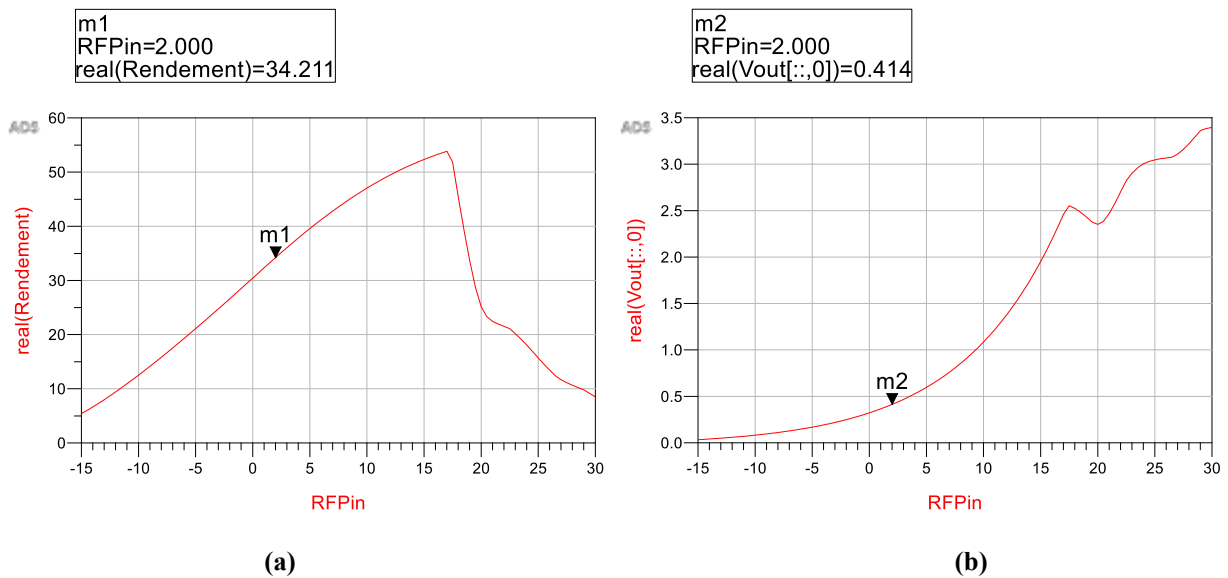


Figure III- 28: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée

III.4.3 Comparaison entre les deux méthodes d'adaptation :

Le tableau III-5 résume les résultats obtenus du circuit de conversion RF-DC en topologie série, pour un signal injecté à l'entrée de fréquence 2.454 GHz et de puissance 2dBm, par les deux techniques d'adaptation.

		S11 (dB)	En fonction de $C_f$		En fonction de RL		En fonction de RFPin	
			Rendement optimale (%)	Tension de sortie optimal (V)	Rendement optimale (%)	Tension de sortie optimal (V)	Rendement optimale (%)	Tension de sortie optimal (V)
Circuit de conversion RF-DC à la fréquence 2.454 GHz (Topologie en série)	Adaptation avec les éléments localisés	-50.465	55.633	0.445	55.633	0.445	55.633	0.445
	Adaptation avec les éléments distribués	-26.500	40.366	0.478	34.046	0.410	34.211	0.414

Tableau III- 5: Comparaison entre les deux techniques d'adaptation

Cette comparaison montre que les valeurs du rendement optimal, en fonction de la capacité de filtrage, de la charge RL et de la puissance d'entrée sont plus élevées dans la méthode d'adaptation avec les éléments localisés que celle avec les éléments distribués. Aussi on remarque une petite différence dans les tensions de sortie optimale.

Nous déduisons que pour les basses fréquences, comme celle de notre circuit (2,454GHz), nous pouvons utiliser la méthode d'adaptation avec les éléments localisés.

III.4.4 Étude et conception du circuit de conversion fonctionnant à la fréquence 10GHz :

La figure III.29 montre le schéma du circuit de conversion RF-DC conçu pour la récupération d'énergie RF à la fréquence 10 GHz. Ce circuit est constitué d'une diode de Schottky de type

HSMS8101, d'une capacité de filtrage et d'une résistance de charge RL. Nous avons utilisé un circuit d'adaptation à éléments localisés pour adapter le circuit de conversion au générateur.

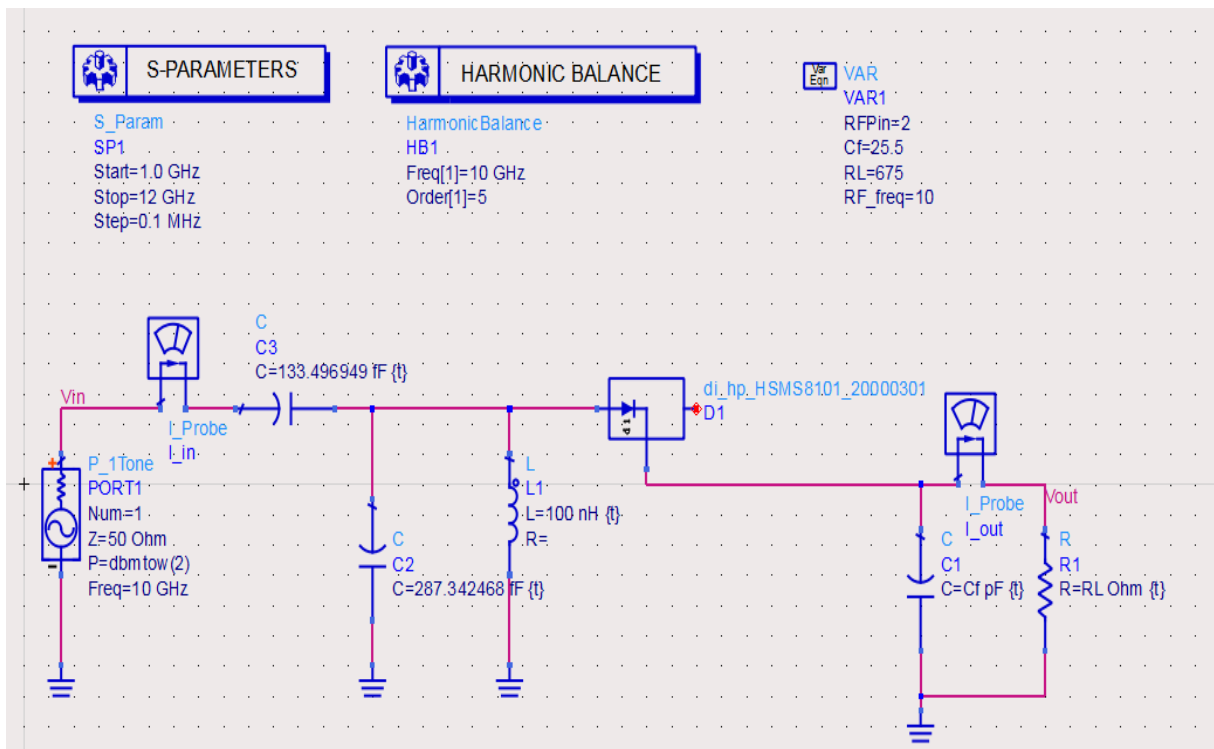


Figure III- 29: Schéma du circuit de conversion

La figure III-30 montre le coefficient de réflexion (S11) en fonction de la fréquence. Nous avons une bonne adaptation du circuit de conversion à la fréquence 10 GHz.

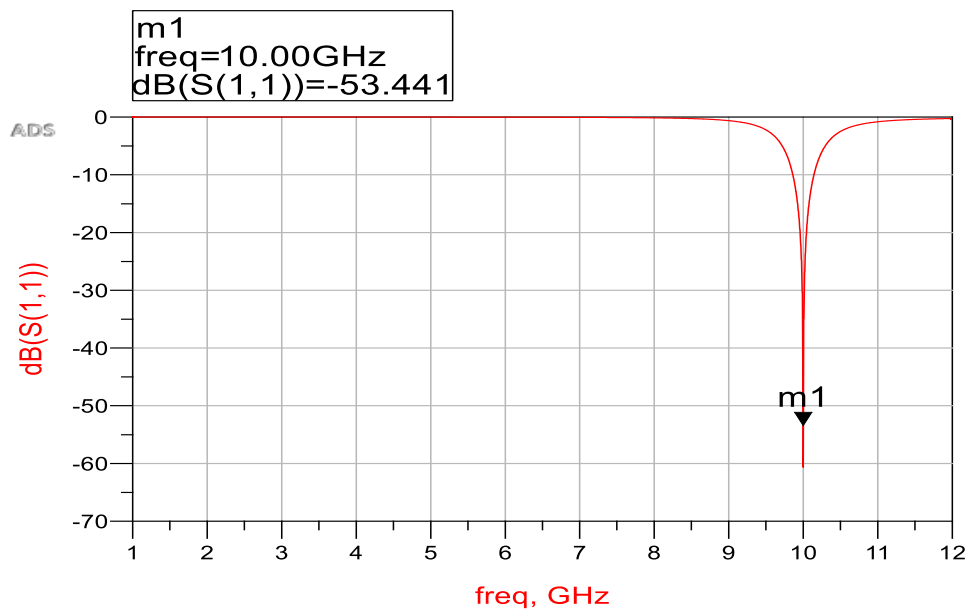


Figure III- 30: Représentation du coefficient de réflexion (S11).

Les spectres du signal appliqué à l'entrée et celui du signal obtenu à la sortie du circuit de conversion sont représentés sur la figure III-31. L'harmonique fondamentale à la fréquence 10 GHz

du signal d'entrée est la plus grande, alors qu'à la sortie du circuit de conversion, nous observons que le signal continu est le plus grand.

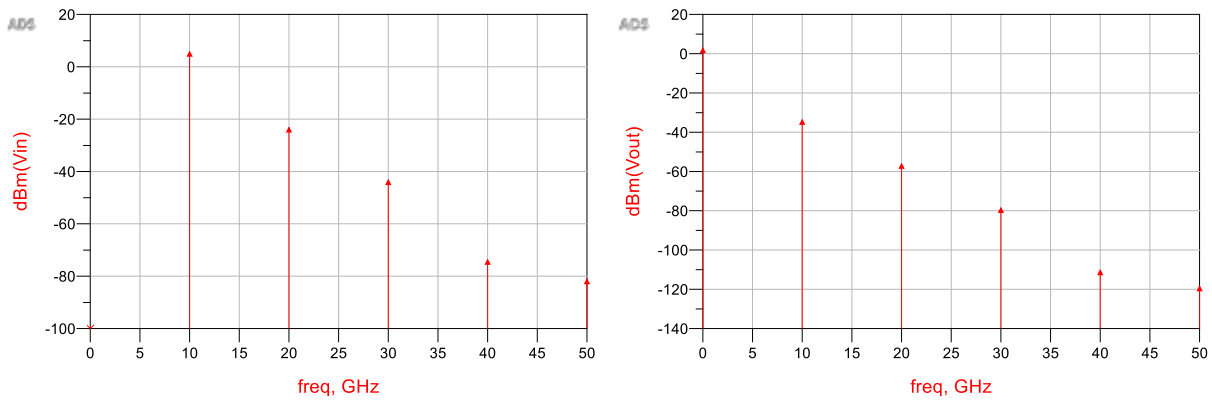


Figure III- 31: Spectre des signaux d'entrée et de sortie du circuit de conversion

La Figure III-32 montre la variation de la tension d'entrée et de sortie au fil du temps, du circuit de conversion. La tension de sortie continue obtenue est d'environ 0.445 V.

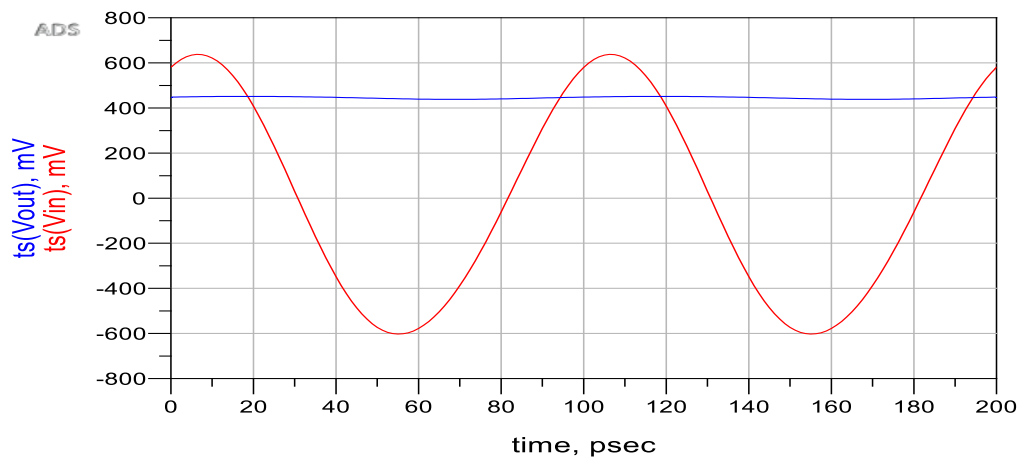


Figure III- 32: Allures temporelles du signal d'entrée et de sortie du circuit de conversion

#### III.4.4.1 Influence de la charge RL

Sur les deux courbes (a) et (b) de la figure III-33, nous remarquons une augmentation du rendement et de la tension de sortie pour des valeurs de la charge RL ascendantes qui augmentent de 100 à 800 Ohm.

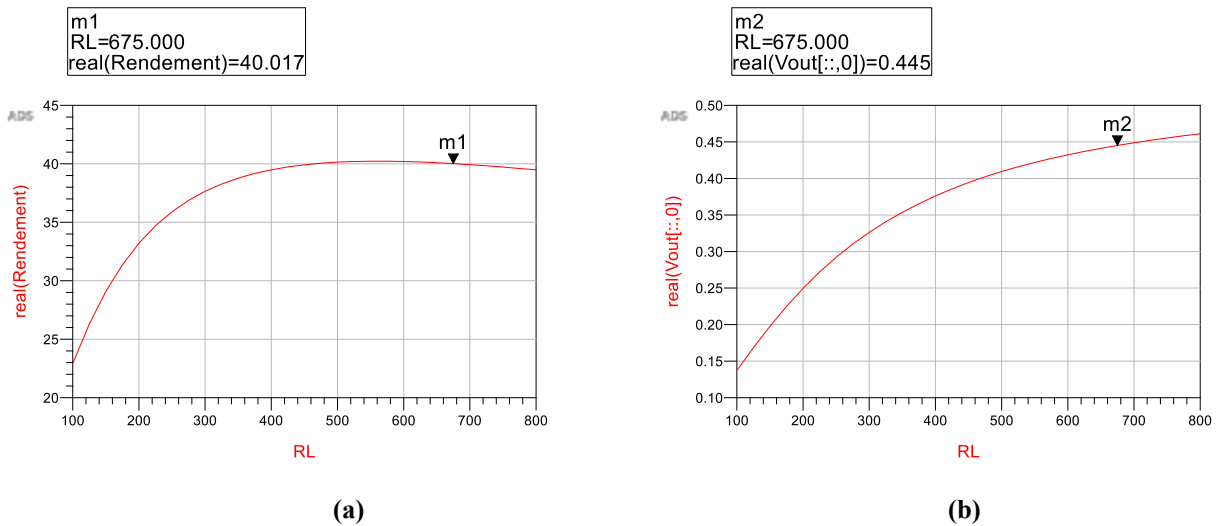


Figure III- 33: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la charge RL

### III.4.4.2 Influence de la capacité de filtrage

Nous remarquons sur les deux courbes (a) et (b) de la figure III-34 une augmentation du rendement et de la tension de sortie pour des valeurs de capacité ascendantes qui augmentent de 7 pF à 30 pF.

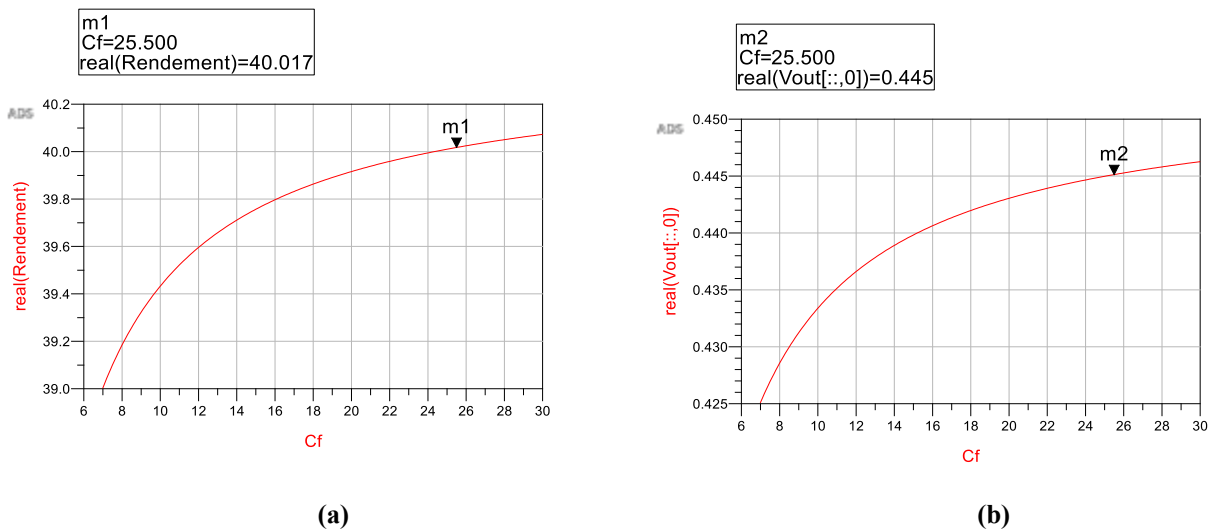


Figure III- 34: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la capacité de filtrage

### III.4.4.3 Influence de la puissance RF d'entrée

Dans les deux courbes de la figure III.35, nous remarquons que le rendement et la tension de sortie sont toujours stables pour toutes les valeurs de la puissance d'entrée.

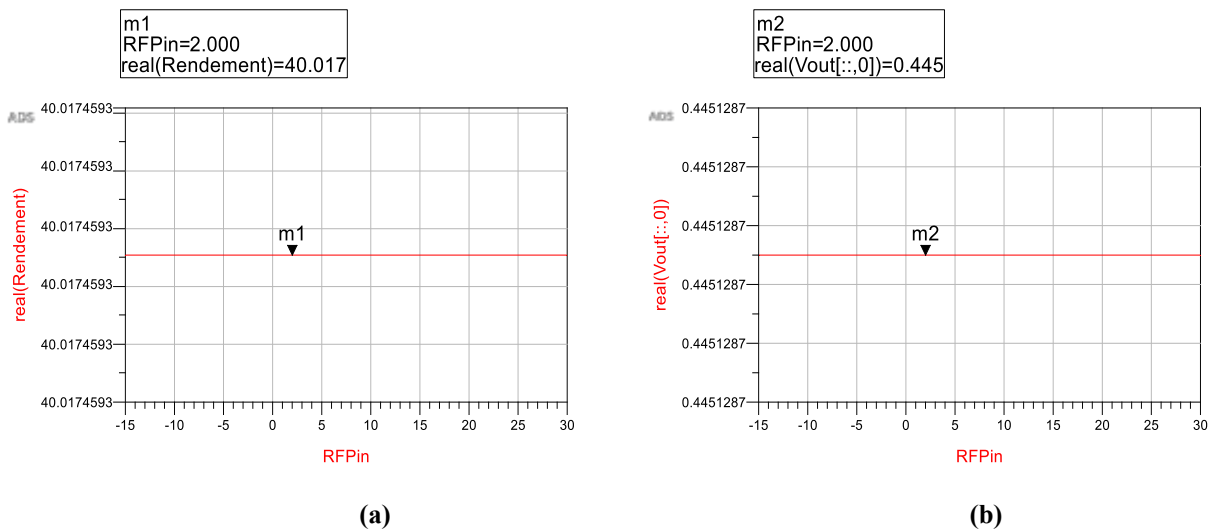


Figure III- 35: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée

### III.4.5 Étude et conception du circuit de conversion doubleur de tension fonctionnant à la fréquence de 10GHz

Ce circuit de conversion RF-DC doubleur de tension est conçu pour la récupération d'énergie RF dans la bande 10 GHz. Le schéma de ce circuit est représenté sur la figure III.36, il est constitué de deux diodes de Schottky de type HSMS286C, de deux capacités et d'une résistance de charge RL. Pour adapter le circuit de conversion au générateur, nous avons utilisé un circuit d'adaptation à éléments distribués constitué de trois lignes microrubans.

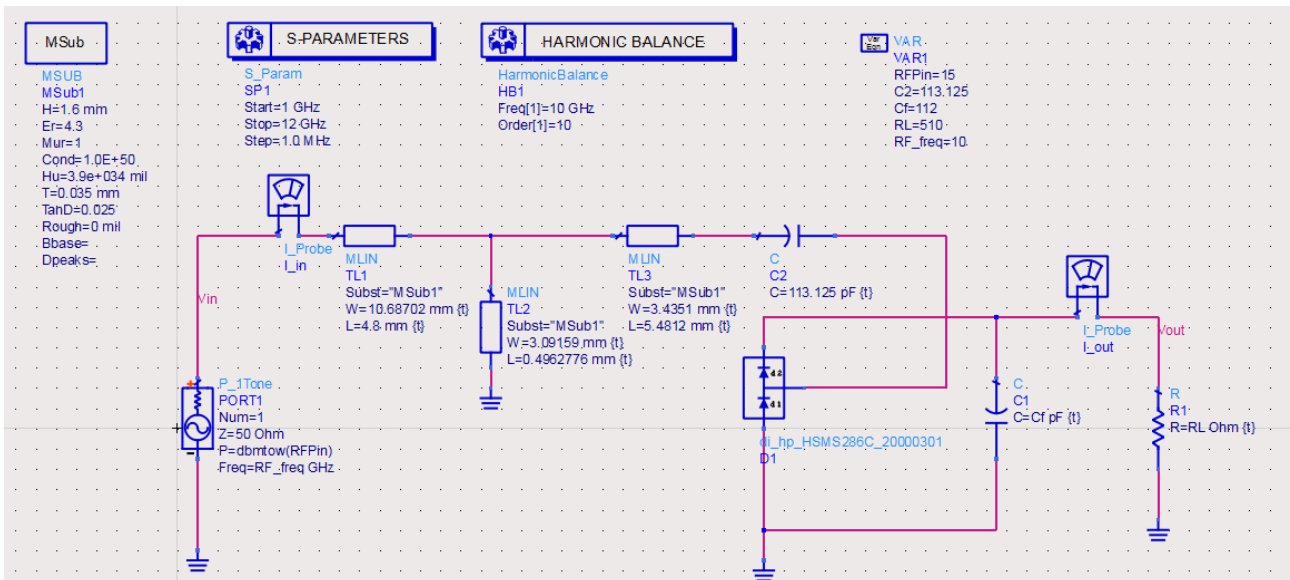


Figure III- 36: Schéma du circuit de conversion doubleur de tension

La figure III-37 montre le coefficient de réflexion (S11) en fonction de la fréquence. Nous remarquons que le circuit de conversion doubleur de tension présente une bonne adaptation à la fréquence 10 GHz.

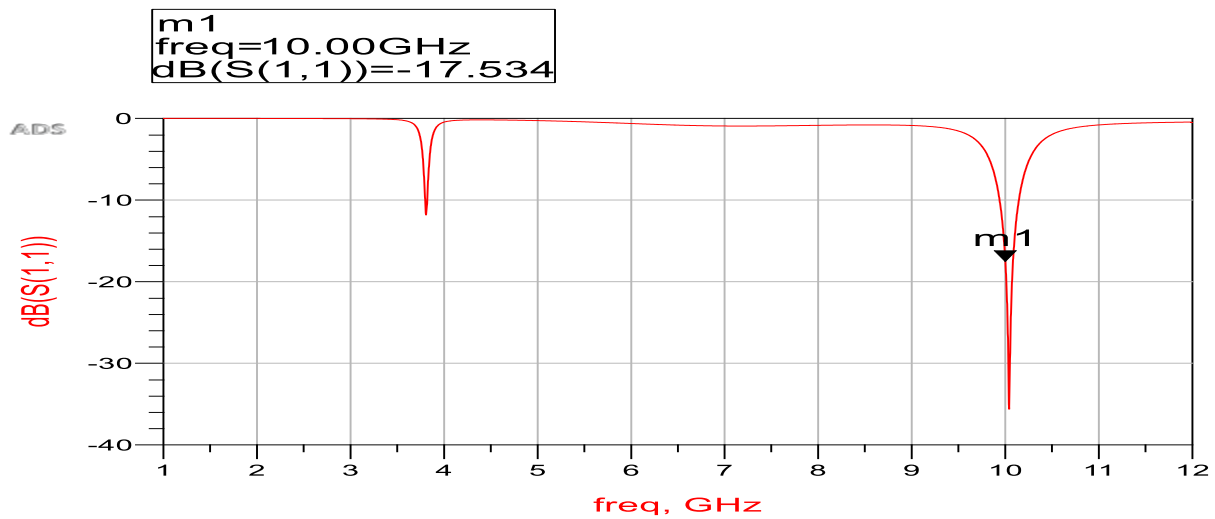


Figure III- 37: Représentation du coefficient de réflexion (S11).

La figure III-38 montre le spectre du signal d'entrée et de sortie du circuit de conversion. Un signal RF de fréquence 10 GHz et d'une puissance 15 dBm a été appliqué à l'entrée du circuit.

Nous remarquons que l'harmonique fondamentale à la fréquence 10 GHz du signal d'entrée est la plus grande. A la sortie du circuit de conversion, nous observons que le signal continu est le plus grand.

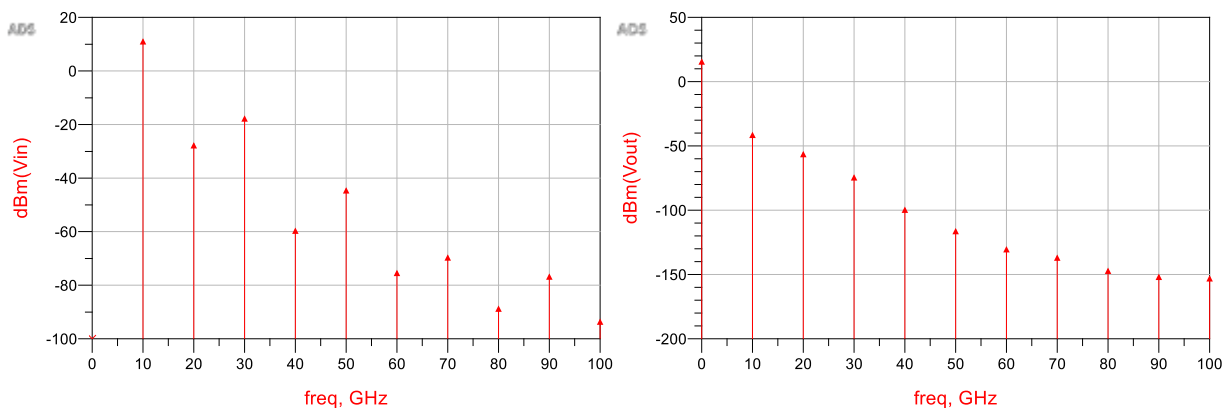


Figure III- 38: Spectre de fréquence des signaux d'entrée et de sortie du circuit de conversion.

La Figure III-39 représente l'allure temporelle du signal appliqué à l'entrée et celui obtenu à la sortie. La valeur maximale de la tension d'entrée est de 1.285 V et la valeur de la tension continue récupérée en sortie est d'environ 2.38 V.



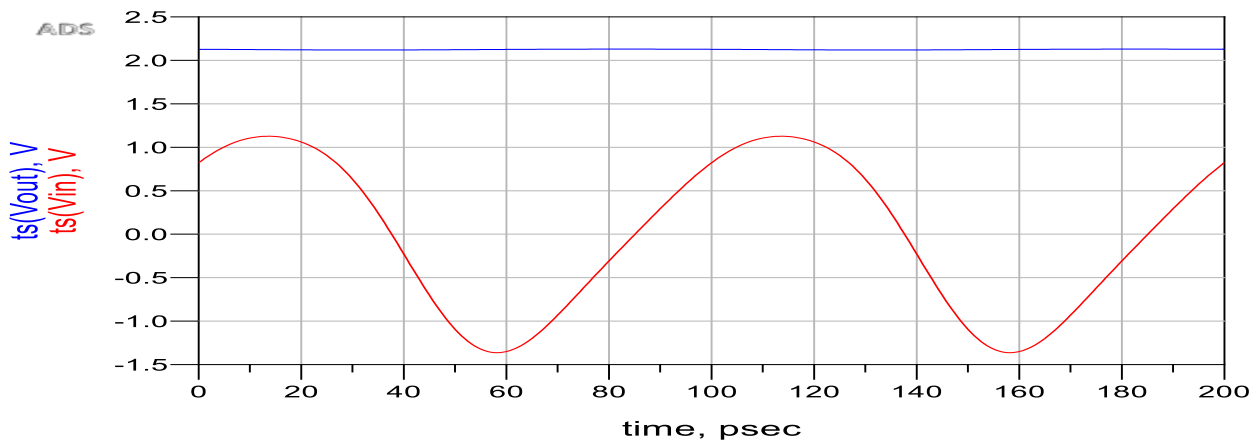


Figure III- 39: Allures temporelles du signal d'entrée et de sortie du circuit de conversion

III.4.5.1 Influence de la charge RL

La figure III-40 représente le rendement et la tension de sortie du circuit de conversion en fonction de la charge RL lorsque cette dernière varie de 100Ω à 600Ω.

Sur les deux courbes (a) et (b) de la figure III-40, nous remarquons une augmentation du rendement et de la tension de sortie pour des valeurs de la charge RL ascendantes qui augmentent de 100 à 600 Ohm.

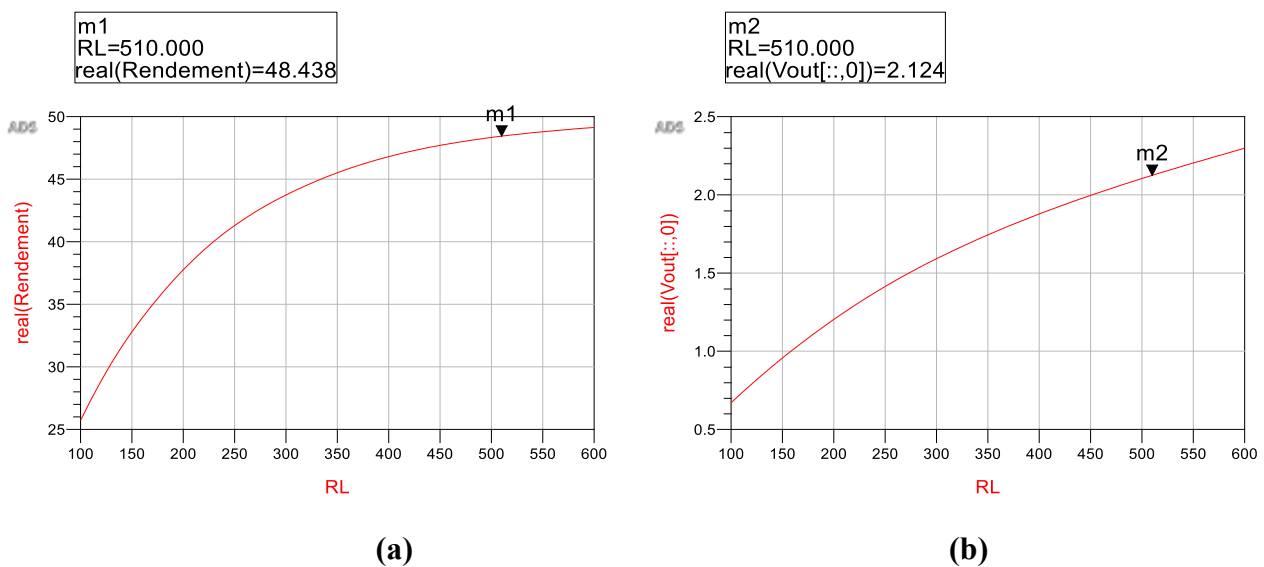


Figure III- 40: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la charge RL

III.4.5.2 Influence de la capacité de filtrage

Pour étudier l'influence de la capacité de filtrage, nous avons varié sa valeur de 10 pF à 120 pF. La charge RL a été fixée à une valeur de 510 Ω et la puissance d'entrée à 15 dBm. La figure III.41 montre le rendement ainsi que la tension de sortie du circuit de conversion à la fréquence de 10 GHz en fonction de la capacité de filtrage.

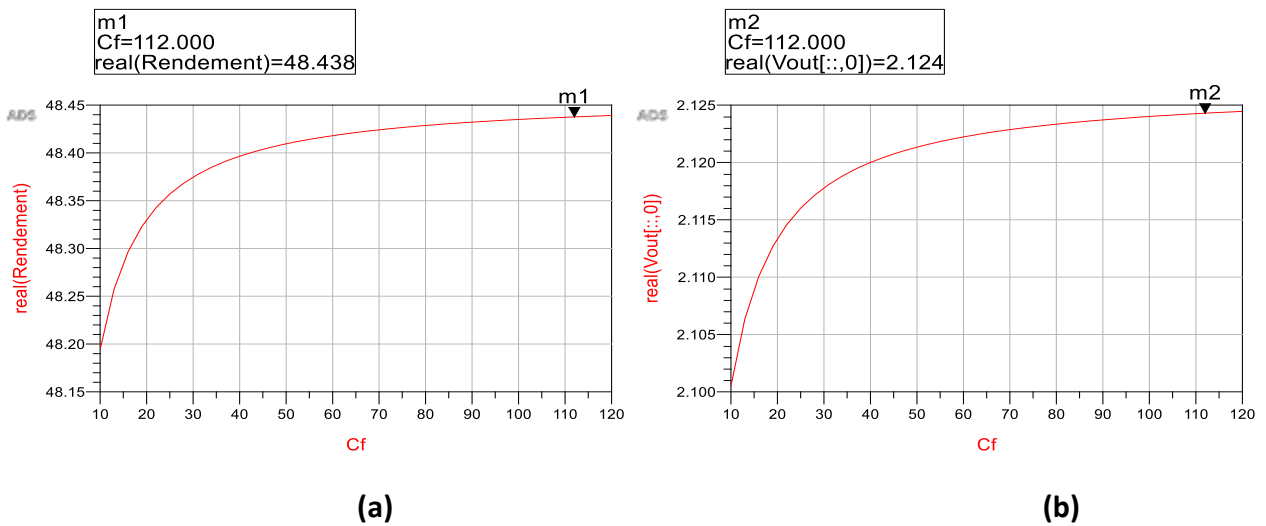


Figure III- 41: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la capacité de filtrage

### III.4.5.3 Influence de la puissance RF d'entrée

L'influence de la puissance RF d'entrée sur le rendement et sur la tension de sortie est représentée sur la figure III-42.

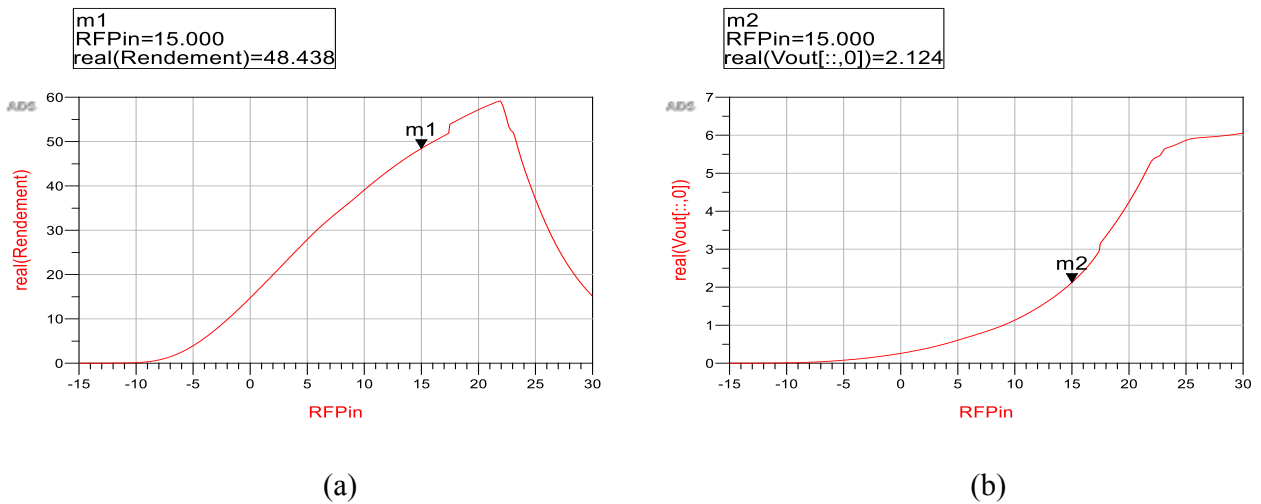


Figure III- 42: Représentation du rendement et de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée

Nous remarquons que le rendement croit pour des faibles niveaux de puissance RF d'entrée, ensuite il décroît pour des niveaux de puissance supérieurs. Nous observons aussi que la tension de sortie croît en fonction de la puissance appliquée à l'entrée.

### **III.5 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons étudié, simulé et conçu plusieurs systèmes de récupération d'énergie électromagnétique fonctionnant à la fréquence 2.454 GHz et 10 GHz.

Nous avons commencé par la simulation et la conception des antennes qui constituent le premier élément d'un système de récupération d'énergie électromagnétique. Deux antennes ont été conçues, une fonctionnant à la fréquence 2.454 GHz et l'autre à 10 GHz. La simulation a été faite en utilisant le logiciel CST et a permis de déterminer les caractéristiques et les performances désirées de ces antennes telles que l'adaptation, gain, directivité ....

Ensuite nous avons étudié et conçu plusieurs circuits de conversion RF-DC avec différentes topologies et méthodes d'adaptation. La simulation de ces circuits a été faite en utilisant le logiciel ADS et a permis de déterminer les caractéristiques et les performances désirées de ces circuits de conversion telles que l'adaptation, le rendement et la tension continue de sortie.

---

# **Conclusion générale**

---

## *Conclusion générale*

L'objectif de ce travail de master est l'étude, la simulation et la conception d'un système de récupération d'énergie EM appelé rectenna. Il s'agit d'un système constitué d'une antenne microruban et d'un circuit de conversion RF-DC et destiné à être utilisé pour la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante à la fréquence 2.45 GHz et 10 GHz.

Dans la première partie de ce travail, nous avons effectué l'étude et la conception de deux antennes microrubans. La première antenne conçue est une antenne bi-bandes fonctionnant à 2.45 GHz - 3.55 GHz et la deuxième fonctionnant à la fréquence 10 GHz. La simulation de ces antennes a été réalisée en utilisant le logiciel CST. Les résultats obtenus concernent les caractéristiques les plus importantes de l'antenne, tels que le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement, le gain et la directivité de l'antenne.

La deuxième partie a été consacrée à l'étude et à la conception des circuits de conversion RF-DC. Nous avons étudié et conçu plusieurs circuits de conversion RF-DC avec différentes topologies et méthodes d'adaptation. La simulation de ces circuits a été faite en utilisant le logiciel ADS avec la méthode de simulation non-linéaire Harmonic Balance (HB). Cette simulation a permis de mettre en évidence les effets des différents paramètres du circuit (la capacité de filtrage, la charge et la puissance d'entrée RFPin) sur le rendement et sur la tension de sortie du circuit de conversion et aussi elle a permis de déterminer les caractéristiques et les performances optimales de ces circuits de conversion telles que l'adaptation, le rendement et la tension continue de sortie.

---

# **Bibliographie**

---

## *Bibliographie du chapitre I*

- [1] CHORFI Hamid « CONCEPTION D'UN NOUVEAU SYSTÈME D'ANTENNE RÉSEAU CONFORME EN ONDE MILLIMÉTRIQUE », Mémoire, Bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2012.
- [2] AbderrahimOkba. Conception et réalisation de rectennas utilisées pour la récupération d'énergie électromagnétique pour l'alimentation de réseaux de capteurs sans fils. Electromagnétisme. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2017. Français. NNT : 2017TOU30286. tel-01705139v2 .
- [3] AMEZIANE Djamel « Etude et Optimisation d'Antennes Fractales Plaquées », Magister, Faculté des sciences de l'ingénieur, Université Abou-Bekr Belkaid, Tlemcen, 2009.
- [4] Université ABDERRAHMANE MIRA-Bejaia Faculté de Technologie Département d'Automatique de Télécommunication et d'Electronique **Mémoire de fin d'études** En vue d'obtention du diplôme Master en Télécommunication Thème Antenne de Téléphonie mobile, caractérisation et optimisation par Melihi Souhila .
- [5] CHORFI Hamid « CONCEPTION D'UN NOUVEAU SYSTÈME D'ANTENNE RÉSEAU CONFORME EN ONDE MILLIMÉTRIQUE », Mémoire, Bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2012.
- [6] Punit S.NA "Design of Mircostrip Patch à compact for use in wireless cellular Devices", thèse Master of Science: Florida state University, 2004.
- [7] M, Gujral, J.L.W, Li,T, Yuan, and CW. Qiu, "Bandwidth improvement of microstrip antenna array using dummy ebg pattern on feed line" national university ogingapoor, progress in electromagnetic research, Vol.127, pp.79-92, 2012.
- [8] Md, Maruf Ahmed, Kishore Bhowmik, Md. Shahidulla, Md.Shihabul Islam, Md, Abdu Rahman "Rectangular microstrip patch antenna at 2Ghz on different Dielectric constant for pervasive wireless communication", International journal of electrical and computer engineering (IJECE) Vol.2, N°3, pp.417-424, June 2012.
- [9] **Alexandre Boyer.**« Antennes » Support De Cours Enonce De Travaux Diriges. **Institut National Des Sciences Appliquées De Toulouse, octobre 2011.**
- [10] BENAMANE Fouad « Conception d'un Patch Microstrip », Master Télécoms hyperfréquence, Université Sidi Mohamed Ben Abdellah (Fès) Maroc, Maroc, 2011.
- [11] [https://www.academia.edu/14872291/Les\\_antennes\\_PATCH](https://www.academia.edu/14872291/Les_antennes_PATCH)

- [12] MEKIMAH Boualem « Etude du fonctionnement en mode bifréquence des patchs microbandes empilés et excentrés », Magister en Electronique, Faculté des sciences et de la technologie et des sciences de la matière, Université KasdiMerbah, Ouargla.
- [13] S. Wane, H. Baudrand , —A new full-wave hybrid differential-integral approach for the investigation of multiplayer structures including non-uniformly doped diffusion‖ [IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, n°1, pp. 200-213, January 2005].
- [14] M. Ayari, T. Aguilí and H. Baudrand —An EM Simulation Software Based on Transverse Wave Approach (TWA) for EM Field Modeling of Planar Structures‖. IJCSS, Vol.1, No.1, 2009 ISSN: 1803-8336 © USAR Publications.
- [15] Par foued benamrane. « Conception d'une antenne patch microstrip ».mémoire online,
- [16] MEMOIRE DE MASTER Etude de l'effet du matériaux du substrat sur les caractéristiques d'une antenne patch micro ruban Présenté par Mr Baalouj Oualid Université Larbi Tebessi-Tébessa Faculté des Sciences Exactes et des Sciences de la Nature et de la Vie Département : Science de la matière .

## *Bibliographie du chapitre II*

- [1] Hutin, M. and M. Le-Blanc, «Transformer System for Electric Railways», US Patent Number 527,875, 1894.
- [2] Brown, W.C., «Adapting Microwave Techniques to Help Solve Future Energy Problems», 1973 G-MTT International Microwave Symposium Digest of Technical Papers 73.1, pp. 189-191, 1973.
- [3] W. C. Brown, J. F. Skowron, G. H. MacMaster, and J. W. Buckley, “The super power CW amplifron,” in *1963 International Electron Devices Meeting*, 1963, vol. 9, pp. 52–52.
- [4] W. C. Brown, “Experimental Airborne Microwave Supported Platform,” Dec. 1965.
- [5] B. Strassner and K. Chang, “Microwave Power Transmission: Historical Milestones and System Components,” *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1379–1396, Jun. 2013.
- [6] RAPPORT UIT-R SM.2303-1 Séries des Rapports UIT-R (Egalement disponible en ligne: <http://www.itu.int/publ/R-REP/fr>)
- [7] [http://www.mit.edu/~soljacic/wireless\\_power.html](http://www.mit.edu/~soljacic/wireless_power.html).



[8] <http://www.rezence.com/>.

[9]Loïc Thepaut. Etude de filtres hyperfréquences compacts à basse fréquence. Electronique. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2017. Français. NNT : 2017BRES0024. tel-01716425 .

[10]Mémoire de l'Université Kasdi Merbah Ouargla :Département d'Electronique et Télécommunications soutenance publiquement le 25 Mai 2017 par HADJI Mohamed Salah Etude et conception de filtre passe bande ultra large bande pour les systèmes de communication sans fil .

[11][https://www.cancer-environnement.fr/276-Quelques-reperes-sur-les-puissances-demission.ce.aspx?fbclid=IwAR16jp\\_BUJVdeK6ibY6eIRaWYPlqL7zFmC4EyHqP08ilk8s9BmW2tHwZl7o](https://www.cancer-environnement.fr/276-Quelques-reperes-sur-les-puissances-demission.ce.aspx?fbclid=IwAR16jp_BUJVdeK6ibY6eIRaWYPlqL7zFmC4EyHqP08ilk8s9BmW2tHwZl7o)

[12] Takacs, A; Aubert, H.; Fredon, S.; Despoisse, L.; Blondeaux, H., "Microwave Power Harvesting for Satellite Health Monitoring," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.62, no.4, pp.1090-1098, April 2014 .

[13]Ines Kharrat. Modélisation et réalisation d'un système de récupération d'énergie imprimé :caractérisation hyperfréquence des matériaux papiers utilisés. Optique / photonique. Université Grenoble Alpes, 2014. Français. <NNT : 2014GRENT106>. <tel-01314122> .

[14] Kammoun, S.; Pothin, J-P ; Cousin, J-C ; “Principes et challenges de la localisation par Bluetooth”,  *Journées scientifiques 25/26 Mars 2014*, URSI France .

[15] <https://le-routeur-wifi.com/puissance-du-signal-wifi/> .

[16]Rafael Guillemet. "Etude et réalisation d'un récupérateur d'énergie vibratoire par transduction électrostatique en technologie MEMS silicium ", Thèse de doctorat, Université Paris-EST, 2012

[17] V. Marian, C. Voltaire, B. Allard, and J. Verdier, “Low Power Rectenna Topologies for Medium Range Wireless Energy Transfer,” in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, 2011, pp. 1–10.

[18] Thèse de l'université de Lyon spécialité : génie Electrique soutenance publiquement le 12 Décembre 2013 par Salah-Eddine Admi ingénieur INSA de Lyon Optimisation de la récupération d'énergie dans les application de rectenna.

[19] V. Vanke, H. Matsumoto, N. Shinohara, and A. Kita, “High Power Converter of Microwaves into DC,” *Journal Of Radioelectronics*, vol. 9, 1999.

- [20] Douyere, A; Lan Sun Luk, J.D.; Alicalapa, F., "High efficiency microwave rectenna circuit: modelling and design," *Electronics Letters*, vol.44, no.24, pp.1409-1410, November 2008
- [21] Tudose, D.S.; Voinescu, A, "Rectifier Antenna Design for Wireless Sensor Networks," *Control Systems and Computer Science (CSCS)*, 2013 19th International Conference on, pp.184-188, 29-31 May 2013
- [22] Haboubi, W.; Takhedmit, H.; Picon, O.; Cirio, L., "A GSM-900 MHz and WiFi-2.45 GHz dual-polarized, dual-frequency antenna dedicated to RF energy harvesting applications," *Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013 7th European Conference on, pp.3959-3961, 8-12 April 2013
- [23] Visser, H.J., "Printed folded dipole antenna design for rectenna and RFID applications," *Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013 7th European Conference on, pp.2852-2855, 8-12 April 2013
- [24] Congedo, F.; Monti, G.; Tarricone, L.; Bella, V., "A 2.45-GHz Vivaldi Rectenna for the Remote Activation of an End Device Radio Node," *Sensors Journal, IEEE*, vol.13, no.9, pp.3454-3461, September 2013
- [25] Popovic, Z.; Korhummel, S.; Dunbar, S.; Scheeler, R.; Dolgov, A; Zane, R.; Falkenstein, E.; Hagerty, J., "Scalable RF Energy Harvesting," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.62, no.4, pp.1046-1056, April 2014
- [26] Optimisation de diodes Schottky pour les applications THz Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay préparée à l'Université Paris-Sud Thèse présentée et soutenue à Orsay, le 23 octobre 2018.
- [27] <http://for-ge.blogspot.com/2015/07/diode-schottky.html>
- [28] J. Zbitou, M. Latrchet S. Toutain, "Hybrid rectenna and monolithic integrated zero-bias microwave rectifier". *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, no 1, p. 147-152, 2006.
- [29] A. Douyere, J.-D. Lan Sun Luket F. Alicalapa, "High efficiency microwave rectenna circuit:modelling and design". *Electronics Letters*, 2008, vol. 44, no 24, p. 1409-1410.
- [30] J.A.G. Akkermans, M.C. van Beurden, G.J.N. Doodemanet H.J. Visser, "Analytical models for low-power rectenna design". *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 4, p. 187-190, 2005.

- [31] F. Y. Zulkifli, M. L. Yorashakiet T. R. Eko, "Design of rectifier for rectenna application." *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, IEEE, Vol. 2, 2015.
- [32] V. Palazzi, C. Kalialakis, F. Alimenti, P. Mezzanotte, L. Roselli, A. Collado et A. Georgiadis, "Design of a ultra-compact low-power rectenna in paper substrate for energy harvesting in the Wi-Fi band", In *2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*, pp. 1-4, 2016
- [33] A. Costanzo, F. Donzelli, D. Masottiet V. Rizzoli, "Rigorous design of RF multi-resonator power harvesters". In : *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*. IEEE, p. 1-4, 2010.
- [34] T. -C. Yo, C. -M. Lee, C.-M. Hsu et C. -H. Luo, "Compact circularly polarized rectenna with unbalanced circular slots". *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, no 3, p.882-886, 2008.
- [35] Z. J. Wu, W. L. Biao, S. K. Yak, T. C. Ming, B. C. Chye, Y. K. Seng et D. M. Anh. "Wireless energy harvesting using serially connected voltage doublers". In : *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific*. IEEE, p. 41-44, , 2010.
- [36] N. M. Roscoe et M. D. JUDD, "Optimization of voltage doublers for energy harvesting applications", *IEEE Sensors Journal*, vol. 13, no 12, p. 4904-4911, 2013
- [37] N. Akter, B. Hossain, H. K. A. H. Bhuiyan, M. Yeasmin et S. Sultana, "Design and Performance Analysis of 10-Stage Voltage Doublers RF Energy Harvesting Circuit for Wireless Sensor Network", *Journal of Communications Engineering and Networks*, 2(2), p. 84-91, 2014
- [38] Abderrahim Okba. Conception et réalisation de rectennas utilisées pour la récupération d'énergie électromagnétique pour l'alimentation de réseaux de capteurs sans fils. Electromagnétisme. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2017. Français. NNT : 2017TOU30286. tel-01705139v2 .
- [39] M. Thompson and J. K. Fidler, "Determination of the impedance matching domain of impedance matching networks," *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.*, vol. 51, no. 10, pp. 2098–2106, Oct. 2004.
- [40] Salah-Eddine Adami. Optimisation de la récupération d'énergie dans les applications de rectenna. Autre. Ecole Centrale de Lyon, 2013. Français. ffNNT : 2013ECDL0051ff. fftel-00967525f

[41] Jérôme Rivière. Conception et réalisation de rectenna en technologie guide d'onde coplanaire pour de faibles niveaux de puissance. Physique [physics]. Université de la Réunion, 2016. Français. ffNNT : 2016LARE0023ff. fftel-01481349f

[42] H. Takhedmit, "Modélisation et conception de circuits de réception complexes pour la transmission d'énergie sans fil à 2.45 GHz," Thèse de Doctorat, École Centrale de Lyon, 2010.

### *Bibliographie du chapitre III*

[1] Abderrahim Okba. Conception et réalisation de rectennas utilisées pour la récupération d'énergie électromagnétique pour l'alimentation de réseaux de capteurs sans fils. Electromagnétisme. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 2017. Français. NNT : 2017TOU30286.

[2] "Datasheet Murata inductance." [Online]. Available: [http://psearch.en.murata.com/inductor/product/LQP18MN10NG02\\_.pdf](http://psearch.en.murata.com/inductor/product/LQP18MN10NG02_.pdf). [Accessed: 19-Jul-2017].

