

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mohammed Seddik BEN YAHIA – Jijel



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electronique

Mémoire de Fin d'Etudes Présenté par

M^{elle}. Djihen BOUCHAIR

Pour l'Obtention du Diplôme de Master en Télécommunications

Option : Systèmes des Télécommunications

Thème

**Conception et Optimisation des Circuits
d'Adaptation d'un Système Rectenna**

Soutenue le 25 Octobre 2020 devant le jury composé de :

Président : **Mr. Abdallah KACHA**

Rapporteur : **Mr. Fayçal BOUKERROUM**

Examineur : **Mr. Mohammed TAMOUM**

Année universitaire 2019 / 2020

Remerciement

Je tiens avant tout à exprimer mes plus vifs remerciements à mon enseignant **Fayçal BOUKERROUM**, d'avoir accepté d'encadrer mon travail et pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter ma réflexion. Il m'a guidé, toujours de façon très positive, avec un grand respect pour ma personnalité et ma situation de vie.

Je le remercie également pour les discussions fructueuses qu'on a eues ensemble pendant nos différentes réunions et qui m'ont beaucoup aidé à progresser dans mon travail. Qu'il trouve ici le témoignage de toute ma gratitude et ma reconnaissance.

Je remercie chaleureusement monsieur le président qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de soutenance du mémoire. Sans oublier les membres de jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail et pour avoir accepté de l'évaluer.

J'adresse mes sincères remerciements à tous les enseignants intervenants dans ma formation et toutes les personnes qui par leurs paroles, leurs écrits, leurs conseils et leurs critiques ont guidé mes réflexions et ont accepté de répondre à mes questions durant mes recherches.

Je désire aussi remercier mes chers parents et frères qui ont toujours été là pour moi.

A tous ces intervenants, je présente mes remerciements, mon respect et ma gratitude.

*« Le monde devrait remercier cette étonnante cohorte de gens
qui font toujours preuve d'une insolente et illogique gentillesse ».*

(Hélène Thomas)



Dédicaces



Avec l'expression de ma gratitude, je dédie ce modeste travail à ceux qui, quels que soient les termes embrassés, je n'arriverais jamais à leurs exprimer mon amour sincère.

- À mon héros et mon précieux offre du Dieu : mon très cher papa qui doit ma vie, ma réussite et tout mon respect.
- À la reine de ma vie : mon adorable maman qui a souffert sans me laisser souffrir, qui n'a jamais dit non à mes exigences et qui n'a épargné aucun effort pour me rendre heureuse. Sa présence à mes côtés a toujours été ma source de force pour affronter les différents obstacles. Quoi que je fasse ou que je dise, je ne saurai point la remercier comme il se doit.
- À mes adorables princes : mes chers frères, **Oussama**, **Aymen** et **Nazim** qui savent toujours comment procurer la joie et le bonheur pour moi. Que Dieu les protège et leurs offre la chance, le bonheur et surtout la réussite.
- À toutes mes chères tantes, en particulier **Hayat**, pour leurs soutiens inconditionnels dans les moments difficiles, leurs encouragements et leurs présences toujours à mes côtés. Puisse Dieu les donne santé et bonheur.
- À mes grands-parents qui n'ont jamais cessé, de formuler des prières à mon égard, de me soutenir et de m'épauler pour que je puisse atteindre mes objectifs. Que dieu leur donne une longue et joyeuse vie.
- À la mémoire de mes beaux oncles, **Ali** et **Zohair**, qui ont toujours attendu cet évènement marquant mais ne l'ont pas eu. J'espère que, du monde qui est sien maintenant, ils apprécient cet humble geste comme preuve de gratitude et d'amour de la part d'une nièce qui a toujours prié pour le salut de leurs âmes. Que Dieu, le tout puissant, les ait dans sa sainte miséricorde.
- À mes chers amis, **Lynda** et **Souleyman**, qui m'ont apporté leur soutien moral et intellectuel tout au long de ces mois. Je leur souhaite plus de succès.

Table des matières

Liste des symboles.....	vii
Liste des acronymes.....	ix
Liste des figures.....	x
Liste des tableaux.....	xiii
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralités sur les systèmes Rectennas	
1. Introduction.....	3
2. Transmission d'énergie sans fils	
2.1. Historique.....	3
2.2. Principe de la transmission d'énergie sans fil.....	4
3. Présentation du système Rectenna	
3.1. Structure globale et principe de fonctionnement.....	5
3.2. Antenne de réception	
3.2.1. Caractéristiques d'une antenne	
- Coefficient de réflexion.....	7
- Directivité.....	7
- Gain.....	7
- Rendement.....	8
- Diagramme de rayonnement.....	8
3.2.2. Types d'antennes dédiées à la récupération d'énergie RF	
- Antennes filaires.....	9
- Antennes volumiques.....	10
- Antennes imprimées.....	11
- Antennes large bande.....	14
- Antennes multi-bandes.....	14
3.3. Circuit de conversion RF/DC	
3.3.1. Structure et principe de fonctionnement du redresseur.....	15
3.3.2. Élément redresseur (diode Schottky).....	16
3.3.3. Topologies des circuits de conversion	
- Topologie série (mono diode série).....	17
- Topologie parallèle (mono diode shunt).....	17
- Topologie doubleur de tension.....	18

Table des Matières

- Topologie multiplieur de tension.....	18
- Topologie en pont de diodes.....	19
3.3.4. Circuit d'adaptation	
- Adaptation par éléments localisés.....	19
- Adaptation par éléments distribués.....	21
3.3.5. Filtre HF.....	22
3.3.6. Filtre DC.....	22
4. Les caractéristiques d'une rectenna.....	22
5. Les réseaux de Rectennas.....	23
6. Conclusion.....	24
Chapitre II : Classification des rectennas	
1. Introduction.....	25
2. Classification selon la partie antennaire	
2.1. Différents types d'antennes utilisées dans les systèmes rectenna	
2.1.1. Rectenna avec antenne micro-ruban standard.....	25
2.1.2. Rectenna avec antenne monopole en forme H.....	26
2.1.3. Rectenna avec antenne dipôle.....	26
2.2. Rectennas avec réseau d'antennes	
- Rectennas avec réseau d'antennes 2x2.....	27
- Rectennas avec réseau d'antenne 3x3.....	28
2.3. Polarisation de la rectenna.....	28
2.4. Rectennas avec réjection d'harmoniques.....	31
3. Classification selon le type du redresseur	
3.1. Rectennas avec redresseur mono-diode.....	32
3.2. Rectennas avec redresseur multi-diode.....	33
4. Rectennas multi-bandes	
- Rectenna bi-bandes.....	34
- Rectenna tri-bandes.....	35
- Rectenna six-bandes.....	36
5. Rectennas innovantes	
- Rectenna flexible et 3D.....	36
- Rectenna transparente.....	37
6. Conclusion.....	37

Table des Matières

Chapitre III : Conception et optimisation des circuits de conversion RF/DC à 2.45 GHz

1. Introduction.....	38
2. Outil de simulation Advanced Design System (ADS).....	38
3. Méthodologie de conception des convertisseurs RF/DC.....	40
4. Conception des redresseurs	
4.1. Circuit de conversion en topologie série	
4.1.1. Architecture globale du circuit.....	40
4.1.2. Etudes paramétriques	
- Influence de la charge.....	41
- Influence de la capacité du filtre DC.....	42
- Influence de l'inductance du filtre DC.....	43
- Influence de la puissance d'entrée.....	44
4.1.3. Etude du filtre DC.....	45
4.1.4. Conception du réseau d'adaptation.....	46
4.1.5. Concept et méthode d'optimisation.....	48
4.2. Circuit de conversion en topologie parallèle.....	50
4.3. Circuit de conversion doubleur de tension.....	51
5. Discussion des résultats de simulation	
- Coefficient de réflexion S_{11}	52
- Tension de sortie continue.....	53
- Rendement de conversion.....	54
- Niveau d'harmoniques.....	54
6. Influence du type de la diode sur les performances	
6.1. Etude en fonction de la puissance d'entrée.....	56
6.2. Etude en fonction de la charge de sortie.....	58
7. Conclusion.....	58
Conclusion générale.....	59
Annexe 1 : Modélisation de la diode Schottky.....	61
Annexe 2 : Méthode d'optimisation sous ADS.....	66
Annexe 3 : Utilisation d'outil Smith Chart sous ADS.....	69
Références bibliographiques.....	71
Résumé	

Liste des symboles

B_v	Tension inverse de claquage de la diode
C_f	Capacité du filtrage
C_{jo}	Capacité à polarisation nulle
C_p	Capacité du filtre d'entrée HF
D	Diode
$D(\theta, \varphi)$	Directivité d'une antenne
e_c	Rendement dû aux pertes joule
e_d	Rendement dû aux pertes diélectrique
e_t	Rendement dû aux pertes par désadaptation entre l'antenne et la ligne
Fréq, f	Fréquence
$G(\theta, \varphi)$	Gain d'une antenne
L, l	Longueur
L_f	Inductance du filtre de sortie DC
L_s	Inductance du filtre d'entrée HF
P_d	Puissance dissipée
P_{DC}	Puissance Continue fournie à la charge de sortie
P_f	Puissance fournie à l'antenne
P_{in}	Puissance à l'entrée du redresseur
P_r	Puissance reçue
P_{RF}	Puissance à l'entrée de l'antenne
R_L	Charge de sortie
R_s	Résistance série de la diode
S_{11}, Γ_{in}	Coefficient de réflexion
U_{iso}	Intensité de rayonnement d'une antenne isotrope
V_{in}	Tension à l'entrée du redresseur
V_{out}	Tension continue de sortie
X	Facteur de multiplication
Y_{in}	Admittance d'une ligne
Z_{ant}	Impédance d'antenne
Z_c	Impédance caractéristique d'une ligne de transmission
Z_{rect}	Impédance d'entrée du redresseur

Liste des Symboles

ϵ_r	Permittivité relative
η_G	Rendement de conversion globale de la rectenna
$\eta_{RF/DC}$, PCE	Rendement de conversion du redresseur
λ	Longueur d'onde

Liste des acronymes

2D	D eux D imensions
3D	T rois D imensions
ADS	A dvanced D esign S ystem
DC	D irect C urrent (régime continu)
DCS	D igital C ellular S ystem
DGS	D efected G round S tructure
EM	E lectro M agnétique
FDTD	F inite D ifference in T ime D omain
FEM	F inite E lements M ethod
GSM	G lobal S ystem for M obile C ommunications
HB	H armonic B alance
HF	H yper F réquence (haute fréquence)
HSMS	H ewlett-Packard S urface M ount S chottky
ISAS	I nstitute of S pace and A stronautical S cience
ISM	I ndustrial, S cientific and M edical
JPL	J et P ropulsion L ab.
LPF	L ow P ass F ilter
LSSP	L arge S ignal S cattering P arameter
MOM	M ethod O f M oments
PCB	P rinted C ircuit B oard
PCE	P ower C onversion E fficiency
PIFA	P lanar I nver F ed A ntenna
Rectenna	R ECTifying an T ENNA
RF	R adio F requency
RF/DC	Régime alternatif / régime continu
SMS	S urface M ount S chottky
SP	S cattering P arameter
SPS	S olar P ower S ystem
TESF	T ransmission d'Énergie S ans F il
TF	T ransformée de F ourier
UMTS	U niversal M obile T elecommunications S ystem
Wi-Fi	W Ireless F idelity
WLAN	W ireless L ocal A rea N etwork

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1: Structure d'un système TESH classique.....	5
Figure I.2 : Structure d'une rectenna classique.....	6
Figure I.3 : diagramme de rayonnement d'une antenne : isotrope, omnidirectionnelle et directive.....	8
Figure I.4 : a) Distribution du courant sur une antenne demi-onde b) Diagramme du rayonnement d'une antenne dipôle demi-onde 2D.....	10
Figure I.5 : a) Antenne équivalent du monopole b) Diagramme de rayonnement d'un monopole quart d'onde.....	10
Figure I.6 : Antenne cornet rectangulaire.....	11
Figure I.7 : Antenne à réflecteur (parabolique).....	11
Figure I.8 : Structure d'une antenne patch à élément rayonnant arbitraire et ses différentes formes.....	12
Figure I.9 : Redresseur (a) simple alternance (b) double alternance.....	15
Figure I.10 : Schéma synoptique de la topologie Serie.....	17
Figure I.11 : Schéma synoptique de la topologie parallèle.....	17
Figure I.12 : Schéma synoptique de la topologie doubleur de tension.....	18
Figure I.13 : : Schéma synoptique de la topologie multiplieur de tension.....	18
Figure I.14 : Schéma synoptique de la topologie pont de diodes.....	19
Figure I.15 : Topologies du circuit LC en L.....	20
Figure I.16 : Topologie du circuit LC en π	20
Figure I.17 : Topologies du circuit LC en T.....	20
Figure I.18 : Réseau d'adaptation par une simple ligne de transmission.....	21
Figure I.18: Réseau d'adaptation par deux lignes successives.....	21
Figure I.20 : Réseau d'adaptation par une ligne et un stub : (a) Stub en parallèle (b) Stub en série.....	22
Figure I.21 : Association des Rectennas : (a) en série (b) en parallèle (c) en série-parallèle.....	24

Chapitre II

Figure II.1 : Antenne Patch et son circuit redresseur proposé dans la référence [20].....	26
Figure II.2 : Géométrie et photographie de la rectenna proposée dans [21].....	26
Figure II.3 : Schéma de la rectenna avec antenne dipôle demi-onde proposée dans [22] :	

Liste des Figures

a) vue de profil b) vue de face.....	27
Figure II.4 : Géométrie du réseau d'antennes 3X3 proposé dans [24].....	28
Figure II.5 : Géométrie et photographie de l'antenne à double polarisation linéaire de la rectenna proposée dans [25].....	29
Figure II.6 : Rectenna à double polarisation linéaire développée et présentée dans la référence [26].....	29
Figure II.7 : Structure de la rectenna à double polarisation circulaire proposée dans [27].....	30
Figure II.8 : Structure de la rectenna reconfigurable proposée dans [28].....	30
Figure II.9 : Rectenna avec antenne à rejection d'harmoniques par des trous dans le motif de l'antenne [29].....	31
Figure II.10 : Rectenna avec antenne à rejection d'harmoniques :	
a) par défaut du plan de masse [30] b) à secteur circulaire [31].....	32
Figure II.11 : Géométrie de la rectenna mon-diode proposée dans la référence [32].....	33
Figure II.12 : Architecture du redresseur multiplicateur de la rectenna proposée dans [35] :	
a) schéma bloc du redresseur b) topologie du redresseur proposé.....	34
Figure II.13 : Rectenna bi-bandes fonctionnant aux fréquences 2.45 GHz et 5.8 GHz proposée dans [36].....	34
Figure II.14 : Rectenna bi-bandes fonctionnante aux fréquences 915 MHz et 2.45 GHz proposée dans [37].....	35
Figure II.15 : Prototype de la rectenna multi-bande [38] :	
a) face supérieure : résonateur multi-bande b) couche intermédiaire : fentes et plan de masse du redresseur c) couche inférieure : redresseur.....	35
Figure II. 16 : Rectenna 3D flexible pliée sur une bouteille en verre [40].....	36
Figure II.17 : Layout de la rectenna transparente proposée dans [41].....	37
Chapitre III	
Figure III.1 : Schéma électrique du redresseur série.....	41
Figure III.2 : Variation des performances en fonction de RL :	
a) rendement de conversion b) tension de sortie.....	42
Figure III.3 : Variation des performances en fonction de Cf :	
a) rendement de conversion b) tension de sortie.....	43
Figure III.4 : Allure temporelle de la tension de sortie en fonction de Cf.....	43
Figure III.5 : Variation des performances en fonction de Lf :	
a) rendement de conversion b) tension de sortie.....	44
Figure III.6 : Variation des performances en fonction de la puissance RF d'entrée :	

Liste des Figures

a) rendement de conversion b) tension de sortie.....	45
Figure III.7 : Réponse fréquentielle du filtre de sortie DC.....	45
Figure III.8 : Principe d'adaptation du circuit de conversion RF/DC.....	46
Figure III.9 : Variation de l'impédance d'entrée (partie réelle et partie imaginaire) en fonction de la fréquence.....	47
Figure III.10 : Impédances de l'antenne et du redresseur représentées sur l'abaque de Smith et le filtre L conçu.....	47
Figure III.11 : Redresseur série avec filtre :	
a) Partie réelle et partie imaginaire d'impédance b) Coefficient de réflexion.....	48
Figure III.12 : Circuit du redresseur final en topologie série.....	49
Figure III.13 : Spectre simulé des signaux en entrée et en sortie du redresseur série.....	50
Figure III.14 : Représentation temporelle du signal en entrée et en sortie du redresseur mono-diode série.....	50
Figure III.15 : Circuit du redresseur final en topologie shunt.....	51
Figure III.16 : Circuit doubleur de tension final.....	52
Figure III.17 : Coefficient de réflexion en fonction de :	
a) la fréquence b) la puissance incidente.....	53
Figure III.18 : Tension de sortie en fonction de la puissance incidente.....	53
Figure III.19 : Efficacité de conversion RF/DC en fonction de la puissance incidente.....	54
Figure III.20 : Schéma ADS du redresseur utilisé pour la simulation.....	56
Figure III.21 : Performances en fonction de la puissance incidente :	
a) rendement b) tension de sortie.....	57
Figure III.22 : Performances en fonction de la charge de sortie :	
a) rendement b) tension de sortie.....	58

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I.1 : Comparaison entre l'antenne large bande et l'antenne multi-band..... 14

Chapitre III

Tableau III.1 : Rendement et charge optimaux en fonction de la puissance incidente..... 42

Tableau III.2 : Rendement et L_f optimaux en fonction de la puissance d'entrée..... 44

Tableau III.3 : Paramètres du redresseur mono diode série..... 49

Tableau III.4 : Paramètres du redresseur mono diode shunt..... 51

Tableau III.5 : Paramètres du redresseur doubleur de tension..... 51

Tableau III.6 : Niveau des harmoniques des signaux d'entrée et de sortie..... 55

Tableau III.7 : Performances des trois redresseurs avant / après adaptation et après optimisation
..... 55

Tableau III.8 : Caractéristiques électriques des diodes HSMS 28xx..... 56

Tableau III.9 : Paramètres optimaux des trois diodes..... 56



**INTRODUCTION
GÉNÉRALE**

Introduction générale

A l'heure actuelle, les dispositifs communicants sans fil occupent une grande place dans notre vie quotidienne en raison de leurs utilisations dans plusieurs domaines d'applications (domaine médical, domaine militaire, domaine industriel ... etc.) [1]. En revanche, ces dispositifs présentent encore des verrous technologiques malgré les énormes développements qui ont été accomplis dans le domaine de l'électronique. En fait, ces développements se sont axés sur les problèmes de miniaturisation et d'intégration sans prendre en compte les problèmes d'alimentation (les sources d'alimentation à capacité limitée) [2]. De ce fait, le défi des travaux de recherche qui ont menés actuellement est d'améliorer l'autonomie d'alimentation de ces dispositifs et de prolonger la durée de vie de leurs batteries de stockage.

Dans le cadre de ce travail, la technique de la récupération d'énergie électromagnétique ambiante a été utilisée en tant qu'une des techniques les plus attirantes pour la génération d'énergie qui assure l'alimentation des dispositifs à faible consommation sans recours à des batteries. En utilisant un système, communément nommés Rectenna (RECTifying anTENNA), l'énergie électromagnétique peut être récupérée et convertie en énergie électrique continue. Un système Rectenna, dans sa forme classique, est constitué d'une antenne réceptrice associée à un circuit de rectification à caractéristique non-linéaire. Ce dernier comporte une ou plusieurs diodes Schottky, un filtre d'entrée HF, un filtre de sortie DC et une charge qui modélise le dispositif à alimenter.

Le travail effectué dans ce mémoire porte principalement sur l'étude des circuits de conversion RF/DC travaillant à la fréquence 2.45 GHz dans la bande ISM (Industriel, Scientifique et Médical). L'objectif visé est d'optimiser ces circuits afin de maximiser leurs performances, notamment la tension de sortie et le rendement de conversion.

Ce manuscrit est organisé en trois chapitres. Le premier chapitre abordera dans un premier temps la notion de la transmission d'énergie sans fil (TESF) à travers un bref historique de ses avancées. Par la suite, la structure générale d'un système de rectenna ainsi que son principe de fonctionnement seront décrits. Une partie importante de ce chapitre sera également dédiée pour présenter une description détaillée des différents éléments qui composent une rectenna (antenne de réception, réseau d'adaptation, circuit de redressement et la charge). Les performances de cette dernière et ses topologies seront exposées à la fin de ce premier chapitre.

Le deuxième chapitre sera consacré pour la classification des systèmes rectennas publiés dans la littérature. Dans une première partie, on présentera une classification selon les différentes caractéristiques d'élément de captation (antenne réceptrice) implémenté dans la rectenna proposée,

Introduction Générale

en particulier le type, la polarisation et la propriété de réjection d'harmoniques. Dans une deuxième partie, la classification des rectennas est faite selon la topologie du circuit de redressement utilisé. Enfin, on terminera ce chapitre par la présentation de quelques rectennas particulières, à savoir les rectennas multifréquences, les rectennas flexibles et les rectennas transparentes.

Dans le troisième chapitre, on présentera la partie essentielle de notre travail. Elle est dédiée à la conception et l'optimisation de trois circuits de conversion RF/DC travaillant à 2.45 GHz. Une méthodologie de conception est mise au point dans l'objectif de maximiser le rendement de conversion et la tension de sortie à la fréquence de travail pour une puissance d'entrée donnée. Après l'identification du point de fonctionnement, la sélection de la topologie du redresseur à développer et le choix du type de la diode utilisée, une deuxième étape de cette méthodologie consiste à effectuer des études paramétriques afin de choisir les optimums de certains paramètres. Dans une troisième étape, on procédera à la conception et l'optimisation des redresseurs proposés sous ADS suivant une série de simulations, commençant par la conception des filtres d'entrée et de sortie et terminant par le processus d'optimisation. Les résultats de simulations seront exposés et comparés par la suite.

Dans le but de déterminer l'impact du type de la diode de redressement utilisée sur les performances de la rectenna, une deuxième partie de ce chapitre sera réservée à la comparaison de trois types de diodes Schottky en adoptant le redresseur mono-diode série comme exemple d'étude. Les résultats des comparaisons seront discutés à la fin du chapitre.

On conclura ce manuscrit en résumant les résultats obtenus et les conclusions atteintes le long de ce travail. En guise de perspectives, on évoquera les possibilités d'amélioration du système rectenna ainsi que les points qui n'ont pas été traités dans ce mémoire.



CHAPITRE I

**GÉNÉRALITÉS SUR
LES SYSTÈMES
RECTENNAS**

I.1. Introduction

Ce chapitre est réservé pour l'introduction et la présentation des systèmes de rectenna qui sert à récupérer l'énergie RF ambiante. Pour arriver à cet objectif, on introduira tout d'abord le concept de la transmission d'énergie sans fil, en passant par un bref historique des avancées notables de la TESH. Ensuite, une description détaillée de la rectenna sera exposée, en commençant par sa structure générale, passant par l'explication de son principe de fonctionnement, et en terminant par la présentation des propriétés de ses éléments constitutifs qui sont l'antenne réceptrice, le réseau d'adaptation d'impédance, le redresseur et la charge. Puis, on s'intéressera à exposer les performances de la rectenna et à montrer les différentes topologies possibles d'un réseau de rectennas. Enfin, une conclusion qui résume les points essentiels sera donnée à la fin de ce chapitre.

I.2. Transmission d'énergie sans fil (TESF)

La transmission d'énergie électromagnétique sans fil est définie comme un moyen qui permet l'acheminement des ondes radiofréquences entre deux points séparés par une distance donnée sans support filaire. Un tel système comprend principalement deux blocs fondamentaux séparés dans l'espace par une liaison hertzienne. Il s'agit d'un bloc d'émission et un autre de réception [1].

I.2.1. Historique de la TESH

La notion de la TESH a été introduite pour la première fois par Heinrich Hertz en 1862 afin de valider les équations de Maxwell où il a prouvé la possibilité de transporter l'énergie entre deux points sans l'existence d'aucun support physique. Cependant, Nikola Tesla a réalisé le premier véritable système de TESH exploitant les ondes électromagnétiques pour véhiculer l'électricité sans fil vers un récepteur distant en 1899 [3].

Au cours de la moitié du 20^{ème} siècle, les recherches dans le domaine des radiofréquences ont été basées sur la transmission d'information sans fil plutôt que sur la transmission d'énergie. Dans ce contexte, deux raisons principales peuvent expliquer ce manque d'intérêt. L'une est le manque de moyens techniques, notamment les sources qui ne sont capables de générer que quelques milliwatts en hautes fréquences. L'autre est la prise de connaissance des chercheurs qu'il faut confiner l'énergie dans un faisceau étroit pour réduire les pertes de propagation dans un système TESH.

A la fin des années 1950, certaines évolutions technologiques ont débuté à voir le jour, ce qui a permis de reprendre les études sur la TESH. En 1960, William C. Brown a mené des expérimentations de la TESH utilisant des tubes micro-ondes et il a réalisé la première antenne rectificatrice connue aujourd'hui sous le nom « Rectenna » [4].

Chapitre I

Généralités sur les Systèmes Rectennas

En 1969, Peter Glaser propose le concept de SPS (Solar Power System) qui pourrait considérer comme solution aux problèmes énergétiques que connaît la planète [5]. Après quelque année, Raytheon a mené la plus grande expérimentation terrestre au laboratoire JPL (Jet Propulsion Lab.) à Goldstone qui représente un changement historique dans le domaine de la transmission d'énergie sans fil [6].

A partir des années 1980, un réel intérêt a été suscité envers le concept de la transmission d'énergie micro-onde au Canada et au Japon où un programme dit « Stationary High Altitude Relay Program » a été réalisé afin de concevoir un prototype de plateforme aéroportée. Depuis les années 1990, la conception des rectennas ou des réseaux de rectennas avec une efficacité plus élevée a été l'objectif majeur de la plupart des travaux de recherche effectués dans le domaine de la transmission d'énergie sans fil.

En avril 1994, des nouvelles démonstrations terrestres originales et écologiques de la TESF ont été proposées par Peter Glaser [7]. Dans ce contexte, le laboratoire d'Electronique, d'Energétique et des Procédés, en collaboration avec l'équipe japonaise de l'ISAS (Institute of Space and Astronautical Science), s'est investi dans un projet qui avait comme objectif l'étude des contraintes d'un transfert d'énergie sans fil pour alimenter l'île de Grand Bassin qui est un endroit fortement accidenté et difficilement accessible. En 2000, certains chercheurs de l'université Texas A&M ont réalisé un réseau de rectenna à polarisation circulaire avec une efficacité de 82% [8].

Durant ces dernières années, de nombreux systèmes de récupération d'énergie ont été conçus et diffusés.

I.2.2. Principe de la TESF

La transmission d'énergie sans fil est basée sur l'utilisation de deux techniques principales [9] :

- ✓ Le couplage non radiatif pour les distances, entre l'émetteur et le récepteur, très petite devant la longueur d'onde (champ proche). Dans ce cas l'énergie est transportée soit par un couplage capacitif entre deux électrodes métalliques soit par un couplage inductif ou résonnant entre deux bobines.
- ✓ Le couplage radiatif où l'énergie est transportée par la propagation des ondes électromagnétiques en utilisant des antennes d'émission et de réception à la fois pour les distances importantes devant la longueur d'onde (champ lointain).

Comme il a été expliqué précédemment, un système TESF est composé de deux blocs principaux comme la figure I.1 le montre :

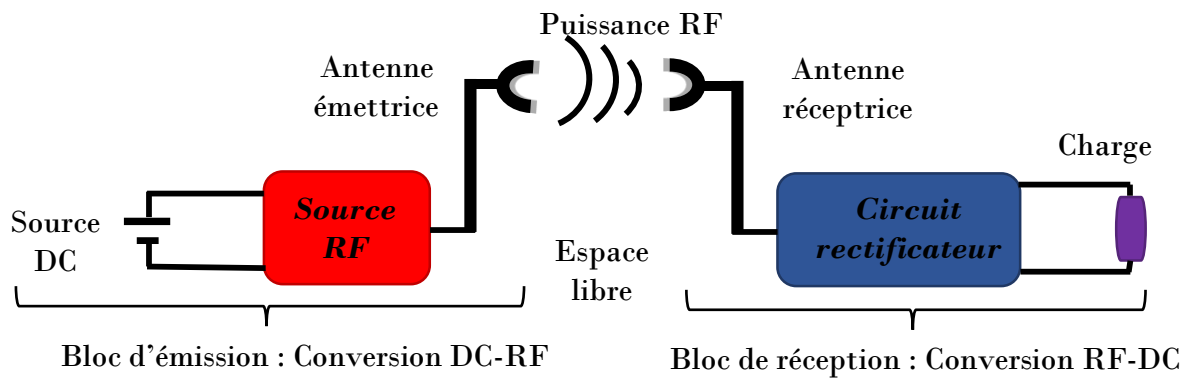


Figure I.1: Structure d'un système TESF classique

Le bloc d'émission d'un tel système est constitué d'une source d'énergie RF alimentée en énergie électrique continue, c.à.d. un bloc de conversion d'énergie DC en énergie RF, et une antenne émettrice qui assure la transmission en espace libre. Cette antenne peut avoir plusieurs formes en fonction de l'objectif désiré. La source d'émission peut être un simple générateur de signaux micro-ondes, une chaîne complexe, un dispositif à semi-conducteurs ou encore des générateurs à base de tube à vide comme les klystrons, les gyrotrons et les magnétrons. Dès que l'étape de la conversion de l'électricité en onde est accomplie, l'antenne émettrice propage cette onde dans l'espace vers le récepteur.

Le bloc de réception est composé d'une antenne réceptrice suivie d'un circuit de rectification RF-DC, généralement, à base de diode Schottky. Cette antenne capte l'onde électromagnétique rayonnée dans l'espace et la transmet au rectificateur qui la transforme en électricité continue et la transporte à son tour vers une charge résistive. Plus simplement, cette partie réceptrice est constituée d'un circuit de rectenna et d'un dispositif à alimenter.

I.3. Présentation du système Rectenna

I.3.1. Structure et principe de fonctionnement

Le terme rectenna composé de deux mots anglo-saxons « Rectifier + Antenna » est un dispositif non linéaire correspond à la fois, comme son nom l'indique, à l'association d'une antenne de réception et un circuit de rectification qui se positionne au début du bloc récepteur dans un système de transmission d'énergie sans fils et de la récupération d'énergie EM (ElectroMagnétique) ambiante.

Le système de rectenna inventé par William C. Brown en 1950 sert à récupérer et convertir l'énergie électromagnétique incidente en énergie électrique utile pour alimenter les dispositifs électroniques à faible puissance. Sa structure classique est schématisée par cinq blocs fonctionnels représentés dans la figure I.2.

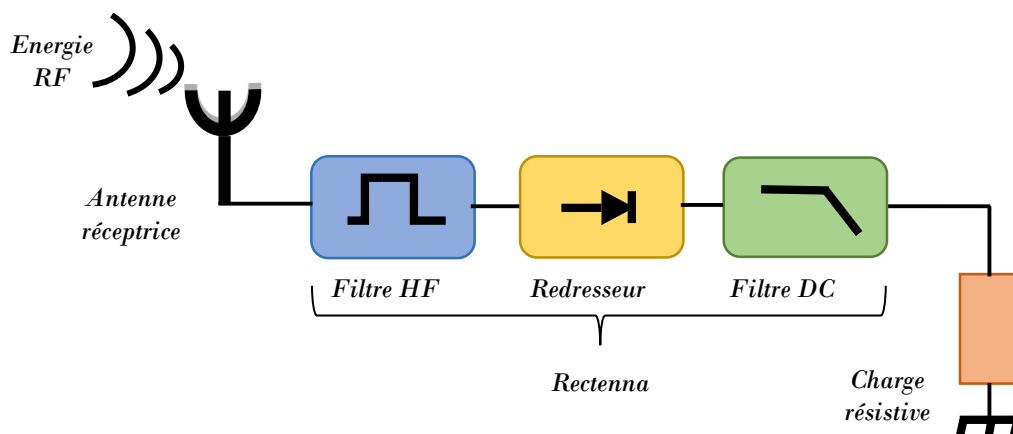


Figure I.2 : Structure d'une rectenna classique

Le principe de fonctionnement d'un tel système repose sur la captation des ondes électromagnétiques par une antenne de réception. Ces ondes seront converties par la suite en ondes électromagnétiques guidées et transmises au circuit de conversion RF-DC par l'intermédiaire d'un circuit d'adaptation. Ce dernier transforme ces ondes en tension électrique continue avec un rendement le plus grand possible. Ensuite, cette tension sera transmise à son tour à une charge résistive qui représente l'impédance d'entrée du dispositif à alimenter [1].

Cependant, un rectificateur classique génère non seulement l'énergie DC mais aussi des harmoniques d'ordre supérieur due à la non linéarité des composants constitutifs de ce dernier (les diodes en particulier). Ces harmoniques peuvent être réfléchis vers la charge résistive ainsi que vers l'antenne de réception. Donc, l'insertion des filtres de part et d'autre du redresseur est indispensable pour supprimer ces harmoniques et améliorer les performances des circuits redresseurs. Dans une rectenna il s'agit d'un filtre HF (passe bande ou passe bas) et un autre DC (passe bas).

I.3.2. Antenne de réception

L'antenne de réception est un élément de transition entre l'espace libre et le circuit rectificateur, son rôle principal est de capter l'énergie électromagnétique rayonnée de toute source RF dans le milieu ambiant et la convertit en énergie électrique.

Une définition traditionnelle est la suivante : « une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur » [10].

I.3.2.1. Caractéristiques

Dans le domaine des communications sans fils, les performances d'une antenne peuvent être évaluées à partir de certains paramètres radioélectriques. Parmi ces derniers, on peut citer :

a. Coefficient de réflexion S_{11}

Une antenne est un transducteur passif qui transforme les grandeurs électriques d'un guide ou d'une ligne de transmission (tension et courant) en grandeurs électromagnétiques dans l'espace libre (champ électrique et champ magnétique) et inversement. Elle peut donc indifféremment être utilisée à la réception ou à l'émission. Dans ces deux cas, l'objectif de l'antenne est le transfert maximal de l'énergie assurant l'adaptation de cette dernière à la source d'énergie. Lorsque cette adaptation n'est pas parfaite, une partie de l'onde réfléchie s'accumule à l'onde incidente pour ne former qu'une seule onde, c'est l'onde stationnaire. Pour cela, on doit s'intéresser au coefficient de réflexion à l'entrée d'antenne Γ_{in} noté aussi S_{11} qui traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance.

D'une manière générale, le paramètre S_{11} ou le coefficient de réflexion d'une antenne se définit comme étant le rapport des amplitudes des ondes incidentes sur les ondes réfléchies [11]. A partir de l'impédance caractéristique et de l'impédance d'entrée de l'antenne, il peut être défini comme suit :

$$\Gamma_{in} = S_{11} = \frac{Z_{ant} - Z_c}{Z_{ant} + Z_c} \quad (I.1)$$

b. Directivité

Par définition, la directivité d'une antenne dans une direction fixe est le rapport de son intensité de rayonnement dans cette direction sur l'intensité de rayonnement d'une antenne de référence qui est généralement une source isotrope [9]. Sa formule mathématique s'exprime comme suit :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{ISO}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_r} \quad (I.2)$$

c. Gain

Le gain d'une antenne est un paramètre radioélectrique très important qui tient compte des pertes intrinsèques de cette antenne [12]. Le gain s'écrit :

$$G(\theta, \varphi) = e_t 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_r} = e_t D(\theta, \varphi) \quad (I.3)$$

Où : e_t est le rendement de l'antenne donné par :

$$e_t = \frac{P_f}{P_r} \quad (I.4)$$

P_f : représente la puissance fournie à l'antenne par la ligne de transmission issue de l'émetteur, elle donnée par : $P_f = P_r + P_d$ (P_d : les différentes pertes en puissance dans l'antenne).

P_r : représente la puissance rayonnée par l'antenne.

d. Rendement

Le rendement total e_t d'une antenne est un paramètre critique qui prend en compte toutes pertes (par effet joule, dans le diélectrique et par désadaptation) au niveau de cette antenne [11]. Il est défini comme suit :

$$e_t = e_r e_c e_d \quad (I.5)$$

Où :

e_r : rendement dû aux pertes par désadaptation entre l'antenne et la ligne de transmission.

e_c : rendement dû aux pertes joule.

e_d : rendement dû aux pertes diélectrique.

e. Diagramme de rayonnement

La représentation géométrique des champs électromagnétiques existant dans la région champ lointain dans les différentes directions de l'espace porte le nom du « diagramme de rayonnement ». Cette représentation indique les zones de l'espace entourant l'antenne et les directions dans lesquelles le rayonnement est intense ou faible.

Malgré que chaque type d'antenne a son propre diagramme de rayonnement, trois allures typiques peuvent être distinguées : isotrope, omnidirectionnel (comme le cas d'un dipôle) et directif (comme le cas d'une antenne Yagi). La figure I.3 représente ces trois allures.

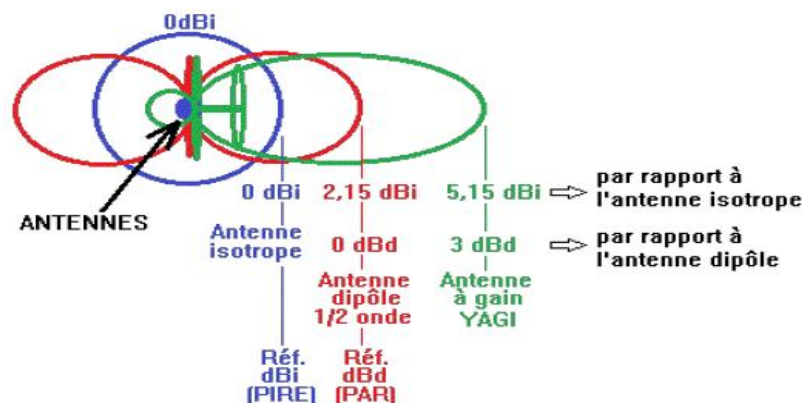


Figure I.3 : Diagramme de rayonnement d'une antenne : isotrope, omnidirectionnelle et directive

I.3.2.2. Types d'antennes

Dans la littérature, il existe de nombreux types d'antennes utilisées dans le domaine de la récupération d'énergie RF ayant des caractéristiques différentes, d'où elles peuvent être classées selon plusieurs critères dont on peut citer :

- **Classification selon la forme géométrique :**
 - Antennes filaires : dipôle, monopole.
 - Antennes à ouvertures : cornet, antenne à réflecteur.
 - Antennes imprimées : patch, dipôle imprimé.
- **Classification selon le gain :**
 - Gain élevé : cornet.
 - Gain moyen : planaire.
 - Gain faible : dipôle, fente, patch.
- **Classification selon la forme du faisceau :**
 - Omnidirectionnelle : dipôle.
 - Faisceau étroit : antenne réseau.
 - Faisceau large : planaire.
- **Classification selon la largeur de bande :**
 - Large bande : spirale.
 - Bande étroite : patch, fente.

a. Antennes filaires

Par définition, la famille des antennes filaires regroupe l'ensemble des antennes constituées d'une structure de fil conducteur de diamètre faible où des densités linéiques de courant sont considérées.

- **Antenne dipôle**

Le dipôle est une antenne filaire composée de deux brins conducteurs espacés en directions opposés de longueur $l=k\lambda/2$. L'alimentation est généralement montée au centre de la structure ce qui donne un système symétrique. L'antenne de taille totale $l=\lambda/2$, nommée aussi dipôle demi-onde, est la forme la plus simple de dipôle résonant. Cette antenne présente des caractéristiques particulières : l'impédance est de 73Ω et la distribution de la valeur efficace du courant le long des tiges est supposée sinusoïdale, comme le montre la figure I.4.a. Son diagramme de rayonnement est illustré sur la figure I.4.b.

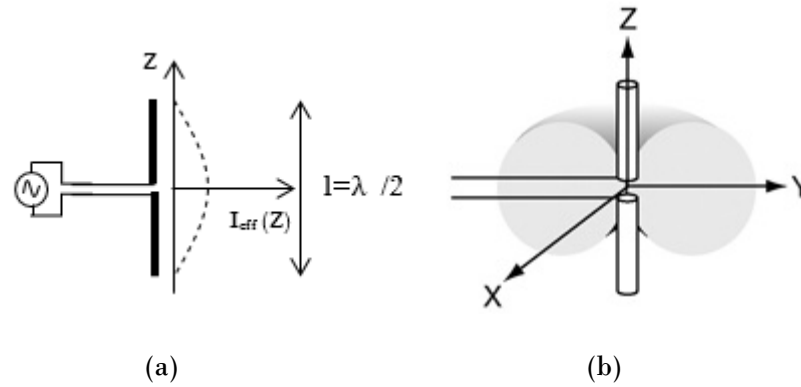


Figure I.4 : a) Distribution du courant sur une antenne demi-onde
b) Diagramme du rayonnement d'une antenne dipôle demi-onde 2D

- **Antenne monopôle**

Le monopôle est défini comme un demi-dipôle placé verticalement au-dessus d'un plan métallique de référence qui permet de modifier les propriétés et le diagramme de rayonnement du dipôle. En raison de la symétrie apportée par le plan métallique, le monopôle se comporte comme un dipôle, comme le montre la figure I.5.a, d'où l'image du monopôle par rapport le plan métallique reconstitue le brin manquant du dipôle. La partie réelle de l'impédance d'une telle antenne est 37.5Ω , ce qui nécessite une adaptation entre l'excitation et l'antenne, qui est souvent assurée par une ligne quart d'onde [12]. Le diagramme de rayonnement d'un monopôle est illustré sur la figure I.5.b.

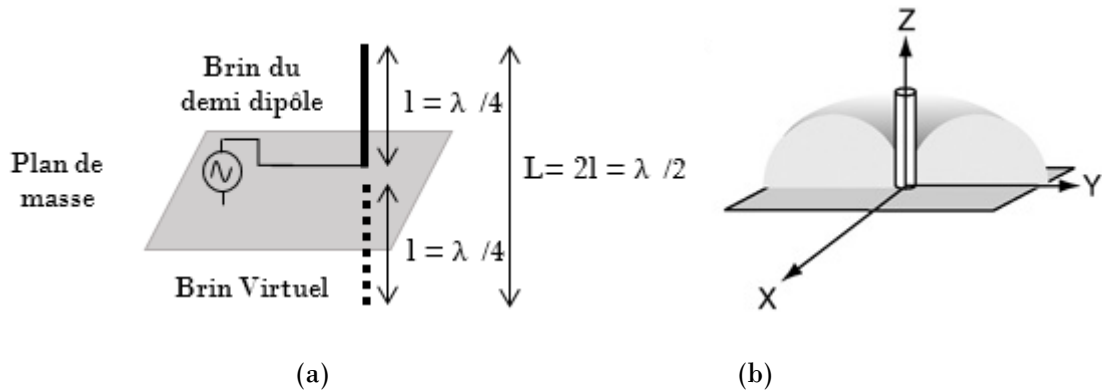


Figure I.5 : a) Antenne équivalent du monopôle
b) Diagramme de rayonnement d'un monopôle quart d'onde

b. Antennes volumiques

Une autre famille d'antennes est les antennes volumiques ou 3D dont la structure de ses éléments rayonnants est distribuée en trois dimensions, telles que les antennes cornets et les antennes paraboliques.

- **Antennes cornet**

Les antennes cornet sont définies comme des guides d'ondes à section progressivement croissante se termine par une ouverture rayonnante. Cette section peut avoir plusieurs formes différentes : rectangulaire, carrée ou circulaire. A partir de la forme du cornet considérée, un diagramme de rayonnement est obtenu soit dans le plan H, soit dans le plan E, soit dans les deux. La figure I.6 montre une antenne cornet.

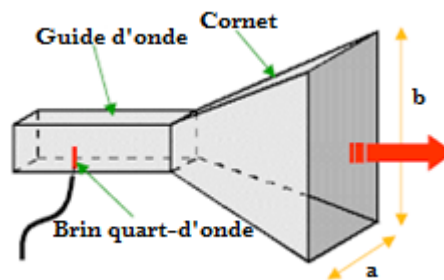


Figure I.6 : Antenne cornet rectangulaire

- **Antenne parabolique**

Une antenne parabolique, nommée aussi antenne à réflecteur, est composée d'une source rayonnante, couramment une antenne dipôle ou cornet, installée au foyer d'un réflecteur parabolique qui garantit la focalisation des ondes reçues ou émises, comme le représente la figure I.7. Cette source a pour objectif d'éclairer totalement la surface du réflecteur avec le signal émis.

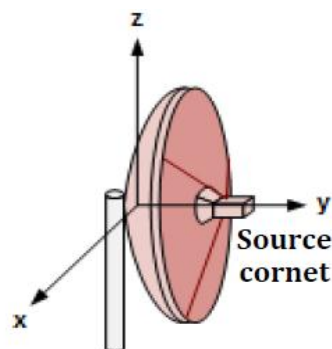


Figure I.7 : Antenne à réflecteur (parabolique)

c. Antenne imprimée

- **Antenne patch**

La notion des antennes micro-ruban (imprimées), également connues sous la désignation anglais « patch antenna », est développée pendant les années 70.

Une antenne imprimée est simplement définie comme éléments rayonnants planaires qui peuvent être de forme arbitraire. Généralement, elle possède une plaque rayonnante, de forme et de

Chapitre I

Généralités sur les Systèmes Rectennas

taille à déterminer selon l'application désirée et à géométrie variable (carrée, circulaire, rectangulaire, dipôle ... etc.), gravée sur une surface d'un substrat diélectrique constitué d'un matériau isolant, d'une épaisseur faible devant la longueur d'onde et d'une permittivité relative ($2.2 < \epsilon_r < 12$). Tandis que le côté inférieur du substrat est recouvert par une surface conductrice (plan de masse). La figure I.8 représente la structure d'une antenne patch à forme arbitraire, ainsi que les différentes formes d'éléments rayonnants possibles.

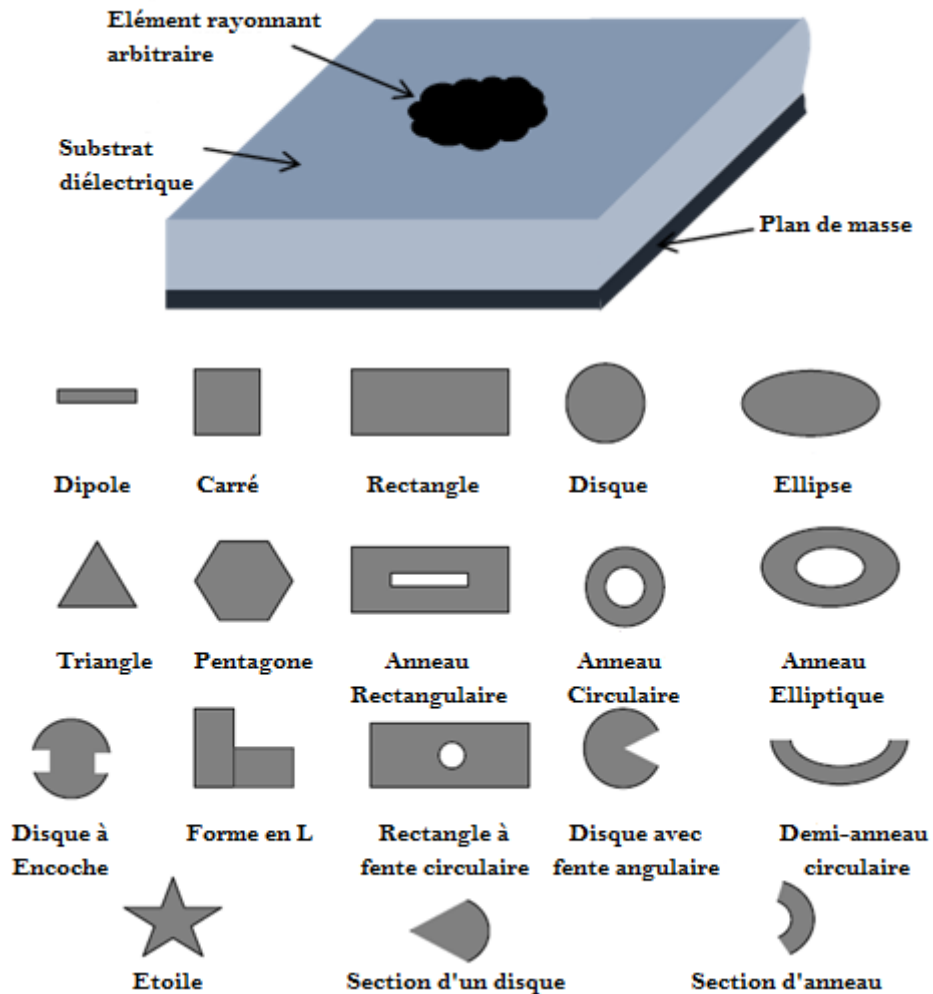


Figure I.8 : Structure d'une antenne patch à élément rayonnant arbitraire et ses différentes formes

Actuellement, les antennes imprimées sont largement utilisées dans le domaine de la récupération d'énergie RF sans fil en raison de la simplicité de leurs structures, de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration et de leur faible coût de fabrication. Cependant, ces antennes présentent certaines limitations telles que le gain faible et la bande passante étroite. Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation.

Chapitre I

Généralités sur les Systèmes Rectennas

Lors de la conception d'un tel type d'antenne, il est nécessaire de déterminer la méthode dont laquelle l'énergie est fournie pour elle, qui peut changer les caractéristiques de rayonnement de celle-ci. En comparaison à la géométrie de l'élément rayonnant, cette alimentation peut être arbitraire ou centrée, d'où sa position permet de déterminer l'adaptation de l'antenne à la ligne d'alimentation. Pour cela, de nombreuses techniques d'alimentation existent et on peut les classer en deux grandes catégories : par contact et par proximité.

Dans l'alimentation par contact, le patch rayonnant est alimenté directement par l'intermédiaire d'un élément de liaison qui peut être une ligne micro-ruban ou une sonde coaxiale. En revanche, dans l'alimentation sans contact, le transfert d'énergie radiofréquence entre la ligne d'alimentation et le patch rayonnant se fait par un couplage de champ électromagnétique ou par couplage à ouverture (fente) dans le plan de masse. Parmi ces techniques, la ligne micro-ruban, la sonde coaxiale, le couplage par fente et le couplage par proximité sont les plus utilisées pour les antennes imprimées.

Les antennes imprimées sont difficiles à étudier en raison de la non homogénéité du milieu qui les supporte. Les conditions aux limites deviennent très complexes, en particulier à l'interface air-substrat, ce qui rend difficile la résolution des équations de Helmholtz [13-14]. En raison de cette difficulté, une variété de méthodes numériques approchées a été proposée pour la détermination des caractéristiques radioélectriques de ce type d'antennes (fréquence de résonance, bande passante, gain, impédance d'entrée, directivité...) en se basant sur la détermination de la distribution surfacique du courant. Parmi ces méthodes :

- ✓ La méthode des Moments (MOM) : il s'agit d'une méthode du domaine fréquentiel à deux dimensions (2D) qui nécessite un maillage triangulaire ou rectangulaire ou les deux combinés [15].
- ✓ La méthode des éléments finis (FEM) : c'est aussi une méthode du domaine fréquentiel qui nécessite un maillage en trois dimensions (3D) sous forme de petits éléments finis, souvent des tétraèdres [16].
- ✓ La méthode des différences finies ou en anglais « Finite Difference in Time Domain (FDTD) » : il s'agit d'une méthode du domaine temporel qui nécessite un maillage en trois dimensions sous forme de cubes [17].

d. Antennes large bande

Les antennes large-bande sont éprouvées depuis longtemps et ont été définies par Ramsey en 1957 [18]. Elles sont définies par leurs dimensions angulaire d'où ces performances (diagramme de rayonnement, impédance d'entrée) sont indépendantes ou quasi-indépendantes de la fréquence.

Chapitre I

Généralités sur les Systèmes Rectennas

Pour ce type d'antenne, si toutes ses dimensions sont multipliées par un facteur X, ses performances restent inchangées, seule la fréquence de travail augmente du même facteur X. Théoriquement, les antennes large bande présentent une bande passante infinie, cependant, en pratique leur bande passante est finie à cause de ses dimensions finies [19]. Parmi ces antennes, il y'a les antennes spirales et les antennes log-périodiques.

Les antennes larges bande sont utilisées dans les systèmes de récupération d'énergie large bande. Leur gain joue un rôle primordial pour l'énergie RF captée. Aussi, l'adaptation en impédance de l'antenne au circuit de rectification joue un rôle très important pour la réduction des pertes par réflexions.

e. Antennes multi-bandes

Les antennes multi-bande sont des antennes qui présentent deux ou plusieurs fréquences de résonance avec des performances assez similaires dans ces fréquences. Elles permettent de récupérer plusieurs ondes à des fréquences discontinues (des pics), ce qui implique qu'une bonne partie du spectre fréquentiel sera filtré, et cela va réduire la quantité d'énergie collectée. Parmi ces antennes : les antennes PIFA (Planar Inverfed Folded Antenna) qui couvre les bandes GSM, DCS et UMTS.

❖ Comparaison entre les antennes large bande et les antennes multi-bande

Pour couvrir un certain nombre de bandes fréquentielles bien déterminé, il est possible d'utiliser les deux configurations d'antennes citées ci-dessus. Malgré cela, l'une parmi les deux est préférable selon les performances requises (diagramme de rayonnement, type de polarisation, gain...) et les restrictions fréquentielles (largeur de bande, espacement entre deux bandes successives et nombre de bandes à couvrir). Le tableau I.1 résume les différents points forts et faibles de ces deux types d'antennes.

	Points forts	Points faibles
Antenne large bande	<ul style="list-style-type: none">• Conception facile• Moins sensible aux erreurs de construction	<ul style="list-style-type: none">• Bande passante limitée• Adaptation d'impédance souvent délicate dans toute la largeur de la bande
Antenne multi-bande	<ul style="list-style-type: none">• Post traitement simplifié• Forte sélectivité	<ul style="list-style-type: none">• Nombre limité de bandes à couvrir• Plus sensible aux erreurs de construction• La réduction de l'efficacité des systèmes de communications à cause de l'évanouissement du signal dû à la propagation par trajets multiples

Tableau I.1 : Comparaison entre l'antenne large bande et l'antenne multi-bandes

I.3.3. Circuit de conversion RF – DC

Afin d'alimenter les dispositifs électroniques à faible puissance en tension continue, il faut convertir l'énergie radiofréquence captée par l'antenne réceptrice en une énergie électrique continue. Pour cela un redresseur RF-DC est nécessaire pour la conception d'un système de rectenna puisqu'il permet d'effectuer cette conversion avec une efficacité la plus élevée possible.

La conversion RF-DC est un processus non-linéaire où des diodes ou des transistors peuvent être utilisés. Toutefois, dans le cas de la récupération d'énergie électromagnétique (les faibles niveaux de puissance), les diodes Schottky sont plus utilisées que les transistors qui présentent des tensions de seuil élevées ce qui limite les performances des rectennas.

I.3.3.1. Structure et principe de fonctionnement du redresseur

Un redresseur est un convertisseur alternatif-continu qui sert à alimenter une charge par une tension ou un courant continu à partir d'une source alternative. Comme il a été mentionné précédemment, les redresseurs à base de diodes, ou également nommés redresseurs non commandés, sont les plus utilisés dans le domaine de la récupération d'énergie RF. Il existe deux types de redresseurs : Les redresseurs simple alternance et les redresseurs double alternance.

Le redresseur simple alternance est réalisé avec une simple diode placée en série avec la charge, comme le montre la figure I.9.a. Son principe est basé sur les propriétés des diodes. En effet, la diode est bloquée lorsque la tension à ses bornes est négative et donc elle supprime les alternances négatives du signal d'entrée. Lors des alternances positives, elle se comporte comme un court-circuit et ne modifie donc pas le signal d'entrée. Ainsi, la diode joue le rôle d'un filtre qui coupe les tensions négatives et ne laisse passer que les tensions positives.

Le redresseur double alternance est constitué par un pont de quatre diodes nommé pont de GRAETZ, comme le représente la figure I.9.b. Son principe de base aussi réside dans les propriétés des diodes. Lorsque la tension d'entrée est positive les diodes D1 et D4 sont passantes et lorsque la tension d'entrée est négative les diodes D3 et D2 conduisent, c'est donc une commutation qui sert à transformer les tensions négatives en tensions positives.

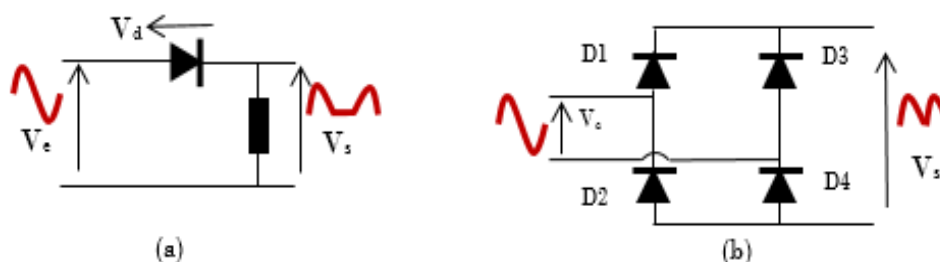


Figure I.9 : Redresseur (a) simple alternance (b) double alternance

I.3.3.2. Élément redresseur « Diode Schottky »

Dans le domaine des hyperfréquences, les diodes, notamment les diodes Schottky, sont les composants idéaux adoptés pour la conception des circuits de rectification impliqués dans la rectenna en raison de certaines propriétés.

En effet, les diodes Schottky sont caractérisées par une tension de seuil très faible située dans la gamme de 0.15 V à 0.45 V, ce qui les rend très sensible aux faibles densités de puissance délivrés par l'antenne. En outre, elles possèdent un temps de transition assez court grâce à leur très faible capacité de jonction (inférieure au pF), ce qui les rend très rapides en commutation. Ces caractéristiques justifient l'utilisation très répandue des diodes Schottky dans les applications micro-ondes.

Dans les diodes Schottky, une jonction métal - semi-conducteur est formée entre un métal et un semi-conducteur dont le dopage du substrat est de type P ou N. Grâce à cette jonction deux situations peuvent être distinguées. L'une est la création d'une zone de contact ohmique où la barrière d'injection des charges entre le métal et le semi-conducteur est négligeable, ce qui permet la circulation libre des porteurs de charge, et le courant électrique passe ainsi dans les deux sens de polarisation. Ainsi, une zone d'accumulation (zone riche en porteurs majoritaires) est formée à l'interface métal-semi-conducteur après le contact. L'autre est la création d'une barrière de Schottky qui tend à s'opposer au passage du courant électrique du métal vers le semi-conducteur, provoquant l'apparition d'une zone de charge d'espace dans ce dernier matériau et d'une autre zone de signe opposée sur la surface du métal. La barrière de potentiel constituée aux abords de l'interface entre le métal et le semi-conducteur est conductrice en direct alors qu'elle réfute le passage des électrons en polarisation inverse avant claquage [20].

Le rapport de redressement, la tension de seuil, la capacité de jonction et la résistance série sont les paramètres les plus importants pour évaluer la diode. En comparaison avec les transistors, les diodes possèdent des capacités de jonction plus faibles. Comme il a été mentionné auparavant, les diodes doivent avoir une très faible tension de seuil pour résoudre la problématique des faibles niveaux de puissance RF disponibles.

I.3.3.3. Topologies des circuits de conversion

De nombreux topologies de redresseurs à base de diode sont possibles en fonction du nombre de diodes utilisées et de leur emplacement dans le circuit de redressement. Parmi ces topologies :

a. Topologie série

C'est la configuration la plus simple et la plus répandue, elle utilise une seule diode pour redresser le signal RF connectée en série entre le circuit d'adaptation et le filtre de sortie sans aucun lien direct avec le plan de masse. Cette topologie est représentée dans la figure I.10 :

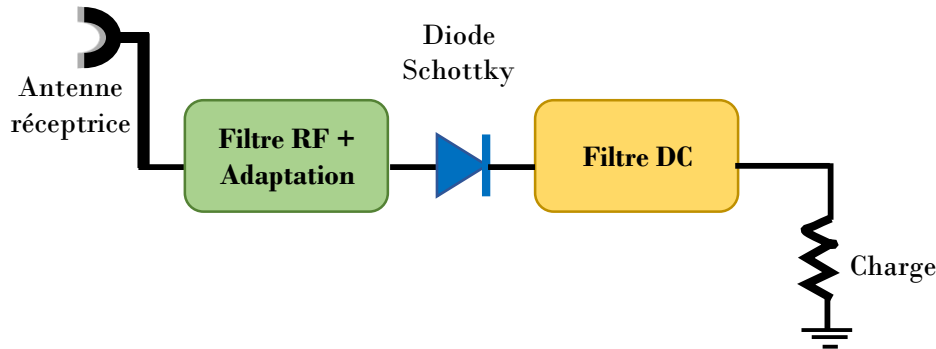


Figure I.10 : Schéma synoptique de la topologie Serie

L'avantage majeur de cette configuration est la simplicité de sa réalisation et sa conception. Elle contient moins de composants et donc moins de pertes.

b. Topologie shunt (parallèle)

Cette topologie est semblable à la topologie série en terme de performances. La diode est reliée en parallèle entre le circuit d'adaptation et le filtre de sortie avec l'anode ou la cathode connectée au plan de masse, ce qui permet l'auto-polarisation de la diode par la tension DC qu'elle génère. La figure I.11 montre cette configuration :

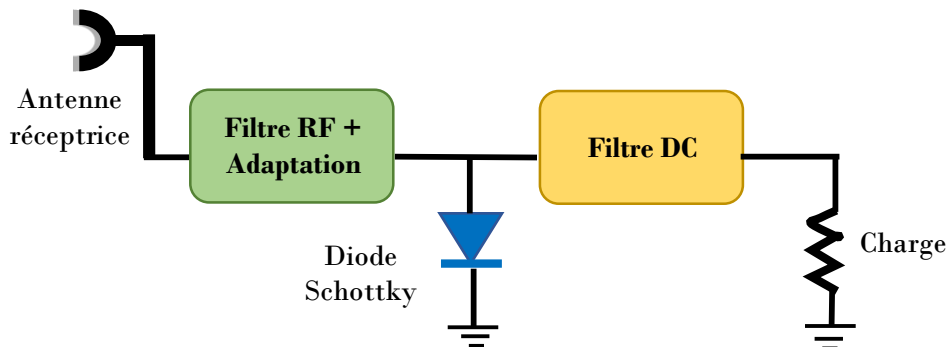


Figure I.11 : Schéma synoptique de la topologie parallèle

La configuration shunt permet de récupérer les puissances à faibles niveaux et d'atteindre des rendements de conversion élevés.

c. Topologie doubleur de tension

La topologie doubleur de tension est définie comme l'association des deux structures mentionnées précédemment. Ce circuit possède une capacité de stockage montrée en série juste après

le circuit d'adaptation et deux diodes l'une connectée en série et l'autre reliée en parallèle. En effet, il s'agit d'un redresseur double alternance où la diode 2 est passante et la diode 1 est bloquée pendant l'alternance positive, ce qui permet le transfert du signal vers la charge. Inversement dans le cas de l'alternance négative, la diode 2 est bloquée et la diode 1 est passante ce qui implique que le signal redressé est stocké dans la capacité à l'entrée et transféré pendant la prochaine alternance positive. Par conséquent, la tension de sortie DC est doublée. La figure I.12 représente la topologie doubleur de tension.

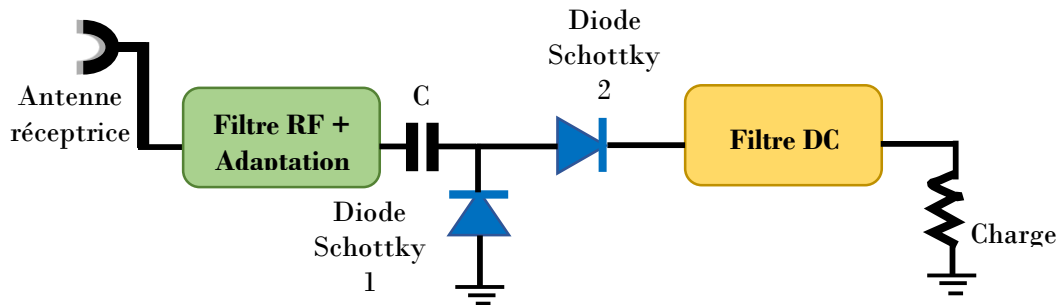


Figure I.12 : Schéma synoptique de la topologie doubleur de tension

Dans les forts niveaux de puissances, la tension de sortie atteinte par cette structure est plus élevée que celle obtenue par la structure mono-diode. Par contre, le rendement de conversion est plus faible.

d. Topologie multiplieur de tension

Le circuit multiplieur est l'une des topologies à multi-diodes, d'où la mise en série de deux doubleurs de tensions est suffisante pour concevoir ce circuit. La structure du multiplieur de tension est représentée sur la figure I.13 :

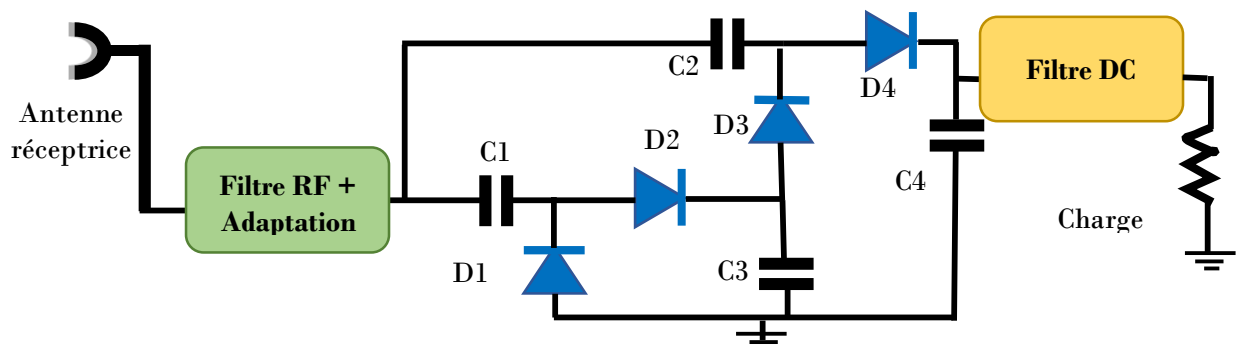


Figure I.13 : Schéma synoptique de la topologie multiplieur de tension

e. Topologie pont de diodes

La configuration pont de diodes, nommée aussi pont de Graetz, est un redresseur double alternance composé de quatre diodes comme le montre la figure I.14.

Pendant l'alternance positive, la diode 2 et la diode 4 sont passantes cependant la diode 1 et la diode 3 sont bloquées, et inversement dans le cas de l'alternance négative. En outre, les pertes dans les diodes augmentent lors du parcours du signal RF à travers deux diodes, et donc traduisent la dégradation du rendement de conversion et rendent cette topologie plus adaptée aux fortes puissances.

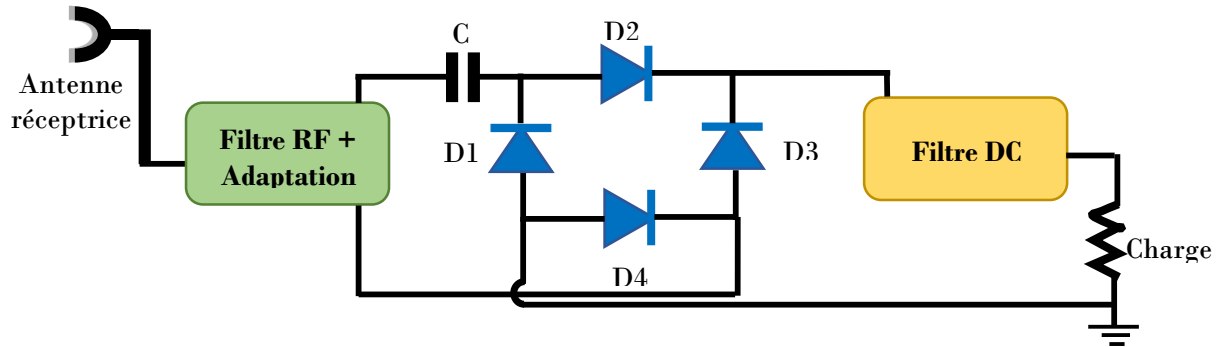


Figure I.14 : Schéma synoptique de la topologie pont de diodes

I.3.3.4. Circuit d'adaptation

Généralement, dans un système de rectenna, le circuit de redressement a une impédance d'entrée Z_{rect} différente de l'impédances d'entrée de l'antenne Z_{ant} à une fréquence de travail fixée et une puissance déterminée. De ce fait, pour maximiser la puissance transmise vers le redresseur, un réseau d'adaptation d'impédance doit être insérer entre l'antenne de réception et le redresseur. Cette adaptation est vérifiée si l'impédance complexe de l'antenne est égale à l'impédance complexe conjuguée du redresseur.

Un circuit d'adaptation est réalisé en ajoutant des éléments en série ou en parallèle, ces éléments étant soit des composants localisés (capacité, inductances) soit des tronçons de lignes ou une combinaison des deux. L'objectif principal de cette adaptation est d'obtenir une efficacité de conversion RF-DC élevée.

a. Adaptation par éléments localisés

Comme il a été mentionné ci-dessus, les composants localisés sont les condensateurs et les bobines. Pour les fréquences élevées (allant jusqu'à 2.45 GHz), les réseaux d'adaptation à base de ces composants sont utilisés grâce à l'avantage de flexibilité qu'offrent ces derniers. Ainsi que la possibilité d'enlever et de remplacer ces éléments LC après la construction du circuit. Les trois topologies existantes sont : le circuit LC en L, le circuit LC en T, et le circuit LC en π .

- **Circuit LC en L**

Le réseau L est le réseau d'adaptation le plus simple, il est idéal pour l'adaptation d'une impédance élevée à une impédance faible. La figure I.15 montre deux types de circuit en L.

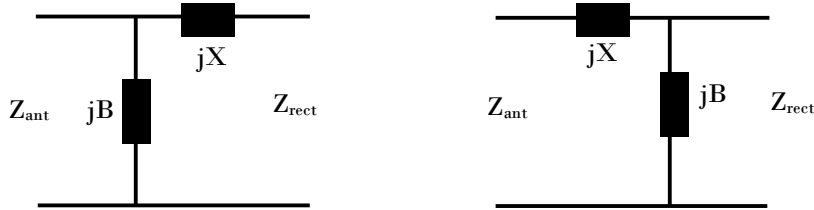


Figure I.15 : Réseau d'adaptation en L

Avec les composantes LC, 8 configurations sont possibles.

- **Circuit LC en π**

Ce type de réseau est réservé pour l'adaptation des impédances élevées ou moyennes, et le filtrage passe haut ou passe bas. Il est constitué de deux condensateurs montés en parallèles avec une bobine, ou bien deux bobines en parallèles avec un condensateur comme le représente la figure I.16.

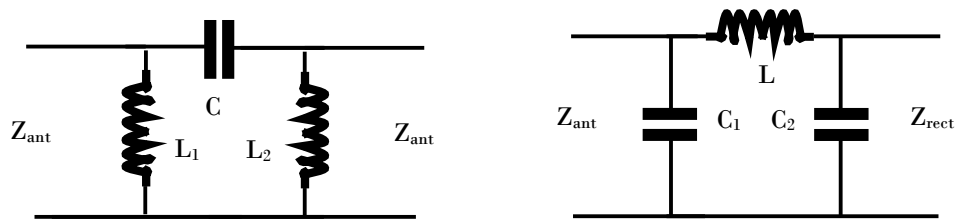


Figure I.16 : Topologie du circuit LC en π

- **Circuit LC en T**

Ce circuit est également réservé pour l'adaptation des impédances moyennes ou élevées, et le filtrage passe bas ou passe haut. Il est composé d'une bobine placée en parallèle avec deux condensateurs ou bien un condensateur en parallèle avec deux bobines en série comme le montre la figure (I.17).

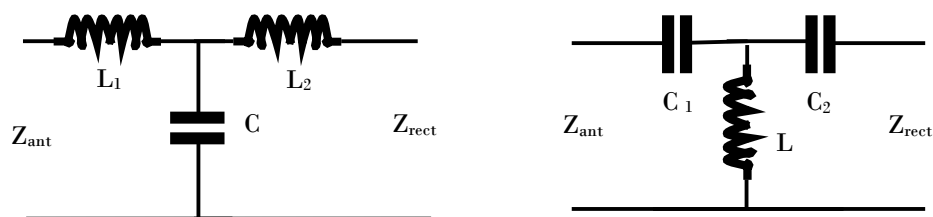


Figure I.17 : Topologies du circuit LC en T

b. Adaptation par éléments distribués

Les éléments localisés atteignent leurs limites dès que la fréquence de travail augmente. Pour cela, l'utilisation des éléments distribués (ligne de transmission ou stub) est privilégiée d'où les pertes dans ces derniers sont largement inférieures à celles introduites par les composants localisés pour les fréquences plus élevées.

- **Adaptation par une simple ligne de transmission**

Ce type d'adaptation est basé sur l'insertion d'une simple ligne caractérisée par une impédance Z_c et une longueur L , entre l'antenne réceptrice et le redresseur qui est caractérisé également par une puissance et une charge résistive comme le montre la figure I.18. Les paramètres caractéristiques de la ligne restent à déterminer.

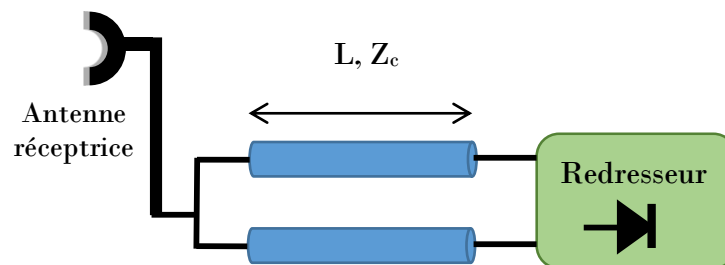


Figure I.18 : Réseau d'adaptation par une simple ligne de transmission

- **Adaptation par deux lignes successives**

Ce type est basé sur l'insertion de deux lignes de transmission entre les deux blocs (antenne et redresseur), d'où la première ligne est caractérisée par une impédance Z_{c1} choisie qui permet de ramener $Z_{redresseur}$ à une valeur $Z_{réelle}$ et une longueur L_1 reste à déterminer, et la deuxième ligne est un transformateur quart d'onde ($L_2 = \frac{\lambda}{4}$) avec une impédance :

$$Z_{c2} = \sqrt{*Z_{réelle} Z_{antenne}} \tag{I.6}$$

Les contraintes de réalisation sont imposées sur la deuxième ligne.

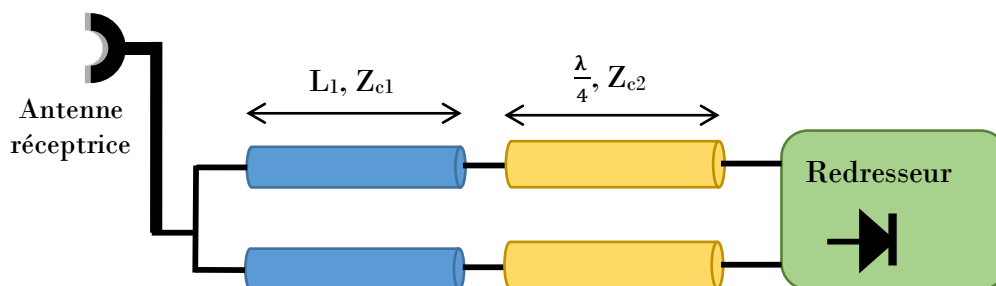


Figure I.19: Réseau d'adaptation par deux lignes successives

- **Adaptation par un stub et une ligne de transmission**

Ce circuit d'adaptation est un mélange d'une ligne de longueur L_1 et d'un stub de longueur L_{stub} (série ou parallèle). La ligne admette une admittance Y_{in} dont sa partie réelle est égale à $1/Z_{\text{antenne}}$, en considérant que Z_{antenne} est purement réelle. Dans ce cas, le stub sert à ramener une admittance imaginaire pour éliminer la partie imaginaire de Y_{in} . La figure I.20 représente les topologies de ce réseau d'adaptation.

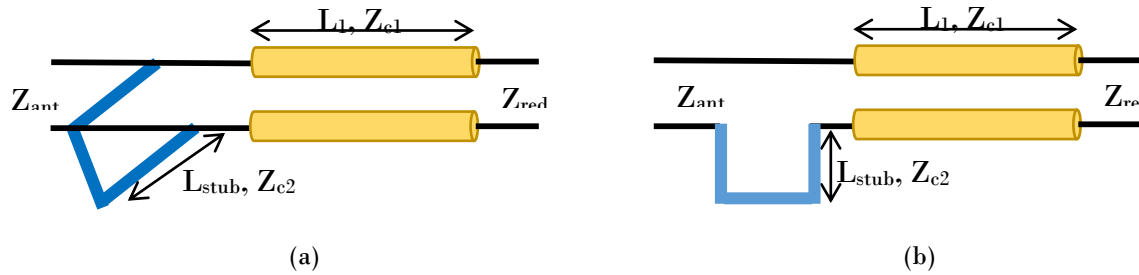


Figure I.20 : Réseau d'adaptation par une ligne et un stub (a) Stub en parallèle (b) Stub en série

I.3.3.5. Filtre HF

Le filtre d'entrée HF est un filtre passe bande ou passe bas placé entre l'antenne réceptrice et le circuit de rectification. Il est utilisé pour assurer deux fonctions principales à la fois. L'une est la suppression des harmoniques indésirables produites par la diode du circuit de rectification (à cause de sa non linéarité) et donc les empêcher d'être transmis vers l'antenne. L'autre est l'adaptation entre l'antenne réceptrice et le circuit de redressement à la fréquence de fonctionnement pour garantir une transmission maximale d'énergie entre eux. En outre, il est possible d'intégrer ce filtre dans l'antenne réceptrice, et donc l'obtention d'une antenne nommée « antenne à rejection d'harmoniques » qui réduit la taille et le coût de la rectenna.

I.3.3.6. Filtre DC

Le filtre de sortie DC est un filtre passe bas localisé à la sortie du circuit de redressement. Il est constitué généralement d'une capacité en parallèle avec la charge. Son rôle principal est de séparer la composante continue et les harmoniques d'ordre supérieur en laissant passer l'énergie DC et bloquant la puissance RF. Et donc un signal continu est délivré à la charge.

I.4. Caractéristiques d'une rectenna

Généralement, l'évaluation des performances d'une rectenna prend en considération deux grandeurs fondamentales : la tension continue de sortie de la rectenna et son rendement de conversion. De plus, lors de l'optimisation d'un tel système, ces grandeurs sont généralement les plus utilisés comme objectifs majeurs de ce processus. Pour cela, il y'a des rectennas qui sont optimisées en terme de rendement de conversion et d'autres en terme de tension de sortie. Aussi

des rectennas qui sont optimisés afin d'avoir un compromis entre ces deux critères. Cependant, à cause de la non linéarité du circuit de conversion, les diverses étapes de conception et d'optimisation devient compliquées.

Dans un système rectenna bien déterminé, ces performances dépendent non seulement des paramètres d'entrée (la puissance incidente et la fréquence de travail) mais aussi des paramètres de sortie (la charge).

Dans la littérature, les rectennas sont généralement caractérisées par deux types de rendement. L'un est le rendement de conversion RF-DC qui définit la capacité du rectificateur à fournir une énergie électrique continue à la charge à partir d'une énergie radiofréquence fournie par l'antenne de réception. Il est donné par :

$$\eta_{RF/DC} = \frac{P_{DC}}{P_{in}} \quad (I.7)$$

Avec : P_{DC} la puissance fournie à la charge de sortie et P_{in} la puissance à l'entrée du circuit de conversion

L'autre est le rendement global qui décrit la capacité du circuit rectenna complet à transformer la puissance RF captée en puissance DC. Ce rendement est exprimé par la relation suivante :

$$\eta_G = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \quad (I.8)$$

Où :

P_{DC} : la puissance fournie à la charge.

P_{RF} : la puissance à l'entrée de l'antenne.

I.5. Réseaux des rectennas

Parfois, un seul système de rectenna est incapable de fournir la tension et/ou la puissance continue suffisante pour alimenter certains systèmes tel que les capteurs ou les micro-dispositif sans fil. Pour cette raison, l'association de plusieurs rectennas permet de fournir une puissance récupérée ou/et une tension DC de sortie qui peut arriver à des niveaux importants selon le type de combinaison adopté.

La mise en réseau des rectennas peut être conçue en utilisant de nombreuses configurations telle que l'association en série, l'association en parallèle ou l'association série-parallèle, où chacune de ces topologies offre des caractéristiques spécifiques.

L'association des rectennas en série assure l'augmentation de la tension de sortie. Tandis que, la configuration parallèle permet d'augmenter la puissance électrique de sortie en gardant une tension DC équivalente à celle d'un seul élément. Finalement, l'association mixte, ou encore série-

parallèle, permet d'avoir un compromis entre le rendement et la tension continue de sortie. Ainsi, elle offre les meilleures performances. La figure (I.21) montre les différentes topologies d'un réseau de rectennas.

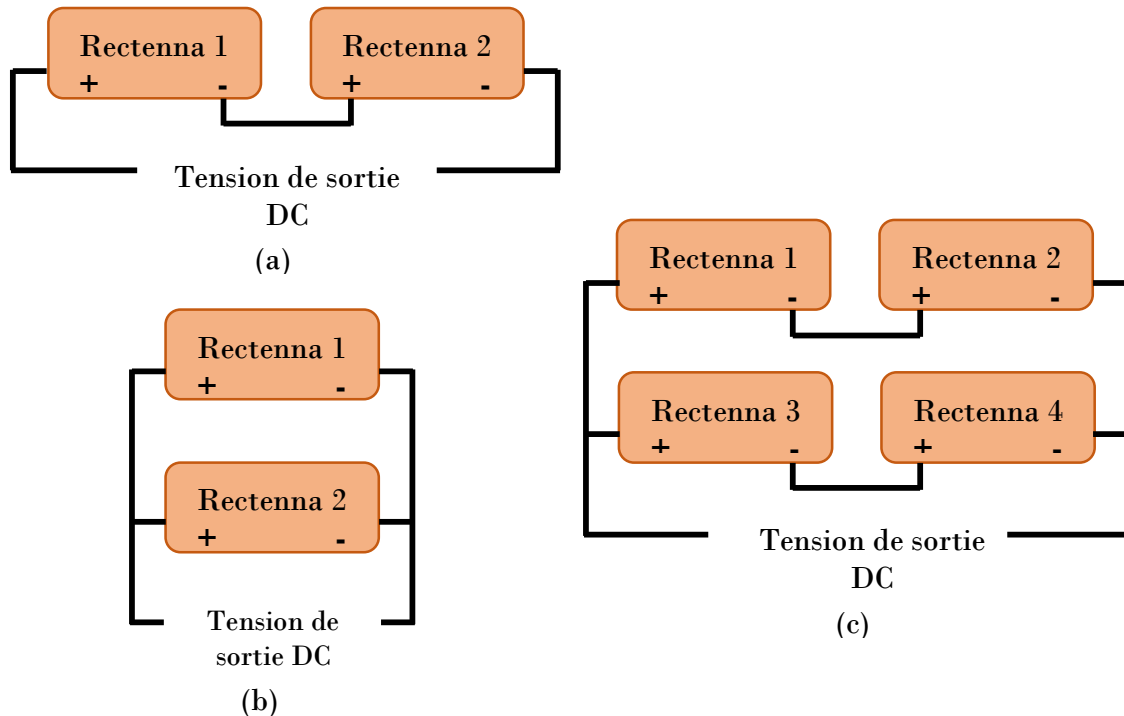


Figure I.21 : Association des Rectennas (a) en série (b) en parallèle (c) en série-parallèle

I.6. Conclusion

Dans le présent chapitre, on a présenté dans un premier temps la notion de la transmission d'énergie sans fil et rappelé un court historique de ses avancées.

Après avoir exposé la structure globale et le principe de fonctionnement d'une rectenna, notre intérêt s'est porté vers la description et la présentation de chaque bloc intervenant dans la conception d'un tel système. En suivant l'ordre d'association de ces blocs dans la rectenna, on a commencé par les types d'antennes dédiées à la récupération d'énergie et leurs caractéristiques, passant par la suite au circuit de conversion RF/DC. Pour ce dernier, on a expliqué son principe de base et ses différentes topologies possibles lors de la conception d'une rectenna. Ensuite, on a illustré le principe d'adaptation d'impédance entre l'antenne et le redresseur et les diverses méthodes utilisées pour cette fin. Les filtres d'entrée et de sortie ont été également décrits et exposés. Enfin, les performances d'une rectenna ainsi que les configurations d'un réseau de rectenna ont été présentées.

A red arrow pointing to the right, with a white outline. The arrow is filled with a solid red color and has a white border. It is positioned on the left side of the page, pointing towards the right.

CHAPITRE II

A red rounded rectangle with a white outline, containing the text 'CLASSIFICATION DES RECTENNAS'. The rectangle is positioned on the right side of the page, overlapping the red arrow.

**CLASSIFICATION
DES RECTENNAS**

II.1. Introduction

De nos jours la rectenna devient un sujet primordial pour la WPT en raison de sa capacité à récupérer et convertir l'énergie disponible dans l'environnement en énergie électrique utilisée pour l'alimentation des dispositifs à faible consommation. Pour cette raison, plusieurs travaux de recherche axés sur le développement d'un tel système ont été menés ces dernières années.

Dans ce contexte, on a consacré ce chapitre pour présenter certains travaux scientifiques, focalisés sur la conception et l'optimisation des différents éléments constitutifs de la rectenna.

En suivant l'ordre d'association des éléments qui composent une rectenna, on a classé celles-ci premièrement selon les caractéristiques de la partie antennaire développée puis selon les circuits de conversion RF/DC à base de diode Schottky utilisés. Par la suite, on a présenté certains types particuliers des rectennas à savoir les rectennas multi-bandes et les rectennas innovantes.

II.2. Classification des rectennas selon la partie antennaire

L'antenne réceptrice est la partie primordiale de la rectenna qui permet de collecter l'énergie électromagnétique rayonnée dans le milieu ambiant. Son choix et sa conception déterminera les caractéristiques principales du système de conversion de cette énergie. Les rectennas développées dans la littérature diffèrent selon le type, la polarisation, le nombre d'éléments et les caractéristiques spécifiques des antennes utilisées.

II.2.1. Différents types d'antennes utilisées dans les systèmes rectenna

De nombreux types d'antennes utilisés dans les systèmes de rectenna ont été présentés dans la littérature. Le type d'antenne utilisée dépend principalement de la bande de fréquence de travail et de l'application visée. On présentera dans cette section quelques types d'antennes fonctionnant à la fréquence Wi-Fi (bande 2,4 GHz).

II.2.1.1. Rectenna avec antenne micro-ruban standard

La technologie la plus répandue dans la littérature pour la réalisation des rectenna est la technologie micro-ruban. Les circuits de redressements dans cette technologie se couplent aisément avec les antennes patches ou des antennes à fentes qui sont très simple à réaliser [21].

Les auteurs de la référence [22] ont proposé une rectenna basée sur une antenne patch micro-ruban standard. L'ensemble de la rectenna a été optimisé et fabriqué à 2.45 GHz (Figure II.1). Le coefficient de réflexion de l'antenne est de -26 dB à la fréquence de travail 2,45 GHz. Les résultats de mesures donnent une efficacité maximale égale à 40,1% pour une puissance incidente de 24 dBm et une charge de 220 Ω .

Chapitre II

Classification des Rectennas

En plus de sa facilité d'intégration avec la technologie des circuits imprimés (PCB). Ce type d'antenne a pour avantage de réduire la taille du système. Mais, en contrepartie, le système rectenna souffre de sa faible efficacité et sa tension de sortie faible.

Figure II.1 : Antenne Patch et son circuit redresseur extrait de la référence [22]

II.2.1.2. Rectenna avec antenne monopôle en forme H

Dans l'objectif d'améliorer les performances de la rectenna, Hong TU et al. [23] ont conçu et fabriqué une structure rectenna à antenne monopôle large bande et compacte. L'originalité de ce travail réside dans l'utilisation d'une antenne monopôle imprimée en forme de H avec réduction de taille du radiateur et du plan de masse à l'aide de la distribution du courant de surface. Cette nouvelle antenne est plus compacte par rapport à l'antenne monopôle conventionnelle avec une réduction de taille de 60% (Figure II.2).

Bien qu'aucun stub n'a été utilisé, car le port d'alimentation de l'antenne et le port d'entrée du redresseur avaient des impédances de 50Ω , une efficacité de 66% a été atteinte pour une charge de 270Ω , avec une tension de sortie de 2,6 V. Cette rectenna est également capable d'offrir une efficacité de conversion de plus de 50% pour une gamme de fréquences allant de 2 à 3 GHz.

Figure II.2 : Géométrie et photographie de la rectenna extrait de la référence [23]

II.2.1.3. Rectenna avec antenne dipôle

L'antenne dipôle demi-onde est l'antenne de référence en radiocommunications. Elle est constituée de deux brins métalliques de longueur $\lambda/4$, et alimentée au milieu entre ses deux brins.

Chapitre II

Classification des Rectennas

Sa polarisation est rectiligne et il suffit de connaître la fréquence de travail pour déterminer sa longueur. (Figure II.3).

*Figure II.3 : Schéma de la rectenna avec antenne dipôle demi-onde extrait de la référence [24] :
a) vue de profil b) vue de face*

Le travail de la référence [24] présente une rectenna conçue et fabriquée à 2 GHz. Elle incorpore une antenne dipôle composée d'un fil en cuivre ayant 67 mm de longueur et 4mm de diamètre, et imprimée sur un substrat FR4 d'épaisseur 1.6 mm et de permittivité relative $\epsilon_r = 4,3$. Le circuit de conversion est constitué d'un filtre passe bas suivi par un circuit à double diode. Les résultats de mesure montrent une efficacité de conversion RF-DC de 82% et un gain de 3,5 dB pour une charge de 600 Ω .

II.2.2. Rectennas avec réseau d'antennes

Pour un cas particulier de la récupération d'énergie RF, une seule antenne de réception n'est fréquemment pas capable de fournir une puissance suffisante à l'entrée du circuit de conversion RF/DC. Pour remédier ce problème, une solution consiste à mettre en réseau deux ou de plusieurs antennes élémentaires distribuées dans l'espace. Un réseau d'antennes est notamment caractérisé par le type, le nombre, et la disposition géométrique de ses antennes élémentaires. Plusieurs travaux ont été rapportés dans la littérature dans le but d'améliorer les performances des rectennas et d'augmenter la surface de collecte d'énergie utilisant divers réseaux d'antennes.

- **Rectenna avec réseau d'antenne 2x2**

Dans [25], deux structures de rectenna miniaturisées ont été optimisées et construites, en utilisant un réseau planaire 2x2 à base des antennes patch de type fractale de Koch de deuxième itération modifiées. L'avantage d'utiliser une telle antenne élémentaire est de réduire la taille de patch et de fournir un large diagramme de rayonnement. Les deux antennes étaient placées à 2 m au-dessus du plan de masse et à 2,5 m l'une de l'autre utilisant une alimentation par sonde à couplage capacitif. Ces rectennas offrent une efficacité de conversion jusqu'à 70%. Il a été conclu,

dans cette recherche, que les performances des topologies dépendent du nombre d'antennes utilisées dans le réseau.

- **Rectenna avec réseau d'antenne 3x3**

Dans [26], les auteurs M. Adel et al. ont développé une rectenna intégrant un réseau d'antenne 3x3 formé d'antenne patch carrée gravée sur un substrat FR4 ($\epsilon_r = 4.4$, épaisseur = 1.58 mm, $\delta = 0.025$). Pour chaque antenne élémentaire, deux techniques ont été appliquées. L'une est la fente en forme de V aux coins de chacune pour assurer l'augmentation de la bande passante autour 2.45 GHz, et l'autre est la fente inclinée au centre afin d'obtenir la polarisation circulaire sans modification de la taille d'antenne (Figure II.4). La rectenna proposée présente un rendement de conversion d'environ 65.8% et délivre une tension de sortie égale à 7.02 V à une puissance d'entrée de 20 dBm et une charge de 750 Ω .

Figure II.4 : Géométrie du réseau d'antennes 3X3 extrait de la référence [26]

La rectenna proposée dans ce travail présente des hautes performances. Cependant, elle présente l'inconvénient d'être encombrante et de taille relativement importante, ce qui la rend impropre à être utilisée dans certaines applications de capteurs sans fil.

II.2.3. Polarisation de la Rectenna

Par définition, la polarisation d'une antenne est l'orientation du champ électrique par rapport au plan de masse lorsqu'un signal se propage. Les nouvelles rectennas développées dans la littérature utilisent des antennes à polarisation linéaire simple ou double, circulaire et dans certains cas à polarisation elliptique. Dans cette partie, on s'intéressera à la présentation de certains travaux qui ont été focalisés sur la polarisation de l'antenne.

Dans [27], une rectenna 80 x 80 x 6 mm³ à double polarisation linéaire a été proposée pour la récupération d'énergie ambiante dans la bande fréquentielle 2.40 – 2.50 GHz. L'antenne à double polarisation utilisée est gravée avec une fente en anneau rectangulaire et est excitée par deux sondes linéaires électriques afin d'améliorer l'isolation (>40 dBi) et le gain (>8dBi). L'ensemble

Chapitre II

Classification des Rectennas

de la rectenna (Figure II.5) offre une efficacité de conversion maximale et une tension de sortie continue de 21.86% et 14.2 mV, respectivement, à la fréquence 2.45 GHz pour une densité de puissance incidente de 0.00015 mW/cm².

Figure II.5 : Géométrie et photographie de l'antenne à double polarisation linéaire extrait de la référence [27]

Une autre rectenna à double polarisation linéaire conçue à la fréquence 2,45 GHz a été présentée dans [28]. Elle est basée sur une antenne patch couplée à ouverture carrée. En gravant une fente en forme de croix sur la surface du patch, une réduction de 32,5% de la taille a été obtenue. L'antenne utilise trois couches de substrat, le radiateur et les réseaux d'alimentation sont gravés sur des substrats Arlon A 25 N et une couche de mousse (Rohacell 51) est placée entre eux pour l'obtention de la bande passante désirée qui couvre la bande ISM 2,45 GHz. Le système (Figure II.6) a été optimisé pour une faible densité de puissance incidente de 1,5 uW/cm², d'où une efficacité maximale de 38,2% a été atteinte à 2,43 GHz pour une charge égale à 6.2 kΩ.

Figure II.6 : Rectenna à double polarisation linéaire extrait de la référence [28]

Dans [29], Z. HAROUNI propose une rectenna à double polarisation circulaire travaillant à 2.45 GHz. Cette rectenna est basée sur une antenne patch parfaitement carrée et un redresseur à base de diode Schottky HSMS-2860 montée en série. Les substrats Arlon 25N et Duroid 5880 ont été utilisés comme substrats inférieur et supérieur du patch, respectivement. L'antenne est alimentée par couplage par fente en forme de croix qui permet la génération de la polarisation circulaire dans deux sens gauche et droite. Dont l'un des ports est sélectionné pour l'alimentation et l'autre

Chapitre II

Classification des Rectennas

est relié à une charge 50Ω (Figure II.7). Cette rectenna présente une efficacité de 63 % et une tension continue de sortie de 2.82 V pour une densité de puissance de 0.525 mW/cm^2 [21].

Figure II.7 : Structure de la rectenna à double polarisation circulaire extrait de la référence [29]

Une rectenna à double polarisation fonctionnant à 5,8 GHz a été développée dans [30]. Elle est à base d'une antenne patch reconfigurable alimentée par une ligne micro-ruban, qui offre la possibilité de choisir non seulement la polarisation circulaire mais aussi de choisir la polarisation linéaire (Figure II.8). Cette polarisation a été générée par un anneau qui encercle l'élément rayonnant et des diodes PIN qui ont été placées aux intersections de cet anneau et de la ligne d'alimentation. La sélection de la polarisation dépend des états des diodes PIN, dont elle est considérée linéaire lorsque les diodes PIN sont à l'état ON. Tandis qu'elle est circulaire lorsqu'une diode est à l'état ON et l'autre à l'état OFF. Une efficacité de conversion de 79% et une tension continue de 7,38 V ont été atteints [21].

Figure II.8 : Structure de la rectenna reconfigurable extrait de la référence [30]

II.2.4. Rectennas avec réjection d'harmoniques

Afin de résoudre le problème des harmoniques indésirables, des antennes à réjection d'harmoniques ont été introduites dans la conception du système rectenna, en intégrant les filtres passe-bande dans celles-ci.

L'intégration de la fonction de filtrage dans l'antenne repose sur la modification de son motif par gravure des stubs ou l'introduction des trous dans sa forme. Par exemple, l'utilisation d'une antenne patch circulaire à 2.45 GHz dont la polarisation circulaire est obtenue grâce à deux tronçures en forme de triangle opposées sur sa surface comme présenté dans [31]. Dans cette rectenna (Figure II.9), la modification du trajet des courants surfaciques a été réalisée par des gravures à angles droit. De ce fait, la fréquence de résonance des harmoniques est décalée et donc la seconde et la troisième harmonique ont été filtrées [21].

*Figure II.9 : Rectenna avec antenne à rejection d'harmoniques par des trous dans le motif de l'antenne
extrait de la référence [31]*

L'utilisation de défaut de plan de masse, appelé aussi Defected Ground Structure (DGS), est aussi l'une des techniques de rejection d'harmoniques montrée dans [32] et [33]. D'où dans ces rectennas développées, aucun filtre passe bas (LPF) n'est utilisé grâce à l'implantation d'une antenne patch à secteur circulaire. Grâce à une longueur optimisée de la ligne d'alimentation, la troisième harmonique est rejetée tandis que la rejection de la troisième harmonique est réalisée par le DGS. La rectenna de la figure II.10.a présente un rendement de 74% et une tension de sortie de 2.9 V pour une densité de puissance de 0.3 mW/cm² et une charge de 1.3 kΩ [32]. Alors que, la rectenna de la figure II.10.b donne un rendement de 77.8 % pour une charge de 150 Ω [33].

(a)

(b)

Figure II.10 : Rectenna avec antenne à rejection d'harmoniques :

a) Par défaut du plan de masse extrait de la réf. [32] b) à secteur circulaire extrait de la réf. [33]

II.3. Classification selon le type du redresseur

Le défi de la conception d'un circuit de conversion RF/DC est d'assurer un compromis entre une tension de sortie élevée et une bonne efficacité de conversion pour les applications à faibles niveaux de puissance. De ce fait, de nombreux systèmes de rectenna ont été développés et testés en utilisant une variété des circuits redresseurs. Cette partie présente quelques conceptions récentes des circuits de conversion.

II.3.1. Rectennas avec redresseur mono-diode

Comme il a été signalé dans le précédent chapitre, les redresseurs peuvent prendre plusieurs configurations. Cependant, les topologies série et shunt sont les plus utilisées dans la littérature. Par exemple les références [34] [26] et [35] présentent des rectenna fonctionnent à 2.45 GHz qui contiennent des redresseurs mono-diode série à base de diode Schottky zéro- bais HSMS 28xx. Le redresseur mono-diode série [34] a été directement implémenté à l'extrémité d'une antenne à polarisation circulaire (Figure II.11). De plus, suite à l'utilisation d'une antenne à rejection d'harmoniques, aucun filtre passe bas n'est ajouté à l'entrée, ce qui réduit les dimensions et les pertes d'insertion du redresseur et donc rend la structure plus compacte et économique. La tension

Chapitre II

Classification des Rectennas

de sortie et le rendement de conversion globale sont respectivement 960 mV et 56 % à une puissance de 20 mW/cm² et une charge de 2.5 kΩ.

Pour la rectenna [26], le redresseur micro-ruban série utilisé a été associé avec un réseau d'adaptation en ligne micro-ruban et un filtre passe bas de sortie. Un rendement de 65.8% et une tension de sortie de 7.02 V ont été atteints pour une puissance incidente de 20 dBm et une charge optimale de 750 Ω.

Egalement, le circuit redresseur à micro-ruban présenté dans [35] comporte un filtre microstrip passe-bas à impédance échelonnée pour la suppression des harmoniques indésirables, et améliorer les performances de la rectenna. Une tension de sortie significative de 11.23 V a été délivrée pour une puissance de 20 dBm et une charge de 2 kΩ.

Figure II.11 : Géométrie de la rectenna mon-diode extrait de la référence [34]

II.3.2. Rectennas avec redresseur multi-diodes

D'autres topologies de redresseur peuvent être utilisées aussi pour améliorer la tension continue de sortie à savoir le doubleur de tension [36] et le multiplicateur de tension [37]. Dans [36], une rectenna en technologie Microstrip a été conçue et fabriquée à 2.45 GHz en utilisant un redresseur doubleur de tension micro-ruban à base de la diode Schottky HSMS2820. Une tension de sortie de 10.75 V et une efficacité de 71.5% ont été atteintes à une puissance incidente égale à 22 dBm et une charge vaut 810 Ω. Tandis que, [37] présente un nouveau redresseur développé à 5.8 GHz (Figure II.12). Il s'agit d'un multiplicateur de tension comprenant cinq diodes Schottky HSMS2820 implémentées en technologie micro-ruban sur un substrat FR4. Un tel système offre de bonnes performances en terme de tension de sortie avec une valeur de 12 V et un rendement de 47% pour une puissance de 0 dBm et une charge de 160Ω.

a)

b)

Figure II.12 : Architecture du redresseur multiplicateur de la rectenna extrait de la référence [37] :

a) schéma bloc du redresseur b) topologie du redresseur proposé

II.4. Rectennas multi-bandes

L'orientation de la recherche vers l'utilisation des rectennas multi-bandes est une solution intéressante pour mieux exploiter les ressources RF disponibles dans le milieu ambiant. On présentera dans cette section quelques travaux de recherches sur ce type de rectennas [36-39].

- **Rectenna bi-bandes**

Une rectenna fonctionnant à deux fréquences 2,45 GHz et 5,8 GHz a été conçue par les auteurs de la référence [38]. Elle est constituée d'une antenne à polarisation circulaire alimentée par deux fentes en forme d'anneau court-circuité et associée avec deux circuits redresseurs gravés sur l'autre côté du substrat (Figure II.13). Une tension continue de sortie de 2 V et 1V et un rendement de conversion de 62% et 19% ont été atteints dans la bande de fréquence 2.45 GHz et 5.8 GHz, respectivement.

Figure II.13 : Rectenna bi-bandes fonctionnant aux fréquences 2.45 GHz et 5.8 GHz extrait de la réf [38]

La rectenna bi-bandes proposée dans [39] travaillant aux fréquences 915 MHz et 2.45 GHz est composée d'une antenne dipôle pliée fonctionnant à 915 GHz chargée par une fente afin d'avoir la deuxième résonance à 2.45 GHz. L'antenne présente une réduction de longueur de 36.6% par

Chapitre II

Classification des Rectennas

rapport à une antenne dipôle demi-onde classique à 915 MHz tout en conservant la propriété bi-bandes. Elle est associée avec un redresseur mono-diode série à un seul accès à base de diode Schottky SMS 7630 qui est avec un réseau d'adaptation bi-bande (Figure II.14).

Les résultats de mesure d'une telle rectenna affichent un rendement de 37 % et 30 % à 915 MHz et 2.45 GHz, respectivement, pour une charge de 2.2 k Ω et une puissance incidente de 9 dBm.

Figure II.14 : Rectenna bi-bandes fonctionnante aux fréquences 915 MHz et 2.45 GHz extrait de [39]

- **Rectenna tri-bandes**

Dans [40], une rectenna tri-bande a été développée pour satisfaire les besoins de certains dispositifs tout en respectant le critère de taille. Cette rectenna travaillant dans les trois bandes GSM 900, GSM 1800 et Wifi contient une antenne à polarisation circulaire couplée avec trois fentes d'alimentation gravées sur la face supérieure. Chacune de ces fentes correspond à une fréquence de résonance. Le circuit redresseur à base de diode Schottky SMS7630 est gravé sur la face inférieure (Figure II.15).

Des rendements de 40 %, 54 % et 64 % ont été atteints aux fréquences, 900 MHz, 1760 MHz et 2450 MHz, respectivement, pour une puissance incidente de 1.75 mW sur chaque bande fréquentielle.

Figure II.15 : Prototype de la rectenna multi-bande extrait de la référence [40] : a) face supérieure : résonateur multi-bande b) couche intermédiaire : fentes et plan de masse du redresseur c) couche inférieure : redresseur

- **Rectenna six-bandes**

La première conception d'un système rectenna qui couvre six bandes fréquentielles a été proposée par [41] comprenant une partie de la bande TV numérique et la plus part des bandes mobiles cellulaires et WLAN. La rectenna proposée contient une antenne à double polarisation circulaire à très large bande alimentée par une fente en boucle, un réseau d'adaptation d'impédance amélioré qui peut maintenir les excellentes performances dans différentes conditions, et un redresseur doubleur de tension à base de diode Schottky SMS 7630.

L'utilisation de la technique d'alimentation par fente permet de réduire la taille de l'antenne et d'améliorer ses performances. Si la rectenna reçoit des signaux sur une seule bande de fréquence séparée, une efficacité de conversion maximale de 67% a été atteinte. Tandis qu'une efficacité de 80 % est atteinte si elle reçoit des signaux sur les six bandes fréquentielles simultanément, et donc une amélioration globale de 20% est réalisée.

II.5. Rectennas innovantes

Certaines recherches menées sur les systèmes rectennas exploitent le développement technologique des matériaux et des méthodes de fabrication modernes. On peut citer par exemples les rectennas flexibles et transparentes présentées dans [42] et [43]. Ceci permettre de remédier plusieurs problèmes dans le domaine du transport d'énergie sans fil.

- **Rectenna flexible et 3D**

Les auteurs de la référence [42], proposent une rectenna 3D compacte fabriquée sur un substrat flexible. La rectenna développée fonctionnant à 2.45 GHz est destinée aux applications anti-contrefaçon. Elle a été fabriquée et collée sur la face supérieure d'une bouteille en verre de diamètre 25 mm (Figure II.16). Cette rectenna comporte une antenne de réception monopôle, un redresseur composé de deux diodes SMS7630 connectées d'une manière opposée et un afficheur électro-chrome caractérisé par une impédance de 30 k Ω . Une tension continue de 600 mV a été récupérée pour une puissance reçue de 0,16 mW.

Figure II. 16 : Rectenna 3D flexible pliée sur une bouteille en verre extrait de la référence [42]

- **Rectenna transparente**

Les rectennas transparentes ont des caractéristiques qui les rendent quasiment invisibles, non intrusives et facile à intégrer dans l'environnement urbain. Donc, elles constituent un grand potentiel pour les applications de la récupération d'énergie sans fil.

La rectenna transparente fonctionnant à 2.45 GHz proposée dans [43] est imprimée sur un substrat en plexiglas. Elle offre une transparence supérieure à 95%. Cette rectenna est composée d'une antenne rectangulaire à bande-boucle (strip-loop) et un redresseur à base de diode Schottky SMS7630 (Figure II.17). Une tension continue de 70 mV et rendement de 11 % ont été atteints pour une densité de puissance de $1\mu\text{W} / \text{cm}^2$.

Figure II.17 : Layout de la rectenna transparente extrait de la référence [43]

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une classification de certains systèmes rectennas présentés dans la littérature. Dans un premier temps, des rectennas à divers types d'antenne et des rectennas à diversité de polarisation ont été présentées. Par la suite, on a exposé les rectennas avec la propriété de rejection d'harmoniques. Dans une deuxième partie, une classification selon la topologie du circuit redresseur utilisé a été illustrée. Enfin, on a terminé le chapitre par la présentation de deux types de rectennas particulières, à savoir, les rectenna multi-bandes et les rectennas innovantes.



CHAPITRE III

**CONCEPTION ET
OPTIMISATION DES
CIRCUITS DE
CONVERSION RF/DC À
2.45 GHz**

III.1. Introduction

Comme il a été mentionné dans le premier chapitre, le redresseur est très important pour la conception d'un système de rectenna puisqu'il permet la conversion d'énergie radiofréquence en énergie électrique continue nécessaire pour l'alimentation des dispositifs électriques à faible puissance. L'efficacité de conversion RF/DC de ces systèmes est directement liée aux caractéristiques de la diode et à la topologie employée.

Ce chapitre est dédié à la conception, l'optimisation et l'analyse des circuits de conversion RF/DC. Dans une première partie, une comparaison des performances de trois circuits redresseurs sera exposée en utilisant la diode, commercialisée par Avago Technologie et développée par Hewlett-Packard, HSMS2820. Il s'agit d'un redresseur mono-diode série, un redresseur en topologie parallèle et un doubleur de tension.

La deuxième partie de ce chapitre est réservée pour présenter une étude comparative entre plusieurs types de diodes commercialisées de la famille HSMS_28xx, dont le but est de déterminer l'effet du choix de la diode de redressement sur les performances d'un circuit de conversion.

Enfin, une conclusion qui résume les performances de chaque circuit redresseur sera donnée.

III.2. Outil de simulation électrique

Lors de la conception d'un système de rectenna, la connexion des composants passifs (antennes, tronçons de lignes, inductances, capacités) et des composants actifs (diodes) pose un problème majeur qui est la simulation numérique globale de ce dernier. En raison d'avoir une idée claire sur les performances de l'antenne réceptrice et du redresseur, il est primordial de concevoir chaque bloc séparément. Pour ce faire, une modélisation numérique stricte doit être réalisée.

Actuellement, il est possible d'effectuer des simulations fiables et de haute précision utilisant plusieurs outils de simulations numériques développés et optimisés.

Parmi ces outils le logiciel ADS (Advanced Design System) développé par Agilent Technologies est destiné à la simulation, l'optimisation et la conception des circuits et des systèmes RF. Il fournit divers outils dédiés à la conception de circuits RF. Le logiciel comprend des simulations temporelles (Transient), fréquentielles (Harmonic Balance, S_Parameter, LSSP_1) et électromagnétiques (Momentum, EMDS). De plus, il existe une large bibliothèque de modèles génériques de composants et d'outils.

Dans ce travail, le circuit de conversion RF/DC sera conçu et simulé avec le logiciel commercial ADS. Concernant cette partie de la rectenna, la diode Schottky commercial est couramment utilisée soit par l'intégration manuelle de ses paramètres trouvés dans la documentation technique au modèle de diode générique d'ADS ou par l'intégration directe de son modèle empruntées à la

bibliothèque « High-Frequency Diode » intégrée dans le logiciel ADS et en l'important sur ADS. Dans notre étude, on a opté l'utilisation des modèles des diodes d'Agilent Technologies intégrés dans le logiciel ADS en raison de la difficulté du modèle équivalent de celle-ci à représenter l'ensemble des effets de non-linéarité. Également, les effets du boîtier seront négligés ; car les fabricants des diodes Schottky tiennent compte des effets non linéaires et de la désadaptation induite lors de l'emballage.

Dans un premier temps, la méthode « Harmonic Balance » a été utilisée pour analyser ce circuit non-linéaire (redresseur). En se basant sur les équations de Maxwell, cette méthode combine l'analyse des éléments linéaires dans le domaine fréquentiel et celle des éléments non-linéaire dans le domaine temporel. Ensuite, les résultats de l'analyse temporelle sont transposés dans le domaine fréquentiel par la Transformée de Fourier (TF). Donc, la méthode « Harmonic Balance » intègre le comportement individuel de chaque élément du circuit pour prédire les performances globales du système et obtenir les résultats. Toutefois, elle ne prend pas en compte tous les phénomènes électromagnétiques, notamment le couplage entre les composants.

Dans un second temps, les paramètres S et l'impédance du système seront simulées et analysées en utilisant deux contrôleurs de simulation principales : l'un est le « S_Parameter » qui est idéal pour les faibles signaux et les circuits linéaires, et l'autre est le « LSSP : Large-Signal S_Parameter » qui est adapté pour les signaux forts et les circuits non-linéaires.

D'après les fiches descriptives de ces simulateurs provenant du site d'Agilent Technologies, ils déterminent la réponse fréquentielle en courant et en tension au niveau des ports d'entrée / sortie du système pour prédire les coefficients de transmission et de réflexion de la matrice S représentant ce dernier. Le simulateur « LSSP » fournit en plus la mesure de puissances. En s'associant au simulateur « Harmonic Balance », il peut évaluer la réponse du système simultanément en fonction de la variation de la fréquence et de la puissance.

L'adaptation du redresseur à la source se fait par utilisation de l'outil « Smith Chart » intégré dans ADS qui permet de concevoir un circuit d'adaptation d'impédance utilisant des composants localisés, des lignes ou des deux.

Profitant de la puissance du logiciel ADS, le processus d'optimisation est effectué utilisant la méthode du « Gradient » pour accélérer et affiner le processus de simulation et apporter de meilleurs résultats.

III.3. Méthodologie de conception des convertisseurs RF/DC

La conception des circuits de rectification nécessite à la fois l'identification de la diode de redressement à intégrer et la détermination de sa configuration dans le circuit.

Comme il a été signalé dans l'état de l'art des rectennas, le circuit de conversion RF/DC peut avoir de nombreuses topologies selon le nombre de diodes utilisées et leur emplacement dans le circuit. Notre étude se focalise sur la conception et la comparaison de trois configurations de redresseur : série, parallèle et doubleur de tension en utilisant la diode HSMS2820. Pour simplifier et faciliter ce processus, une méthodologie a été mis en œuvre en identifiant les principales étapes de conception et d'optimisation. Ces étapes sont :

- L'objectif principal à atteindre : maximisation du rendement de conversion et/ou de la tension de sortie.
- Définir le point de fonctionnement : $P_{in} = 15$ dBm et Fréq = 2.45 GHz.
- Choix de la diode de redressement.
- Choix de la topologie du redresseur.
- Etudes paramétriques et sélection des paramètres optimaux.
- Synthèse du filtre de sortie DC.
- Etude de l'impédance d'entrée de l'ensemble (Diode + filtre DC +charge).
- Conception du filtre d'entrée HF.
- Simulation HB et optimisation du redresseur.

III.4. Conception des redresseurs

III.4.1. Circuit de conversion en topologie série

III.4.1.1. Architecture globale du circuit

Le premier circuit redresseur proposé est en topologie série, il est constitué d'une seule diode de type HSMS 2820 placée en série entre un circuit d'adaptation en entrée et un filtre DC en sortie. Le filtre DC passe bas est constitué par une inductance L_f et un condensateur C_f . Les valeurs de ces éléments ont été sélectionnées par simulation afin d'obtenir une tension continue en sortie. Le circuit d'adaptation est un filtre HF passe bas qui doit être dimensionné afin d'assurer l'adaptation des impédances à la fréquence sélectionnée et ne laisse passer que le signal à 2.45 GHz. Le redresseur est alimenté par un générateur de puissance RF d'une impédance interne de 50Ω et débite sur une résistance de charge R_L .

Une bobine d'inductance $L=100$ nH a été inséré juste avant le filtre HF afin que la composante DC du courant ne peut pas passer à travers la source RF. Soit le schéma de la figure III.1 dont le système est injecté par une puissance P_{in} à la fréquence de 2.45 GHz.

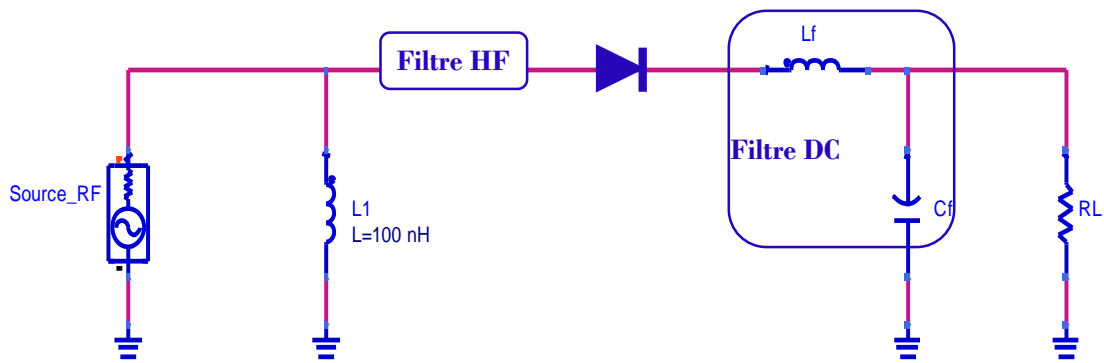


Figure III.1 : Schéma électrique du redresseur série

III.4.1.2. Etude paramétrique

L'interdépendance des différents blocs constitutifs du redresseur, quel que soit sa topologie, provoque sa complexité. D'où ses performances, en particulier le rendement de conversion et la tension de sortie, sont impactées par la modification de l'un de ces blocs.

Afin d'illustrer l'influence de certaines grandeurs telles que la puissance incidente, les éléments du filtre de sortie DC et la charge de sortie sur les performances du redresseur proposé, une étude paramétrique a été effectuée. Cette analyse est basée sur la variation, à chaque fois, d'une seule grandeur tout en gardant les autres inchangées. Pendant l'évolution de l'un de ces paramètres, les autres sont optimaux.

a. Influence de la charge R_L

La charge de sortie R_L est un composant essentiel dans une rectenna, dont la variation de sa valeur affecte différemment les performances de ce système. La figure III.2 montre l'évolution de la tension de sortie et du rendement de conversion du redresseur série en fonction de R_L et la puissance d'entrée comme paramètre à la fréquence $f = 2.45$ GHz.

D'après les résultats obtenus, on remarque que le redresseur série atteint un rendement de conversion maximal autour d'une charge optimale pour chaque puissance incidente. Le tableau III.1, résume les valeurs maximales du rendement et ceux des charges optimales correspondantes en fonction de la puissance injectée. Pareillement, la tension de sortie croît avec la charge jusqu'à cette valeur optimale. Après cette valeur, le rendement diminue d'une façon remarquable et très rapide en raison de la forte décroissance de la puissance au niveau de la charge à ces valeurs élevées. Alors que, la tension de sortie augmente légèrement et devient presque constante.

Chapitre III

Conception et Optimisation des Circuits de Conversion RF/DC à 2.45 GHz

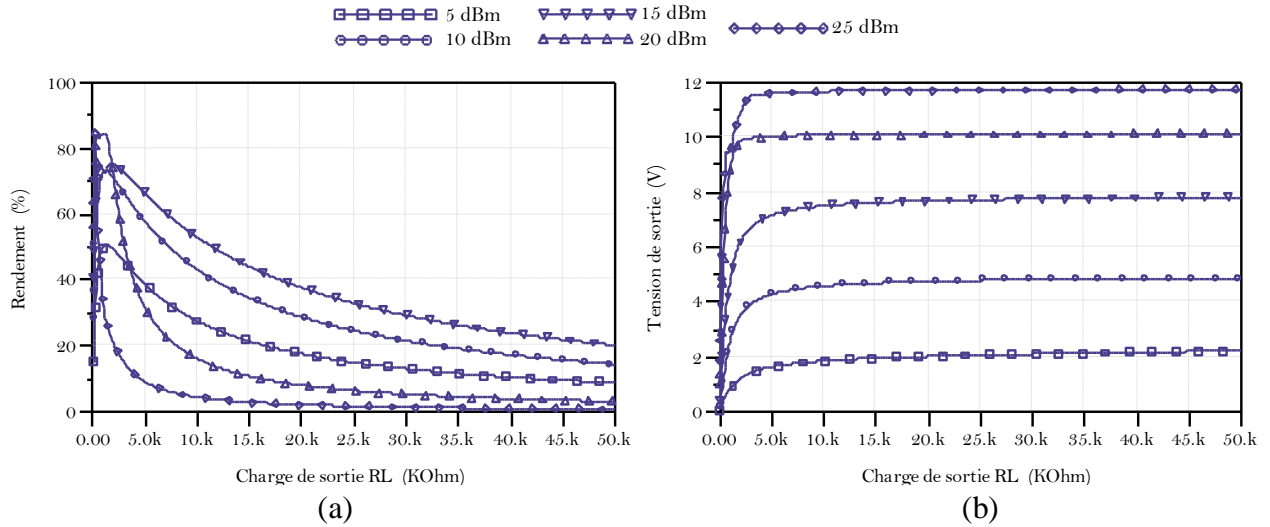


Figure III.2 : Variation des performances en fonction de R_L :
a) rendement de conversion b) tension de sortie

Puissance injectée (dBm)	Charge optimale (Ω)	Rendement optimal (%)
5	1310	50.64
10	1190	73.20
15	1790	75.40
20	1240	84.13
25	240	84.82

Tableau III.1 : Rendement et charge optimaux en fonction de la puissance incidente

b. Influence de la capacité du filtrage C_f

La capacité du filtre DC représente l'élément du redresseur qui va empêcher les harmoniques générées ainsi que la composante fondamentale d'atteindre la charge. Son influence sur le rendement de conversion et la tension de sortie est montrée sur la figure III.3, en variant sa valeur de 0.1 pF à 100 pF avec un pas de 1 pF. Ces résultats sont obtenus pour une charge de 1.79 K Ω et des puissance d'entrée allant de 5 à 25 dBm à la fréquence 2.45 GHz.

Les résultats de simulation HB indiquent que lorsque la capacité du filtrage est supérieure à la valeur de 10 pF, elle n'a pas un grand impact ni sur le rendement de conversion du redresseur ni sur sa tension de sortie qui demeurent quasiment constants à partir de cette valeur. Concernant les très faibles valeurs de C_f , la charge de sortie n'est pas correctement isolée et des harmoniques se manifestent à ses extrémités, ce qui accroît les pertes et dégrade les performances du redresseur.

Chapitre III

Conception et Optimisation des Circuits de Conversion RF/DC à 2.45 GHz

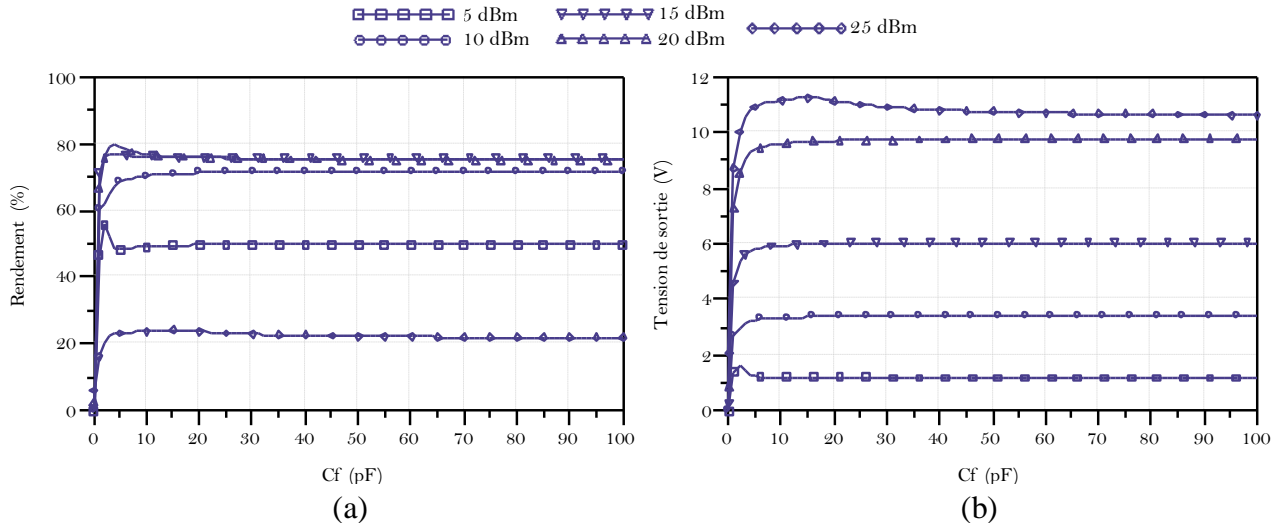


Figure III.3 : Variation des performances en fonction de C_f :
a) rendement de conversion b) tension de sortie

L'allure temporelle de la tension de sortie du redresseur série a été également illustrée pour des valeurs de C_f égales à 10 pF, 40 pF, 70 pF et 100 pF. D'après les résultats obtenus dans la figure III.4, on remarque que pour obtenir une tension de sortie continue avec des ondulations minimales et une valeur moyenne élevée, il faut que la capacité du filtrage soit suffisamment grande. Pour cette raison, on a opté la valeur 70 pF comme valeur optimale de C_f .

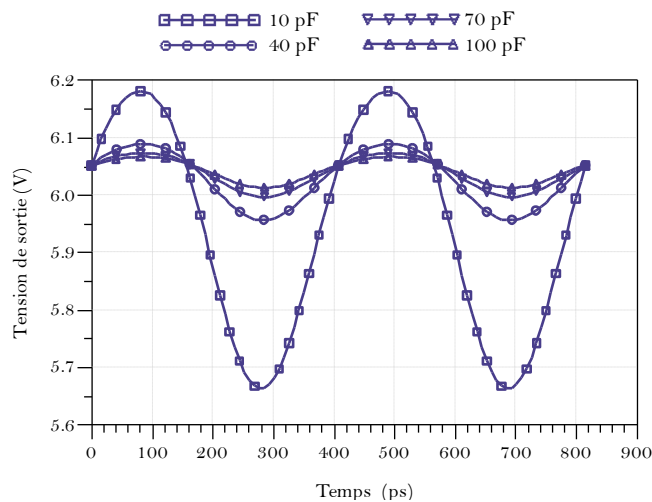


Figure III.4 : Allure temporelle de la tension de sortie en fonction de C_f

c. Influence de l'inductance du filtre de sortie L_f

L'inductance du filtre de sortie DC, notée L_f , influence également sur le rendement de conversion et la tension de sortie du redresseur série. Pour illustrer cet effet, on a tracé l'évolution de ces performances en fonction de L_f qui varie de 0.1 nH à 100 nH par un pas de 1 nH pour les puissances 5, 10, 15, 20 et 25 dBm. Les résultats sont présentés sur la figure III.5.

Chapitre III

Conception et Optimisation des Circuits de Conversion RF/DC à 2.45 GHz

En examinant les courbes obtenues, on remarque qu'il existe pour chaque valeur de P_{in} une valeur optimale de L_f pour laquelle le rendement et la tension de sortie atteignent leurs maximums (tableau III.2). Cette inductance contribue aussi à l'adaptation du redresseur série. Pour les très grandes valeurs de L_f , le rendement et la tension chutent rapidement et tendent vers zéro.

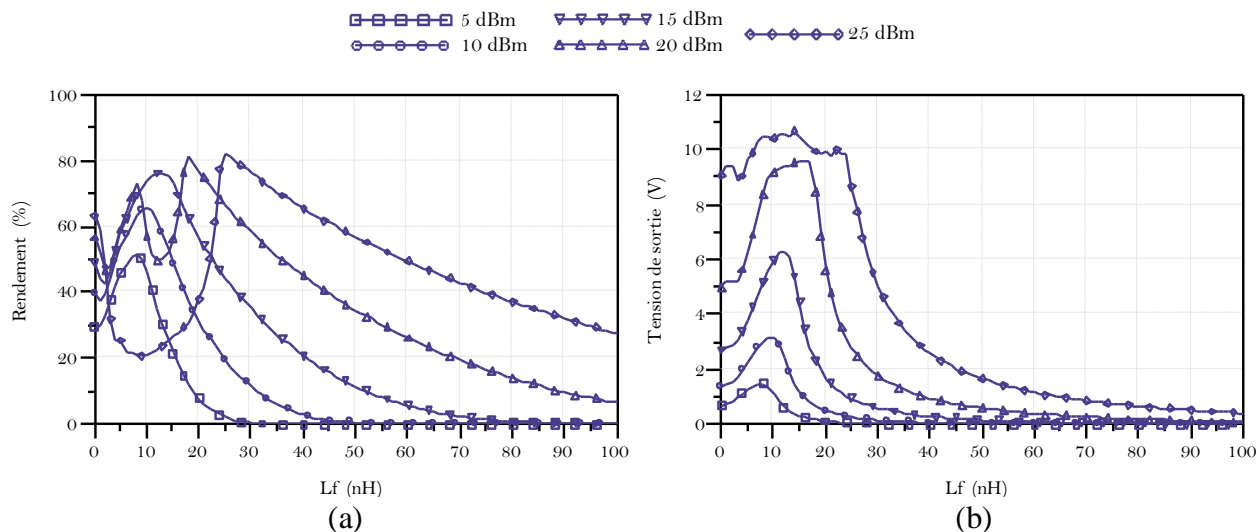


Figure III.5 : Variation des performances en fonction de L_f :
a) rendement de conversion b) tension de sortie

Puissance injectée (dBm)	L_f optimale (nH)	Rendement optimal (%)
5	8.1	56.62
10	10.1	71.72
15	13.1	82.45
20	20.1	85.68
25	27.1	85.69

Tableau III.2 : Rendement et L_f optimaux en fonction de la puissance d'entrée

d. Influence de la puissance RF d'entrée

Afin de montrer l'effet de la puissance d'entrée sur la tension de sortie et le rendement de conversion du redresseur série à 2.45 GHz, on a tracé l'évolution de ces paramètres en fonction de la puissance RF qui varie entre -5 dBm et 40 dBm comme le représente la figure III.6. Pour cela, on a fixé la valeur de la charge R_L à 1.79 K Ω , la capacité de filtrage C_f à 70 pF et l'inductance du filtre DC L_f à 10.1 nH.

D'après les résultats, on observe que le rendement de conversion atteint un maximum autour d'une puissance de 19 dBm à 2.45 GHz et la tension de sortie croit avec la puissance d'entrée. Ensuite, plus on s'éloigne de cette puissance optimale plus ce rendement s'atténue brutalement ce qui conduit à la réduction de la vitesse d'augmentation de la tension. Cette chute remarquable est

Chapitre III

Conception et Optimisation des Circuits de Conversion RF/DC à 2.45 GHz

dû au fait que la tension aux bornes de la diode atteint la tension inverse de claquage. De ce fait, on constate que l'obtention des valeurs optimales du rendement (60% - 90%) dans les conditions précédentes nécessite des niveaux de puissance RF comprises entre 8 dBm et 19 dBm.

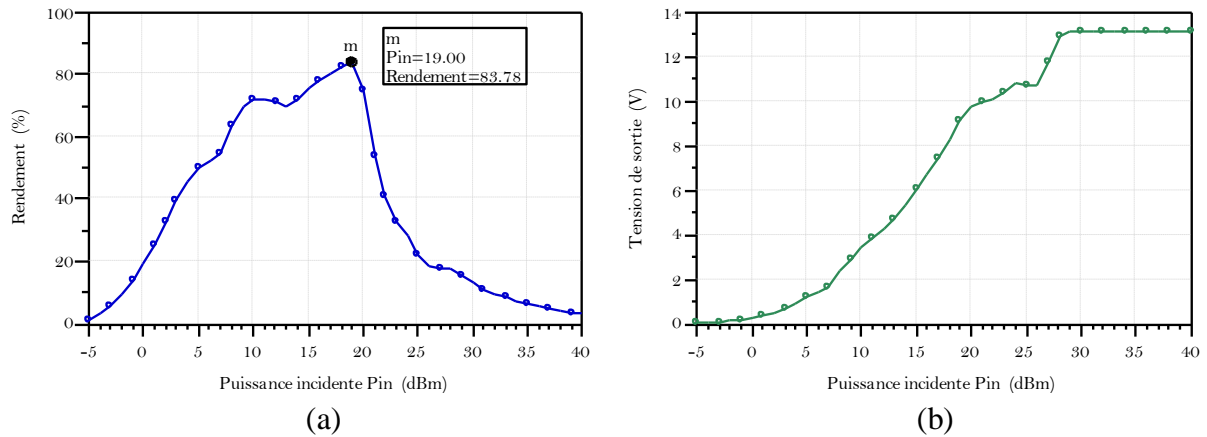


Figure III.6 : Variation des performances en fonction de la puissance RF d'entrée :
a) rendement de conversion b) tension de sortie

III.4.1.3. Etude du filtre DC

Rappelons que tout circuit de conversion RF/DC, quelle que soit sa topologie, comporte un filtre DC de sortie qui empêche les harmoniques indésirables et ne laisse passer que la composante continue. Pour cela, notre circuit redresseur mono-diode série contient un filtre passe-bas LC. Les valeurs de ses éléments constitutifs, L_f et C_f , ont été choisis par simulation de façon à débiter une tension de sortie continue la plus élevée possible avec un minimum d'ondulations (ripple). Donc, les valeurs optimales de la capacité et de l'inductance retenues sont, respectivement, 70 pF et 10.1 nH.

D'après la réponse du filtre DC montrée sur la figure III.7, on remarque que sa bande passante est étroite (95.5 MHz) et que la fréquence fondamentale 2.45 GHz et ses premiers harmoniques 4.9 GHz et 7.35 GHz sont également bloqués avec des atténuations supérieures à 40 dB.

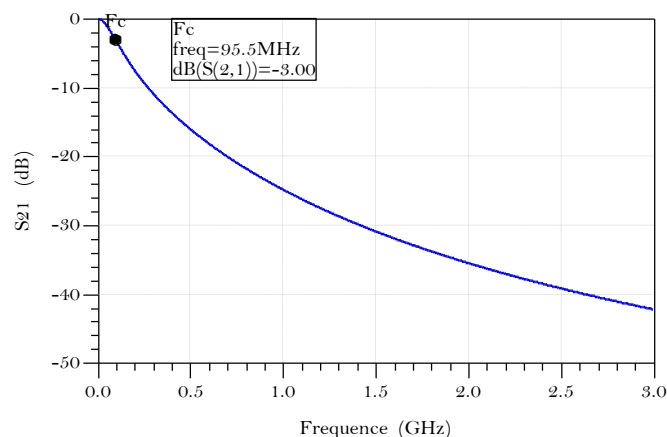


Figure III.7 : Réponse fréquentielle du filtre de sortie DC

III.4.1.4. Conception du réseau d'adaptation d'impédance

Comme il a été mentionné dans le premier chapitre, le transfert maximal de la puissance RF vers le circuit de conversion RF/DC nécessite l'insertion d'un réseau d'adaptation d'impédance entre ce dernier et l'antenne de réception. Cette adaptation n'est vérifiée que lorsque l'impédance de la source est égale au conjuguée de l'impédance du redresseur.

La détermination de la topologie du circuit d'adaptation en éléments localisés qui permet l'adaptation d'impédance qu'on veut est une étape très importante. Notre choix se porte sur les réseaux d'adaptation en L puisqu'ils contiennent moins d'éléments constitutifs et donc moins de pertes dans le circuit. En plus, l'implémentation de ce type de circuit est plus simple à réaliser.

Le circuit équivalent vu depuis l'antenne réceptrice se présente comme le montre la figure III.8. Dans ce circuit, l'antenne est modélisée par une simple impédance Z_{ant} et le circuit de rectification (diode + filtre de sortie DC + charge R_L) est approximé par une impédance d'entrée Z_{rect} qui joue le rôle de charge pour l'antenne.

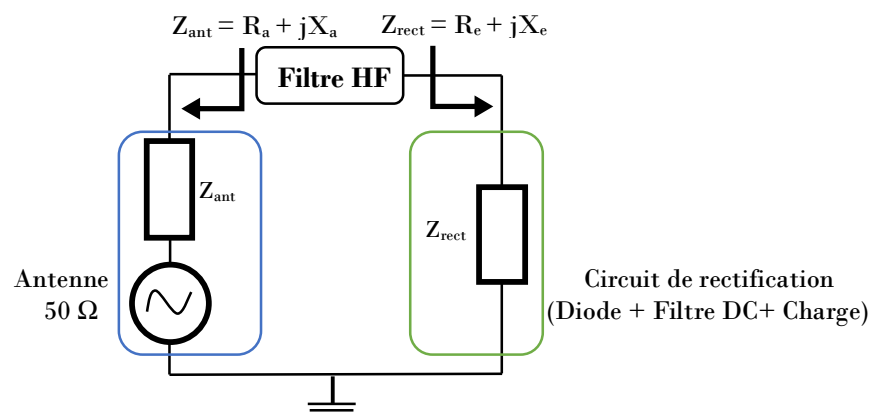


Figure III.8 : Principe d'adaptation du circuit de conversion RF/DC

Avant de concevoir le réseau d'adaptation, il faut tout d'abord déterminer l'impédance à ramener dans les conditions sélectionnées au préalable ($P_{in} = 15$ dBm, $R_L = 1.79$ KΩ, $C_f = 70$ pF, $L_f = 10.1$ nH et $f = 2.45$ GHz). Pour ce faire, une simulation HB de l'ensemble (diode + filtre DC + charge de sortie) a été effectuée afin de prendre en compte le comportement non-linéaire du redresseur série. La figure III.9 montre l'évolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance vue en entrée de la diode de redressement en fonction de la fréquence.

Les résultats obtenus montrent que le circuit redresseur en topologie série présente une impédance d'entrée qui vaut $30.72 - j*26.039$ Ω à la fréquence 2.45 GHz.

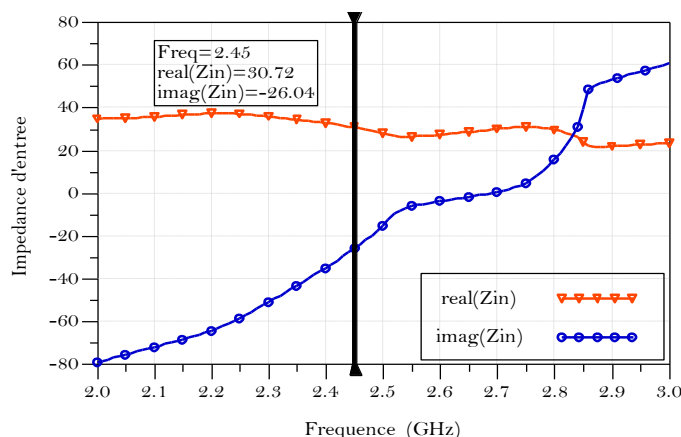


Figure III.9 : Variation de l'impédance d'entrée (partie réelle et partie imaginaire) en fonction de la fréquence

Après avoir déterminé le point d'impédance de l'ensemble (diode, filtre DC et charge), il s'agit maintenant de réaliser notre réseau d'adaptation en L. La conception d'un tel circuit d'adaptation est effectuée avec l'outil « SmithChart » inclus dans ADS (Annexe 3). Cet outil permet de transformer l'impédance Z_{rect} en impédance Z_{ant} à la fréquence de 2.45 GHz. Deux types d'adaptation sont possibles :

- Adapter l'impédance Z_{rect} complexe avec une impédance d'antenne complexe.
- Adapter l'impédance Z_{rect} complexe avec une impédance d'antenne 50 Ω .

Dans notre étude, on considère le cas d'une antenne 50 Ω :

$$Z_{ant} = 50$$

$$Z_{rect} = 30.72 - j*26.039$$

La figure III.10 présente la représentation des deux impédances sur l'abaque de Smith, ainsi que le chemin de transformation d'impédances utilisant le réseau d'adaptation en L.

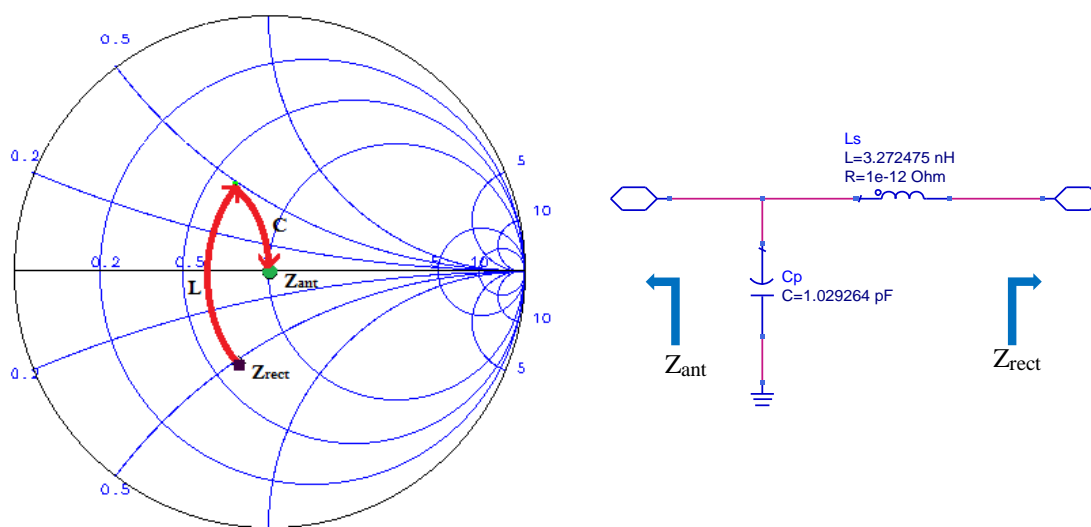


Figure III.10 : Impédances représentées sur l'abaque de Smith et le filtre L conçu

En se basant sur les résultats obtenus, on note que la transformation d'une impédance d'entrée $Z_{rect} = 30.72 - j^* 26.039 \Omega$ vers une impédance 50Ω est atteinte par un simple filtre LC avec une inductance L_s qui vaut 3.273 nH et une capacité C_p égale à 1.029 pF .

Après la conception et l'intégration du filtre d'adaptation dans le circuit de redressement, il est possible de montrer son effet sur le comportement de celui-ci. Les résultats de simulation illustrés sur la figure III.11 confirment que l'impédance d'entrée est modifiée après adaptation à cause du changement de la puissance réellement injectée dans la diode et que le redresseur est adapté à une fréquence égale à 2.44 GHz qui est légèrement différente de notre fréquence de conception.

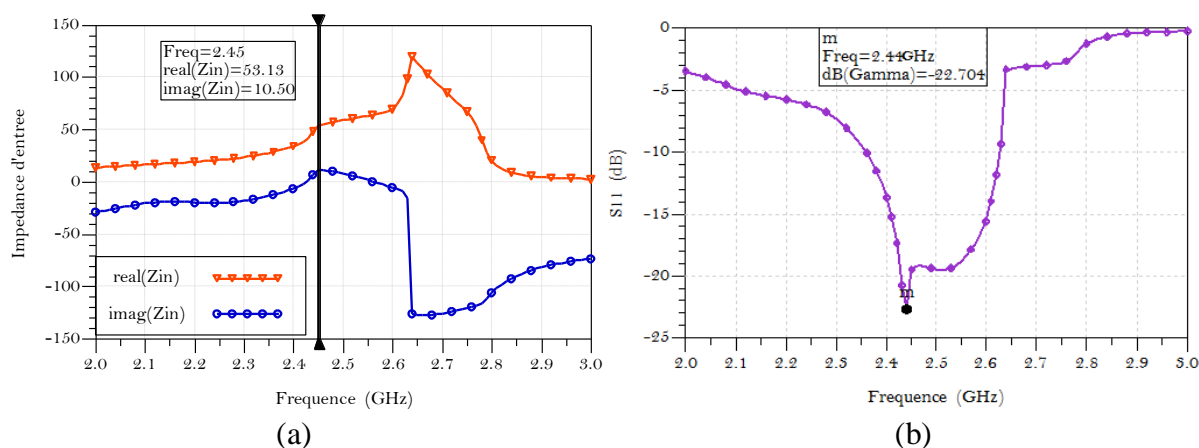


Figure III.11 : Redresseur série avec filtre :

a) Partie réelle et partie imaginaire b) Coefficient de réflexion

Ce décalage en fréquence est dû au fait que l'outil de synthèse du filtre, Smith Chart, utilise un simulateur « petit signal » qui ne prend pas en considération le comportement non-linéaire du redresseur.

III.4.1.5. Concept et méthode d'optimisation

Afin d'ajuster l'adaptation à la fréquence désirée et maximiser le rendement de conversion à la puissance incidente 15 dBm , une optimisation a été effectuée sous ADS en modifiant particulièrement les éléments constitutifs du filtre HF d'entrée, L_s et C_p . (Annexe 2)

Il existe une variété d'algorithmes d'optimisation qui diffèrent par la formule de la fonction d'erreur et la méthode de recherche utilisée. Par définition, la fonction d'erreur est la différence entre les performances obtenues à chaque étape de simulation et les spécifications requises. Tandis que, la méthode de recherche est la manière dont les paramètres initiaux sont obtenus pour chaque phase de simulation [19]. Dans notre travail, on a retenu la méthode du « Gradient ».

D'après la fiche descriptive d'Agilent, cette méthode utilise la fonction d'erreur des moindres carrés dont son gradient indique la direction à suivre pour déplacer les valeurs des paramètres

Chapitre III

Conception et Optimisation des Circuits de Conversion RF/DC à 2.45 GHz

initiaux. Pour chaque itération, la fonction d'erreur et son gradient sont évalués au point initiales. Ensuite, l'algorithme s'exécute itérativement jusqu'à ce que la valeur de la fonction d'erreur soit minimisée, dont le minimum zéro indique que tous les objectifs requis ont été atteints.

Le point clé de cette méthode réside dans les poids des paramètres. Il est nécessaire de réintroduire, dans le système, les paramètres améliorés par l'algorithme pour chaque phase d'optimisation pour parvenir à la meilleure solution à partir des paramètres les plus proches de cette solution [19].

❖ Circuit final optimisé

Le circuit final optimisé en topologie série est représenté sur la figure III.12 et ses paramètres d'entrée/sortie sont résumés dans le tableau III.3.

Paramètre	Fréquence	P_{in}	C_p	L_s	L_f	C_f	R_L
Valeur	2.45 GHz	15 dBm	1.234 pF	3.286 nH	10.1 nH	70 pF	1.79 kΩ

Tableau III.3 : Paramètres du redresseur mono-diode série

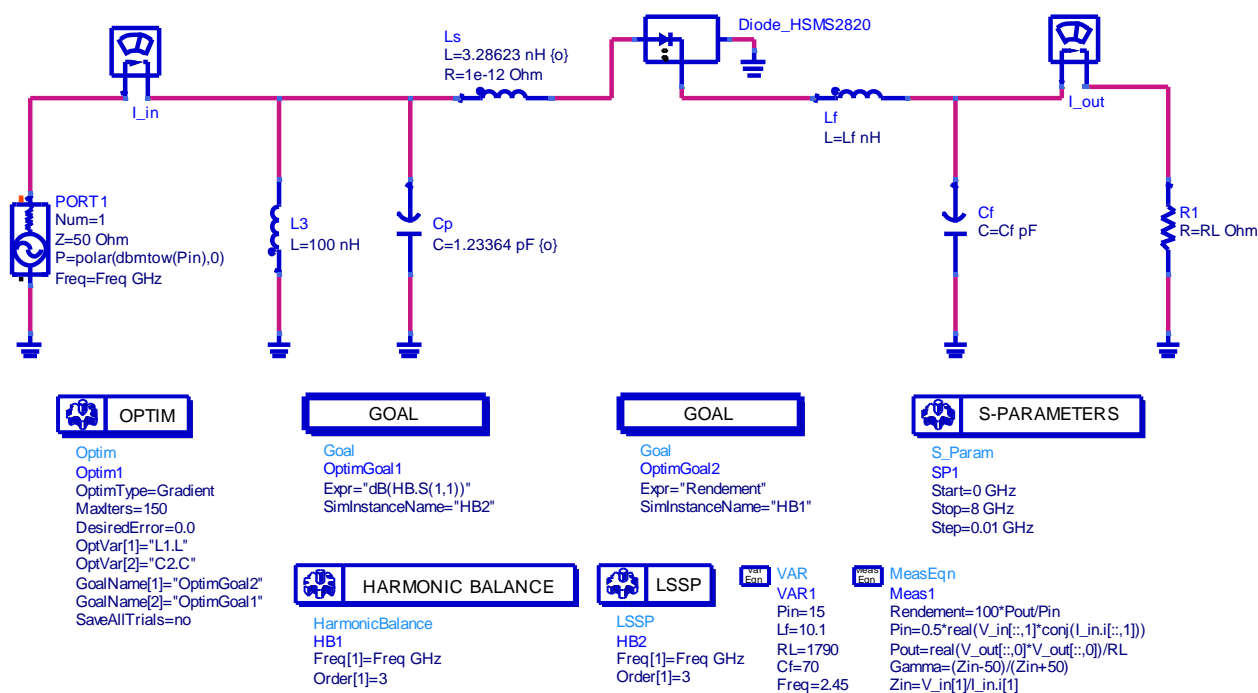


Figure III.12 : Circuit du redresseur final en topologie série

Le spectre simulé des signaux d'entrée et de sortie du redresseur série, illustré dans la figure III.13, montre que la puissance incidente du signal d'entrée concentrée dans le fondamental à 2.45 GHz ($V_{in} \approx 15$ dBm) est transférée vers la composante continue du signal de sortie ($V_{out} \approx 26$ dBm).

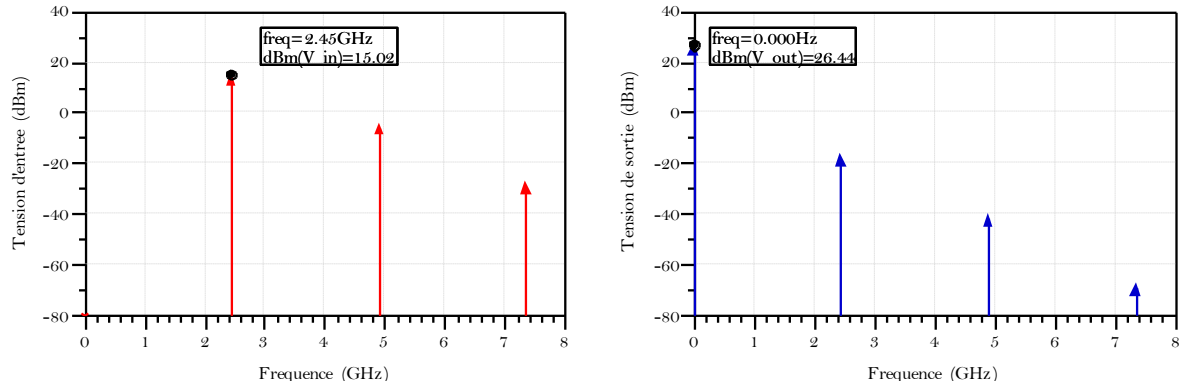


Figure III.13 : Spectre simulé des signaux en entrée et en sortie du redresseur série

L'évolution dans le temps de la tension d'entrée et de sortie du redresseur mono-diode série à 2.45 GHz a été également mise en évidence dans la figure III.14. Les résultats affichent une tension d'entrée maximale de 1.76 V et une tension de sortie continue d'environ 6.63 V.

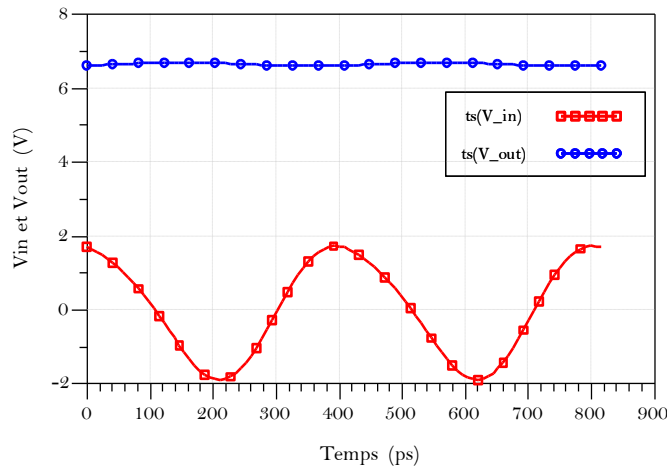


Figure III.14 : Représentation temporelle du signal en entrée et en sortie du redresseur série

III.4.2. Circuit de conversion en topologie parallèle

Le redresseur mono-diode parallèle est représenté sur la figure III.15. La différence entre cette topologie et la topologie série réside dans le retour direct du courant continu qui crée un circuit fermé DC avec la charge. En suivant les mêmes démarches que précédemment, le redresseur parallèle a été conçu et optimisé pour une puissance d'entrée de 15 dBm à la fréquence 2.45 GHz. Le tableau III.4 illustre ses paramètres optimaux.

Paramètre	Fréquence	P_{in}	C_p	L_s	L_f	C_f	R_L
Valeur	2.45 GHz	15 dBm	520.72 fF	9.173 nH	10.1 nH	70 pF	980 Ω

Tableau III.4 : Paramètres du redresseur mono diode shunt

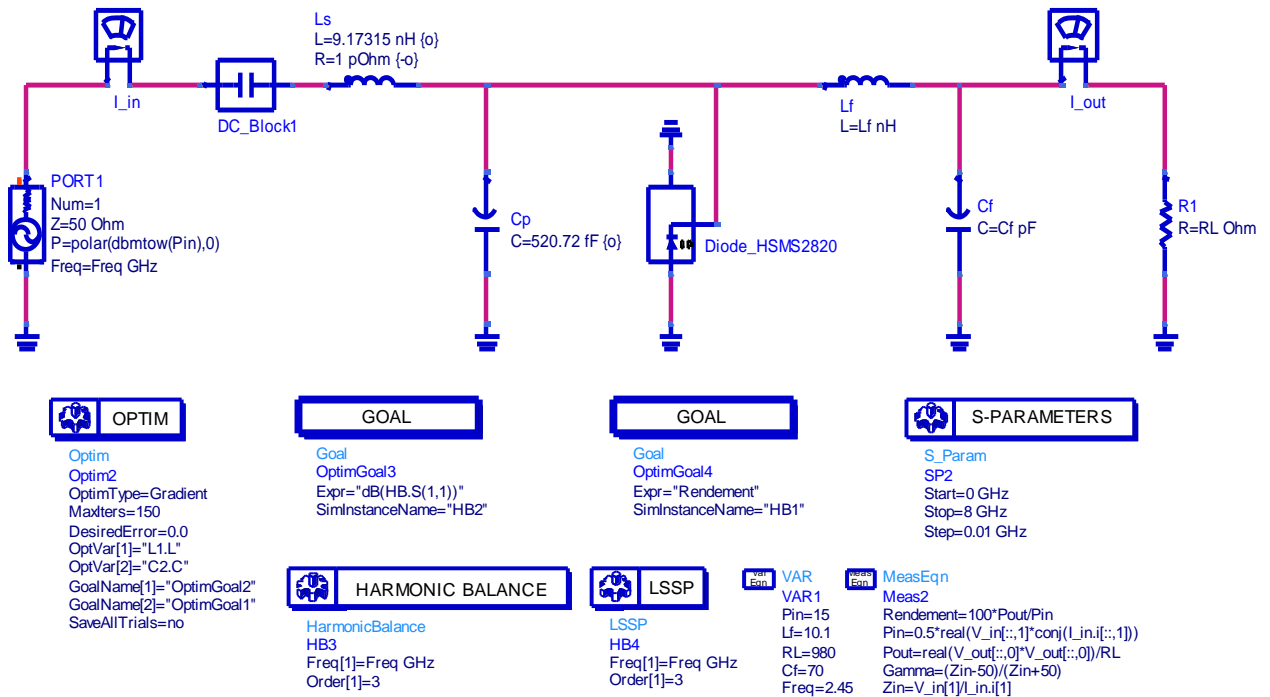


Figure III.15 : Circuit du redresseur final en topologie shunt

III.4.3. Circuit de conversion doubleur de tension

La conception et l'optimisation d'un troisième circuit redresseur, dit doubleur de tension, a été effectuée en plusieurs étapes suivant la même procédure de travail exposée ci-dessus. Le circuit final optimisé et ses paramètres optimaux sont présentés, respectivement, sur la figure III.16 et le tableau III.5. Ce circuit comporte deux diodes en parallèle avec l'avantage du retour direct du courant continu.

Paramètre	Fréquence	P_{in}	C_p	L_s	L_f	C_f	R_L
Valeur	2.45 GHz	15 dBm	1.095 pF	2.566 nH	10.1 nH	70 pF	1.2 k Ω

Tableau III.5 : Paramètres du redresseur doubleur de tension

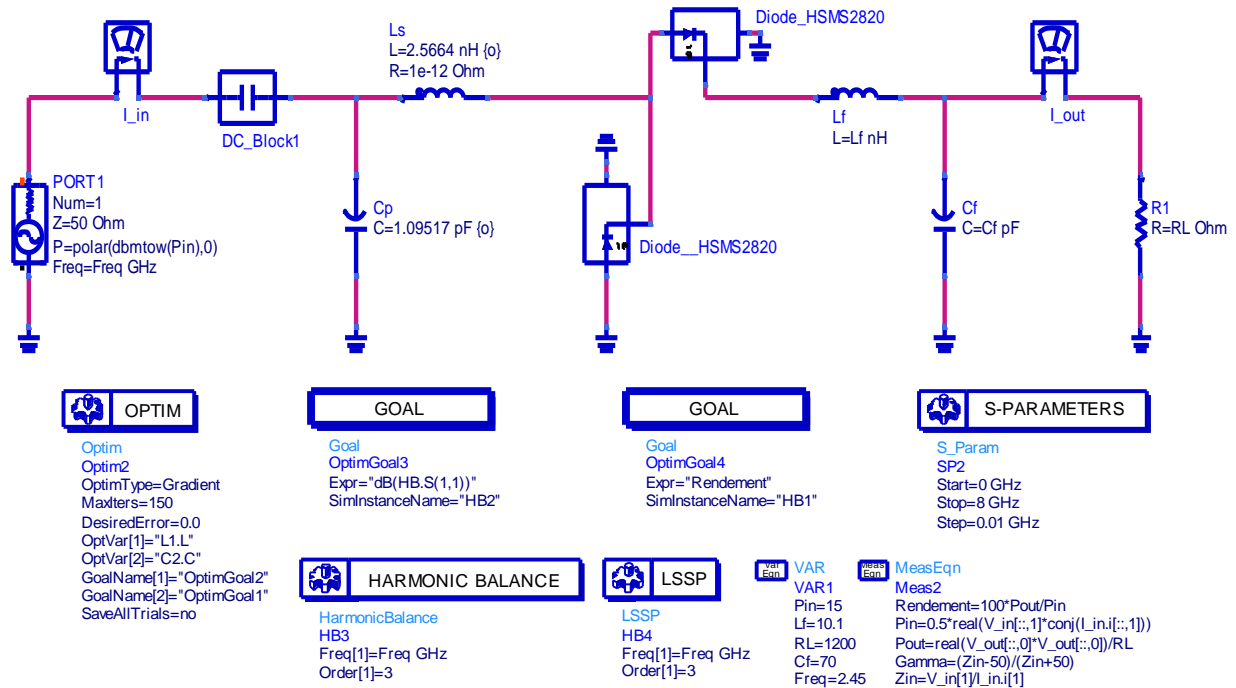


Figure III.16 : Circuit doubleur de tension final

III.5. Discussions des résultats de simulation

Dans cette partie, on a exposé les résultats de simulation des trois circuits redresseurs conçus en analysant essentiellement leurs performances.

III.5.1. Coefficient de réflexion S_{11}

En utilisant le simulateur LSSP d'ADS, qui prend en compte le comportement non linéaire de la diode, le coefficient de réflexion S_{11} des trois rectificateurs est simulé en fonction de la puissance RF incidente à 2.45 GHz et en fonction de la fréquence à 15 dBm. Cette simulation est illustrée sur la figure III.17 pour une plage de puissance et de fréquence allant, respectivement, de -5 à 40 dBm et de 2 à 3 GHz.

Les résultats obtenus montrent que les redresseurs série, shunt et doubleur de tension présentent une très bonne adaptation d'impédance au point de fonctionnement souhaité ($P_{in} = 15$ dBm et $Fréq = 2.45$ GHz) avec un coefficient de réflexion égale, respectivement, à -49.96 dB, -47.91 dB et -45 dB. En conséquence, les pertes par réflexion sont très faibles et la transmission de ces circuits est meilleure.

Les puissances autour de [12 – 17.5] dBm, [13 – 25] dBm et [14 – 23.5] dBm procurent la meilleure adaptation des redresseurs série, shunt et doubleur, respectivement. En terme de fréquence, les meilleurs niveaux d'adaptation ont été obtenus sur des bandes passantes qui valent 250 MHz pour le redresseur série, 275 MHz pour le circuit shunt et 373 MHz pour le circuit doubleur.

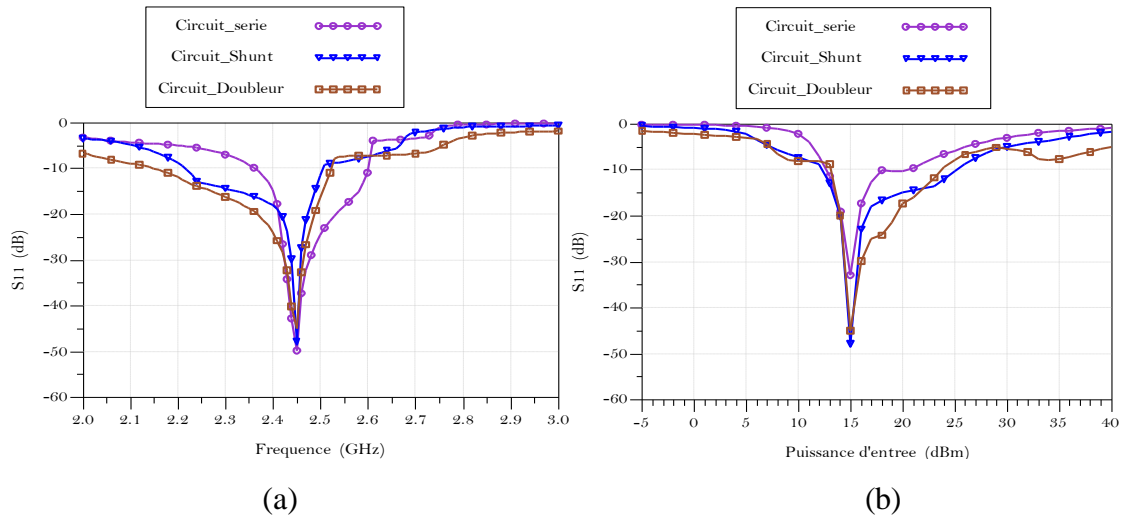


Figure III.17 : Coefficient de réflexion en fonction de : a) la fréquence b) la puissance incidente

III.5.2. Tension de sortie

Après avoir étudié l'adaptation des circuits de conversions RF/DC conçus, dans ce paragraphe on a évalué la tension continue atteinte aux bornes de la charge optimale de chaque circuit dans les conditions déterminées au paravent pour une plage de puissance allant de -5 à 40 dBm.

D'après les résultats illustrés sur la figure III.18, on remarque que pour les puissances inférieures à 11 dBm, les trois circuits redresseurs donnent presque une même tension de sortie qui ne dépasse pas 3V. Pour les puissances comprises entre 11 et 22 dBm, le circuit série offre des performances légèrement meilleures en terme de tension de sortie par rapport au circuit shunt et doubleur qui délivrent des tensions de sortie approximativement identiques. Tandis que, pour les puissances supérieures à 30 dBm, la tension de sortie du doubleur est quasiment doublée en comparaison avec les tensions délivrées par les circuits mono-diode, série et shunt. Cela confirme que le redresseur doubleur de tension est plus adapté pour les très hautes puissances en terme de tension de sortie.

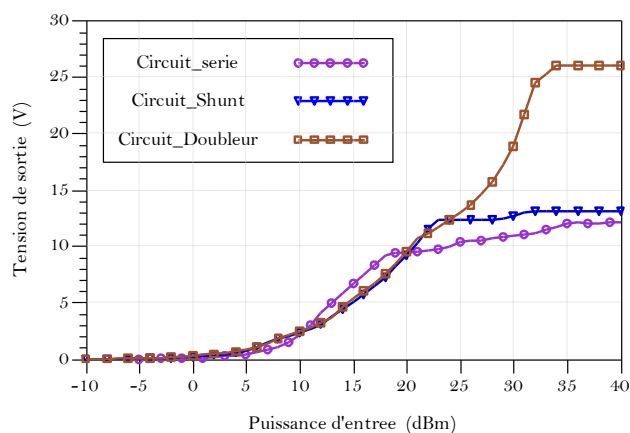


Figure III.18 : Tension de sortie en fonction de la puissance incidente

III.5.3. Rendement de conversion

Pareillement à l'analyse de la tension de sortie, on a tracé cette fois le rendement de conversion RF/DC des trois redresseurs dans les mêmes conditions et pour la même plage de puissances. Les résultats obtenus sont exposés sur la figure III.19.

Il ressort clairement de la figure que pour les faibles puissances (inférieures à 5dBm) et les très hautes puissances (supérieures à 25 dBm) les trois circuits redresseurs donnent des rendements de conversion inférieurs à 50 %. Pour les puissances allant de 6 à 25 dBm, le redresseur en topologie shunt offre les meilleures performances avec une efficacité de conversion maximale d'environ 90 % tandis que le circuit doubleur de tension présente les plus faibles valeurs de l'efficacité de conversion.

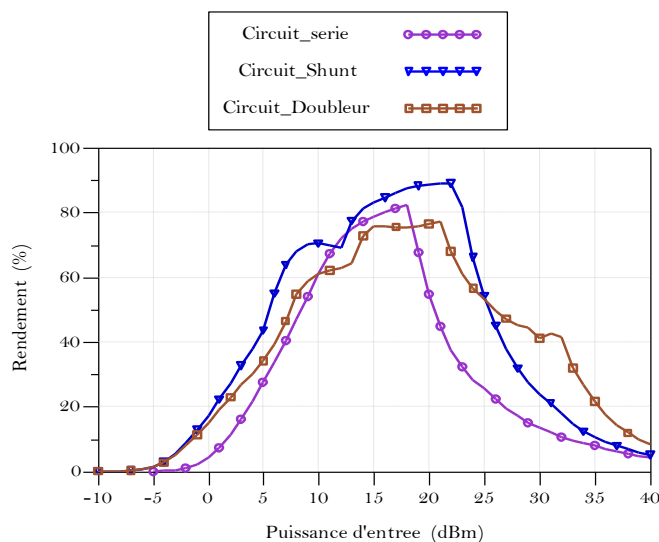


Figure III.19 : Efficacité de conversion RF/DC en fonction de la puissance incidente

III.5.4. Niveau d'harmoniques

Le tableau III.6 présente le niveau des harmoniques du signal d'entrée V_{in} et du signal de sortie V_{out} de chaque circuit de rectification optimisé pour une puissance incidente de 15 dBm, une fréquence de travail égale à 2.45 GHz et les charges optimaux déterminées précédemment.

D'après ces résultats, on remarque que la deuxième harmonique 4.9 GHz des trois redresseurs est faiblement atténuée en entrée. La troisième harmonique 7.35 GHz est suffisamment atténuée pour les circuits doubleur et série, alors que le circuit shunt atteint une atténuation de -20 dB. Le filtre DC de sortie réduit considérablement l'amplitude de ces harmoniques aux bornes de la charge de sortie, d'où la troisième harmonique des trois circuits est fortement atténuée. La charge est donc correctement isolée.

	Niveau d'harmoniques en entrée V_{in} (dB)		Niveau d'harmoniques en sortie V_{out} (dB)		
	4.9 GHz	7.35 GHz	2.45 GHz	4.9 GHz	7.35 GHz
Circuit série	-14.93	-38.27	-27.27	-50.75	-78.4
Circuit shunt	-17.04	-20.15	-29.93	-58.38	-65.09
Circuit doubleur	-12.35	-33.93	-30.42	-56.83	-77.47

Tableau III.6 : Niveau des harmoniques des signaux d'entrée et de sortie

❖ Comparaison des performances des trois types de redresseurs

Après l'analyse des résultats, il apparaît que les performances en termes d'efficacité de conversion et notamment en terme de tension continue de sortie se retrouvent grandement améliorées. Pour une puissance injectée égale à 15 dBm et dans les conditions définies précédemment, le redresseur série donne une tension de sortie égale à 6.63 V, plus élevée que celle délivrée par un redresseur shunt et doubleur, avec une efficacité de conversion de 77.75%. Le redresseur shunt atteint le plus grand rendement de conversion qui vaut 83.12% et la plus petite tension de sortie qui vaut 5.08 V. Tandis qu'une efficacité de 75.6 % et une tension égale à 5.36 V ont été obtenues par le redresseur doubleur de tension.

En résumé, le circuit mono diode série offre le meilleur compromis entre la tension de sortie et l'efficacité de conversion dans les conditions déterminées.

	Avant adaptation			Après adaptation			Après optimisation		
	Circuit série	Circuit shunt	Doubleur de tension	Circuit série	Circuit shunt	Doubleur de tension	Circuit série	Circuit shunt	Doubleur de tension
PCE (%)	75.4	55.53	69.6	76.18	78.4	73.25	77.75	83.12	75.6
V_{out} (V)	6.04	2.55	4.92	6.53	4.86	5.25	6.63	5.08	5.36
S_{11} (dB)	-8.36	-2.07	-10.8	-19.5	-15.4	-21.32	-50	-47.91	-45

Tableau III.7 : Performances des trois redresseurs avant / après adaptation et après optimisation

III.6. Influence du type de la diode sur les performances

Lors de la conception des circuits de conversion RF/DC, la sélection de la diode de redressement la plus adaptée à la puissance d'entrée désirée est une étape très importante. Pour cette raison, on a réservé cette section pour étudier l'effet du choix de cette diode sur les performances du circuit de redressement. Pour arriver à cet objectif, une simple étude comparative entre trois types de diode Schottky de la famille HSMS 28xx encapsulée dans le boîtier SOT23

Chapitre III

Conception et Optimisation des Circuits de Conversion RF/DC à 2.45 GHz

(HSMS-2820, HSMS-2850 et HSMS-2860) a été effectuée. Ses principaux paramètres électriques sont décrits par les fiches techniques fournies par Avago Technologie [44] et ils sont rappelés et comparés dans le tableau III.8.

Paramètre électrique	Description	Unité	HSMS 2820	HSMS 2850	HSMS 2860
B_v	Tension inverse de claquage	V	15	3.8	7
C_{j0}	Capacité à polarisation nulle	pF	0.7	0.18	0.18
R_s	Résistance série	Ω	6.0	25	6

Tableau III.8 : Caractéristiques électriques des diodes HSMS 28xx [44]

Pour ce cas d'étude, on a conçu et optimisé les trois circuits redresseurs illustrés dans la figure III.20 utilisant les trois types de diodes. Les éléments optimisés sont donnés dans le tableau III.9. Le rendement et la tension de sortie ont été calculés et tracés en fonction de la puissance d'entrée et en fonction de la charge de sortie pour mieux déduire l'effet du type de la diode de redressement utilisée.

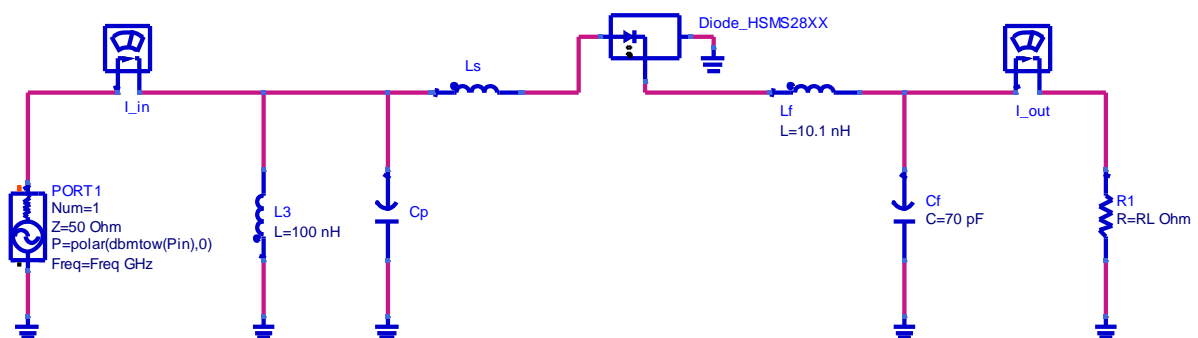


Figure III.20 : Schéma ADS du redresseur utilisé pour la simulation

	P_{in} (dBm)	R_L (k Ω)	L_s (nH)	C_p
HSMS 2820	15	1.79	3.286	1.234 pF
HSMS 2850	-10	2.17	7.802	706.389 fF
HSMS 2860	5	0.9	5.670	112.493 fF

Tableau III.9 : Paramètres optimaux des trois diodes

III.6.1. Etude en fonction de la puissance incidente

La figure III.21, représente la variation du rendement et de la tension de sortie pour des puissances allant de -40 dBm à 40 dBm. Les résultats montrent que les trois diodes HSMS-2820,

Chapitre III

Conception et Optimisation des Circuits de Conversion RF/DC à 2.45 GHz

HSMS-2850 et HSMS-2860 atteignent, respectivement, des rendements de conversion optimaux 87 %, 74 % et 79 % autour des puissances critiques 19 dBm, 0 dBm et 9 dBm. Cette différence peut être expliquée par la tension inverse de claquage, noté B_v , qui vaut 15 V pour la diode HSMS-2820, 7 V pour la diode HSMS-2860 et 3.7 V pour la diode HSMS-2850. D'où la puissance critique est proportionnelle à B_v (Annexe 1).

On peut voir aussi que la diode Schottky HSMS-2850 offre le meilleur rendement de conversion pour des faibles niveaux de puissances, inférieures à 0 dBm, où la diode HSMS-2820 présente un rendement quasiment nul. Pour la plage des puissances moyennes allant de 2 dBm à 10 dBm, le rendement de la diode HSMS-2860 est le plus important. Tandis que, pour les hautes puissances, supérieures à 10 dBm, la diode HSMS-2820 donne le maximum rendement, alors que la diode HSMS-2850 donne le plus faible rendement qui tend vers zéro à partir de 25 dBm.

Concernant la tension de sortie, il ressort que pour les faibles puissances, la diode HSMS-2850 offre les meilleures performances malgré qu'elle délivre une tension qui ne dépasse pas 2 V. Cependant, pour les niveaux de puissances moyennes, la diode HSMS-2860 débite une meilleure tension de sortie comprise entre 1.5 V et 2.5 V. La diode HSMS-2820 atteint toujours la plus grande tension de sortie, d'environ 13 V, pour les niveaux de puissances élevées. Tandis que, les diodes HSMS-2860 et HSMS-2850 délivrent des tensions approximativement constantes qui valent 3 V et 2 V, respectivement.

En résumé, la diode HSMS-2820 est plus adéquate pour les niveaux de puissance élevés et la diode HSMS-2860 est adaptée pour les puissances moyennes. Alors que, la diode HSMS-2850 donne les meilleures performances pour les faibles niveaux de puissances.

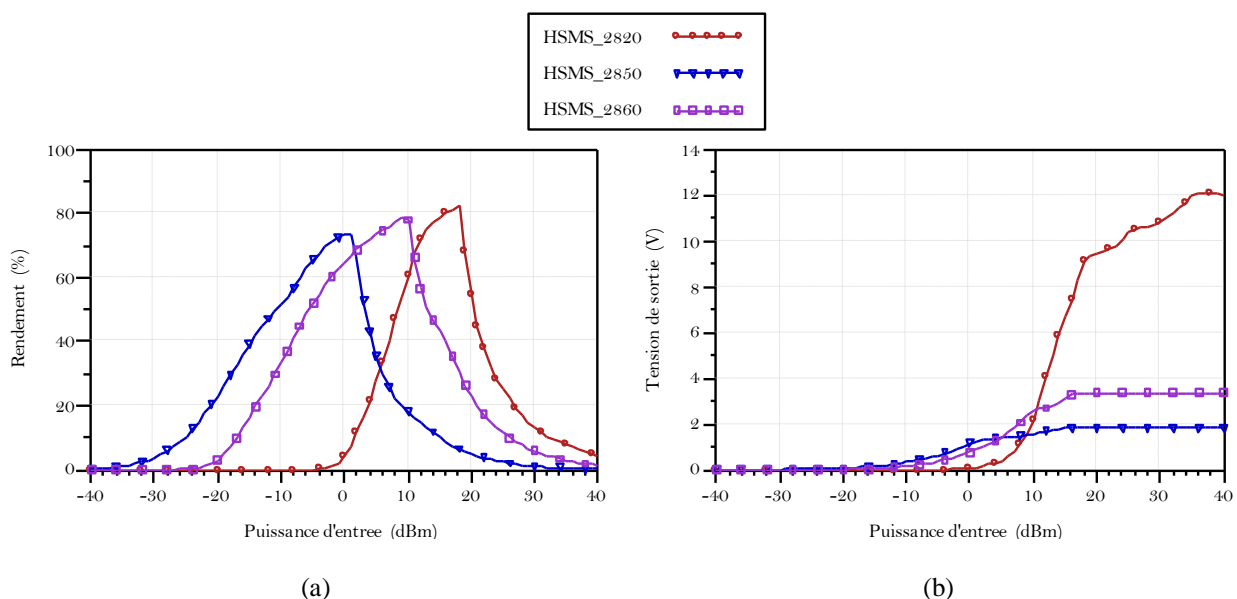


Figure III.21 : Performances en fonction de la puissance incidente a) rendement b) tension de sortie

III.6.2. Etude en fonction de la charge de sortie

Dans ce paragraphe, la tension de sortie et le rendement de conversion ont été également calculés pour une charge de sortie qui varie de 50 Ω à 50 k Ω . Les résultats de simulation sont illustrés par la figure III.22.

Les courbes obtenues montrent que des rendements de conversion maximaux, 82.23% pour la diode HSMS-2820, 80.22% pour la diode HSMS-2860 et 53.32 % pour la diode HSMS-2850, ont été obtenus pour des charges de sortie optimales de 950 Ω , 5.53 k Ω et 3.95 k Ω , respectivement. Ainsi, ces diodes atteignent leurs tensions de sortie maximales aux alentours d'une même charge qui vaut 5 k Ω avec des valeurs de 9V pour la diode HSMS-2820, 3V pour la diode HSMS-2860 et 0.5 V pour la diode HSMS-2850.

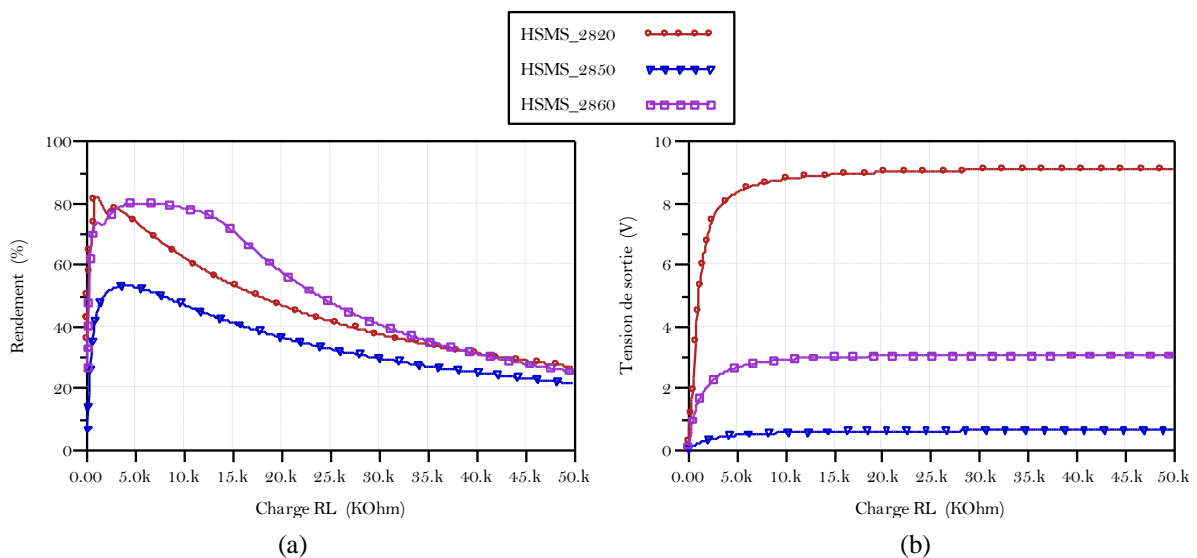


Figure III.22 : Performances en fonction de la charge de sortie a) rendement b) tension de sortie

III.7. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, des études comparatives ont été réalisées dans le but de déduire l'impact du choix de la topologie et de la diode de redressement sur les performances d'un circuit de conversion RF/DC dans ses conditions optimales. La première partie a été consacrée pour concevoir, optimiser et analyser trois types de redresseurs à une puissance incidente de 15 dBm et une fréquence de travail 2.45 GHz suivant une méthodologie détaillée. Cette démarche décrit les diverses phases de conception et d'optimisation d'un circuit de rectification sous ADS. Par suite, les résultats de simulation des trois circuits de conversion ont été exposés et comparés. On s'intéresse dans un deuxième temps à l'influence du type de la diode de redressement sur les performances. Pour cela trois types de diodes HSMS-2820, HSMS-2850 et HSMS-2860 ont été utilisés et comparés.



**CONCLUSION
GÉNÉRALE**

Conclusion générale

La transmission de l'énergie sans fil est une technique très intéressante au fur et à mesure qu'elle répond aux problèmes d'autonomie et de mobilité des dispositifs communicants sans fil. Elle consiste à collecter les ondes électromagnétiques disponibles dans le milieu ambiant, quelles que soit leurs sources d'émission, afin de les transférées en énergie électrique continue utilisable.

Le travail de ce mémoire nous a permis d'étudier un système Rectenna qui permet la récupération d'énergie RF ambiante. Notre objectif principal était de concevoir et d'optimiser le circuit de conversion RF/DC en tant qu'élément très important dans ce système. La méthodologie adoptée pour cette étude a été décrite en détails.

Trois circuits de conversion série, shunt et doubleur intégrant des diodes Schottky HSMS-2820 et fonctionnant dans la bande ISM à 2.45 GHz ont été étudiés et comparés. Le comportement non-linéaire des diodes produit des harmoniques indésirables qui dégradent d'une manière significative les performances des circuits redresseurs. La conception d'un circuit d'entrée LC qui assure simultanément la fonction d'adaptation et la fonction de filtrage a permis d'améliorer considérablement les performances de ces circuits. Bien que les résultats obtenus étaient satisfaisants, la fréquence d'adaptation était légèrement différente de la fréquence de travail 2.45 GHz et donc un processus d'optimisation des trois circuits a été effectué afin de remédier à ce problème.

Globalement, les résultats obtenus ont satisfait l'objectif requis par ce travail. A la fréquence de 2.45 GHz et pour une puissance d'entrée de 15 dBm, le redresseur série offre le meilleur compromis entre la tension de sortie et le rendement de conversion qui valent respectivement 6.63 V et 77.75 % pour une charge optimale de 1.79 k Ω . Le redresseur shunt présente un rendement de 83.12 % et une tension continue de 5.08 V aux bornes d'une charge de 980 Ω . Tandis qu'une tension DC de 5.35 V et un rendement de conversion de 75.6 % ont été obtenus pour le redresseur doubleur avec une charge optimale de 1.2 k Ω .

Les performances du circuit redresseur dépendent non seulement des paramètres d'entrée et de sortie (la puissance d'entrée, la fréquence de fonctionnement et la charge de sortie), mais aussi du type de la diode utilisée. De ce fait, le choix de la diode la plus adaptée au cas d'étude défini est une étape très importante dans le processus de conception du circuit de conversion. Pour cette raison, une étude comparative entre les trois types de diodes Schottky HSMS-2820, HSMS-2850 et HSMS-2860 a été effectuée en adoptant le redresseur mono-diode série. D'après les résultats issus de la simulation, les diodes HSMS-2820 et HSMS-2850 sont respectivement plus adéquates

Conclusion Générale

pour les hauts et les faibles niveaux de puissance. Tandis que la diode HSMS-2860 est adaptée pour les puissances moyennes.

Dans un travail futur, il est suggéré de se focaliser sur l'implantation des circuits de conversion en technologie microstrip et coplanaire (CPW) en menant une étude comparative qui permettra de mettre en évidence les spécificités, les avantages et les inconvénients de chacune de ces technologies.

Annexe 1

Modélisation De La Diode Schottky

La récupération de l'énergie RF ambiante nécessite la conception d'un circuit de redressement de forte sensibilité en raison des faibles densités de puissance reçues. La sensibilité du système est directement liée à celle des diodes utilisées. Dans cette annexe, on présentera la modélisation de la diode Schottky, ainsi une comparaison entre les différentes diodes utilisées dans notre étude.

A. Modèle électrique de la diode Schottky

Le modèle électrique de la diode Schottky avec boîtier est illustré sur la figure (1). Il est composé d'une résistance série R_s qui représente la résistance des contacts métalliques, une capacité de jonction C_j qui est contrôlée par l'épaisseur de la couche épitaxiale et la surface du contact Schottky ainsi que la tension appliquée à la jonction, des composants L_p et C_p qui modélisent le boîtier de la diode et une résistance R_j de jonction qui dépend du courant total qui passe à travers la jonction.

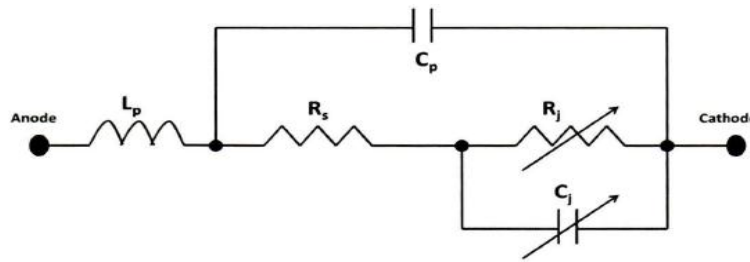


Figure 1 : Modèle électrique de la diode Schottky extrait de la référence [20]

Ces paramètres sont donnés par les expressions suivantes :

$$R_s = R_{junc} + R_{sub} = \left(\frac{L}{q \cdot \mu_N \cdot N_d \cdot A} \right) + \left(2 \cdot \rho_{sub} \cdot \sqrt{\frac{A}{\pi}} \right) \Omega \quad (1)$$

R_{junc} : résistance de jonction (Ω)

R_{sub} : résistance du substrat (Ω)

L : épaisseur de la jonction (cm)

q : charge de l'électron, $1,60206 \cdot 10^{-19}$ (C)

μ_N : mobilité des électrons ou des trous ($\text{cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$)

N_d : densité de dopage de la jonction (électrons/ cm^3)

A : surface de la jonction (cm^2)

ρ_{sub} : résistivité du substrat ($\Omega \cdot \text{cm}$)

$$C_j = \frac{C_{jo}}{\sqrt{\left(1 - \frac{V_{inv}}{V_{jonct}} - \frac{KT}{q}\right)}} \text{ pF} \quad (2)$$

V_{inv} : tension inverse appliquée (V)

C_{jo} : capacité de la jonction à $V_{inv} = 0$ (pF)

V_{jonct} : tension interne de la jonction approximativement égale à la hauteur de la barrière de Schottky - 0,1 (V).

T : température de jonction (K°)

$$R_j = \frac{nKT}{q(I_{ext} + I_{sat} + I_{redressé})} \Omega \quad (3)$$

n : facteur d'idéalité

I_{ext} : courant externe de polarisation (A)

$I_{redressé}$: courant redressé (A)

I_{sat} : courant de saturation (A)

B. Comparaison des diodes HSMS-28xx d'Avago

Les trois types de diodes utilisées dans notre étude sont les diodes Schottky d'Avago Technologie HSMS-2820, HSMS-2850 et HSMS-2860.

D'après la fiche technique fournie par Avago Technologie, Ces diodes Schottky offrent des solutions uniques pour plusieurs problèmes de conception. Chacune de ces dernières est optimisé pour certains applications telles que les détecteurs de petit ou de grand signal, les mélangeurs, les modulateurs ... etc.

Les familles HSMS-282x, HSMS-285x et HSMS-286x utilisent la même diode chip, la seule différence réside dans la configuration du boîtier. Chaque famille a un ensemble de caractéristiques électriques qui peuvent être comparées facilement en consultant les paramètres SPICE donnés dans le tableau (1).

La famille HSMS-285x a été spécialement développée pour les conceptions à faible coût et les applications de petit signal ($P_{in} < 20$ dBm) à des fréquences inférieures à 1,5 GHz. Pour fréquences plus élevées, la famille HSMS-286x est plus adaptée. Tandis que, dans les applications de grand signal ou de contrôle de gain ($P_{in} > 20$ dBm), la famille HSMS-282x et HSMS-286x doivent être utilisés [44].

➤ **Paramètres Spice**

Paramètre électrique	Description	Unité	HSMS 2820	HSMS 2850	HSMS 2860
B_v	Tension inverse de claquage	V	15	3.8	7
C_{J0}	Capacité de jonction à polarisation nulle	pF	0.7	0.18	0.18
E_G	Gap énergétique	eV	0.69	0.69	0.69
I_{BV}	Courant inverse de claquage	A	1E-4	3E-4	1E-5
I_S	Courant de saturation	A	2.2E-8	3E-6	5E-8
N	Facteur d'idéalité	/	1.08	1.06	1.08
R_S	Résistance série	Ω	6.0	25	6
P_B	Hauteur de la barrière de Schottky	V	0.65	0.35	0.65
P_T	Coefficient de température	/	2	2	2
M	Coefficient de variation de jonction	/	0.5	0.5	0.5

Tableau 1 : Paramètres électriques de la diode Schottky HSMS-28xx [44]

C. Influence des paramètres internes de la diode Schottky

Généralement, les diodes utilisées sont des diodes commerciales qui ont des paramètres intrinsèques inchangeables. Afin de comprendre l'effet de certains paramètres critiques de ces diodes sur l'évolution des performances du circuit de redressement, une série de simulations ont été mise en place en faisant varier un seul paramètre à la fois. Parmi ces paramètres les plus critiques :

- La résistance série R_s qui modélise les pertes par effet joule.
- La capacité de jonction C_{j0} qui modélise les effets de stockage de charge de la jonction.
- La tension inverse de claquage B_v .

• **Influence de R_s**

La figure (2) représente la variation du rendement en fonction de la résistance série. On observe que plus la valeur de R_s est élevée, plus le rendement de conversion diminue. Donc, afin de minimiser son effet sur le rendement, il faut que sa valeur soit la plus faible possible.

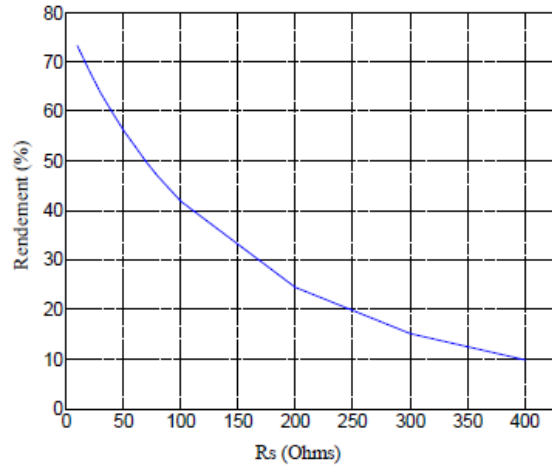


Figure 2 : Variation du rendement en fonction de R_s

- **Influence de C_{j0}**

D'après la figure (3) qui illustre la variation du rendement en fonction de C_{j0} , il ressort que cette dernière a un effet similaire à celui de la résistance série. Plus la valeur de la capacité de jonction est élevée plus l'efficacité est faible. Il s'avère donc judicieux de choisir une diode à faible capacité de jonction.

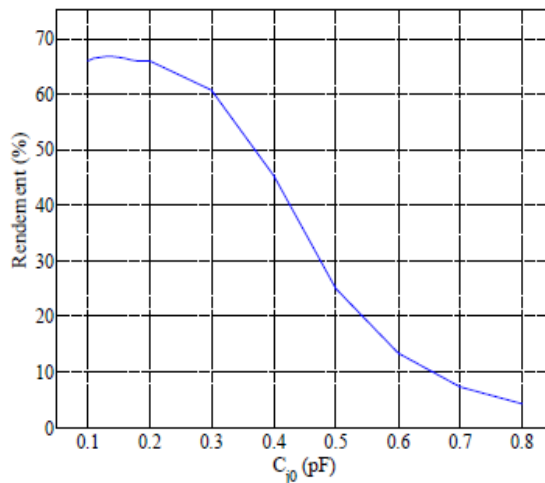


Figure 3 : Variation du rendement en fonction de C_{j0}

- **Influence de B_v**

La variation du rendement a été également simulé en fonction de la puissance d'entrée pour trois valeurs de la tension de claquage inverse B_v . La figure (4) montre que la valeur critique de la puissance dans laquelle le rendement décroît dépend de la valeur de B_v .

$$P_{critique} = \frac{B_v^2}{4.R_L} \tag{4}$$

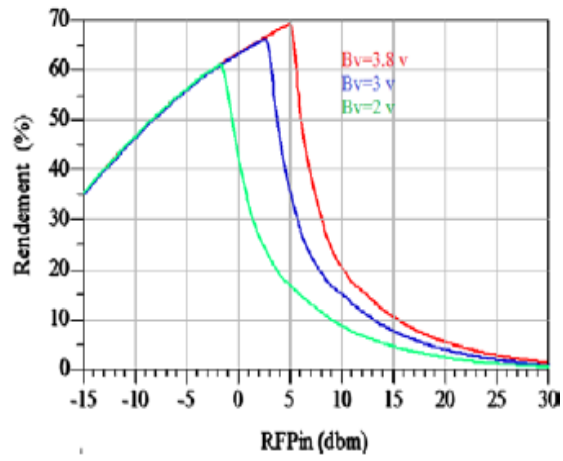


Figure 4 : Variation du rendement en fonction de B_v

Annexe 2

Méthode D'optimisation Sous ADS

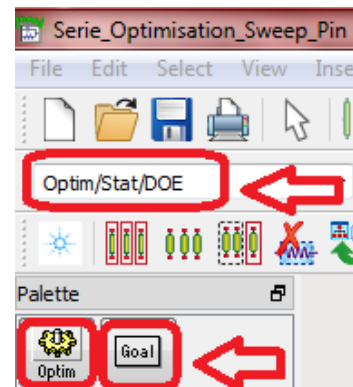
En raison de maximiser les performances des circuits redresseurs conçus et ajuster l'adaptation à la fréquence de travail 2.45 GHz, un processus d'optimisation a été effectué utilisant l'outil d'optimisation sous ADS. L'objectif est de trouver les valeurs des éléments constitutifs du réseau d'adaptation conçu pour lesquelles on aura un transfert de puissance maximale vers la charge. Dans cette annexe on fournit l'illustration des étapes d'optimisation sous ADS.

A. Etapes d'optimisation sous ADS

Afin de réaliser l'optimisation de notre redresseur sous ADS, on doit suivre les étapes suivantes :

1. Exécution du logiciel ADS et ouverture du projet qui contient le circuit redresseur conçu en cliquant sur « *File / Open Project* ». Pour localiser le projet à ouvrir il suffit d'utiliser la boîte de dialogue.
2. Insertion de deux composants « *Goal* » et un contrôleur d'optimisation « *Optim* » dans le schéma à partir de la librairie « *Optim / stat / DOE* ».

Remarque : on utilise un *Goal* pour chaque paramètre à optimiser. Dans notre cas, un pour maximiser le rendement de conversion et l'autre pour améliorer le coefficient de réflexion S_{11} .



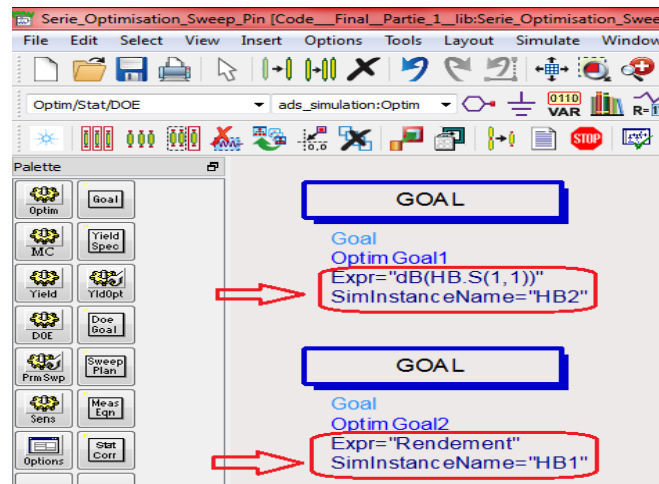
3. Définition des paramètres de chaque *Goal* en double cliquant sur l'icône du *Goal* souhaité :

a. *Goal 1* :

- Expression : la 1^{ière} expression à optimiser = coefficient de réflexion.
- Analysis : le nom du contrôleur S_Parameter disponible dans notre schéma = HB2.
- Indep.var : le nom de la variable dépendante = P_{in}
- Limits : les limites du paramètre à optimiser ($S_{11} < -15$ dBm) et les limites de la variable de dépendance (14 dBm $< P_{in} < 16$ dBm).

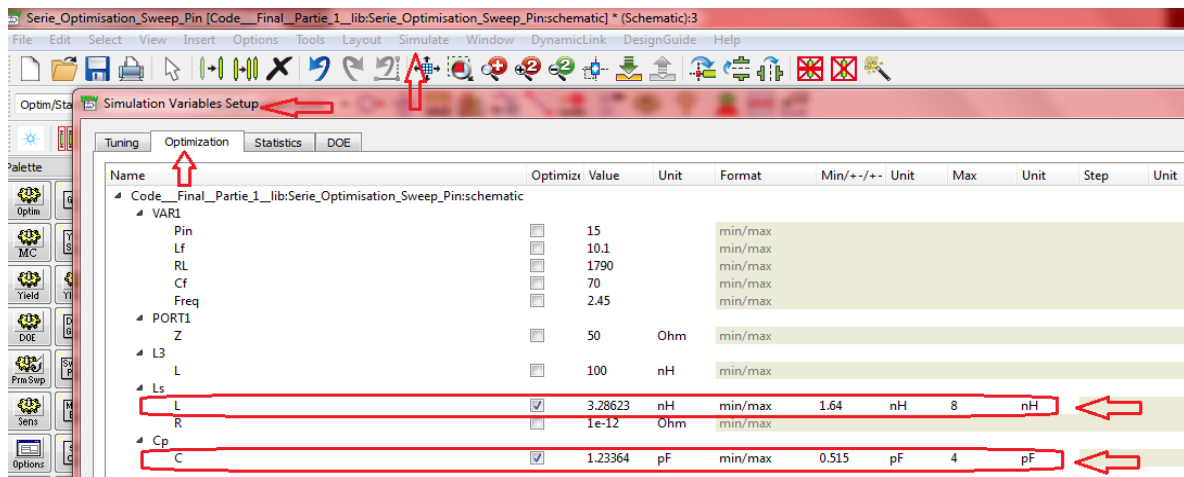
b. *Goal 2* :

- Expression = rendement
- Analysis = HB1
- Indep.var = P_{in}
- Limits : ($70\% < \text{Eff} < 100\%$) et (14 dBm $< P_{in} < 16$ dBm)



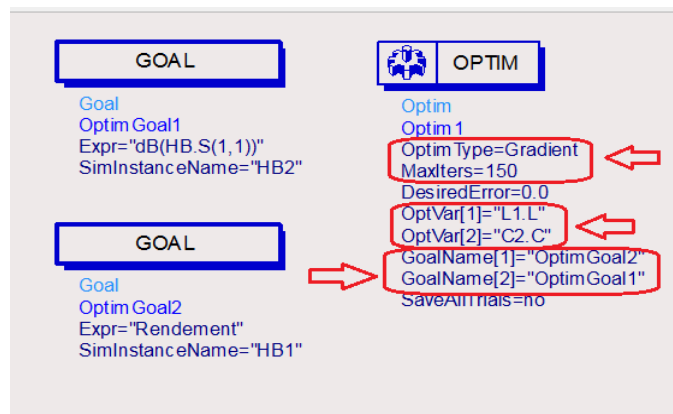
4. Identification des valeurs des composants comme optimisables, qui seront modifiées par ADS. Dans notre cas se sont les valeurs des éléments constitutifs du filtre d'adaptation (L et C). En cliquant « *Simulate / Simulation Variables Setup / Optimization* », la liste des composants inclus dans le schéma sera apparue.


Remarque : il faut assurer que les limites des valeurs sélectionnées sont réaliste.



5. Configuration du contrôleur d'optimisation en cliquant sur son icone dans le schéma.

- Optimization type : Gradient
- Number of iterations : 150

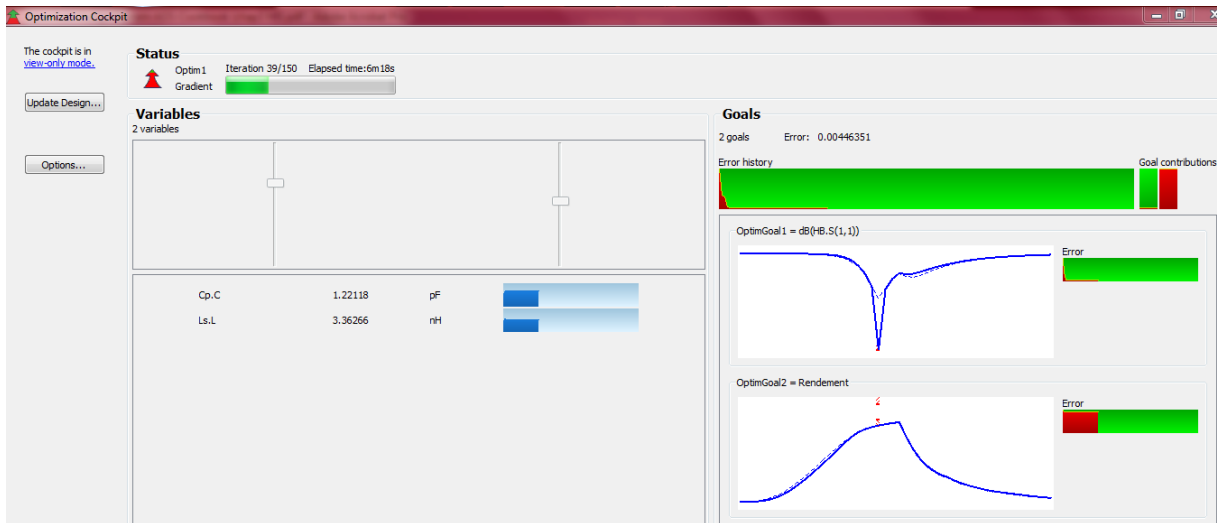


6. Optimisation du circuit en cliquant sur l'icône  dans la barre d'outils.

B. Visualisation du déroulement d'optimisation

Une fois l'optimisation est lancée, la fenêtre d'optimisation *cockpit* s'ouvrira ce qui nous permis de voir le circuit en cours d'optimisation. Les valeurs des composants (L et C) sont modifiées afin d'atteindre les objectifs requis qu'on a fixé sur le schéma.

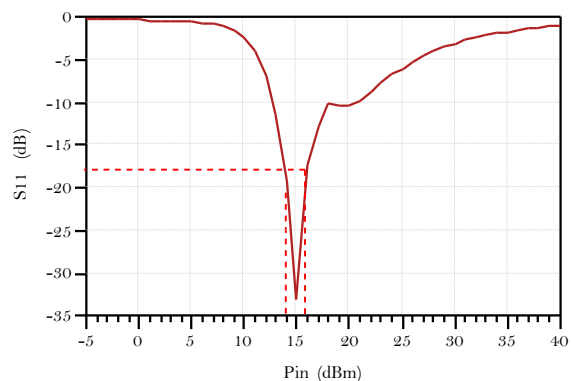
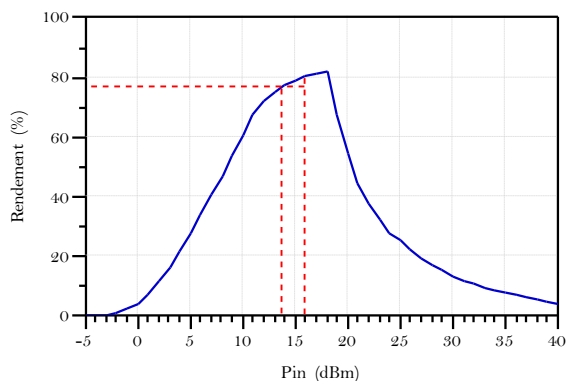
Après un certain nombre d'itérations les objectifs souhaités seront atteints et le processus d'optimisation s'arrêtera, sinon il continuera jusqu'à ce qu'on atteindra les limites d'itération maximales.



Pour sauvegarder les valeurs optimisées, on clique sur « close » puis « Update the design ».

C. Visualisation des résultats

On vérifiera à la fin les nouvelles performances du circuit par rapport à nos objectifs, en traçant les courbes de S_{11} et du rendement sur la fenêtre d'affichage « Data display ».



Annexe 3

Utilisation d'outil Smith Chart sous ADS

L'adaptation d'impédance est une technique très importante qui permet d'optimiser le transfert de la puissance RF récupérée entre l'antenne réceptrice et le circuit de conversion RF/DC. Le principe de la transmission maximale de puissance énonce que le transfert de cette dernière est optimum si les impédances de l'antenne et du circuit de redressement sont adaptées, c.à.d. si $Z_{ant} = Z_{rect}^*$.

Dans l'objectif de concevoir un réseau d'adaptation en "L" entre l'antenne et le redresseur, on utilise l'outil " Smith Chart " inclus dans ADS. L'interface de cet outil est illustrée par la figure 1.

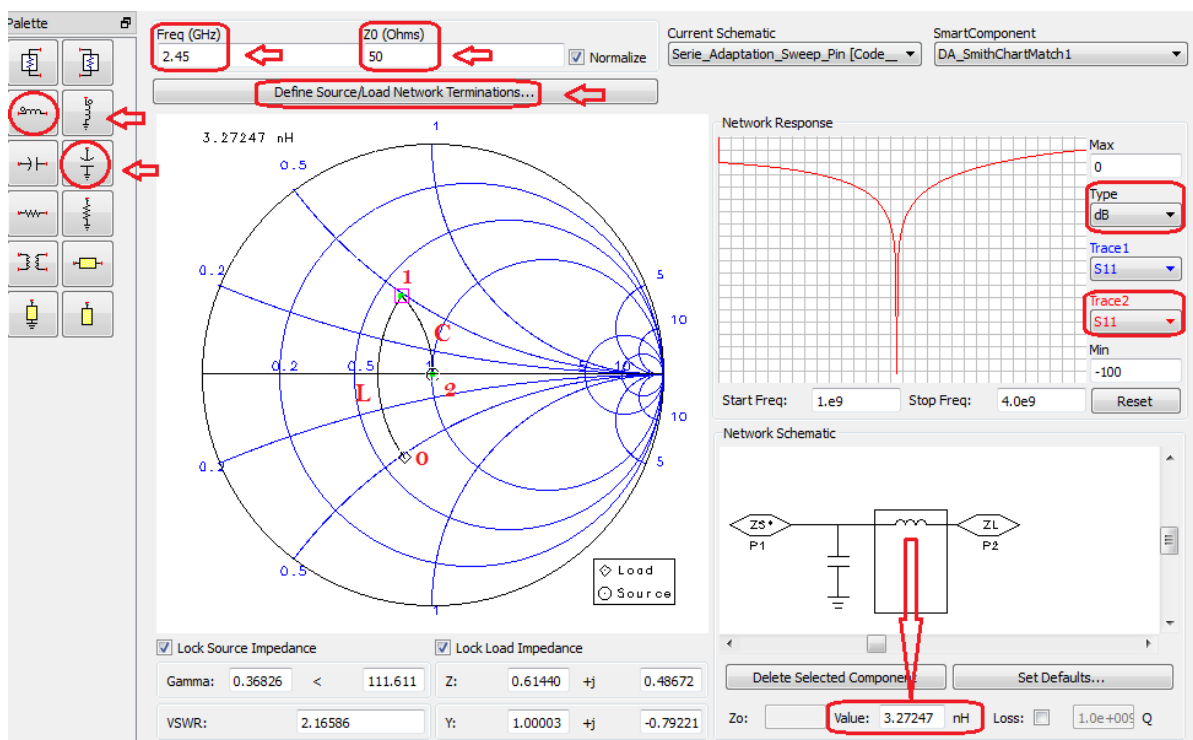


Figure 01 : Interface de l'outil " Smith Chart "

Les étapes de la conception du circuit d'adaptation sont :

1. Exécution du logiciel ADS, et ouverture du projet qui contient notre circuit en cliquant « *File / Open Project* ».
2. Insertion de l'outil « *Smith Chart* » dans le schéma à partir de la librairie « *Smith Chart Matching* ». (figure 02)
3. Ouverture de la fenêtre de l'outil Smith Chart en cliquant sur « *Tools / Smith Chart* ».

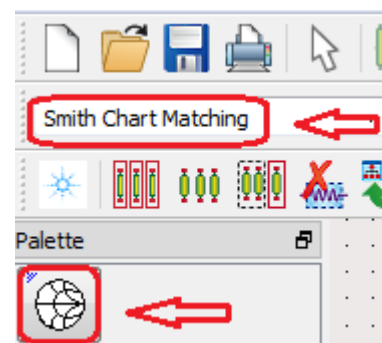


Figure 02

4. Insertion des paramètres :

Fréq : la fréquence de travail.

Z_0 : impédance normalisée.

Z_s^* : impédance de l'antenne conjuguée.

Z_L : impédance d'entrée du redresseur.

5. Une fois les paramètres sont définis, Z_0^* et Z_L seront tracées sur l'abaque de Smith. L'étape suivante consiste à tracer le filtre d'adaptation en ajoutant des éléments localisés qui se trouvent dans la palette des composants à gauche. Dans l'exemple de la figure 01, on a ajouté une inductance série pour se déplacer du point 0 au point 1 et une capacité en parallèle pour se déplacer du point 1 au point 2.

Remarques :

- Les valeurs des composants utilisés sont affichées en bas par la sélection du composant qu'on veut afficher sa valeur. Par exemple : $L = 3.272$ nH.
- Les caractéristiques du circuit (S_{11} et la structure du circuit d'adaptation) sont également affichées sur la fenêtre d'outil Smith Chart.

6. La dernière étape consiste à sauvegarder le réseau d'adaptation conçu en cliquant sur « *Build ADS circuit* ».

Références bibliographiques

- [1] H. TAKHEDMIT, "Modélisation et conception de circuits de réception complexes pour la transmission d'énergie sans fil à 2.45 GHz", thèse de doctorat en Génie Electrique, l'école centrale de Lyon, Lyon, 2010.
- [2] M. KANOUN, " Contribution à l'étude et à la conception d'un système de transfert et de récupération d'énergie électromagnétique à 5.8 GHz", thèse de doctorat en Electronique, université de POITIERS UFR des sciences fondamentales et appliquées XLIM, Sfax, 2019.
- [3] N.T. NIKOLA, *Nikola Tesla on his work with alternating currents and their application to wireless telegraphy, telephony, and transmission of power / An extended interview*, Leland Anderson, Colorado, 2002.
- [4] W.C. BROWN, "The history of power transmission by radio waves," *IEEE Transactions. On Microwave Theory and Techniques*, Vol. 32, No. 9, pp. 1230-1242, Sept 1984.
- [5] P.E. GLASER, "Power from the sun: its future," *Science*, Vol. 162, No. 3856, pp. 857-861, Nov 1968.
- [6] R.M. DICKINSON, "Performance of a high-power 2.388-GHz receiving array in wireless power transmission over 1.54 km," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 139–141, June 1976.
- [7] A. CELESTE, P. JEANTY and G. PIGNOLET, "Case study in Reunion Island," *Science Direct, Acta Astronautica*, Vol. 54, No. 4, pp 253-258, 2004.
- [8] B. STRASSNER and K. CHANG, "5.8 GHz circularly polarized dual rhombic loop traveling wave rectifying antenna for low power density wireless power transmission applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (MTT)*, Vol. 51, No. 5, pp. 1548–1553, May 2003.
- [9] A. KHEMAR, "Alimentation hyperfréquence de dispositifs à faible consommation par la récupération de l'énergie EM", thèse de doctorat en Electronique, université Mohamed Seddik Ben Yahia- Jijel, Algérie, 2018.
- [10] P. F. COMBES, *Micro-ondes tome II – Circuits passifs, propagation, antennes*, Dunod, 1997.
- [11] F. BOUKERROUM, *Propagation d'ondes et Antennes*, université Mohamed Seddik Ben Yahia de Jijel, 2017.

Support cours disponible à :

<http://elearning.univ-jijel.dz/elearning/course/view.php?id=533>

[12] D. BOUCHOUICHA, "Etude de faisabilité de la récupération d'énergie électromagnétique ambiante", thèse de doctorat, université François-Rabelais de Tours, Nov 2010.

[13] S. LOIZEAU, A. SIBILLE, "Optimization of a multi-band reconfigurable PIFA antenna," *in proceedings of the 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2009)*, Berlin, Germany, pp. 796 – 800, Mar 2009.

[14] J.M. FLOCH, F. QUEUDET and E. FOURN, "Radio-electric characterizations of jeans buttons," *in proceedings of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, Edinburgh, UK, pp. 1 – 4, Nov 2007.

[15] D. H. WERNER, "A Method of Moments approach for the efficient and accurate modeling of moderately thick cylindrical wire antennas," *in proceedings of IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, Vol. 46, No. 3, pp. 373-382, Mar 1998.

[16] C. A. MACON, L. C. KEMPEL, S. W. SCHNEIDER and K. D. TROTT, "Modeling conformal antennas on metallic Prolate spheroid surfaces using a Hybrid Finite Element Method," *in proceedings of IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, Vol. 52, No. 3, pp. 750-758, Mar 2004.

[17] P. D'ATANSIO, A. ZAMBOTTI, A. MORO and R. CASILLI, "Application of FDTD / Kirchhoff Method for radiation pattern calculation," *in proceedings of European Conference on Microwave*, Vol. 2, pp. 44-6, Oct 2005.

[18] V.H RAMSEY, "Frequency independent antennas," *IRE International Convention Record*, Vol. 5, pp. 114-118, Mar 1957.

[19] L. BABOUR, "Etude et conception d'antennes ultra large bande miniaturisées en impulsionnel", thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, Mai 2009.

[20] S. E. F. MBOMBOLO, "Etude et conception d'une rectenna pour un transfert d'énergie sans fil point à point par faisceaux micro-ondes", mémoire de maîtrise, université du QUÉBEC à Rimouski, Mars 2012.

- [21] J. RIVIERE, "Conception et réalisation de rectenna en technologie guide d'onde coplanaire pour de faibles niveaux de puissance", thèse de doctorat en Electronique, université de la Réunion, France, Septembre 2016.
- [22] D.H. CHUC, B.G. DUONG, "Design, simulation and fabrication of rectenna circuit at S-band for microwave power transmission," *VNU Journal of Science: Math-Phys*, Vol. 30, No. 3, pp. 24–30, 2014.
- [23] T.U. HONG, K.M. OH, H.W. LEE, H. NAM, T.S. YUN, D.S. LEE, H.I. HWANG and J.C. LEE, "Novel broadband rectenna using printed monopole antenna and harmonic-suppressed stub filter," *International Journal of Microwave and Optical Technology*, Vol. 52, No. 5, 2010.
- [24] S.S. OJHA, P.K. SINGHAL, A. AGARWAL and A.K. GUPTA, "2-GHz dual diode dipole rectenna for wireless power transmission," *International Journal of Microwave and Optical Technology*, Vol. 8, No. 2, March 2013.
- [25] U. OLGUN, C.C. CHEN and J.L. VOLAKIS, "Investigation of rectenna array configurations for enhanced RF power harvesting," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 10, 2011.
- [26] M.A. SENNOUNI, J. ZBITOU, B. ABBOD, A. TRIBAK and M. LATRACH, "Efficient rectenna design incorporating new circularly polarized antenna array for wireless power transmission at 2.45 GHz," in *proceedings of IEEE Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, Ouarzazate, Morocco, pp. 577 – 581, Oct 2014.
- [27] C. PHONGCHAROENPANICH, K. BOONYING, "A 2.4-GHz dual polarized suspended square plate rectenna with inserted annular rectangular ring slot," *International Journal of RF and Microwave CAE*, Vol. 26, pp. 164-173, 2015.
- [28] A. GEORGIADIS, G. ANDIA and A. COLLADO, "Rectenna design and optimization using reciprocity theory and harmonic balance analysis for electromagnetic (EM) energy harvesting," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 9, pp. 444-446, 2010.
- [29] Z. HAROUNI, "Conception et caractérisation d'une rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz", thèse de doctorat en Electronique, université Paris-Est, France, Novembre 2011.
- [30] Y.C. HUANG, G.P. PAN, T.L. LI and J.S. SUN, "Design of dual polarization rectenna for wireless power transmission," in *proceeding of Asia-Pacific Symposium Conference on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, 2015.

- [31] F. HUANG, and al., “Design of circular polarization antenna with harmonic suppression for rectenna application,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 11, pp. 592-595, 2012.
- [32] Z. HAROUNI, L. OSMAN, and A. GHARSALLAH, “Efficient 2.45 GHz rectenna design with high harmonic rejection for wireless power transmission,” *International Journal of Computer Science Issues (IJCSI)*, Vol. 7, No. 5, pp. 424-427, September 2010.
- [33] J.Y. PARK, S.M. HAN and T. ITOH, “A rectenna design with harmonic-rejecting circular-sector antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 3, No. 1, pp. 52-54, 2005.
- [34] H. TAKHEDMIT, L. CIRIO, “Compact and efficient 2.45GHz circularly polarized shorted ring-slot rectenna,” *Electron. Lett.*, Vol. 48, No. 5, pp. 253–254, March 2012.
- [35] A. TAYBI, A. TAJMOUATI, “A new design of high output voltage rectifier for rectenna system at 2.45 GHz,” *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, Vol. 13, No. 1, pp. 226-234, January 2019.
- [36] D.H. CHUC, B.G. DUONG, “Design and fabrication of rectifying antenna circuit for wireless power transmission system operating at ISM band,” *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, Vol. 6, No. 4, pp. 1522-1528, August 2016.
- [37] A. TAYBI and al., “Design of a new 5.8 GHz RF-DC rectifier structure for wireless power transmission,” in *proceedings of IEEE International Conference on Wireless Technologies. Embedded and Intelligent Systems (WITS)*, FEZ. Morocco ,2017.
- [38] J. HEIKKINEN, M. KIVIKOSKI, “A novel dual-frequency circularly polarized rectenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 2, No 1, pp. 330-333, 2003.
- [39] K. NIOTAKI, S. KIM, S. JEONG, A. COLLADO, A. GEORGIADIS and M.M. TENTZERIS, “A compact dual-band rectenna using slot-loaded dual band folded dipole antenna,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 12, pp. 1634-1637, 2013.
- [40] A. COSTANZO, F. DONZELLI, D. MASOTTI and V. RIZZOLI, “Rigorous design of RF multi-resonator power harvesters,” in *proceeding of the 4th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1-4, 2010.
- [41] C. SONG, Y. HUANG, P. CARTER, J. ZHOU, S. YUAN, Q. XU and M. KOD, “A novel six-band dual CP rectenna using improved impedance matching technique for ambient RF energy

harvesting,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 46, No. 7, pp. 3160-3171, 2016.

[42] I. KHARRAT, P. XAVIER, T. VUONG and J.M. DUCHAMP, “3D compact rectenna for anti-counterfeiting application,” in *proceeding of the 44th European Microwave Conference (EUMC)*, pp. 664-667, 2014.

[43] H. TAKHEDMIT and al., “Transparent rectenna and rectenna array for RF energy harvesting at 2.45 GHz,” in *proceeding of the 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 2970-2972, 2014.

[44] Publication disponible à : <http://www.farnell.com/datasheets/461162.pdf> (consultée le 05-10-2020 à 00.56h)

Résumé

L'alimentation des dispositifs communicants sans fil en exploitant l'énergie électromagnétique disponible dans l'environnement est une solution pertinente pour pallier aux problèmes d'autonomie énergétique. Le dispositif qui permet la récupération et la conversion de cette énergie est nommé Rectenna. Il est constitué d'une antenne réceptrice associée à un circuit de redressement.

Dans ce travail, on s'est intéressé à concevoir, à optimiser et à analyser trois circuits de conversion RF/DC à base de diodes Schottky qui présente un comportement non-linéaire. Ces circuits travaillent à la fréquence Wi-Fi 2.45 GHz. L'objectif visé est d'améliorer les performances du système rectenna, en particulier le rendement de conversion et la tension de sortie en suivant une méthodologie bien définie. Des rendements de conversion et des tensions de sortie supérieurs à 75 % et 5 V, respectivement, ont pu être atteints pour une puissance incidente de 15 dBm.

Mots-clés : Rectenna, Antenne réceptrice, Circuit de conversion RF/DC, Diode Schottky, Comportement non-linéaire, Rendement de conversion, Tension de sortie.

Abstract

Powering wireless communicating devices by exploiting the electromagnetic energy available in the environment is a relevant solution to overcome the problems of energy autonomy. The recovery and the conversion of this energy is carried out by a system called Rectenna, which is consist of a receiving antenna associated with a rectifier circuit.

In this work, three rectifier circuits based on Schottky diodes, that exhibit a non-linear behavior, have been designed, optimized and analyzed. These circuits work at the Wi-Fi frequency of 2.45 GHz. The objective is to improve the performances of the system, in particular the conversion efficiency and the output voltage, by following a well-defined methodology. Conversion efficiencies and output voltages higher than 75% and 5 V respectively have been achieved for an incident power of 15 dBm.

Key-words: Rectenna, Receiving antenna, Rectifier circuit, Schottky diode, Non-linear behavior, Conversion efficiency, Output voltage.

المخلص

يُعتبر استغلال الطاقة الكهرومغناطيسية المتواجدة في المحيط لتوفير الطاقة اللازمة لتغذية بعض أجهزة الاتصال اللاسلكية حلاً مناسباً للتغلب على مشاكل استقلالية الطاقة. حيث يتم استعادة هذه الطاقة وتحويلها بواسطة نظام Rectenna الذي يتكون من هوائي استقبال مرتبط بدارة تعديل.

في هذا العمل، ركّزنا على تصميم، تحسين ودراسة ثلاث دارات تعديل مكونة من الصمامات الثنائية Schottky التي تُظهر سلوكاً غير خطي. تعمل هذه الدارات على تردد Wi-Fi 2.45 جيجا هيرتز. الهدف من هذه الدراسة هو تحسين أداء النظام ولا سيما كفاءة التحويل والجهد الناتج، وذلك باتباع منهجية مضبوطة. تم تحقيق كفاءات تحويل وجهود خرج تزيد عن 75% و5 فولط على التوالي من أجل طاقة إدخال قيمتها 15 ديسيبل-ميلي واط.

الكلمات المفتاحية: Rectenna، هوائي استقبال، دارة تعديل، صمام ثنائي Schottky، سلوك غير خطي، كفاءة تحويل، جهد خرج.