

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED SEDDIK BEN YAHIA JIJEL
FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



Mémoire de Fin d'Etudes

En vue d'obtention du diplôme de :

MASTER en Télécommunications

Option : Systèmes des télécommunications

Thème

**Conception et Simulation d'une
Rectenna Utilisée pour la Récupération
de l'énergie Electromagnétique**

Réalisé par :

MEGHLAOUI Samir

SALEM Kamar Eddine

Encadré par :

D^r BOUKERROUM Fayçal

Année Universitaire : 2018 / 2019

Remerciements

Avant tout nous remercions "Allah" tout puissant qui nous a donné le courage, la volonté et la force pour accomplir ce travail.

Merci à Dieu de nous avoir éclairé le chemin de la réussite.

Nous adressons nos remerciements à tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué directement ou indirectement à la réalisation de ce modeste travail. En particulier :

- **Mr. BOUKERROUM Fayçal** : notre directeur de mémoire pour sa patience, et surtout ses conseils judicieux, qui ont contribué à alimenter notre réflexion.
- **Mr. MEGHLAOUI Mohammed** : notre cher frère pour sa participation dans la réalisation de ce mémoire.

Nos vifs remerciements à :

- **Nos chers parents**, pour leur soutien constant et leurs encouragements.

Nos remerciements à monsieur le président et les membres du jury qui nous font honneur d'accepter de juger notre travail. Enfin, nous souhaitons remercier chaleureusement toutes les personnes qui, en prodiguant des conseils et en relevant les obstacles, ont contribué à l'élaboration de ce mémoire.



Dédicaces

Je dédie ce travail :



A ma chère mère,

A mon cher père,

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.

A mes frères Mohammed et Abd Allï,

A mes chères sœurs,

Pour leur soutien moral et leurs conseils précieux tout au long de mes études.

A mon cher binôme,

Pour son entente et sa sympathie.

A mes chers amis

Pour leur aide et support dans les moments difficiles.

A tous ceux que j'aime.

MERCI !

SAMIR

Dédicace

Tout d'abord, je tiens à remercier le bon Dieu le tout Puissant de m'avoir donné la force et le courage de mener à bien ce travail.

Je dédie ce mémoire

A mes parents, qui m'ont encouragé et aidé à arriver à ce stade de ma formation et pour leur soutien inconditionnel.

A mes frères

Au docteur BOUKERROUM Fayçal mon encadreur pour m'avoir guidé pour la réalisation de ce travail.

A mon binôme

A tous ceux et celles qui ont contribué à finaliser ce travail.

A mes amis

Enfin, je dédie ce mémoire à tous ceux qui m'ont aidé et assisté durant mes études.

Kamar Eddine.

Liste des symboles

τ	Rendement de transmission.
A_t	Surface équivalente à l'émission.
A_r	Surface équivalente à la réception.
λ	Longueur d'onde dans le vide.
d	Distance entre l'émetteur et le récepteur en m.
f	Fréquence de l'onde en Hz
c	Célérité de la lumière = $3 \cdot 10^8$ m/s
Γ_{in} ou S_{11}	Coefficient de réflexion.
ϵ_{eff}	Permittivité effective.
ϵ_r	Permittivité relative.
L	Longueur.
W	Largeur de bande.
H	Hauteur.
L_{eff}	Longueur effective.
W_{eff}	Largeur effective.
η_p	Rendement de conversion
V_{DC}	Tension DC du signal de sortie.
I_{DC}	Intensité du signal de sortie.
R	Valeur de charge.
\underline{U}_{RF}	Tension sinusoïdale du signal d'entrée.
\underline{I}_{RF}^*	Conjuguée de l'intensité sinusoïdale du signal d'entrée.

Liste des acronymes

ADS	Advanced D esign S ystem.
ANF	Agence Nationale des F réquences
CIPRNI	Commission I nternationale de P rotection contre les R ayonnements N on- I onisants.
CMI	Couplage M agnétique I nductif.
CMR	Couplage M agnétique R ésonnant.
DC	D irect C urrent (régime continu).
ECC	E uropean C ommunication C ommittee.
EH	E nergy H arvesting.
EM	E lectro M agnétique.
FEM	F inite E lement M ethod (méthode des éléments finies).
FDTD	F inite D ifference T ime D omain.
HB	H armonic B alance.
HF	H yper F réquence (Haute Fréquence)
OMS	O rganisation M ondiale de la S anté.
Rectenna	R ectifying + A ntenna.
RF	R adio F requency.
RF-DC	Regime alternatif -continue
SHARP	S tationary H igh A ltitude R elay P rogram.
SPS	S olar P ower S atellite.
TEM	T ransverse E lectro M agnétique.
TESF	T ransmission d' E nergie S ans F il.
WPT	W ireless P ower T ransfer.

Liste des figures

Figure I-1 : Schéma de principe d'une liaison hertzienne	4
Figure I-2 : Pertes de propagation en espace libre en dB en fonction de la distance émetteur-récepteur	6
Figure I-3 : Principe de la transmission d'énergie par faisceaux micro-onde	8
Figure I-4 : Différents rendements d'un système de TESF	9
Figure I-5 : Fluctuations de l'onde EM entre émetteur et récepteur	10
Figure I-6 : Décroissance du niveau du champ électrique $E(V/m)$ à partir de l'émetteur	11
Figure I-7 : Mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Jijel	12
Figure I- 8 : Schéma de principe du montage utilisé pour TESF par couplage inductif	13
Figure I- 9 : Schéma de principe du montage utilisé pour la transmission d'énergie sans fil par couplage magnétique résonant	15
Figure I-10 : Application du WPT	16
Figure I-11 : Récupération de l'énergie électromagnétique ambiante (EH : Energy Harvesting)	16
Figure I-12 : Structure d'une Rectenna classique	17
Figure II-1 : Structure générale d'une Rectenna	19
Figure II-2 : Diagramme de rayonnement : (a) Source isotrope , (b) Source directive	20
Figure II-3 : Structure de la ligne à micro-ruban	22
Figure II-4: Structure de l'antenne à micro-ruban (patch)	24
Figure II-5: Formes représentatives d'éléments de patch micro-ruban	26
Figure II-6 : Ligne d'alimentation micro-ruban	26
Figure II-7 : Alimentations de l'antenne patch par câble coaxial	27
Figure II-8 : Alimentation de l'antenne patch par fente	27
Figure II-9 : Alimentation de l'antenne patch par couplage de proximité	27
Figure II-10 : Structure d'une diode Schottky	31
Figure II-11 : Redresseur mono-diode, topologie série	32
Figure II-12: Redresseur mono-diode, topologie parallèle	32

Figure II-13: Redresseur multi-diode topologie en doubleur de tension	33
Figure II-14: Redresseur multi-diodes topologie du multiplieur de tension	33
Figure II-15 : Redresseur multi-diodes, topologie pont de diodes	34
Figure II-16 : Courbe d'un filtre passe-bande	35
Figure II-17 : Circuit équivalent d'un filtre passe-bande	35
Figure II-18 : Courbe d'un filtre passe-bas	35
Figure II-19 : Circuit équivalent d'un filtre passe-bas	35
Figure II-20: Réalisation d'un filtre passe-bas avec des tronçons de lignes micro-onde.	36
Figure II-21: Association des Rectennas (a) série, (b) parallèle	38
Figure III- 1 : Schéma synoptique d'une Rectenna	39
Figure III- 2 : Forme de l'antenne patch rectangulaire alimente par une ligne micro-ruban	40
Figure III- 3 : Choix de substrat de l'antenne Patch	41
Figure III- 4: Format 2D et 3D d'une Patch sous Momentum de ADS	41
Figure III- 5: Variation du module et de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence	41
Figure III- 6 : Diagramme de rayonnement de l'antenne Patch à 2.4 GHz	42
Figure III- 7 : Gain et directivité de l'antenne patch dans le plan $\varphi = 90^\circ$	42
Figure III-8: Rendement de l'antenne patch à 2.4 GHz	43
Figure III-9 : Effets d'une variation de 10% de la largeur W de l'antenne	43
Figure III-10: Effets d'une variation de 10% de la longueur L de Patch	44
Figure III- 11: Circuit de conversion RF-DC sous ADS	45
Figure III- 12 : Spectre des signaux d'entré et de sortie de redresseur simulé avec la méthode HB	46
Figure III- 13 : Forme temporelle du signal en entrée et en sortie du redresseur	46
Figure III- 14 : Rendement et tension de sortie en fonction de la capacité de filtrage	47
Figure III- 15 : Rendement et tension de sortie en fonction de la charge R_L	48
Figure III- 16 : Rendement et tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée	48
Figure III- 17 : Schéma équivalente de la diode Schottky.	49
Figure III-18: Rendement et tension de sortie en fonction de RFPin pour trois	

valeurs de B_v	50
Figure III- 19 : Variation de rendement en fonction de C_{j0}	51
Figure III-20 : Variation de rendement en fonction de R_s	52

Liste des tableaux

Tableau I -1: Spectre radiofréquence et micro-onde	7
Tableau I -2 : Bandes de fréquences micro-ondes	7
Tableau II-1 : Avantage et inconvénient de la ligne micro-ruban	23
Tableau II-2 : Comparaison entre les différentes méthodes d'alimentation	28
Tableau III-1 : Paramètres géométriques et électriques de l'antenne Patch	40
Tableau III-2 : Paramètres de circuit de conversion	44
Tableau III-3 : Paramètres de la diode Schottky HSMS2805 et leurs valeurs	50

Table de matière

Liste des symboles	iv
Liste des acronymes	v
Liste des figures	vi
Liste des tableaux	ix
Introduction générale	1
Chapitre I : Transmission d'énergie sans fil	3
1. Introduction	3
2. Historique	3
3. Notions générales sur les liaisons hertziennes	4
3.1. Pertes par propagation en espace libre	5
3.2. Fréquence pour liaison hertzienne	6
4. Transmission d'énergie électromagnétique	7
4.1. Structure globale d'un système TESF	7
4.2. Source RF et micro-onde	8
4.3. Rendement	8
5. Quantification de la puissance rayonnée disponible dans le milieu environnant	10
5.1. Niveaux limites d'émission RF	10
5.2. Mesure d'énergie RF ambiante	11
6. Technique de transmission d'énergie sans fil	12
6.1. Transfert non radiatif	13
6.1.1 Couplage magnétique inductif	13
6.1.2 Couplage magnétique resonant	14
6.2. Transfert radiative	15
7. Récupération et conversion de l'énergie électromagnétique	17
8. Conclusion	18
Chapitre II : Etude des Systèmes de récupération de l'énergie électromagnétique	19
1. Introduction	19
2. Etude de structure d'une Rectenna	19
2.1. L'antenne	20
2.1.1. Paramètres radioélectriques d'une antenne	20

2.2. Les lignes à micro-ruban	22
2.3. Les antennes imprimées (Patch)	24
2.3.1 Méthodes d'alimentation	26
2.3.2. Méthodes d'analyse des Antennes imprimées	28
2.4. Circuit redresseur	30
2.4.1 Rendement du circuit	30
2.4.2. La diode Schottky	31
2.4.3. Redresseur mono diode	32
2.4.4 Redresseur multi-diodes	33
2.5. Circuit d'adaptation	34
2.5.1. Filtre passe-bande HF	34
2.5.2. Filtre passe-bas DC	35
3. Caractérisation et rendement d'une Rectenna	36
4. Réseaux de Rectennas	37
5. Conclusion	38
Chapitre III : Conception et simulation d'une Rectenna à 2.4 GHz	39
1. Introduction	39
2. Modélisation d'une antenne Patch sous ADS Momentum	39
2.1. Procédure de simulation sous ADS	40
2.2. Résultats de simulation	41
2.2.1. Diagramme de rayonnement	42
2.2.2. Gain et directivité	42
2.2.3. Rendement (efficacité)	43
2.2.4. Effet de longueur L et la largeur W du Patch	43
3. Circuit de conversion RF-DC	44
3.1. Influence de capacité de filtrage	46
3.2. Influence de la charge R_L	47
3.3. Influence de la puissance RF en entrée	48
3.4. Influence des propriétés de la diode Schottky	49
3.4.1 Influence de la tension de claquage B_V	50
3.4.2. Effet de la capacité de jonction C_{j0}	51
3.4.3. Effet de la résistance série R_s	51
4. Conclusion	52
Conclusion générale	53

Table de matière

ANNEXE 01	54
ANNEXE 02	60
ANNEXE 03	64
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	65
RESUME	

INTRODUCTION GENERALE

De nos jours, le domaine des télécommunications a connu une profonde évolution, et plus particulièrement la communication sans fil qui utilise le canal hertzien comme support de transmission. Ceci grâce au développement technologique dans le domaine d'électronique en particulier la miniaturisation des dispositifs et l'intégration des circuits jusqu'à l'échelle de micro et nano mètre. Mais avec cette évolution énorme que nous vivons actuellement, le besoin énergétique croît jour après jour. Malheureusement, la recherche et le développement dans les technologies de stockage d'énergie n'a pas suivi la même rapidité d'évolution et le problème d'alimentation reste un inconvénient majeur, ainsi que la durée des batteries et les piles limitée, ce qui influe sur le bon fonctionnement des équipements électroniques.

En vue de trouver des solutions optimales à ce problème, les chercheurs ont mené des recherches et ont atteint la télé-alimentation, c'est-à-dire l'idée d'alimenter les équipements à distance. Pour assurer l'acheminement de cette énergie, on peut accepter la liaison filaire comme support de transmission. Mais dans le cas de la communication sans fil, on est obligé d'utiliser la technique de "Transmission d'Energie Sans Fil" (TESF). Cette technique permet de transporter l'énergie électrique d'un point à un autre à travers l'espace libre.

Dans ce mémoire, on s'intéresse à l'étude d'un dispositif utilisé pour la récupération d'énergie électromagnétique la "Rectenna". D'une manière générale le terme Rectenna est un mot anglais composé de "Rectifier+Antenna". Ce dispositif est constitué d'une antenne réceptrice qui sert à regrouper l'énergie RF ambiante. Cette énergie sera par suite convertie en puissance continue DC à travers un circuit de conversion avec un rendement le plus grand possible.

Le présent manuscrit comporte trois chapitres :

On a commencé le premier chapitre par un rappel sur les notions générales d'une liaison hertzienne utilisée dans les systèmes de TESH. Par suite, nous avons détaillé les techniques de transmission d'énergie sans fil que ce soit par transfert radiatif ou non radiatif. On termine le chapitre par une introduction aux systèmes de récupération et de conversion d'énergie électromagnétique.

Introduction générale

Le deuxième chapitre est consacré à une étude théorique de la Rectenna et sa structure générale en montrant le rôle de chaque composant de circuit de conversion, ainsi que ces différentes topologies de redressement. On y présentera une description des lignes micro-rubans et antennes imprimées ainsi que leurs méthodes d'alimentation.

Le dernier chapitre présente la conception et la simulation d'une Rectenna et ses différents blocs sous ADS (Advanced Design system). Le logiciel ADS est un outil de conception des circuits dans le domaine des RF et micro-ondes. Les résultats des différentes simulations effectuées résument et confirment les études théoriques présentées dans les deux premiers chapitres.

On termine le manuscrit par une conclusion générale.

Chapitre I : Transmission d'énergie sans fil

1. Introduction

La Transmission d'Energie Sans Fil (TESF) est une technique qui consiste à transférer l'énergie entre deux points distincts à travers l'espace libre. Ce système, comme tous les systèmes des télécommunications se compose principalement en trois blocs fondamentaux : le bloc d'émission, le bloc de réception et entre les deux le bloc de liaison qui est dans notre cas une liaison hertziennne. On présentera dans ce chapitre des notions générales sur les liaisons hertziennes et les techniques d'émission et de la récupération de l'énergie RF ambiante.

2. Historique

En 1864, James Clerk Maxwell réalise une modélisation mathématique du comportement des radiations électromagnétiques. En 1888, Heinrich Rudolf Hertz réalise une transmission sans fil d'ondes radio, validant les modèles mathématiques de Maxwell. L'appareil de Hertz est considéré comme le premier transmetteur radio.

plus tard, Guglielmo Marconi améliore le transmetteur, en y ajoutant un conducteur élevé et une connexion à la terre. Ces deux éléments peuvent être retrouvés dans les travaux de Benjamin Franklin en 1749 et de Mahlon Loomas en 1864. [1] Entre 1894 et 1899, Marconi a testé la transmission radio sur une distance de 2.75 km. Tesla a expérimenté la transmission sans fil sur une distance d'environ 48 km en 1896.

En 1926, Hidetsugu Yagi a publié son premier document sur l'antenne Yagi. A la fin des années 1950, quelques développements technologiques ont commencé à voir le jour, ce qui a permis de reprendre les études sur la TESH. En 1961, William Brown a publié un article explorant la possibilité de transfert de puissance micro-ondes. En 1968, un système utilisé pour transmettre, sans fil, l'énergie solaire captée dans l'espace et ensuite convertie a été proposé : c'est le premier satellite à puissance solaire (SPS solar power satellite). En 1977, Brown a amélioré la conception des réseaux de Rectenna en introduisant des Rectennas en film mince. [2]

A partir des années 1980, le concept de transmission d'énergie micro-onde a trouvé un intérêt particulier au Japon et au Canada. En 1980, un programme appelé SHARP

« Stationary High Altitude Relay Program » visant à réaliser un prototype de plateforme aéroporté a été réalisée au Canada.

Une autre expérience visant à faire voler un avion uniquement grâce à l'énergie électromagnétique a été menée au Japon en 1992, la plateforme pèse 4,1 kg. L'énergie était fournie à l'avion via des micro-ondes à 2,41 GHz, le récepteur quant à lui, effectuait la conversion RF-DC avec un réseau de 288 Rectennas.

Durant ces dernières années, plusieurs systèmes de récupération d'énergie ont été réalisés et publiés. L'évolution du domaine électronique, notamment au niveau de la miniaturisation et de la consommation des composants, donne aux systèmes de récupération d'énergie électromagnétique l'opportunité d'exister et d'être utilisés. [3]

3. Notions générales sur les liaisons hertziennes

Un système utilisé pour une liaison hertzienne se compose d'un émetteur et un récepteur. L'émetteur reçoit un signal électrique qu'il convertit en signal électromagnétique, lequel est conduit vers l'antenne. Ce dernier émet le signal dans l'espace où il peut être capté par une ou plusieurs autres antennes. L'antenne réceptrice conduit le signal reçu vers le récepteur d'où est extrait le même signal électrique que celui qui était en entrée de l'émetteur. [4]

Le schéma de principe d'une liaison hertzienne est dans le cas général le suivant :

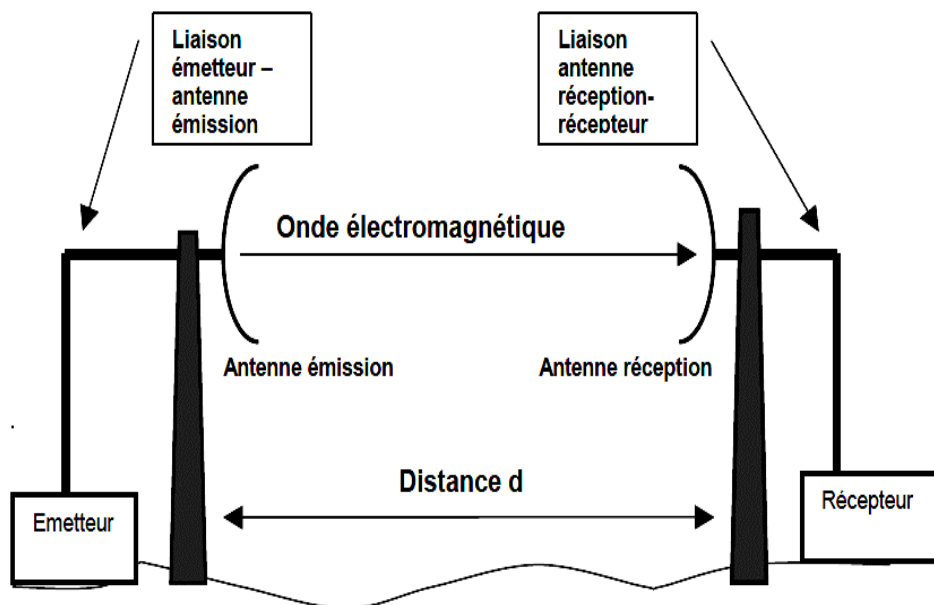


Figure I-1 : Schéma de principe d'une liaison hertzienne.

- **Emetteur** : Il est caractérisé par sa puissance émise P_E (sera exprimée en dBm ou dBW), avec un ordre de grandeur de quelques mW à plusieurs kW.
- **Liaison émetteur- antenne émission** : elle est généralement réalisée en câble coaxial. A plus haute fréquence, cette liaison peut être réalisé en guide d'onde. Elle est caractérisée par son atténuation LE (dB). Dans les petits systèmes, où tout est intégré (WiFi, téléphone mobile, etc..) cette liaison n'existe pas (LE = 0dB)
- **Antenne d'émission** : Elle est caractérisée par son gain d'antenne G_e (dBi)
- **Distance d** : c'est la distance entre l'émetteur et le récepteur.
- **Liaison antenne réception- récepteur** : comme la liaison émetteur-antenne d'émission, la liaison antenne réception-récepteur est caractérisée par l'atténuation LR (dB).
- **Antenne de réception** : Elle est caractérisée par son gain d'antenne G_r (dBi).
- **Récepteur** : Le paramètre qui nous intéresse ici est P_r , puissance reçue par le récepteur. Elle est généralement exprimée en dBm. [5]

3.1. Pertes par propagation en espace libre

La décroissance de la puissance d'une onde électromagnétique EM dans l'espace libre en champ lointain est proportionnelle au carré de la fréquence et au carré de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Ce type de pertes est généralement appelé : pertes de propagation en espace libre ou *path loss* en Anglais. Il est donné par l'équation :

$$P_{pl}(dB) = 10 \log \left(\frac{4\pi d f}{c} \right)^2 = 20 \log \left(\frac{4\pi d f}{c} \right) \quad \text{(I-1)}$$

avec :

P_{pl} : perte de propagation.

d : distance émetteur-récepteur en m.

f : fréquence de l'onde en Hz.

c : célérité de la lumière = $3 \cdot 10^8$ m/s.

La figure I-2 montre l'évolution de P_{pl} en fonction de la distance émetteur-récepteur pour différentes valeurs de la fréquence de l'onde (900 MHz, 1.8 GHz et 2.45 GHz). Les pertes augmentent avec une pente de 20 dB par décade de la distance d . Autrement dit, le niveau de puissance est divisé par 100 lorsque la distance est décuplée. De même, comme

il est montré par l'équation (I-2), plus la fréquence de l'onde est grande, plus les pertes en espace libre sont importantes. [6]

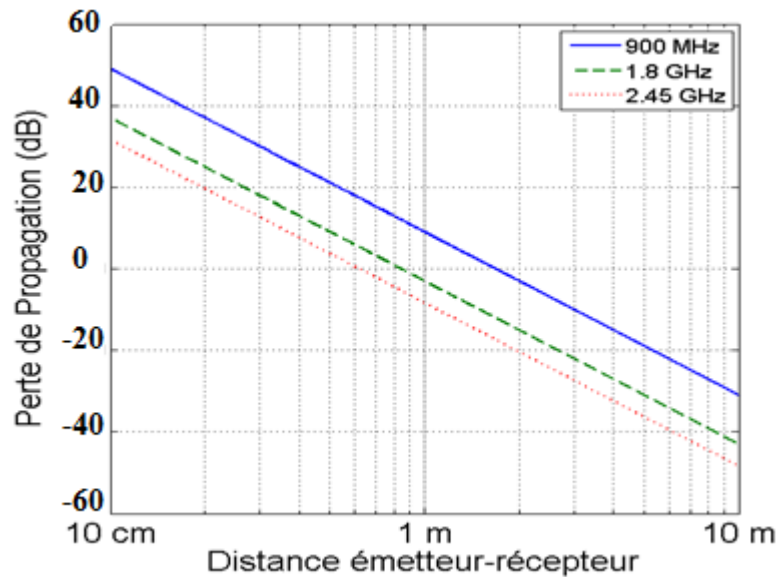


Figure I-2 : Pertes de propagation en espace libre en dB en fonction de la distance émetteur-récepteur.

3.2. Fréquence pour liaison hertzienne

Les liaisons hertziennes utilisent des fréquences supérieures à 1.5 GHz (ondes Centimétriques). Dans la bande de 2 à 11 GHz, l'établissement des liaisons ne pose pas de problèmes majeurs (conditions de propagation). Mais, au-delà de 11 GHz, il faut tenir compte de l'absorption par les hydrométéores. Cette absorption croît avec la fréquence et devient très importante aux alentours de 22 GHz. Ce qui limite les fréquences porteuses à 21 GHz. Cette large gamme de fréquence est subdivisée en plusieurs parties appelées bandes de fréquences. [7]

Dans le spectre radiofréquence qui s'étend des fréquences extrêmement basses aux fréquences extrêmement hautes, nous pouvons situer les micro-ondes entre les hautes fréquences (HF) et les fréquences extrêmement hautes (EHF) qui évoluent par décade comme l'indique le tableau I-1 ci-dessous.

Tableau I-1 : Spectre radiofréquence et micro-onde

Ondes électromagnétiques	Fréquence
Extrêmement basses fréquences (ELF)	3Hz à 300Hz
Fréquences audio (VF)	0.3 à 3KHz
Très basses fréquences (VLF)	3 à 30KHz
Basses fréquences (LF)	30 à 300KHz
Fréquences moyennes (MF)	0.3 à 3MHz
Hautes fréquences (HF)	3 à 30MHz
Très hautes fréquences (VHF)	30 à 300MHz
Fréquences ultra hautes (UHF)	0.3 à 3GHz
Fréquences super hautes (SHF)	3 à 30GHz
Fréquences extrêmement hautes (EHF)	30 à 300GHz

Les micro-ondes sont souvent réparties en gammes de fréquences correspondant à des bandes normalisées d'utilisation de guides d'ondes comme le montre le tableau I-2 ci-dessous : [8]

Tableau I-2 : Bandes de fréquences micro-ondes

Désignation	Gammes de fréquences (GHz)
Bande L	de 1 à 2
Bande S	de 2 à 4
Bande C	de 4 à 8
Bande X	de 8 à 12
Bande K _u	de 12 à 18
Bande K	de 18 à 26
Bande K _a	de 26 à 40
Bande Q	de 30 à 50
Bande U	de 40 à 60
Bande V	de 46 à 56
Bande W	de 56 à 100

4. Transmission d'énergie électromagnétique

4.1. Structure globale d'un système TESF

Un système de TESF comprend deux parties distinctes et éloignées dans l'espace, une partie émettrice et une autre partie réceptrice comme représente la figure I-3. La partie émission du système contient une source micro-onde, alimentée en énergie électrique DC,

et une antenne d'émission qui peut être de type parabolique, cornet ou toute autre forme d'antennes, en fonction de l'objectif recherché. La génération des ondes RF peut se faire soit par l'utilisation de tubes (tube à ondes progressives, klystron, gyrotron, magnétron, ... etc.), soit par des dispositifs à semi-conducteurs (transistor à effet de champ et diodes à résistance négative). Une fois le processus de conversion DC-RF accompli et la puissance micro-onde générée, l'antenne d'émission transforme cette puissance en ondes rayonnées dans l'espace libre. Dans la partie réception, le système TESF comprend une antenne (filaire, plaquée, ...) suivie d'un circuit de conversion RF-DC à base de diode Schottky. L'antenne reçoit l'énergie micro-onde et la transmet au redresseur qui la convertit en énergie électrique DC et la transmet ensuite à une charge. [9]

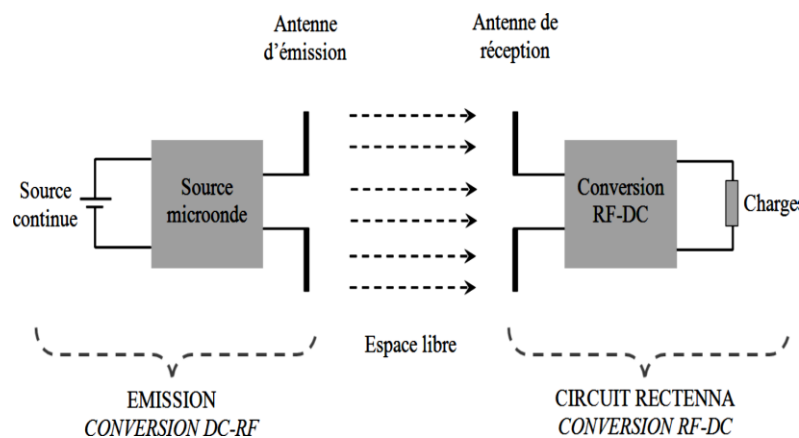


Figure I- 3 : Principe de la transmission d'énergie par faisceaux micro-ondes.

4.2. Sources RF et micro-ondes

Les sources RF et micro-ondes sont nombreuses et à base de technologies diverses. Pour des puissances inférieures à 10 kW, les sources à base de semi-conducteurs sont dominantes, elles souffrent néanmoins d'une limitation de la puissance aux fréquences élevées. A une fréquence de 2,45 GHz, la puissance maximale que peut délivrer une source à base de semi-conducteurs est de quelques centaines de watts. Pour des puissances plus importantes, les sources principalement utilisées sont des tubes à vide que l'on retrouve dans les télécommunications, les radars et l'instrumentation. La gamme de fréquences de ces sources s'étend de 1 GHz à 100 GHz. Un Klystron est, par exemple, capable de délivrer une puissance de 1 MW à 2,45 GHz. [10]

4.3. Rendement

Le rendement d'une manière générale représente le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée.

Le rendement global se décompose fondamentalement en trois rendements (figure I-4). Le premier rendement est celui de la partie émission du système et qui peut être décomposé en deux sous rendements, le rendement de conversion DC-RF de la source micro-onde (70-90 %) ainsi que le rendement de l'antenne d'émission (70-97 %). Le second rendement caractérise les pertes dans l'espace libre (5-95 %). Ce rendement dépend de la distance entre l'émetteur et le récepteur, mais aussi des caractéristiques du milieu de propagation. Le troisième et dernier rendement caractérise l'antenne de réception (85-95 %). Ce rendement reflète la capacité de l'antenne de réception à générer de l'énergie DC à partir de l'énergie RF qu'elle est capable de collecter. [9]

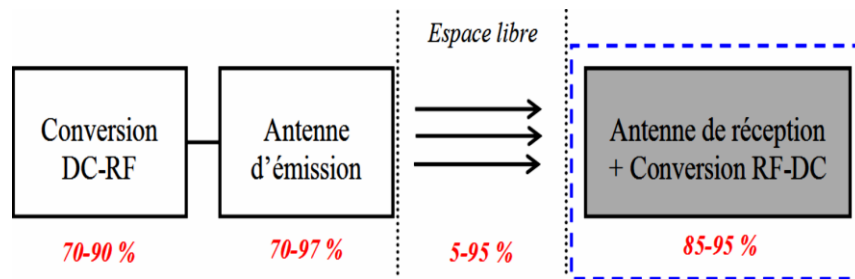


Figure I-4 : Différents rendements d'un système de TESF

La taille et les dimensions des différents éléments constituant un système de TESF sont en relation directe avec le rendement de conversion et l'efficacité de transmission. En effet, les travaux menés notamment par Goubau [11] et Korgelnik [12], ont montré que l'efficacité ou le rendement de transmission sont liés au paramètre τ , défini par :

$$\tau = \frac{\sqrt{A_t \cdot A_r}}{\lambda \cdot d} \quad (\text{I-2})$$

avec :

A_t : Surface équivalente à l'émission.

A_r : Surface équivalente à la réception.

λ : longueur d'onde dans le vide.

d : distance entre l'émetteur et le récepteur.

De même, ces travaux ont démontré que l'énergie peut être transmise pour une distance déterminée avec un rendement proche de 100% et que la densité du faisceau peut être améliorée si la surface des antennes d'émission et de réception possède une dimension et une forme appropriées. [13]

5. Quantification de la puissance rayonnée disponible dans le milieu environnant

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

5.1. Niveaux limites d'émission RF

L'évaluation du niveau de l'énergie EM est un processus délicat à cause des fluctuations temporelles et spatiales de celle-ci dans les environnements non-contrôlés. L'objectif étant de quantifier les niveaux de puissance récupérables les plus élevés, par plages fréquentielles.

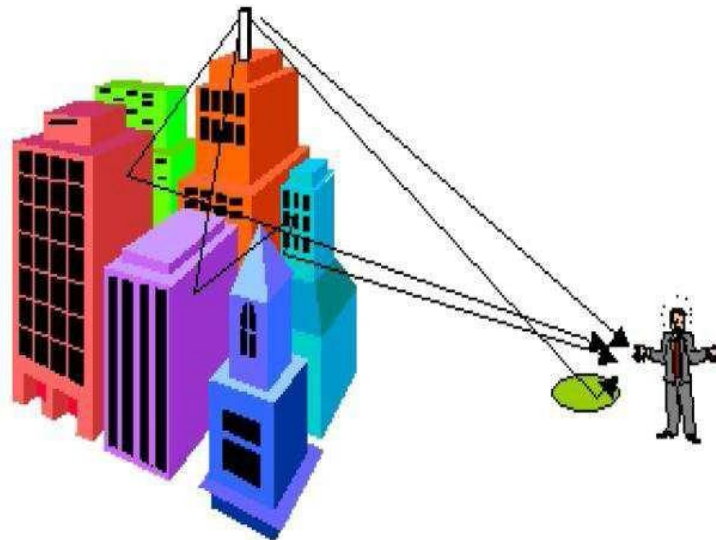


Figure I-5 : Fluctuations de l'onde EM entre émetteur et récepteur

Le niveau du champ EM ambiant est très fluctuant (figure I-5) et dépend de plusieurs paramètres :

- La puissance de l'émetteur.
- La position du point de mesure.
- Le niveau du trafic.
- Les trajets multiples.
- L'environnement de propagation de l'onde et les pertes des différents milieux traversés. [6]

Un schéma symbolisant l'évolution du niveau du champ électrique de l'émetteur jusqu'aux récepteurs est donné par la figure I-6 .

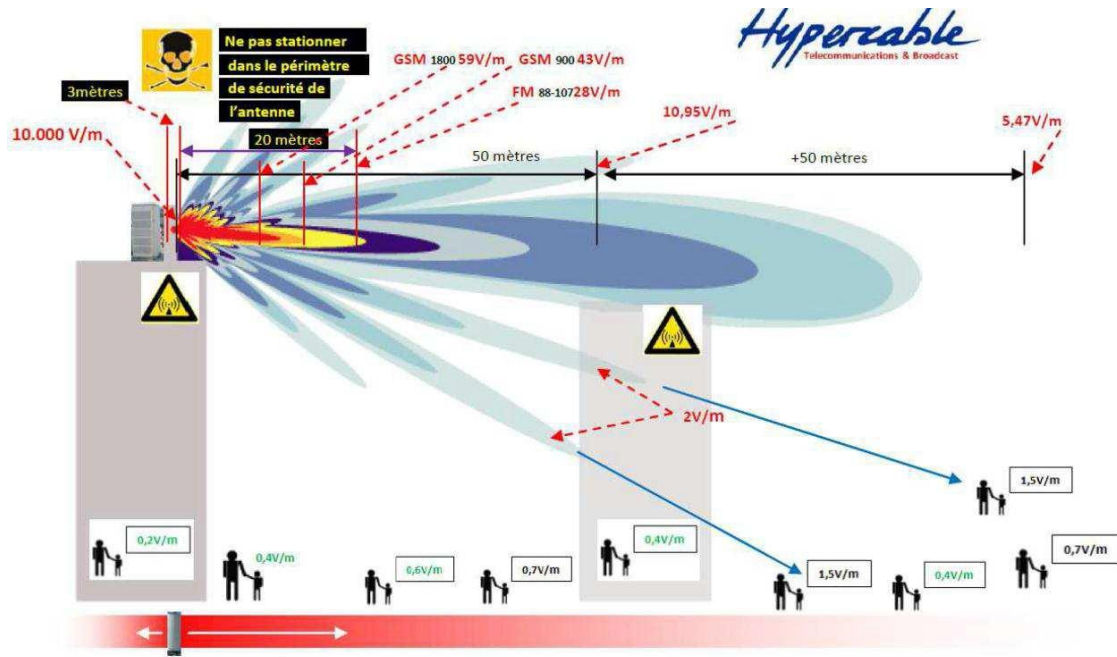


Figure I-6 : Décroissance du niveau du champ électrique $E(V/m)$ à partir de l'émetteur

La puissance émise par l'antenne est composée d'un lobe principal entouré de lobes secondaires. Comme il est montré par le diagramme de rayonnement de la figure I-6, le lobe principal correspond à la puissance d'émission maximale et correspond donc au niveau maximal du champ électrique. Le lobe principal est plus ou moins rabattu vers le bas en fonction de la surface de couverture souhaitée. Le lobe principal de forte puissance couvre les zones éloignées et les lobes secondaires de puissance moyenne et faible couvrent ceux qui sont proches de l'antenne d'émission. Ceci conduira donc à harmoniser les niveaux du champ sur la zone de couverture. [6]

5.2. Mesure d'énergie RF ambiante

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

Au niveau européen les recommandations sont données par l'ECC (European Communication Committee).

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

missions de gestion, de planification et de contrôle du spectre des fréquences radioélectriques par l'Etat. [14]

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

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

Les travaux menés notamment par A. Khemar [14] présentent les mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Jijel

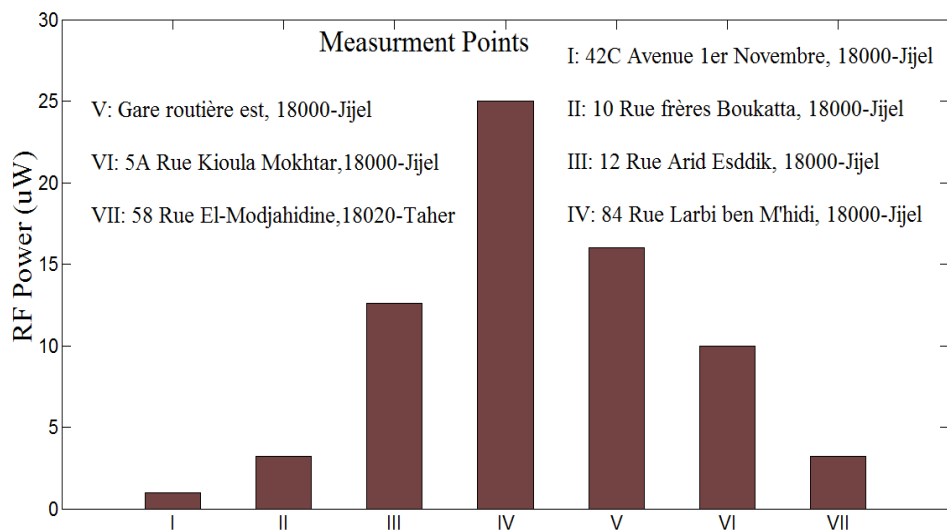


Figure I- 7 : Mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Jijel [14]

6. Technique de transmission d'énergie sans fil

Dans le cadre de la récupération d'énergie électromagnétique, en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur, on peut distinguer deux grandes techniques de transfert d'énergie :

- **Le transfert non radiatif** : c'est-à-dire en champ proche par couplage magnétique inductif ou résonnant, ce qui implique l'utilisation des bobines.
- **Le transfert radiatif** : c'est-à-dire en champ lointain, ce qui implique l'utilisation des antennes.

6.1. Transfert non radiatif

Le transfert non radiatif implique que l'on est en champ proche, la distance entre l'émetteur et le récepteur est très petite devant la longueur d'onde, l'énergie peut être transférée par l'intermédiaire du champ électrique, par couplage capacitif entre deux électrodes métalliques ou par l'intermédiaire du champ magnétique, par couplage inductif entre deux bobines. Les systèmes de TESF basés sur le couplage magnétique se divisent en deux types : le couplage magnétique inductif (CMI) et le couplage magnétique résonnant (CMR). [3]

6.1.1 Couplage magnétique inductif

La TESF par induction magnétique est une technique bien connue, qui est utilisée depuis longtemps dans les transformateurs, dans lesquelles une bobine primaire et une bobine secondaire sont couplées par induction, par exemple grâce à l'utilisation d'un noyau magnétique perméable commun. La transmission d'énergie par induction dans l'air, dans laquelle la bobine primaire et la bobine secondaire sont séparées physiquement, est également une technique connue depuis plus d'un siècle. Egalement appelée TESF à couplage étroit, cette technique est caractérisée par le fait que le rendement de la transmission d'énergie chute si la distance dans l'air est supérieure au diamètre de la bobine et si les bobines ne sont pas alignées en deçà de la distance de décalage. Le rendement de la transmission d'énergie dépend du facteur de couplage (k) entre les inducteurs et de leur facteur de qualité (Q). Cette technique permet d'obtenir un rendement plus élevé que la méthode de résonance magnétique, elle est commercialisée pour la recharge des smartphones. Avec un réseau de bobines, cette technique offre par ailleurs une certaine souplesse concernant l'emplacement de la bobine du récepteur par rapport à l'émetteur. [1]

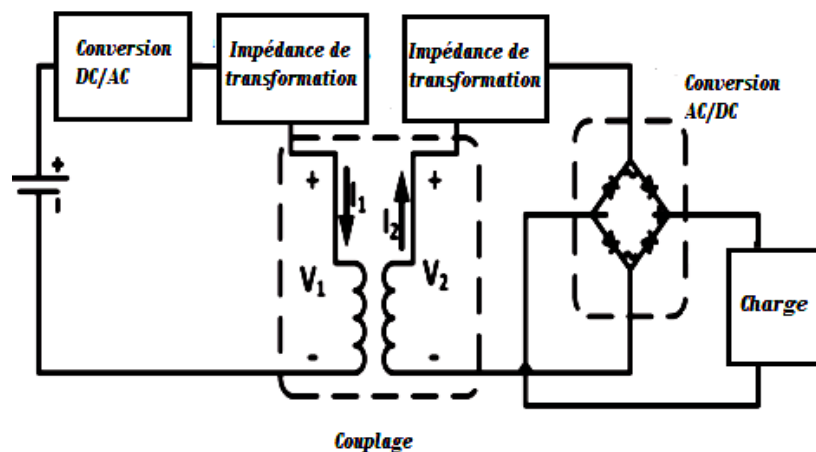


Figure I-8 : Schéma de principe du montage utilisé pour TESF par couplage inductif.

Le schéma simplifié du montage est donné par la figure I-8 [15]. Les tensions et les courants dans les deux bobines peuvent être exprimées par :

$$V_1 = j\omega M_{11}I_1 + j\omega M_{12}I_2 \quad (\text{I-3})$$

$$V_2 = j\omega M_{21}I_1 + j\omega M_{22}I_2 \quad (\text{I-4})$$

$$M_{12} = K\sqrt{M_{11}M_{22}} \quad (\text{I-5})$$

avec :

M_{11} auto inductance de la bobine émettrice ;

M_{22} auto inductance de la bobine réceptrice ;

$M_{12} = M_{21}$ inductance mutuelle des deux bobines ;

K coefficient de couplage entre les deux bobines.

L'impédance vue depuis l'émetteur et l'impédance du récepteur peuvent s'écrire respectivement :

$$Z_{tx} = R_{tx} + jX_{tx} = \frac{V_1}{I_1} \quad (\text{I-6})$$

$$Z_{rx} = R_{rx} + jX_{rx} = \frac{V_2}{I_2} \quad (\text{I-7})$$

Il est donc possible d'exprimer les valeurs des impédances au primaire et au secondaire. L'objectif est d'avoir un transfert optimal de puissance entre l'émetteur et le récepteur. Une adaptation d'impédance entre les deux parties est donc nécessaire. [15]

6.1.2 Couplage magnétique résonant

Le couplage magnétique résonant entre deux structures, généralement des enroulements circulaires (figure I-9), permet de faire du transfert d'énergie en champ proche. Les fréquences de fonctionnement sont relativement faibles (de l'ordre de quelques MHz), ce qui fait que l'émetteur et le récepteur sont assez encombrants. Un transfert efficace de puissance peut être effectué en utilisant deux ou plusieurs objets résonants à la même fréquence. Comparé au couplage inductif non résonant, le couplage résonant est plus efficace. L'amélioration est due à l'utilisation du régime de couplage fort des objets résonants, ce qui permet de maximiser le transfert. [15]

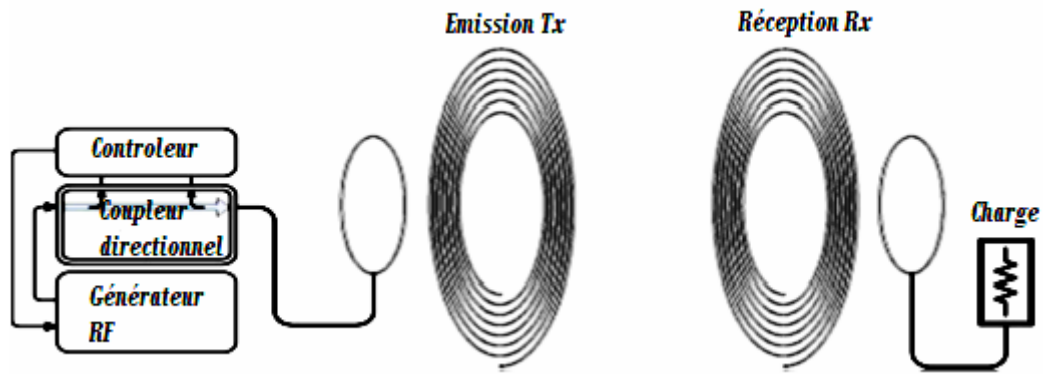


Figure I- 9 : Schéma de principe du montage utilisé pour la transmission d'énergie sans fil par couplage magnétique résonant

6.2. Transfert radiatif

L'énergie peut également être transférée par propagation des ondes électromagnétiques grâce à l'utilisation des antennes à la fois pour rayonner l'énergie et la recevoir. L'utilisation des antennes implique que l'on est en champ lointain. Par conséquent, le rendement est plus faible comparé au couplage magnétique inductif. Dans le cas du transfert d'énergie par rayonnement, deux scénarios existent : [3]

Le premier scénario est le transfert d'énergie à la demande WPT (Wireless Power Transfer). Dans ce cas, une source dédiée est utilisée en émission, l'antenne d'émission est généralement directive, l'antenne de réception est placée en ligne de visée vis-à-vis de l'antenne d'émission. L'avantage de ce type de transfert d'énergie est la connaissance préalable de la fréquence, de la direction d'arrivée de l'onde électromagnétique et de sa polarisation. A partir de ces informations, l'emplacement de l'antenne de réception et la densité de puissance reçue peuvent être préalablement estimés. En revanche, cela contraint à placer l'antenne de réception à des endroits spécifiques afin de recevoir une densité de puissance maximale. Quelques applications utilisant le WPT sont présentées sur la figure I-10. Dans ce cas de figure, l'approche sera de concevoir une antenne directive ayant la même polarisation que l'antenne d'émission, afin de maximiser l'efficacité. Dans [16] par exemple, un réseau de 32 Rectennas utilisant des patches a été utilisé afin d'alimenter des capteurs des applications de suivi de l'état des structures. L'antenne étant très directive, un gain maximal de 24 dBi à 5,8 GHz a été obtenu.



Figure I- 10 : Application du WPT

Le deuxième scénario est la récupération d'énergie électromagnétique ambiante EH (Energy Harvesting). Ce scénario trouve sa place par exemple en zone urbaine où les sources d'énergie électromagnétique sont de plus en plus disponibles. Dans ce cas, l'énergie électromagnétique peut provenir de n'importe quelle direction (figure I-11). L'avantage de l'EH est la liberté de positionnement de l'antenne de réception. En revanche, du fait de la limitation aux expositions de champs électromagnétiques imposée par la loi et de la non-directivité des antennes émettrices, les densités de puissance disponibles en réception sont faibles. De plus, la densité de puissance dépend également de l'environnement. Ceci est le plus gros défi des systèmes de récupération d'énergie électromagnétique. Si nous rajoutons en plus les limitations technologiques des composants électroniques, il devient très difficile d'atteindre des efficacités très élevées. [3]

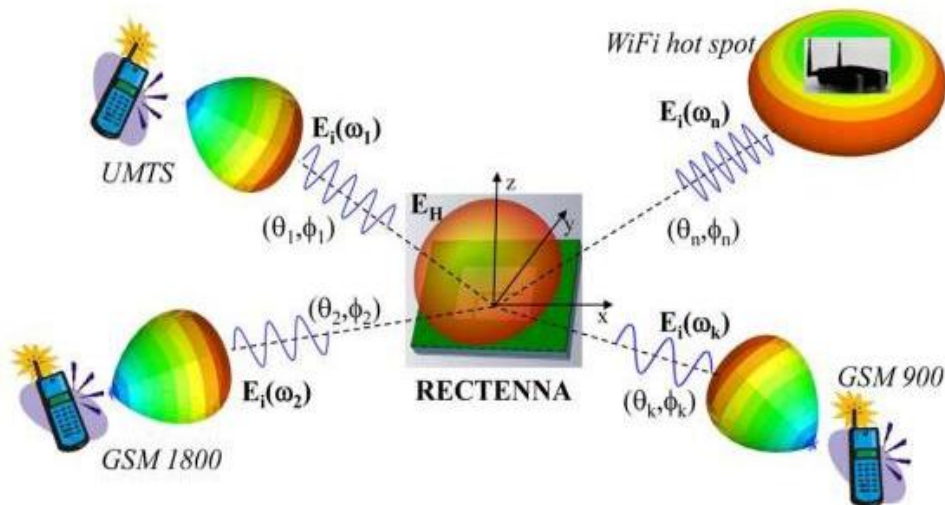


Figure I- 11 : Récupération de l'énergie électromagnétique ambiante (EH : Energy Harvesting)

7. Récupérations et conversion de l'énergie électromagnétique

La récupération et la conversion de l'énergie électromagnétique en énergie électrique utile est assurée par un dispositif appelé Rectenna (pour Rectifying Antenna). Ce dispositif contient une antenne de réception suivie d'un circuit de rectification à caractéristique non linéaire.

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

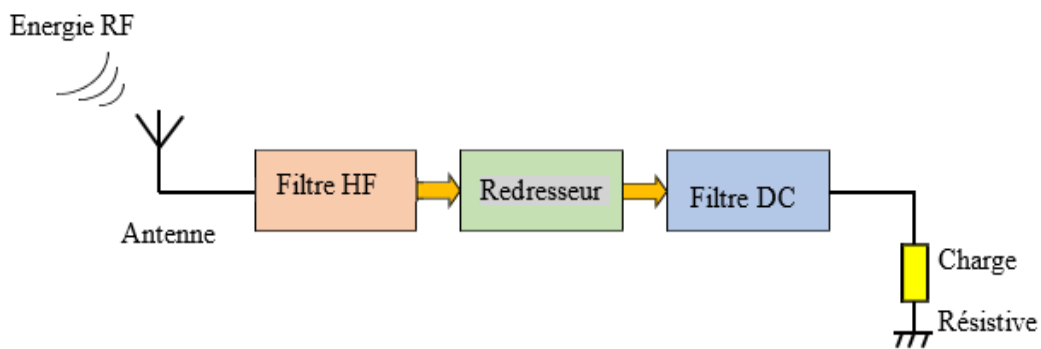


Figure I- 12 : Structure d'une Rectenna classique

La figure I-12 montre le schéma bloc d'un système de récupération d'énergie EM. Il se compose de :

❖ Antenne

Dans les systèmes de récupération d'énergie, le choix de l'antenne est une étape primordiale qui dépend de l'application visée.

L'antenne de réception étant bien souvent l'élément qui présente les plus fortes contraintes géométriques dans la Rectenna, puisque son gain est proportionnel à sa surface effective et doit être élevé pour une meilleure puissance captée. Afin d'obtenir des structures miniatures avec un gain élevé, plusieurs antennes ont été développées, comme les antennes patch et les antennes à base de méta-matériaux. [17]

❖ Circuit de conversion RF-DC

Dans le domaine des hyperfréquences, les circuits de rectification se basent essentiellement sur des diodes Schottky grâce à leur très faible temps de commutation et leur

sensibilité aux faibles niveaux de puissances. À cause de la caractéristique non-linéaire de la diode, des harmoniques supérieurs indésirables apparaissent en plus de la composante continue, ce qui complique la conception et l'optimisation du circuit de conversion.

Le rendement de conversion et la tension de sortie sont les paramètres les plus importants à évaluer dans ce type de circuit. Ils dépendent essentiellement de la puissance RF, de la fréquence de travail et de la charge résistive à la sortie de la Rectenna.

❖ **Filtre HF**

Le filtre HF, inséré entre l'antenne et le redresseur, permet d'éliminer les harmoniques d'ordre supérieur générés par la diode Schottky pour éviter leur rayonnement par l'antenne. De plus, le filtre assure l'adaptation entre le circuit de conversion et l'antenne de captation.

Pour réduire les dimensions du circuit de conversion et minimiser les pertes, le filtre HF peut être intégré dans l'antenne réceptrice. Ce type d'antenne est appelé "antennes à rejection d'harmoniques".

❖ **Filtre DC**

Le filtre DC est un filtre passe bas qui bloque les composantes RF notamment la composante fondamentale et ne laisse passer que la composante continue, des éléments distribués ou localisés peuvent être utilisés. [17]

8. Conclusion

La connaissance des notions générales sur l'émission et la récupération d'énergie électromagnétique est une étape très importante pour entamer une étude des systèmes de réception et récupération de l'énergie RF et micro-onde. Pour cela, nous avons présenté dans ce chapitre la structure générale d'un système TESF ainsi que les deux grandes techniques de transfert d'énergie sans fil. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons d'abord discuté l'énergie EM ambiante et ses niveaux, par suite, nous avons présenté une introduction au circuit de la Rectenna qui fera le sujet des prochains chapitres.

Chapitre II : Etude des systèmes de récupération de l'énergie électromagnétique

1. Introduction

Le domaine d'électronique a connu un développement énorme dans le domaine des RF et micro-ondes. Mais, l'alimentation des équipements reste toujours un obstacle devant ce développement. Cela a conduit les chercheurs à développer un dispositif qui collecte l'énergie électromagnétique dans l'espace libre à travers une antenne redresseuse qui s'appelle Rectenna. Ce système est capable, à travers ses différents blocs, de convertir l'énergie électromagnétique en une énergie continue nécessaire pour l'alimentation des dispositifs électroniques.

2. Etude de la structure d'une Rectenna

Le terme Rectenna est un mot anglais composé de « Rectifier + Antenna ». C'est un dispositif permettant la récupération d'énergie électromagnétique afin d'alimenter des dispositifs électroniques à basse consommation. Son principe consiste à collecter cette énergie d'une ou plusieurs sources à travers une antenne réceptrice, la puissance récupérée étant convertie avec un rendement le plus grand possible en puissance continue (DC) à travers un circuit redresseur constitué d'un ou de plusieurs éléments semi-conducteurs actifs non linéaires. Il convient de noter à ce stade qu'on peut chercher, selon le dispositif à alimenter, à maximiser soit le courant continu, soit la tension continue ou encore la puissance. [18]

Le circuit d'une Rectenna se compose d'une antenne de réception suivie d'un redresseur et son circuit d'adaptation d'impédance, d'un filtre DC terminé par une charge qui représente l'impédance d'entrée du dispositif à alimenter. Sa structure générale est illustrée par le schéma bloc suivant :



Figure II.1 : Structure générale d'une Rectenna

2.1. L'antenne

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

- La transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.
- L'adaptation correcte entre les circuits électroniques terminaux (front-end) et le milieu de propagation.
- La transmission la plus fidèle possible de l'information souhaitée. [19]

2.1.1. Paramètres radioélectriques d'une Antenne

Une Antenne est caractérisée par plusieurs paramètres radioélectriques dont les plus importants sont :

a) Diagramme de rayonnement

Représente la répartition de la puissance rayonnée par l'antenne à grande distance (champ lointain). Il change d'une antenne à une autre, il peut être omnidirectionnel comme dans le cas d'une antenne isotrope figure II-2 (a) ou directif, comme dans le cas d'une antenne parabolique figure II-2 (b).

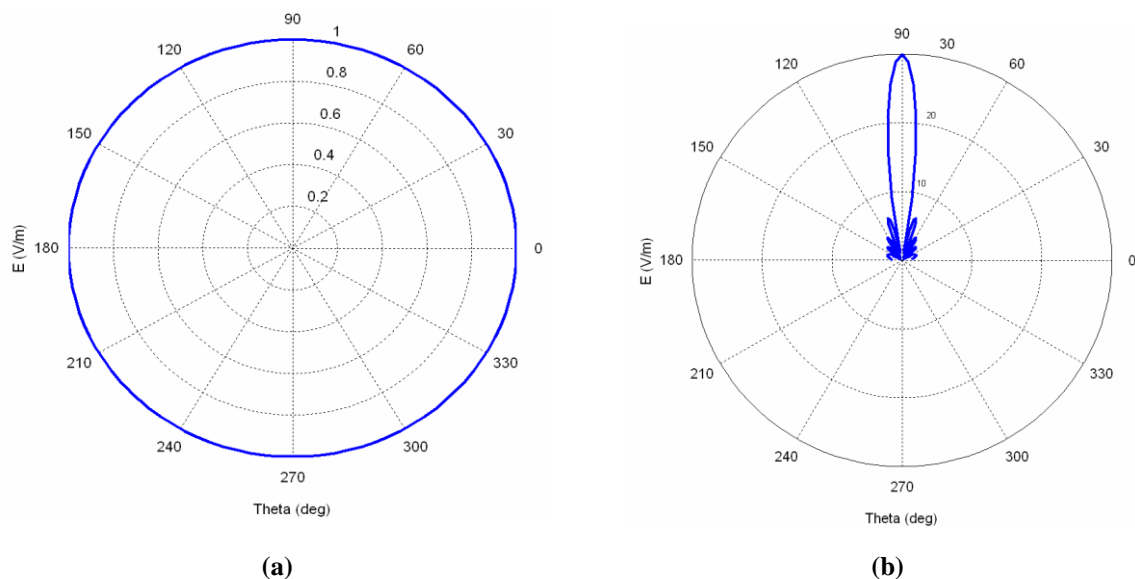


Figure II-2 : Diagramme de rayonnement : (a) Source isotrope, (b) Source directive [19]

Une antenne directive possède, généralement, un lobe principal nettement plus important que les autres lobes, dits lobes secondaires figure II-2.b.

b) Directivité

La directivité d'une antenne dans une direction (φ, θ) donnée peut être exprimée par le rapport de la densité de puissance rayonnée P_r par la puissance rayonnée par une antenne isotrope.

$$D(\varphi, \theta) = \frac{P_r(\varphi, \theta)}{P_{\text{iso}}/4\pi} \quad (\text{II-1})$$

C) Gain

Le gain d'une antenne dans une direction peut être exprimé par le rapport de la puissance rayonnée dans une direction par la puissance absorbée par une antenne isotrope. Dans une antenne, la puissance d'alimentation P_a n'est pas nécessairement rayonnée en totalité, du fait des pertes intrinsèques dans les matériaux constituant l'antenne. Par conséquent, si on remplace P_r par P_a dans la relation (II-1), on obtient une quantité $G(\varphi, \theta)$ appelée gain dans la direction (φ, θ) , tel que :

$$G(\varphi, \theta) = \frac{P_r(\varphi, \theta)}{P_a/4\pi} \quad (\text{II-2})$$

avec : $P_r = P_a \cdot \eta$.

Généralement cette grandeur est exprimée en dB

$$G_{\text{dB}}(\varphi, \theta) = 10 \log(4 \cdot \pi \cdot \frac{P_r(\varphi, \theta)}{P_a}) \quad (\text{II-3})$$

d) Rendement

Le rendement η d'une antenne est exprimé par le rapport du gain par sa directivité, qui correspond également au rapport de la puissance rayonnée par la puissance d'alimentation de l'antenne. [19]

$$\eta = \frac{G}{D} = \frac{P_r(\varphi, \theta)}{P_a} \quad (\text{II-4})$$

e) L'adaptation

Une antenne est reliée à la source par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c (en général, $Z_c = 50\Omega$). Pour assurer un transfert maximal de puissance entre la ligne et l'antenne, il est nécessaire d'assurer une adaptation d'impédance. L'adaptation permet d'annuler le coefficient de réflexion Γ_{in} ou S_{11} en entrée de l'antenne

[20], et elle est obtenue si l'impédance d'entrée de l'antenne est égale à l'impédance caractéristique de la ligne.

f) Coefficient de réflexion S_{11}

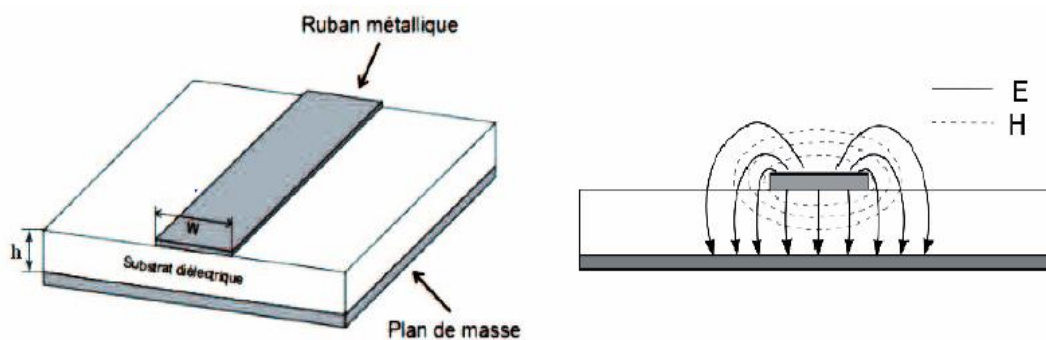
Comme ceci a été expliqué avant, l'antenne est l'interface entre l'espace libre et le milieu guidé (redresseur) et vice-versa. En émission, l'antenne convertit le signal RF à son entrée en ondes électromagnétiques et rayonne ces ondes dans l'espace libre, l'opération inverse est réalisée en réception. Dans les deux cas, l'antenne doit assurer un transfert maximal de l'énergie. En effet, il est souhaitable que toute l'énergie soit convertie et transmise. Pour ce faire, il faut adapter l'antenne à la source d'énergie électromagnétique, si cela n'est pas fait, les ondes électromagnétiques seront réfléchies vers la source, interféreront avec les ondes électromagnétiques incidentes. Une onde dite stationnaire s'établira donc dans le milieu guidé. Le paramètre qui nous permet de quantifier l'adaptation en impédance est le coefficient de réflexion exprimé par Γ_{in} ou S_{11} [3]

Le coefficient de réflexion est le rapport entre l'onde réfléchie en entrée de l'antenne et l'onde incidente. Il dépend de l'impédance d'entrée de l'antenne et de l'impédance caractéristique de sa ligne d'alimentation Z_c .

$$S_{11} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (\text{II-5})$$

2.2. Les lignes à micro-ruban

La technologie micro-ruban demeure la structure planaire la plus utilisée pour la réalisation des dispositifs micro-ondes et millimétriques, ceci grâce à la souplesse technologique qu'elle offre. La ligne micro-ruban est constituée d'un substrat diélectrique d'épaisseur h métallisé sur sa face inférieure (plan de masse) et supportant, sur sa face supérieure, un ruban métallique de largeur w (figure II-3.a).



(a) Ligne micro-ruban

(b) Représentation des lignes de champ.

Figure II-3 : Structure de la ligne à micro-ruban

Comme le montre la figure II-3.b, les lignes de champ électrique convergent vers le substrat. Bien que sa géométrie soit relativement simple, cette structure supporte un mode quasi-TEM et de ce fait elle est dispersive. Ces lignes de transmission sont caractérisées par une impédance caractéristique et par une permittivité relative effective qui dépendent de la largeur du ruban et des caractéristiques du substrat. [21]

Le tableau suivant résume les avantages et les inconvénients de cette technologie :

Tableau II-1: Avantage et inconvénient de la ligne micro-ruban

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> - Implémentation aisée des éléments série. - Simplicité de réalisation des circuits. - Le report des éléments actifs ne pose pas des problèmes. - Les bibliothèques de modèles sont relativement fournies. 	<ul style="list-style-type: none"> - Difficulté d'implémentation des éléments en parallèle. - Effets parasites nuisible aux performances électriques. - La plage d'impédance caractéristique réalisable est restreinte une fois que les caractéristiques du substrat sont fixées.

a) Analyse de la ligne à micro-ruban

L'analyse de la ligne micro-ruban consiste à déterminer à partir de ses paramètres physiques, la permittivité effective, et la largeur équivalente nécessaire à la détermination de l'impédance caractéristique de cette ligne.

Plusieurs expressions approximatives analytiques sont présentées dans la littérature.

Pour les lignes à micro-ruban étroites $W/h < 3.3$, on a : [22]

$$Z_c = \frac{119.9\pi}{\sqrt{2(\epsilon_r+1)}} \left[\ln \left(4 \frac{h}{w} + \sqrt{16 \left(\frac{h}{w} \right)^2 + 2} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{\pi}{4} \right) \right] \quad (\text{II-6})$$

Pour les lignes larges $W/h > 3.3$:

$$Z_c = \frac{119.9\pi}{\sqrt{2(\epsilon_r+1)}} \left[\frac{w}{2h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln \left(\frac{e\pi^2}{16} \right)}{2\pi} \left(\frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r^2} \right) + \left(\frac{\epsilon_r+1}{2\pi\epsilon_r} \right) \left(\ln \frac{\pi e}{2} + \ln \left(\frac{w}{2h} 0.94 \right) \right) \right]^{-1} \quad (\text{II-7})$$

b) Synthèse de la ligne à micro-ruban

La synthèse permet quant à elle de déterminer les dimensions et la nature du diélectrique utilisé, pour une impédance caractéristique donnée : [22]

$$\frac{w}{h} =$$

$$\left\{ \frac{8}{\exp(A) - 2\exp(-A)} \right. \quad \frac{w}{h} \geq 2 \quad (\text{II-8})$$

$$\left. \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right\} \right\} \quad \frac{w}{h} \leq 2 \quad (\text{II-9})$$

avec:

$$A = \frac{Z_c}{\eta_0} \pi \sqrt{2(\epsilon_r + 1)} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (\text{II-10})$$

$$B = \frac{\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \frac{\eta_0}{Z_c} \quad (\text{II-11})$$

La permittivité effective ϵ_{eff} est calculée par les formules suivantes : [22]

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + \frac{12h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad \frac{w}{h} > 1 \quad (\text{II-12})$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \quad \frac{w}{h} < 1 \quad (\text{II-13})$$

2.3 Les antennes imprimées (Patch)

L'antenne imprimée, patch est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents. Elle est constituée d'un diélectrique (substrat), possédant un plan de masse métallique sur une face. Sur l'autre face une gravure métallique permet de supporter des courants de surface (plaque) qui créent le rayonnement électromagnétique. Les courants sont amenés du générateur à l'entrée par une ligne micro-ruban. [23]

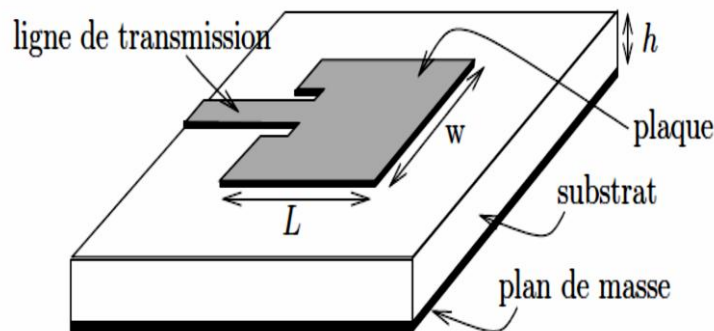


Figure II-4 : Structure de l'antenne à micro-ruban (patch)

avec :

L : longueur du patch ;

W : largeur de bande du patch ;

ϵ_r : permittivité relative du substrat ;

h : hauteur du substrat.

La fréquence de résonance de l'antenne est donnée par : [24]

$$f_{mn} = \left(\frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}}\right) \sqrt{\left(\frac{m}{\pi w_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{\pi L_{eff}}\right)^2} \quad (\text{II-14})$$

avec : $c = 3.10^8$ m/s

f_{mn} : fréquence de résonance du mode "m,n"

m n : le nombre de mode

W_{eff} : Largeur effective du patch

L_{eff} : Longueur effective du patch

Pour le calcul de la longueur effective, on utilise les expressions suivantes :

$$W_{eff} = W + \Delta W \quad (\text{II-15})$$

$$L_{eff} = L + \Delta L \quad (\text{II-16})$$

avec :

$$\Delta L = 0.412 * h \left[\frac{(\epsilon_{reff}+0.3)\left(\frac{W}{h}+0.264\right)}{(\epsilon_{reff}-0.258)\left(\frac{W}{h}+0.8\right)} \right] \quad (\text{II-17})$$

La largeur W du patch est donnée par :

$$W = \frac{c}{2f_{01}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r+1}} \quad (\text{II-18})$$

Où le terme f_{01} représente la fréquence de résonance du mode fondamentale de l'antenne, la longueur L du patch est exprimée par : [24]

$$L = \frac{\lambda_g \text{ dielectric}}{2} - 2\Delta L = \frac{c}{2f_{01}\sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L \quad (\text{II-19})$$

Par rapport à son utilisation, il existe plusieurs formes d'antennes patch : Carrée, Rectangulaire, Dipôle, Circulaire, Secteur d'anneau, Elliptique, Triangulaire, Anneau, Secteur de Disque (figure II-5) .

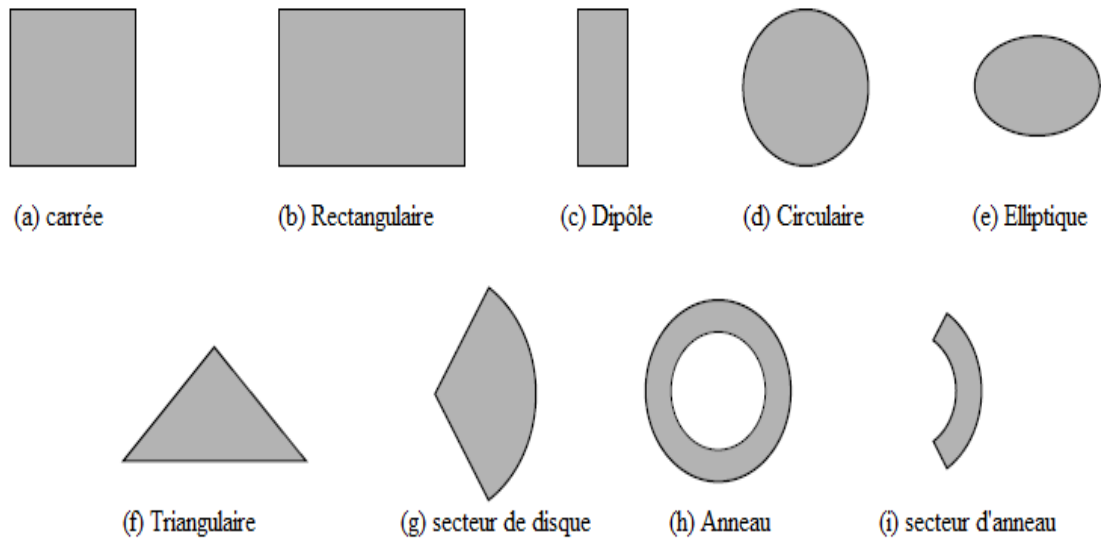


Figure II-5 : Formes représentatives d'éléments de patch micro-ruban [25]

2.3.1 Méthodes d'alimentation

L'antenne patch peut être alimentée par plusieurs configurations. Les quatre les plus populaires sont l'alimentation par : ligne micro-ruban, câble coaxial, couplage par fente et couplage de proximité.

- **Alimentation micro-ruban** est une bande conductrice, généralement de largeur beaucoup plus petite que celle du patch, ils sont connectés entre eux de façon directe.

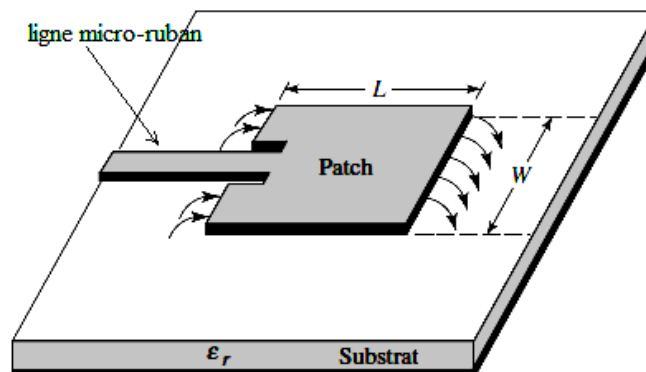


Figure II-6 : Ligne d'alimentation micro-ruban

- **Alimentations par câble coaxial** : où le conducteur intérieur du coaxial est attaché à la plaque de rayonnement, tandis que le conducteur extérieur est connecté au plan de masse. [25]

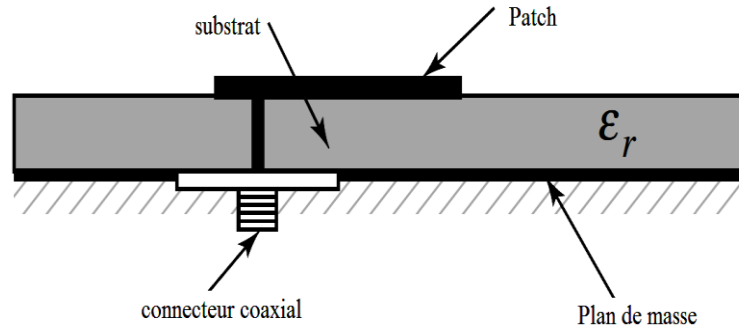


Figure II-7 : Alimentations de l'antenne patch par câble coaxial

- **Alimentation par fente :** Dans ce type d'alimentation illustré dans la figure II-8 la pièce rayonnante et la ligne d'alimentation sont séparées par le plan de masse. L'élément rayonnant est gravé sur le sommet du substrat d'antenne (substrat 1), et la ligne d'alimentation est gravée sur le fond (bas) du substrat d'alimentation (substrat 2). Le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est donc assuré par une fente (ouverture) dans le plan de masse, centrée sous le patch.

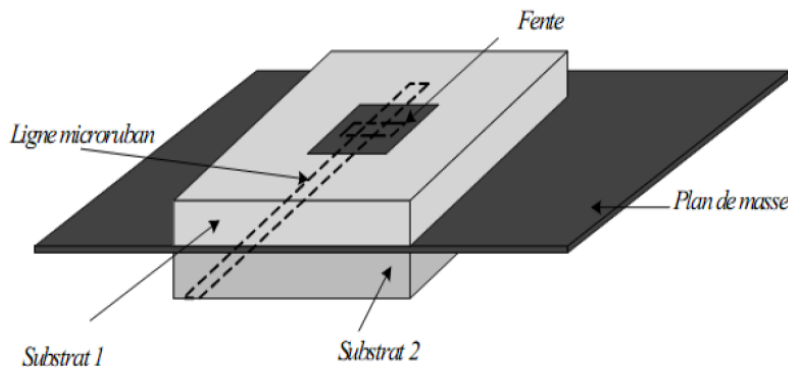


Figure II-8 : Alimentation de l'antenne patch par fente

- **Alimentation par couplage de proximité :** ce type d'alimentation est représenté sur la figure (II-9) deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est entre les deux substrats et le patch de rayonnement est sur le substrat supérieur.

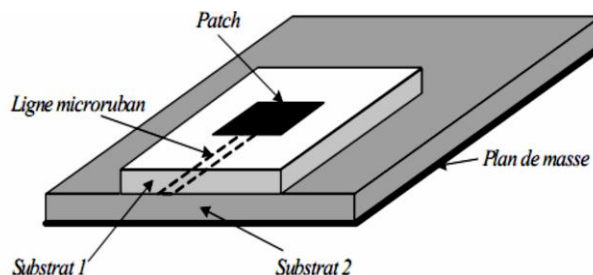


Figure II-9 : Alimentation de l'antenne patch par couplage de proximité [23]

Le tableau II-2 suivant représente les avantages et les inconvénients de chaque méthode d'alimentation.

Tableau II-2: Tableau comparatif entre les différentes méthodes d'alimentation

Méthode d'alimentation	Avantage	Inconvénient
Alimentation par ligne micro-ruban	- Facile à fabriquer. - Simple à contrôler. - Simple à modéliser.	Il existe des rayonnements parasites.
Alimentation par câble coaxial	- Facile à fabriquer. - Le rayonnement parasite est faible.	- Difficile à modéliser à certain substrat.
Alimentation par fente	- Facile à modéliser. - Un rayonnement parasite faible	- Difficile à mettre en œuvre. - Une bande passante étroite
Alimentation par couplage de proximité	- Bande passante élevée	- Difficile à mettre en œuvre.

2.3.2. Méthodes d'analyse des antennes imprimées

Pour l'analyse des antennes imprimées, on utilise plusieurs méthodes qui peuvent être classées dans une des deux catégories : méthodes analytiques (approximatives) et méthodes numériques (rigoureuses).

a) Méthode analytique

Les méthodes analytiques prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. Parmi ces méthodes, on peut citer :

a1) Le modèle de la ligne de transmission

Ce modèle exploite l'analogie qui existe entre un ruban annulaire d'une antenne micro-ruban et un tronçon d'une ligne de transmission. Le modèle de la ligne de transmission représente l'antenne micro-ruban par deux fentes séparées par une ligne de longueur L . Pour cela une analyse de réseau d'une ligne de transmission est utilisée pour résoudre le problème, où les inconnues sont la constante de propagation et l'impédance caractéristique. Cette ligne ne peut pas supporter le mode TEM, puisque les vitesses de phase sont différentes dans l'air et dans le substrat.

a2) Modèle de la cavité

Malgré la facilité d'utilisation du modèle de la ligne de transmission, ce modèle a quelques inconvénients inhérents. Pour pallier à ce problème, on peut employer le modèle de la cavité. Dans ce modèle, la région intérieure (le substrat diélectrique) est modélisée comme une cavité limitée par des "murs électriques" horizontaux (l'élément rayonnant et le plan de masse) et des "murs magnétiques" transversaux à pertes.

Le modèle de cavité n'est pas un modèle idéalement convenable à résoudre le problème de réseaux et de balayage, mais il a été employé avec grand succès pour les éléments simples. [26]

b) Méthodes numériques

Le principe de ces méthodes repose sur la résolution numérique des équations de Maxwell et la détermination de la répartition des champs et des courants sur la surface du patch. Parmi ces méthodes on peut citer :

b1) Méthode des éléments finis (FEM)

Cette méthode est beaucoup plus employée dans le domaine fréquentiel. Elle s'applique aux dispositifs de forme quelconque et consiste à discrétiser les équations de Maxwell. La première étape consiste à mailler le domaine de calcul grâce à des éléments géométriques adaptés (les triangles pour les problèmes à deux dimensions et les tétraèdres dans les cas tridimensionnels). A chacun de ces éléments géométriques est associé un certain nombre de nœuds aux quelles sont attribuées des fonctions de base linéairement indépendantes les unes des autres et sont une approximation continue de la solution du problème.

La deuxième étape consiste à choisir une distribution de fonctions de test, respectant les conditions de dérivabilité et de continuité dans le domaine de calcul, ceci permet alors de reformuler les équations d'onde et d'éliminer les dérivées à l'ordre un et d'aboutir ainsi à une formulation variationnelle. Le cas particulier où les fonctions 'test' et 'd'essai' sont les mêmes est appelé procédure de Galerkin. L'avantage de cette méthode réside dans la simplicité du traitement pour les géométries complexes et les matériaux non homogènes.

b2) Méthode des différences finies (FDTD)

La méthode des différences finies dans le domaine temporel la FDTD (Finite Difference Time Domain) est une approche numérique permettant la résolution des

équations différentielles dans le domaine temporel dans une structure uniformément maillée. La méthode consiste à approcher les dérivées ponctuelles spatiales et temporelles qui apparaissent dans les équations de Maxwell par des différences finies centrées. Les composantes électrique et magnétique sont décalées d'une demi-cellule spatiale et calculées d'une manière alternative et itérative, à des multiples pairs et impairs du demi-pas temporel. Cette technique a l'avantage de permettre une caractérisation dans une large bande de fréquence d'une structure en une seule simulation. [23]

2.4. Circuit redresseur

Dans le domaine des hyperfréquences, les circuits de rectification s'appuient sur les éléments localisés non linéaires de type diode Schottky grâce à leur fiabilité élevée, leur faible temps de commutation et leur sensibilité aux faibles niveaux de puissances. De plus, la diode Schottky sera commutée naturellement par la tension alternative. [27]

2.4.1 Rendement du circuit

Le rendement de conversion du circuit de redressement est exprimé par le rapport de la puissance DC en sortie et la puissance RF en entrée :

$$\eta_p = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \quad (\text{II-20})$$

avec :

$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R} \quad (\text{II-21})$$

$$P_{RF} = \frac{1}{2} R (U_{RF} I_{RF}^*) \quad (\text{II-22})$$

V_{DC} : Tension DC du signal de sortie.

I_{DC} : Intensité du signal de sortie.

R : Valeur de charge.

U_{RF} : Valeur complexe de la tension sinusoïdale du signal d'entrée.

I_{RF}^* : Valeur complexe conjuguée de l'intensité sinusoïdale du signal d'entrée.

Ce calcul du rendement qui utilise la puissance en entrée du redresseur, est souvent utilisé pour représenter l'efficacité de conversion d'une Rectenna dans la littérature. Le calcul de l'efficacité d'une Rectenna peut être lié à la puissance collectée de l'antenne par le biais de la densité de puissance radiofréquence transmise P_t (W/m^2) et le gain de l'antenne

pour une longueur d'onde λ . La puissance collectée par l'antenne est donnée par la relation suivante :

$$P_c = \frac{P_t G \lambda}{4\pi} \quad (\text{II-23})$$

L'expression du rendement devient alors : [28]

$$\eta_t = \frac{4\pi V_{DC} I_{DC}}{P_t G \lambda} \quad (\text{II-24})$$

2.4.2. La diode Schottky

La diode est l'élément clé de la conversion de la puissance RF en puissance DC. Elle est constituée d'un contact métal-semi-conducteur (figure II-10) qui leur donnent un avantage considérable par rapport aux diodes à jonction PN, en termes de vitesse de commutation. En effet, les diodes Schottky ne disposent que des porteurs de charges majoritaires. Cela s'oppose aux diodes à jonction PN, qui transmettent à la fois porteurs minoritaires et majoritaires. Lorsqu'une jonction PN commute brusquement d'une polarisation directe à une polarisation inverse, les porteurs minoritaires ne sont pas éliminés immédiatement. L'accumulation des porteurs minoritaires impose une limitation de la vitesse de commutation. Puisqu'il n'y a pas d'accumulation de porteurs minoritaires dans une diode à barrière de Schottky, le temps d'accumulation peut être ignoré. Cela permet une commutation extrêmement rapide. Le temps de commutation est de l'ordre de quelques centaines de picosecondes pour des diodes Schottky, comparé à quelques centaines de nanosecondes pour les diodes PN. Ceci rend les diodes Schottky indispensables pour les détecteurs RF ou ils peuvent fonctionner à des fréquences allant jusqu'à plusieurs dizaines de GHz. De plus, les diodes Schottky possèdent des tensions de seuils plus faibles que leurs équivalents PN ce qui offre des pertes de commutation réduites et par conséquent une meilleure efficacité de conversion RF-DC. [29]

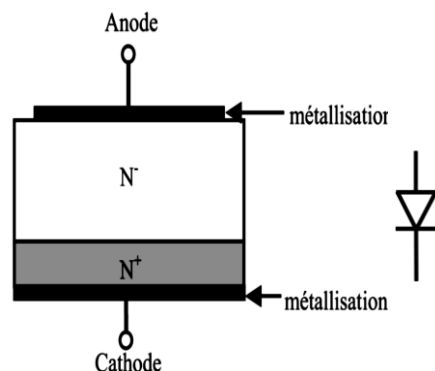


Figure II-10 : Structure d'une diode Schottky

2.4.3. Redresseur mono diode :

Il existe deux topologies de redresseurs à une diode :

- Le redresseur à diode série.
- Le redresseur à diode parallèle. [28]

➤ Topologie série

C'est la topologie la plus simple, elle utilise une simple diode en série pour redresser le signal RF. Il s'agit d'un redressement simple alternance, le filtre passe-bas, généralement une capacité, permet de récupérer la composante DC. Ce type de redresseur est le plus utilisé pour des niveaux de puissance faibles en entrée, de l'ordre de -15 dBm.

La simplicité de cette topologie et ses résultats en faibles puissances font de cette topologie celle qui est la plus répandue dans la conception des Rectennas.

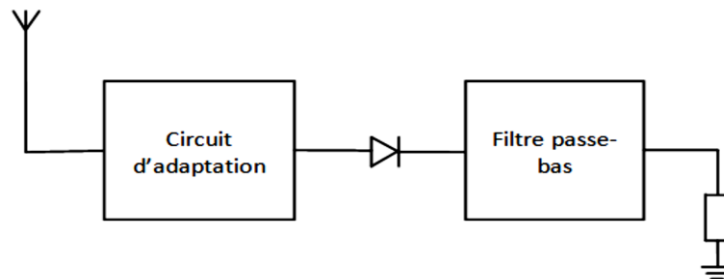


Figure II-11 : Redresseur mono-diode, topologie série [3]

➤ Topologie parallèle

La topologie parallèle est semblable à celle en série et fournit les mêmes performances, elle permet de redresser l'alternance négative. [29]

Dans cette configuration, la diode est placée en parallèle entre les deux blocs de filtrage. Cette topologie permet aussi la récupération de faibles niveaux de puissances, pour la même raison que la topologie série, avec des rendements élevés. L'anode ou la cathode de la diode est connectée à la masse. [31]

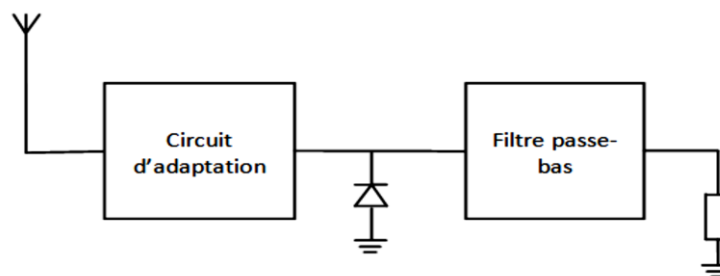


Figure II-12 : Redresseur mono-diode, topologie parallèle [3]

2.4.4 Redresseur multi-diodes

Il existe plusieurs topologies de redresseurs à multi-diodes :

a) Topologie en doubleur de tension

La topologie doubleur de tension est une association de deux topologies série et parallèle afin de produire une plus forte tension DC en sortie de la Rectenna. Ce type de circuits permet, dans le cas de forts signaux, le redressement des deux alternances et par conséquent la tension récupérée est plus élevée que les topologies simples diode (typiquement 2.5 V pour une puissance de 10 dBm à l'entrée du convertisseur RF-DC et une charge de 1 K Ω).

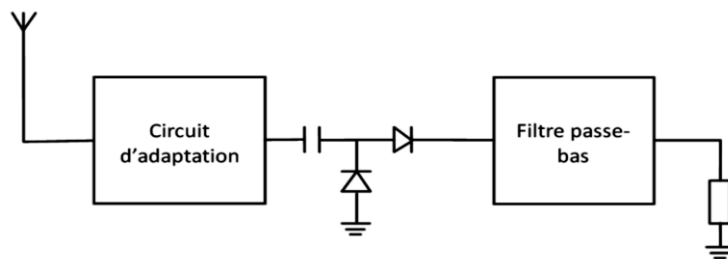


Figure II-13 : Redresseur multi-diode topologie en doubleur de tension [3]

b) Multiplieur de tension

Le multiplieur est réalisé en cascade de deux doubleurs de tensions. La topologie du Multiplieur est donnée par la figure suivante :

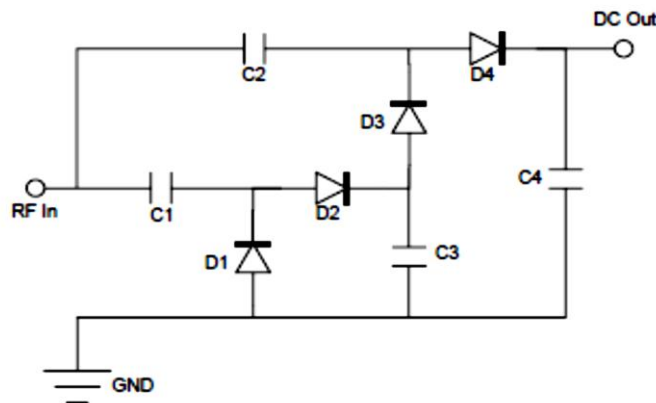


Figure II-14 : Redresseur multi-diodes topologie du multiplieur de tension [3]

c) Pont de diodes

La topologie « pont de diodes » peut également, quoique très rare, être utilisée pour le redressement du signal RF. Comme pour le doubleur ou le multiplieur, il s'agit d'un redressement double alternance. Si on prend le cas de la topologie représentée sur la figure

(II-15) les diodes D1 et D4 sont passantes lors de l'alternance positive tandis que les diodes D2 et D3 sont bloquées, et l'inverse est vrai lors de l'alternance négative. En revanche, étant donné que le signal RF parcourt deux diodes en série, les pertes dans les diodes augmentent, ce qui dégrade le rendement, et fait de la structure à pont de diodes une topologie plus adaptée pour des puissances élevées.

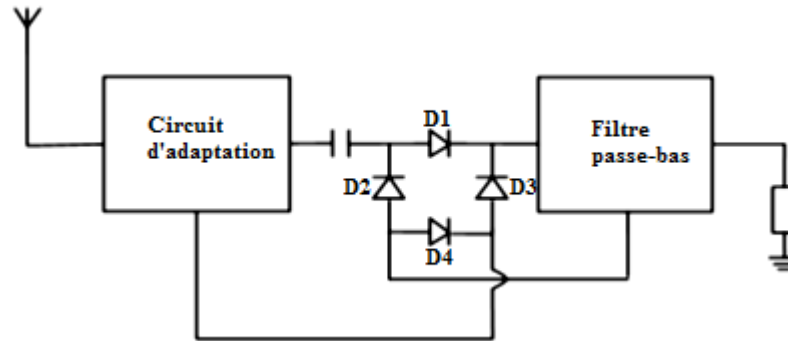


Figure II-15 : Redresseur multi-diodes, topologie pont de diodes [3]

2.5. Circuit d'adaptation

Les filtres sont des quadripôles linéaires sans pertes, permettant de séparer des signaux selon leurs fréquences, autrement dit c'est l'action de séparer les composantes utiles (bande passante) des composantes parasites (bandes atténuées) dans le spectre d'un signal. Le graphe de l'atténuation en fonction de la fréquence constitue la caractéristique essentielle. Il est défini par sa bande passante, sa pente de rejection ou sélectivité, ses pertes d'insertion et son taux d'ondulation. Le choix de la technologie du filtre dépend de ces paramètres. [30]

2.5.1 Filtre passe-bande HF

Le filtre HF, inséré entre l'antenne et le redresseur, permet d'éliminer les harmoniques d'ordre supérieur générés par la diode Schottky pour éviter leur rayonnement par l'antenne. De plus, le filtre assure l'adaptation entre le circuit de conversion et l'antenne de captation. Pour réduire les dimensions du circuit de conversion et minimiser les pertes, le filtre HF peut être intégré dans l'antenne réceptrice. Ce type d'antenne est appelé "Antennes à rejection d'harmoniques". [17]

Un filtre passe-bande d'une manière générale permet à des signaux avec une fréquence comprise entre f_{c1} et f_{c2} de traverser le filtre (Bande passante) et d'atténuer les signaux avec des fréquences en dehors de cette plage.

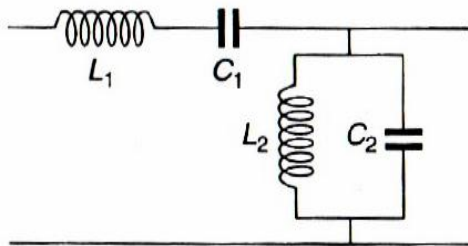


Figure II-16 : Courbe d'un filtre passe-bande

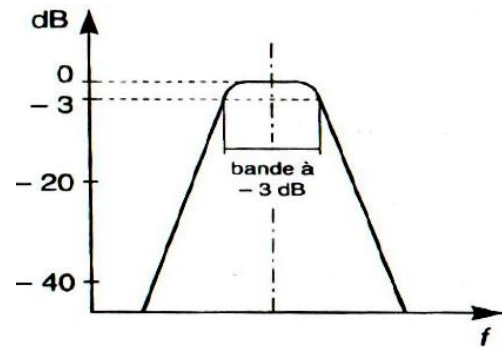


Figure II-17 : Circuit équivalent d'un filtre passe-bande

Ces filtres doivent être transparents à l'intérieur d'une certaine bande de fréquences autour d'une fréquence centrale f_0 et présenter une fonction de filtrage conforme à la figure II-17. La courbe représentative des variations de cette fonction permet de définir une bande passante à -3 dB, des fréquences de réjection à -20dB, -30 dB, etc., et une pente de réjection. Dans le circuit de la figure II-16 les fréquences basses (en dessous de la bande passante désirée) sont réfléchies par la capacité C1 qui présente, pour elles, une impédance élevée et court-circuitées par l'inductance L2 qui présente une impédance faible. Les fréquences hautes (au-dessus de la bande passante) sont réfléchies par l'inductance L1 (impédance élevée) et court-circuitées par la capacité C2 (impédance faible). [22]

2.5.2 Filtre passe-bas DC

Le filtre de sortie DC est un filtre passe bas qui est composé le plus souvent d'un bloc capacité parallèle. Le rôle de ce filtre est d'isoler la charge DC du côté RF. Il laisse passer la composante continue et filtre toutes les harmoniques d'ordre supérieur, y compris la composante fondamentale. [31]

Un filtre passe-bas d'une manière générale transmet les signaux basses fréquences et rejette les signaux des fréquences supérieures à la fréquence de coupure (f_c) du filtre (figure II-19).

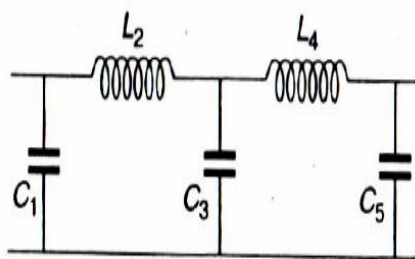


Figure II-18 : Courbe d'un filtre passe-bas

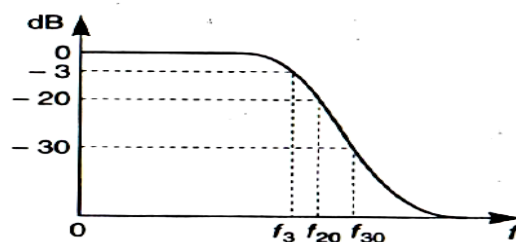


Figure II-19 : Circuit équivalent d'un filtre passe-bas

Le schéma de la figure II-18 représente le modèle d'un filtre passe-bas. Aux fréquences

basses, les inductances séries présentent des impédances faibles tandis que les capacités en parallèle ont des impédances élevées; ce filtre est donc transparent. Aux fréquences élevées, c'est le contraire : les inductances provoquent donc une réjection partielle des signaux appliqués tandis que les capacités court-circuitent le reste.

La courbe de la figure II-19 montre la réponse amplitude-fréquence ou fonction de filtrage de ce filtre. Évidemment, la courbe n'est pas nette et l'atténuation est progressive à partir d'une certaine fréquence. On définit une bande passante du filtre à -3 dB et des fréquences de réjection à -20 dB , etc., ainsi qu'une pente de réjection correspondant à la variation de l'atténuation avec la fréquence autour de ces fréquences.

Les filtres peuvent être réalisés avec des tronçons de lignes micro-rubans comme c'est indiqué par la figure II-20

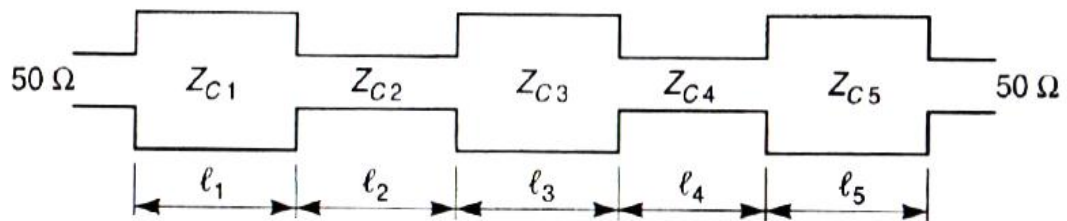


Figure II-20 : Réalisation d'un filtre passe-bas avec des tronçons de lignes micro-onde.

La réalisation d'un filtre passe-bas (figure II-20) va présenter une succession :

l_i et d'impédance caractéristique Z_{Ci} pour matérialiser les capacités

$$C_i = Z_{Ci} l_i v \quad (\text{II-25})$$

l_j et d'impédance caractéristique Z_{Cj} pour matérialiser les inductances

$$L_j = Z_{Cj} l_j v \quad (\text{II-26})$$

avec : v est la vitesse de propagation de l'onde dans ces lignes. [22]

3. Caractérisation et rendement d'une Rectenna

Les circuits Rectennas sont le plus souvent caractérisés par deux rendements, le rendement de conversion RF-DC et le rendement global. Le premier rendement décrit la capacité du redresseur à fournir une puissance électrique continue à la charge à partir de l'énergie RF que lui fournit le système de réception ou toute autre source d'énergie micro-onde. Ce rendement représente le principal objectif lors d'un processus d'optimisation du circuit de conversion. Toutefois, comme le processus de conversion est de nature non linéaire, l'optimisation se fait à un point de puissance d'entrée et le rendement est optimal

sur une plage étroite autour de ce point.

En effet, l'impédance de la diode Schottky et son efficacité dépendent étroitement de la tension appliquée à ses bornes. La variation de cette impédance engendre une désadaptation qui affecte directement le rendement de conversion. Ce dernier est défini comme étant le rapport entre la puissance de sortie DC, prélevée aux bornes de la charge, et la puissance d'entrée RF. Selon la puissance d'entrée qu'on considère, plusieurs définitions du rendement existent dans la littérature [31]. La puissance RF peut être considérée comme la puissance maximale que la source ou l'antenne de réception pourra débiter sur une charge de 50Ω , et dans ce cas les pertes par réflexion sont prises en compte [32], [33]. Elle peut aussi être considérée comme la puissance RF réellement transmise à la diode, sans tenir compte des pertes par réflexion [34].

L'autre rendement, qui est plus global, décrit la capacité du circuit Rectenna complet à convertir l'énergie RF reçue en énergie DC. La puissance que l'antenne est susceptible de recevoir est souvent calculée par l'équation de Friis [33]. Cette définition du rendement est la plus répandue dans la littérature, puisqu'il n'est pas évident d'accéder à la valeur de la puissance RF réellement transmise au convertisseur. Toutefois, le rendement peut être calculé non pas sur la base de la puissance que l'antenne reçoit dans le meilleur des cas, mais en tenant compte de la puissance réellement reçue.

En effet, une méthode de calcul de la puissance réelle reçue par une antenne, et appliquée au calcul du rendement d'une Rectenna, a été développée dans [35]. La méthode de calcul proposée est valable en champ proche comme en champ lointain. Elle est également valable quelles que soient la direction et la polarisation de l'onde incidente. Le rendement qu'affiche une Rectenna dépend beaucoup de la façon dont il est calculé. ,[31]

4. Réseaux de Rectennas

L'alimentation de capteurs ou de micro-dispositifs sans fil requiert quelques fois une tension et/ou une puissance continue qu'un seul élément Rectenna ne peut fournir. Afin d'augmenter la puissance et/ou la tension de sortie, des interconnexions des éléments Rectenna sont le plus souvent utilisées pour convertir plus de puissance micro-onde incidente.

Les réseaux de Rectennas peuvent être construits en utilisant plusieurs configurations possibles, les éléments Rectennas peuvent être associés en série, en parallèle ou en cascade. Chaque configuration présente ses propres caractéristiques. L'association série permet

d'avoir des tensions de sortie meilleures que celles de l'association parallèle.

L'association parallèle, quant à elle, garde la même tension de sortie qu'un élément seul tout en augmentant la puissance DC. Finalement, l'association en cascade peut être considérée comme la combinaison des deux types d'association série et parallèle. Il a été montré que ce type d'association offre les meilleures performances en termes de tension et de puissance de sortie. [31]

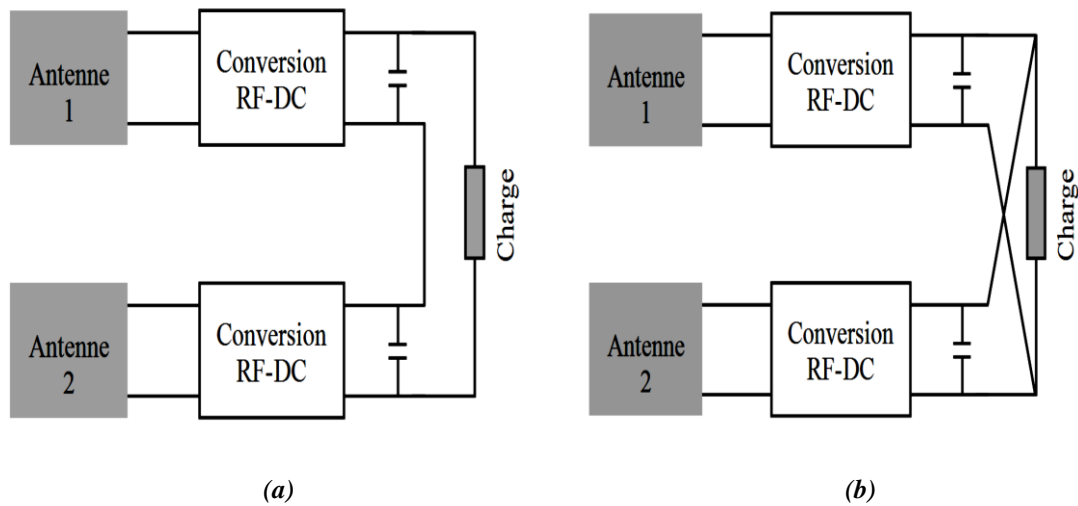


Figure II-21 : Association des Rectennas. (a) série, (b) parallèle

5. Conclusion

La Rectenna est une révolution technologique dans le domaine de la récupération d'énergie électromagnétique. Elle permet de capter des ondes électromagnétiques à travers une antenne et les convertir en une énergie continue à travers les différents blocs qui la constituent.

Dans ce chapitre, nous avons étudié la Rectenna et son principe de fonctionnement, les antennes Patch, ainsi que le circuit de conversion et ses différentes topologies de redressement.

Chapitre III : Conception et simulation d'une Rectenna à 2.4 GHz

1. Introduction

Le monde d'aujourd'hui connaît un grand développement technologique des dispositifs électroniques, mais l'alimentation électrique des dispositifs reste une grande contrainte devant ce développement. Donc les chercheurs ont inventé un dispositif qui s'appelle la Rectenna, qui nous permet de remplacer les batteries.

La Rectenna est constituée d'une antenne suivie d'un circuit de conversion RF-DC, un filtre de sortie DC et une charge résistive comme le présente la figure III-1. Notre travail dans ce mémoire consiste à concevoir une Rectenna fonctionnant à une fréquence de 2.4 GHz. L'étude est constituée de deux parties :

- La conception d'une antenne Patch
- La conception et la simulation d'un circuit de conversion RF-DC.

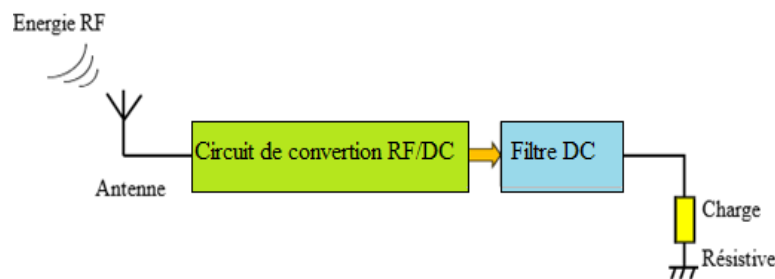


Figure III-1 : Schéma synoptique d'une Rectenna

2. Modélisation d'une antenne Patch sous ADS-Momentum

L'antenne à étudier est un Patch rectangulaire résonant à 2.4 GHz, imprimée sur un substrat diélectrique et alimentée à travers une ligne à micro-ruban comme il est illustré par la figure III-2. La modélisation et la simulation électromagnétique de l'antenne sera effectuée sous le logiciel Momentum de ADS. Momentum est un logiciel de simulation planaire électromagnétique 3D basé sur la méthode des moments (MoM) et utilisé pour la l'analyse de circuits RF et micro-ondes passifs [3].

Les paramètres géométriques et électriques de la structure d'antenne, nécessaires pour la simulation, sont résumés dans le tableau III-1. [36]

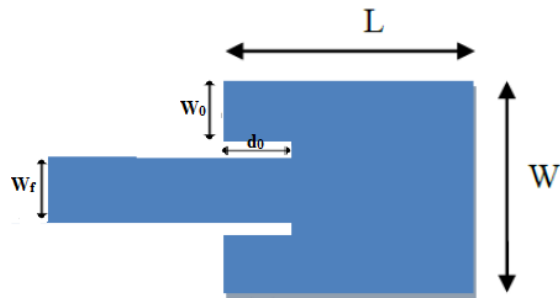


Figure III- 2 : Forme de l'antenne Patch rectangulaire alimentée par une ligne micro-ruban

Tableau III-1 : Paramètres géométriques et électriques de l'antenne Patch

Paramètre	Valeur
Fréquence	2.4 GHz
Largeur de Patch (W)	30 mm
Longueur de Patch (L)	34.1 mm
Constante diélectrique effective ϵ_r	3.4
Hauteur substrat (H)	1.524 mm
Largeur ligne alimentation (W_f)	3.5 mm
Longueur ligne alimentation (L_f)	31 mm
Perte tangente ($\tan \delta$)	0.002
Distance d_0	13.1 mm
Largeur W_0	12.25 mm

2.1. Procédure de simulation sous ADS

➤ Le substrat :

Une très importante étape de la conception électromagnétique d'une antenne Patch est le choix d'un substrat approprié et ses paramètres, tels que la constante diélectrique, l'épaisseur et l'angle de pertes.

Dans notre étude, le Patch est réalisé sur un substrat qu'on peut choisir à partir du DataBase de ADS. Pour cela, on choisit RO4003C par "Add From Database", puis on introduit les valeurs appropriées de la constante diélectrique $\epsilon_r = 3.4$ et l'angle de pertes $\delta = 0.002$ (figure III- 3).

Après la création de notre structure, on réalise le maillage. La figure III- 4 présente la modélisation de l'antenne sous Momentum en format 2D et 3D.

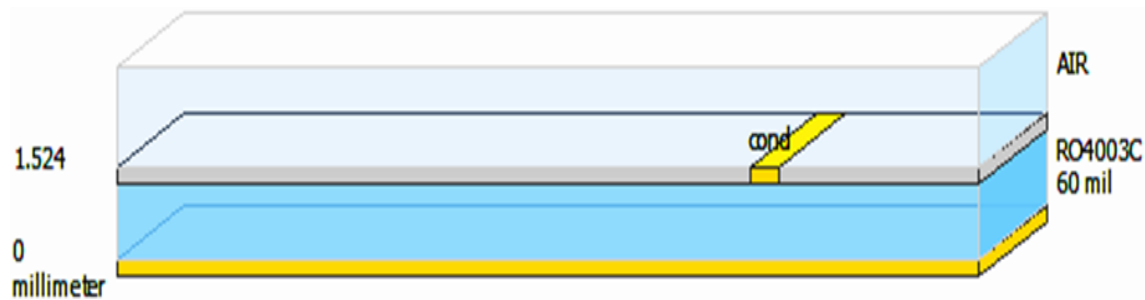


Figure III- 3 : Choix du substrat de l'antenne Patch

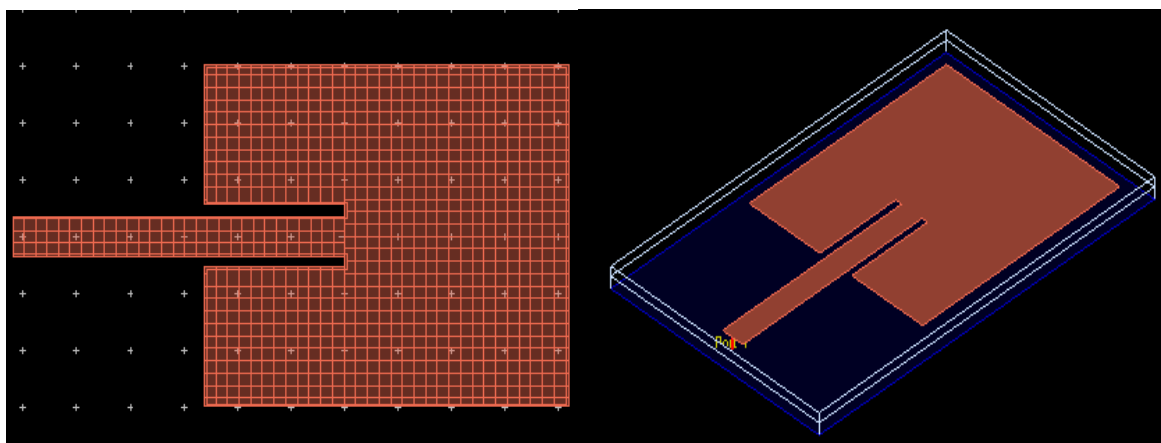


Figure III-4 : Format 2D et 3D d'une Patch sous Momentum de ADS

2.2. Résultats de simulation :

La figure III-5 donne la variation du module et de la phase du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence.

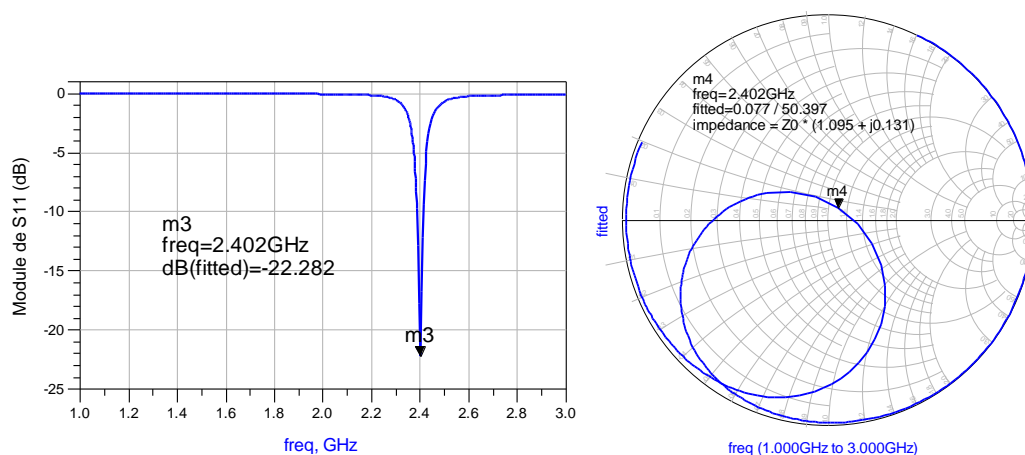


Figure III-5 : Variation du module et de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence

On observe que le coefficient de réflexion S_{11} est environ de -22.28 dB à la fréquence de 2.4 GHz ce qui montre que cette antenne est bien adaptée à cette fréquence.

2.2.1. Diagramme de rayonnement :

La répartition de l'énergie rayonnée dans l'espace est présentée sur la figure III-6. Cette figure montre le diagramme de rayonnement de l'antenne Patch pré-fractale en 3D et dans le plan $\theta = 90^\circ$, simulé sous Momentum pour une fréquence de 2.4 GHz.

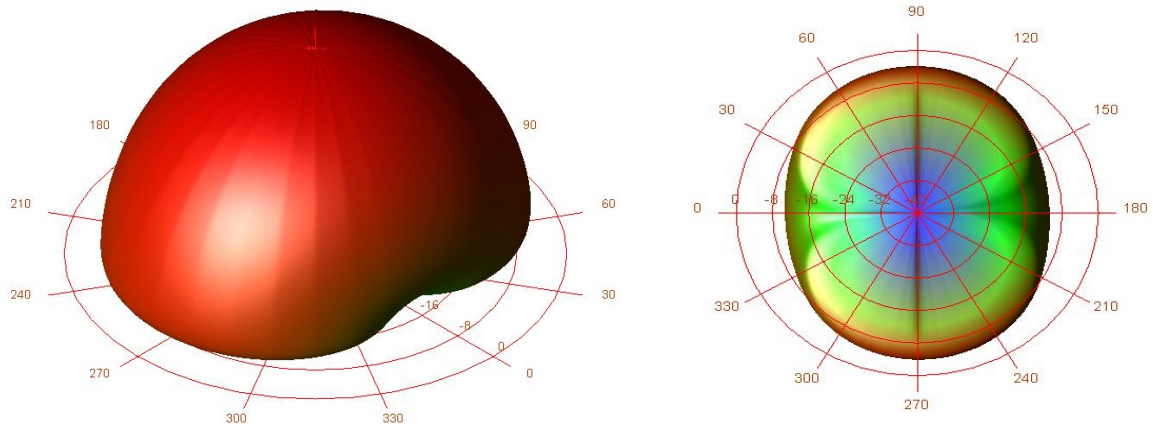


Figure III- 6 : Diagramme de rayonnement de l'antenne Patch à 2.4 GHz

2.2.2. Gain et directivité :

Le diagramme de rayonnement nous permet de visualiser les variations du gain et de la directivité en fonction de la direction dans l'espace de rayonnement. La figure III-7 montre que pour une fréquence de 2.4 GHz et dans le plan $\phi = 90^\circ$, le gain et la directivité atteignent leurs valeurs maximales de 10.97 dB et 13.08 dB respectivement à $\theta = 0^\circ$.

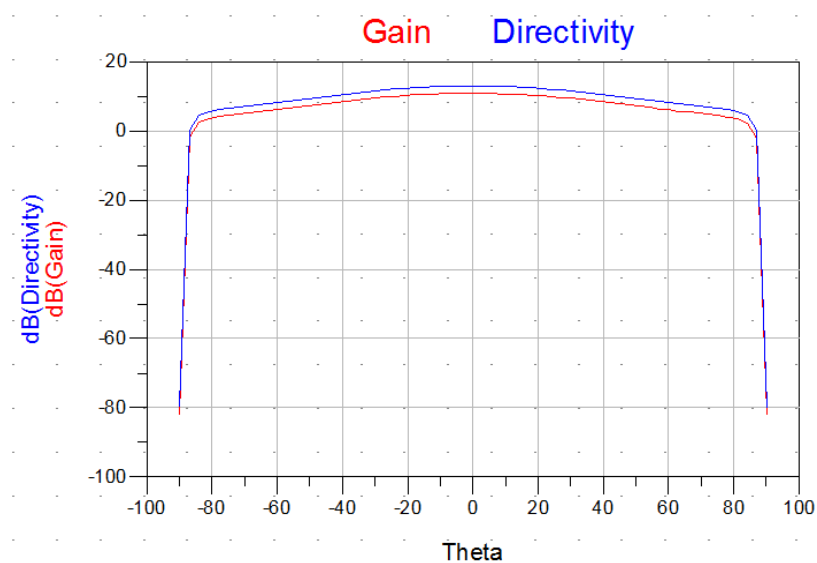


Figure III- 7 : Gain et directivité de l'antenne Patch dans le plan $\phi = 90^\circ$.

2.2.3. Rendement (efficacité)

La figure III.8 montre que pour une fréquence de 2.4 GHz et au plan $\varphi = 90^\circ$, le rendement atteint une valeur de 83% dB.

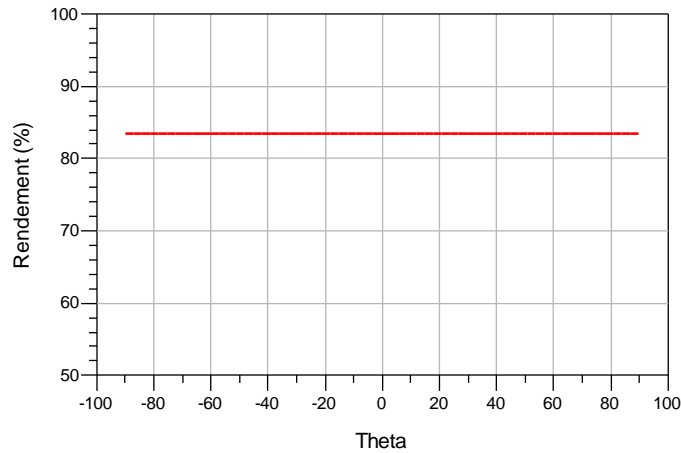


Figure III-8 : Rendement de l'antenne Patch à 2.4 GHz

2.2.4. Effet de la longueur L et de la largeur W du Patch

L'adaptation de l'antenne à une certaine fréquence dépend des dimensions (largeur et la longueur) du Patch. Afin d'étudier l'effet de la largeur W et la longueur L du Patch sur la fréquence de résonance et l'adaptation de l'antenne, nous avons effectué des simulations de l'antenne avec une augmentation de 10 % sur ces paramètres. Les figures III-9 et III-10 présentent les résultats obtenus.

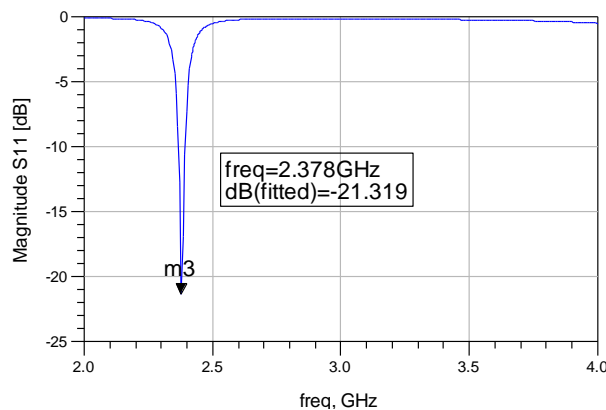


Figure III-9 : Effets d'une variation de 10 % de la largeur W de l'antenne.

D'après la figure III-9, on remarque que le coefficient de réflexion S_{11} prend une valeur de -21.32 à la fréquence de 2.378 GHz ce qui montre que la variation de la largeur de l'antenne W influe sur l'adaptation de l'antenne (module du coefficient de réflexion S_{11}) avec un léger décalage de sa fréquence de résonance.

La figure III-10 présente l'effet d'une variation de 10% de la longueur L du Patch sur le coefficient de réflexion de l'antenne. On remarque un décalage important de la fréquence de résonance qui a diminué à environ 2.19 GHz avec un coefficient de réflexion $|S_{11}| = -9.82$ dB.

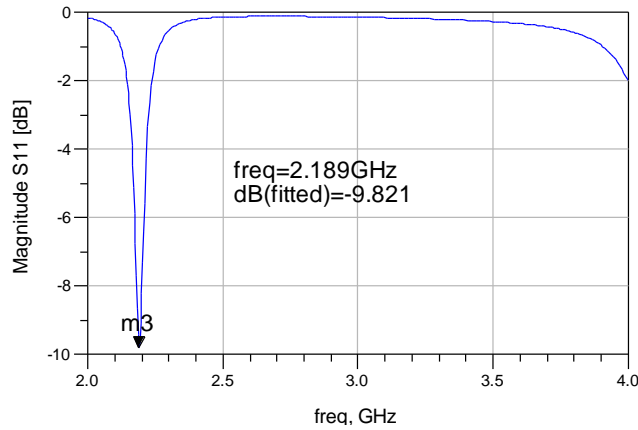


Figure III-10 : Effet d'une variation de 10% de la longueur L du Patch.

3. Circuit de conversion RF-DC

Le circuit de redressement avec adaptation [3] est composé d'une diode Schottky montée en série et une capacité de filtrage C_f en parallèle avec la charge R_L . Ces différents composants localisés sont reliés entre eux par des lignes à micro-ruban. Les paramètres de ce circuit sont donnés dans le tableau suivant :

Tableau III- 2 : Paramètres de circuit de conversion.

Paramètres	Valeurs
Fréquence	2.4 GHz
Puissance RF en entrée	0 dB
Charge R_L	1.8 k Ω
Capacité de filtrage C_f	10 pF
Impédance caractéristique Z_0	50 Ω

Dans le but de mettre en évidence les performances du circuit de conversion en termes de rendement et de tension de sortie, nous avons effectué une étude paramétrique de ce circuit sous ADS utilisant la méthode de simulation non-linéaire Harmonique Balance (HB). Cette technique est une méthode d'analyse fréquentielle utilisée pour la simulation des systèmes non-linéaires bien adaptée pour la simulation de circuits RF et micro-ondes,

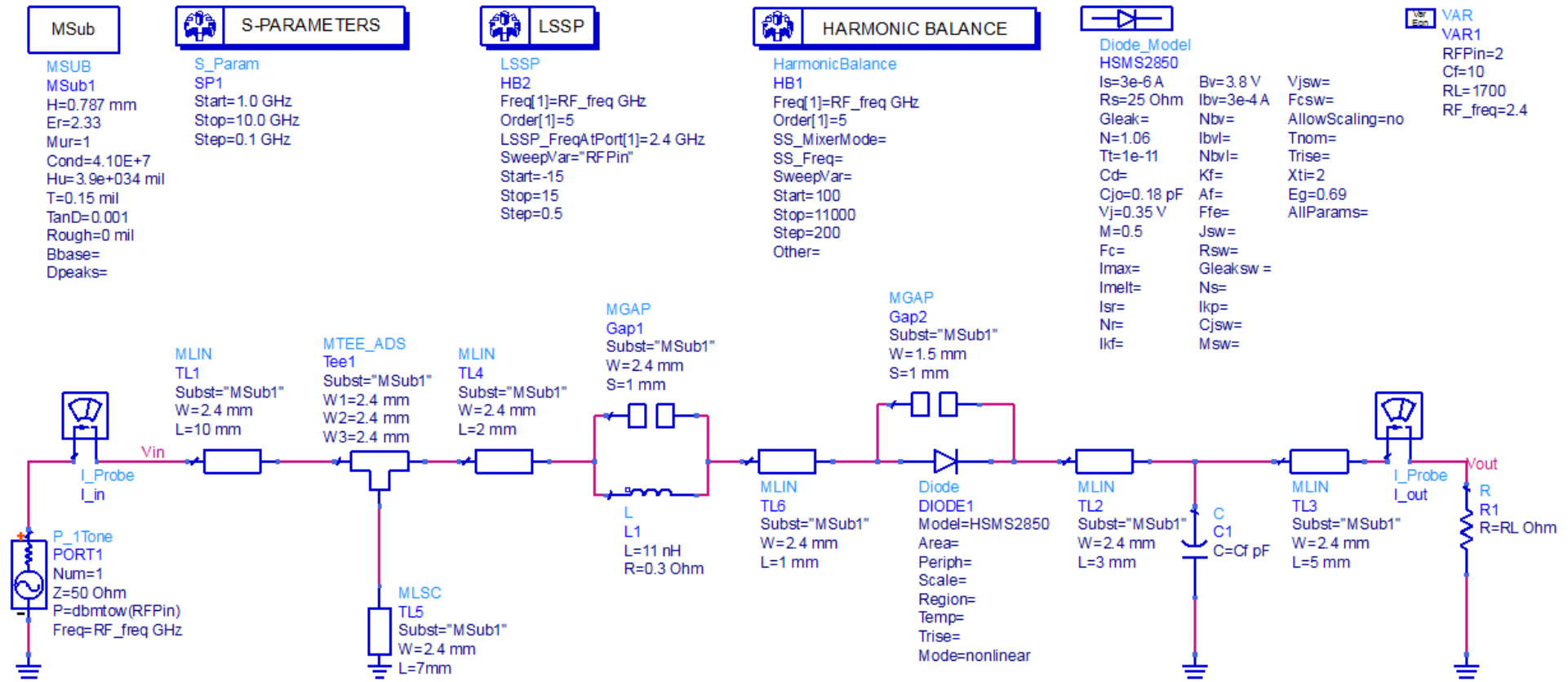


Figure III- 11 : Circuit de conversion RF-DC sous ADS.

tels que les mélangeurs, les amplificateurs de puissance, les oscillateurs, etc [3]. Le schématique de simulation de ce circuit sous ADS est illustré par la figure III-11.

La figure III-12 présente les résultats de la simulation non-linéaire du circuit de redressement à la fréquence de 2,4 GHz avec une puissance RF en entrée de 0dBm et une charge $R_L=500 \Omega$. Ces résultats montrent que la puissance du signal d'entrée concentrée principalement dans la fondamentale à 2.4 GHz ($V_{in} \approx 6$ dBm) est transférée vers la composante continue du signal de sortie ($V_{out} = 4$ dBm).

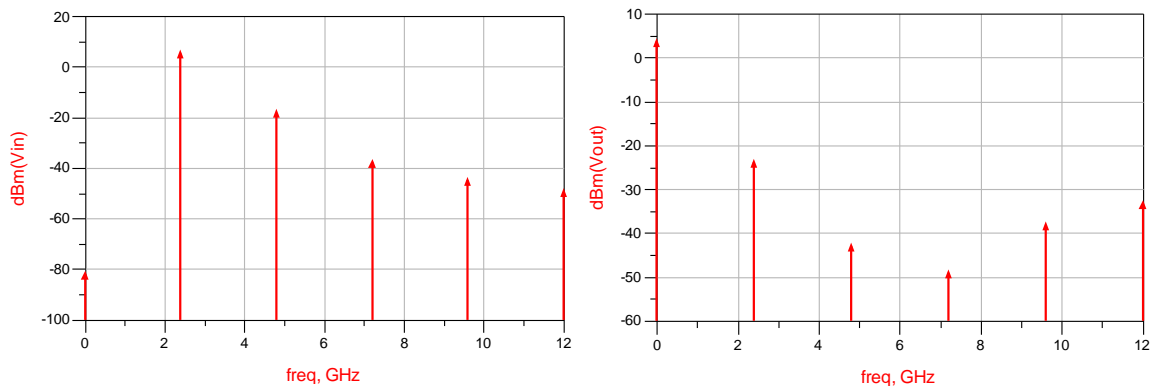


Figure III- 12 : Spectre des signaux d'entrée et de sortie du redresseur simulé avec la méthode HB.

La figure III-13 montre l'évolution dans le temps de la tension d'entrée et de sortie du convertisseur RF-DC à la fréquence 2.4 GHz. La tension d'entrée maximale est 0.6 V tandis que la tension de sortie redressée est d'environ 0.5 V.

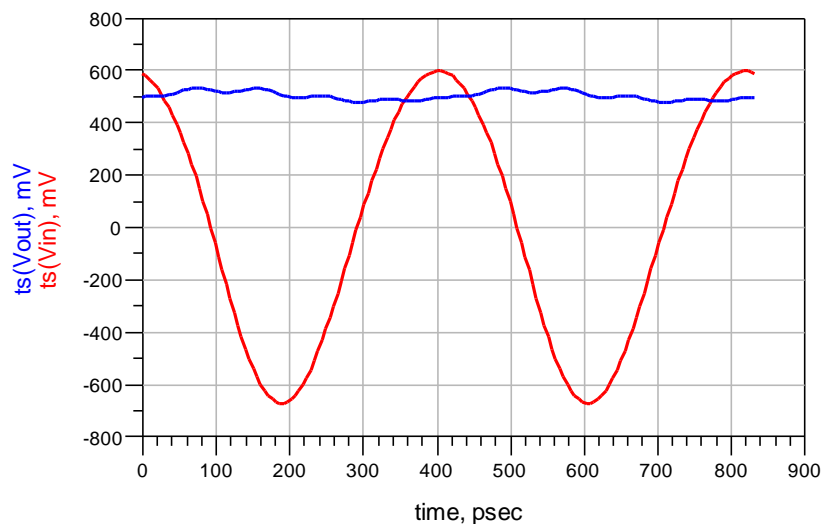


Figure III-13 : Forme temporelle du signal en entrée et en sortie du redresseur

3.1. Influence de la capacité de filtrage

La capacité de filtrage est un élément essentiel dans le circuit de redressement. Son rôle est de bloquer le signal fondamental et les harmoniques indésirables générés par la

diode Schottky.

Afin d'examiner l'effet de la capacité de filtrage, on fait varier la valeur de cette élément dans le circuit entre 0.1 pF et 50 pF avec un pas de 5 pF. La charge R_L est fixée à une valeur de 1800 Ω et la puissance d'entrée à 0 dBm. Les résultats de la simulation HB donnés par les courbes de la figure III-14 nous permettent de voir l'évolution du rendement de conversion ainsi que le niveau du signal redressé en sortie.

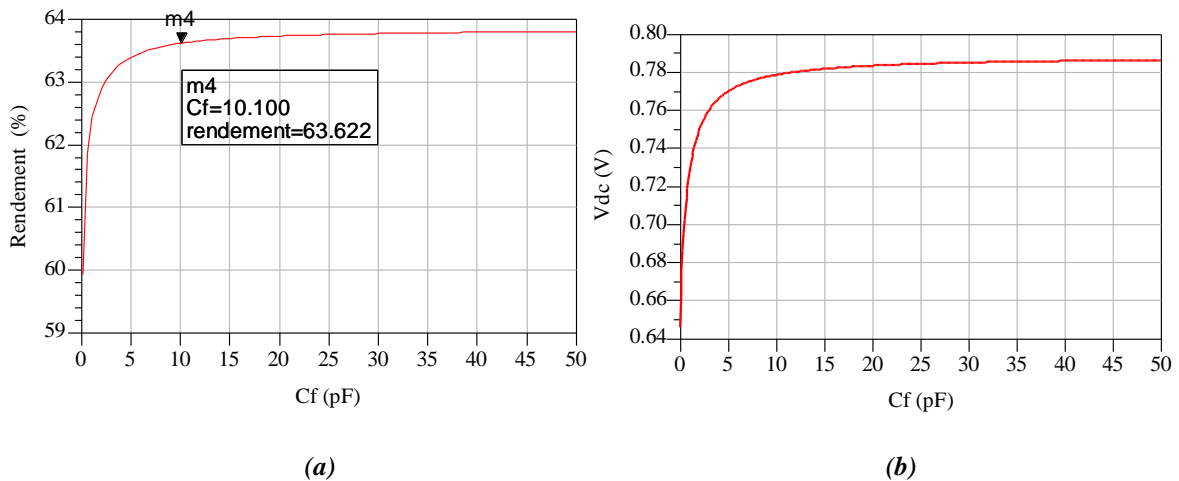


Figure III- 14 : Rendement et tension de sortie en fonction de la capacité de filtrage

La figure III-14.a nous indique qu'à partir d'une valeur de 10 pF la capacité du filtrage DC n'a plus d'influence sur le rendement et ce dernier reste quasiment constant. Donc, cette valeur de C_f de 10 pF constitue un compromis entre une valeur optimale de rendement (63.62%) et une bonne adaptation du circuit de redressement.

La figure III-14.b représente l'effet de la capacité de filtrage sur la tension de sortie V_{dc} . On observe que cette tension est d'environ 0.778V pour $C_f = 10$ pF. A partir de cette valeur optimale de la capacité du filtrage la tension V_{dc} reste quasiment stable.

3.2 Influence de la charge R_L

La charge R_L est un élément clé dans le système de conversion RF-DC, les variations de sa valeur affectent le rendement et l'efficacité de ce système. Nous avons effectué une simulation du circuit pour une capacité de filtrage C_f de 10 pF, une puissance d'entrée de 0 dBm à 2.4 GHz et une charge R_L qui varie de 100 Ω à 10 K Ω avec un pas de 100 Ω . En examinant la figure III-15.a, on constate que le rendement de conversion RF-DC croit et atteint sa valeur maximale (63.62 %) pour une valeur de $R_L = 1.8$ K Ω . Après cette valeur, qu'on peut considérer comme valeur optimale, le rendement décroît d'une manière très rapide.

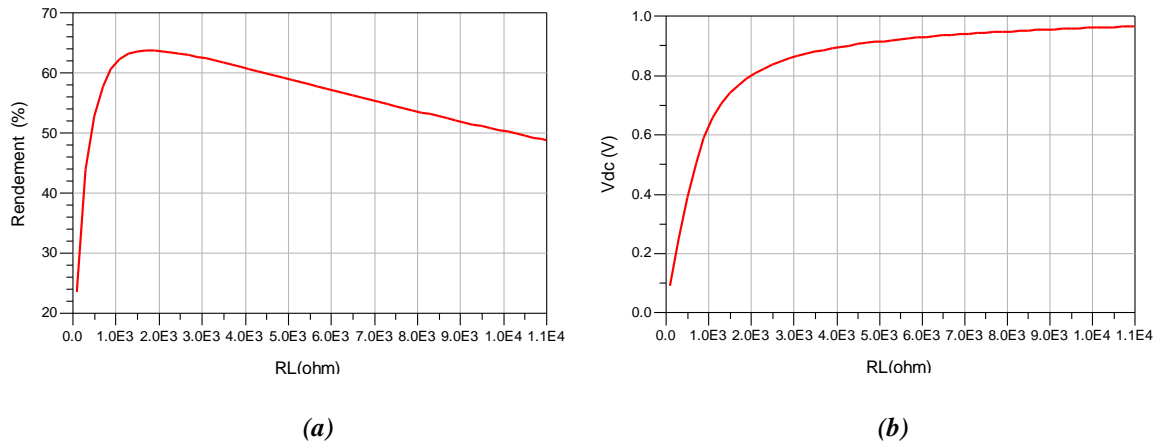


Figure III- 15 : Rendement et tension de sortie en fonction de la charge R_L

La figure III-15.b présente l'influence de la charge R_L sur la tension de sortie V_{dc} . On remarque qu'à partir de la valeur $R_L = 1.8 \text{ k}\Omega$ ($V_{dc} = 0.778\text{V}$) la tension de sortie varie très faiblement.

D'après les constatations précédentes, on déduit que la valeur $R_L = 1.8 \text{ k}\Omega$ représente une valeur optimale pour obtenir un bon rendement et une tension de sortie acceptable. Cette valeur de charge qui maximise le rendement n'est pas connu au début. De ce fait, l'étude de l'effet de la charge est une étape importante pour l'optimisation du circuit de conversion RF-DC.

3.3 Influence de la puissance RF en entrée

Le rendement du système de redressement a une relation directe avec la puissance RF d'entrée (RFPin). La figure III-16.a montre les variations du rendement de conversion en fonction de la puissance d'entrée. Ces résultats sont obtenus pour les paramètres suivants : une fréquence de 2.4 GHz, une capacité de filtrage $C_f = 10 \text{ pF}$ et une charge $R_L = 1.8 \text{ k}\Omega$.

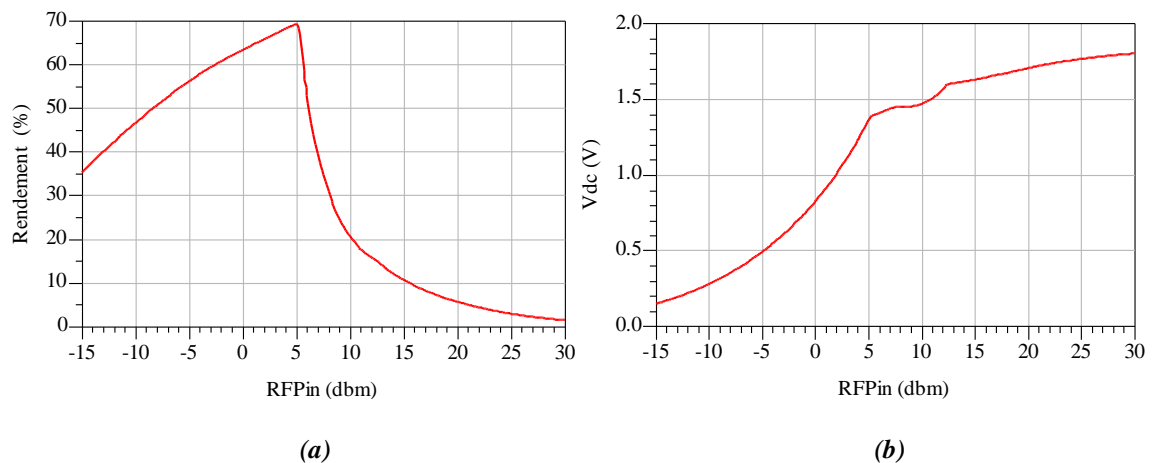


Figure III- 16 : Rendement et tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée

Cette variation atteint un point optimal d'environ 70 % pour une puissance de 5 dBm. Par suite, le rendement décroît d'une manière très rapide pour des niveaux de puissance supérieurs. Donc dans les conditions précédentes, pour obtenir des valeurs optimales du rendement (60%-70%), il faut que les niveaux de puissance RF soient compris entre -2 dBm et 5 dBm.

La deuxième figure III-16.b illustre les variations de la tension de sortie V_{dc} en fonction de la puissance d'entrée. Cette tension augmente avec l'augmentation de la puissance RF jusqu'à 1.4 V pour une puissance d'entrée de 5 dBm. Par suite, la tension de sortie V_{dc} tend vers une valeur limite constante quelque soit la puissance d'entrée.

3.4. Influence des propriétés de la diode Schottky

Dans le domaine RF le choix d'une diode dépend de ses différents paramètres de fonctionnement. La diode Schottky est connue d'être stable à des faibles puissances et des fréquences supérieures à 1GHz grâce à sa faible tension de seuil et de sa commutation très rapide. La figure suivante montre le circuit équivalent non-linéaire de la diode Schottky.

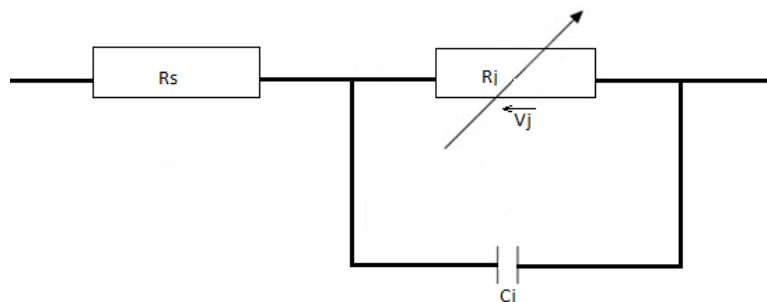


Figure III- 17 : Schéma équivalent de la diode Schottky.

avec :

R_s : résistance série.

C_j : capacité de jonction.

V_j : tension de jonction.

R_j : résistance de jonction.

Dans ce travail, nous avons utilisé une diode Schottky de la famille Agilent HSMS-285x. Les différents paramètres du modèle ADS de la diode Schottky, obtenus à partir du Datasheet de la diode, sont donnés dans le tableau suivant [37] :

Tableau III-3 : Paramètres de la diode Schottky HSMS2850 et leurs valeurs

Nom du Paramètre	Symbole	Valeur
Tension de claquage	B_V	3.8 v
Capacité de jonction au repos	C_{j0}	0.18 pF
Energie de gap	E_g	0.69 eV
Courant de claquage inverse	I_{BV}	3 e-4 A
Courant de saturation	I_s	3 e-6 A
Coefficient d'émission	N	1.06
Résistance série	R_s	25 Ω
Potentiel de jonction	$P_B(VJ)$	0.35 V
Exposant de la température	$P_T(XTI)$	2
Coefficient de jonction	M	0.5

Afin d'étudier les effets des paramètres de la diode sur le rendement du circuit de conversion, nous avons effectué des simulations sous ADS pour différentes valeurs des paramètres B_V , C_{j0} et R_s . Les résultats obtenus sont donnés ci-après.

3.4.1. Influence de la tension de claquage B_V

La figure III-18.a représente les variations du rendement en fonction de la puissance d'entrée $RFPin$ pour trois valeurs de B_V : 2V, 3V et 3.8V. On constate que le rendement croit jusqu'à une valeur critique de $RFPin$ qui dépend de B_V . On a :

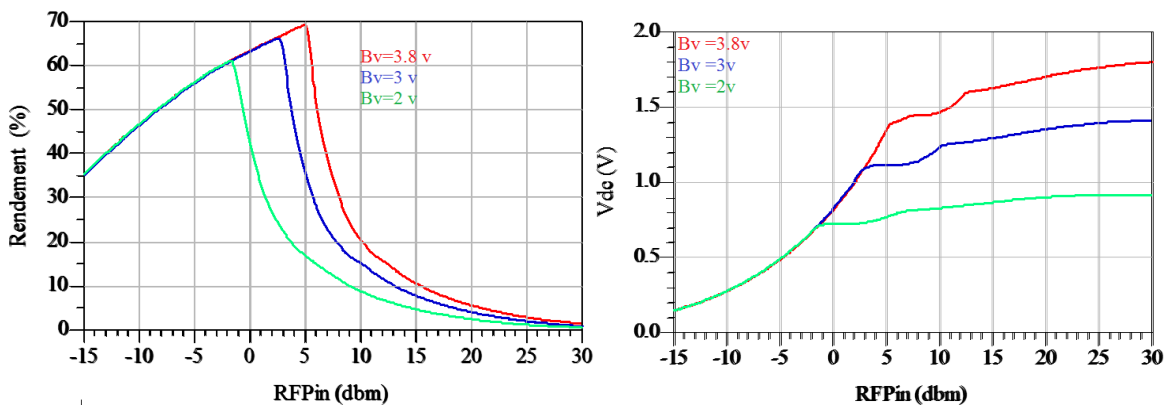


Figure III-18 : Rendement et tension de sortie en fonction de $RFPin$ pour trois valeurs de B_V

- $B_V = 2$ V la puissance critique est de -2 dBm avec un rendement de 60 %.
- $B_V = 3$ V la puissance critique est de 3 dBm avec un rendement de 65 %.
- $B_V = 3.8$ V la puissance critique est de 5 dBm avec un rendement de 70 %.

Après la valeur critique de la puissance d'entrée R_{FPin} le rendement décroît d'une manière très rapide, tandis que la tension de sortie V_{dc} se stabilise à une valeur qui dépend aussi de B_V .

3.4.2. Effet de la capacité de jonction C_{j0}

La capacité de jonction C_{j0} est liée à la capacité qui modélise les effets de stockage de charge de la jonction. La diode atteint sa meilleure efficacité lorsque sa tension directe est proche de la tension de claquage. Cela correspond à une capacité de stockage proche de 0. Il est donc important d'avoir la capacité de jonction la plus faible possible. [3]

Dans le but de confirmer l'effet de C_{j0} de la diode Schottky, nous avons effectué une simulation sous ADS du circuit de conversion. La figure III.19 montre l'évolution du rendement en fonction de C_{j0} sur la plage allant de 0.1 pF à 0.8 pF avec une charge $R_L=1800 \Omega$, une puissance $R_{FPin} = 2$ dBm et une capacité $C_f=10$ pF.

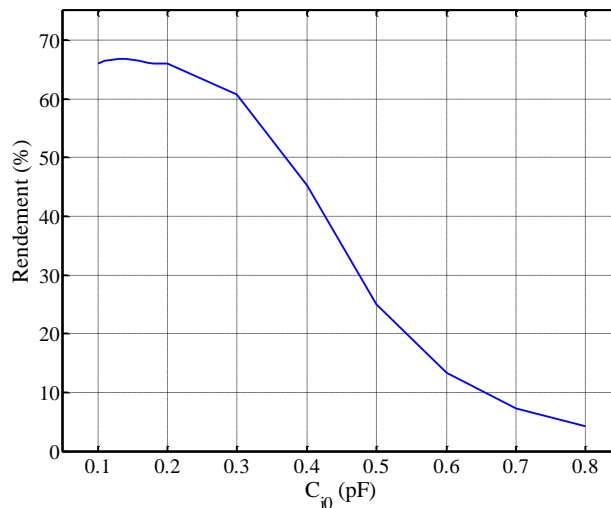


Figure III- 19 : Variations de rendement en fonction de C_{j0}

On remarque que le rendement se dégrade pour les valeurs importantes de la capacité de jonction de la diode (25% pour $C_{j0} = 0.5$ pF), d'où l'importance du choix d'une diode avec une capacité C_{j0} la plus faible possible.

3.4.3. Effet de la résistance série R_s

La résistance série R_s modélise les pertes par effet joule de la diode. Une valeur faible de cette résistance signifie de faibles pertes dans la diode et donc un rendement élevé. Afin de voir son effet sur le fonctionnement du circuit de conversion, nous avons calculé le rendement pour différentes valeurs de R_s (10-400 Ω) avec une charge $R_L=1800 \Omega$, une puissance $R_{FPin}= 2$ dBm et une capacité $C_f=10$ pF. Les résultats obtenus sont

donnés par la figure III-20.

On remarque que l'effet de la résistance série de la diode est similaire à celui de la capacité de la jonction C_{j0} . Cet effet se traduit par une dégradation très importante du rendement (25% pour $R_s = 200 \Omega$) pour les valeurs importantes de R_s .

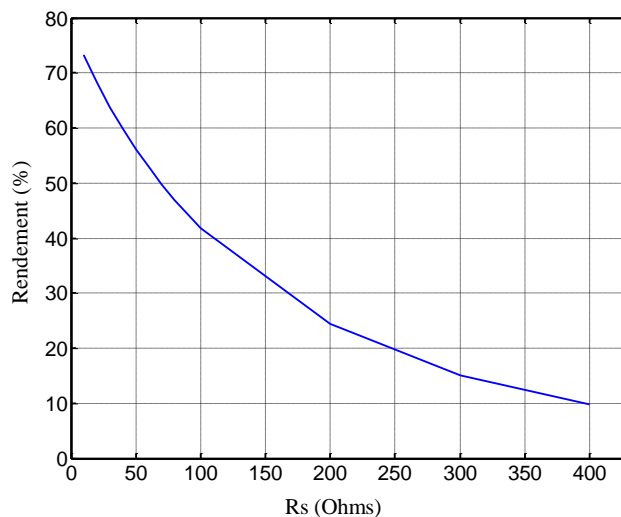


Figure III-20 : Variation de rendement en fonction de R_s

4. Conclusion

Ce chapitre a été réservé pour l'étude d'une Rectenna fonctionnant à la fréquence 2.4GHz. En premier lieu, nous avons effectué la conception et la simulation sous Momentum de l'antenne Patch (rectangulaire) alimentée par une ligne à micro-ruban. Les résultats obtenus concernent le coefficient de réflexion le diagramme de rayonnement, le gain et la directivité.

Dans une deuxième étape, nous avons effectué l'étude du circuit de conversion RF-DC sous ADS utilisant la méthode de simulation non-linéaire Harmonic Balance. Les effets des différents paramètres du circuit et ceux de la diode Schottky ont été mis en évidence.

Conclusion Générale

Les systèmes de transmission sans fil de l'énergie électromagnétique peuvent être classés en deux grandes catégories, à savoir : les systèmes à transfert non radiatif par couplage magnétique inductif ou résonnant et les systèmes à transfert radiatif en champ lointain qui implique l'utilisation des antennes.

Le présent travail s'inscrit dans le cadre de l'étude d'un système de transfert radiatif dit Rectenna. Il s'agit d'un système constitué d'une antenne à micro-ruban et d'un convertisseur RF-DC fonctionnant à la fréquence 2.4 GHz et destiné à être utilisé pour la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante.

Dans une première partie, nous avons effectué l'étude et la conception d'une antenne Patch (rectangulaire) alimentée par une ligne à micro-ruban. La simulation de l'antenne a été réalisée utilisant le logiciel Momentum de ADS qui représente un puissant outil de simulation électromagnétique basé sur la méthode des moments (MoM). Les résultats obtenus concernent les plus importantes caractéristiques radioélectriques de l'antenne, tels que le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement, le gain et la directivité de l'antenne.

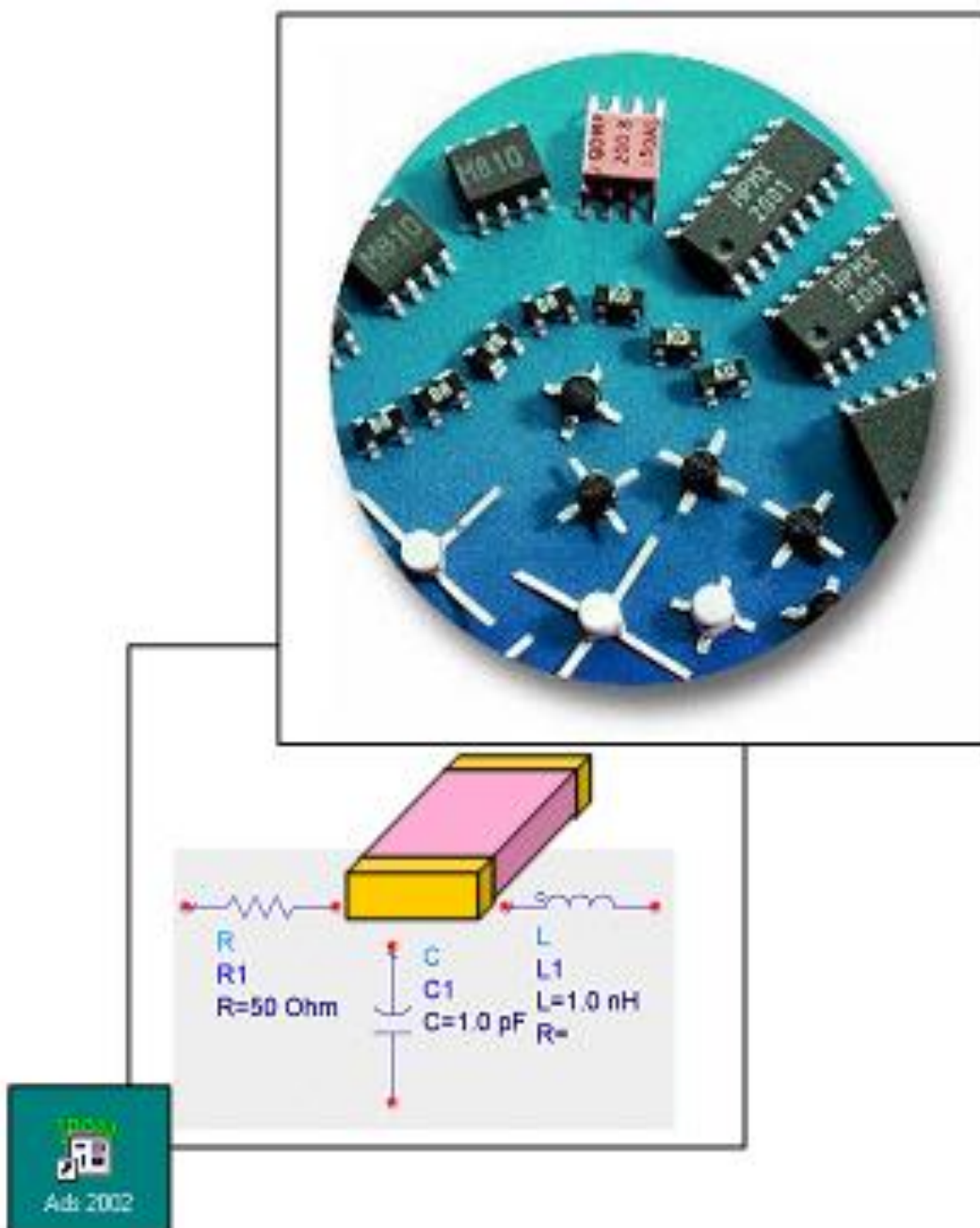
La deuxième partie de ce travail a été réservée pour l'étude du circuit de conversion RF-DC. Il s'agit d'un circuit redresseur capable de convertir l'énergie électromagnétique collectée par l'antenne en une énergie continue destinée pour alimenter un dispositif électronique. L'analyse du redresseur a été effectuée sous ADS utilisant la méthode de simulation non-linéaire Harmonic Balance (HB). Les différentes simulations effectuées nous ont permis de mettre en évidence les effets des différents paramètres du circuit (la capacité de filtrage C_f la charge R_L et la puissance d'entrée RFPin) et ceux de la diode Schottky (la tension de claquage B_V , la capacité de jonction C_{j0} et la résistance série R_s) sur le rendement et l'efficacité du circuit de conversion.

Dans un travail futur, il sera intéressant de faire une étude approfondie de l'adaptation du circuit de conversion, qui dépend de plusieurs paramètres. Cette étude permettra une optimisation du fonctionnement de la Rectenna en termes de rendement et de largeur de bande.

ANNEXE 01

Aide à l'utilisation du logiciel ADS

(Advanced Design System)



I-Introduction:

Advanced Design System, développé par Agilent EESof EDA, est un logiciel de conception et modélisation de systèmes électroniques pour les microondes et les radiofréquences. Les applications visées sont très vastes et comprennent dans le domaine de la téléphonie mobile, les pagers, les réseaux sans fil, les systèmes de communications radar et satellite.

Le logiciel offre des possibilités de conception et de simulation pour les domaines des radiofréquences et des microondes et se divise en 2 modules Analog RF Designer et Digital Signal Processing Designer pouvant interagir entre eux :

- La conception de circuits intégrés monolithiques (MMICs) ou hybrides (avec des Composants Montés en Surface).
- La conception de nouvelles architectures pour les futures normes de télécommunications sans fils.

II-1-Projets :

ADS utilise des projets (extension `_prj`) pour organiser automatiquement les données issues de la création, de la simulation ou de l'analyse d'un nouveau design.

A l'ouverture d'ADS Un projet se compose des répertoires suivants :

- Data : contient les données de simulation ou data set (nom.ds).
- Mom_dsn : contient les design et données de simulation issus de momentum.
 - Networks : contient les fichiers de design ou pages schematic (nom.dsn) et les fichiers de layout des circuits (nom_layout.dsn)
- Synthesis : contient les données de synthèse DSP.
- Verification : contient les données issues du DRC.

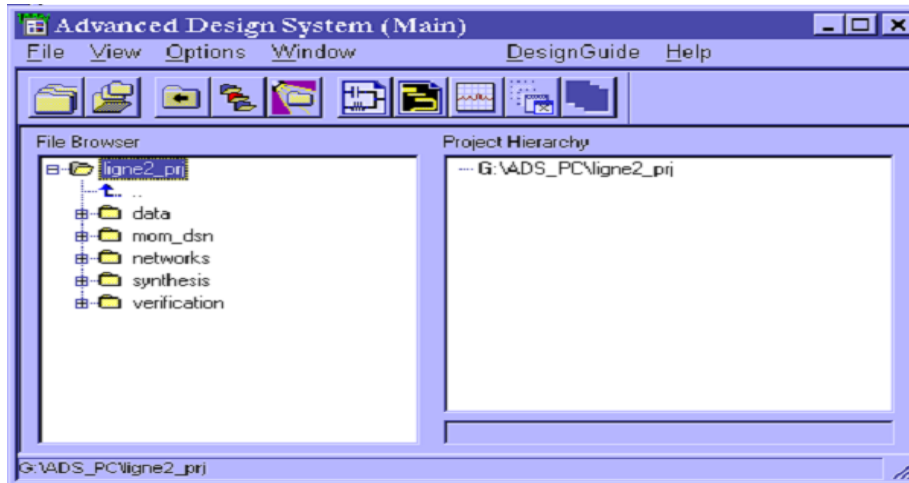


Figure 01 : Fenêtre principale du logiciel

II-1-1-Création d'un nouveau projet :

Suivants la figure (2) :

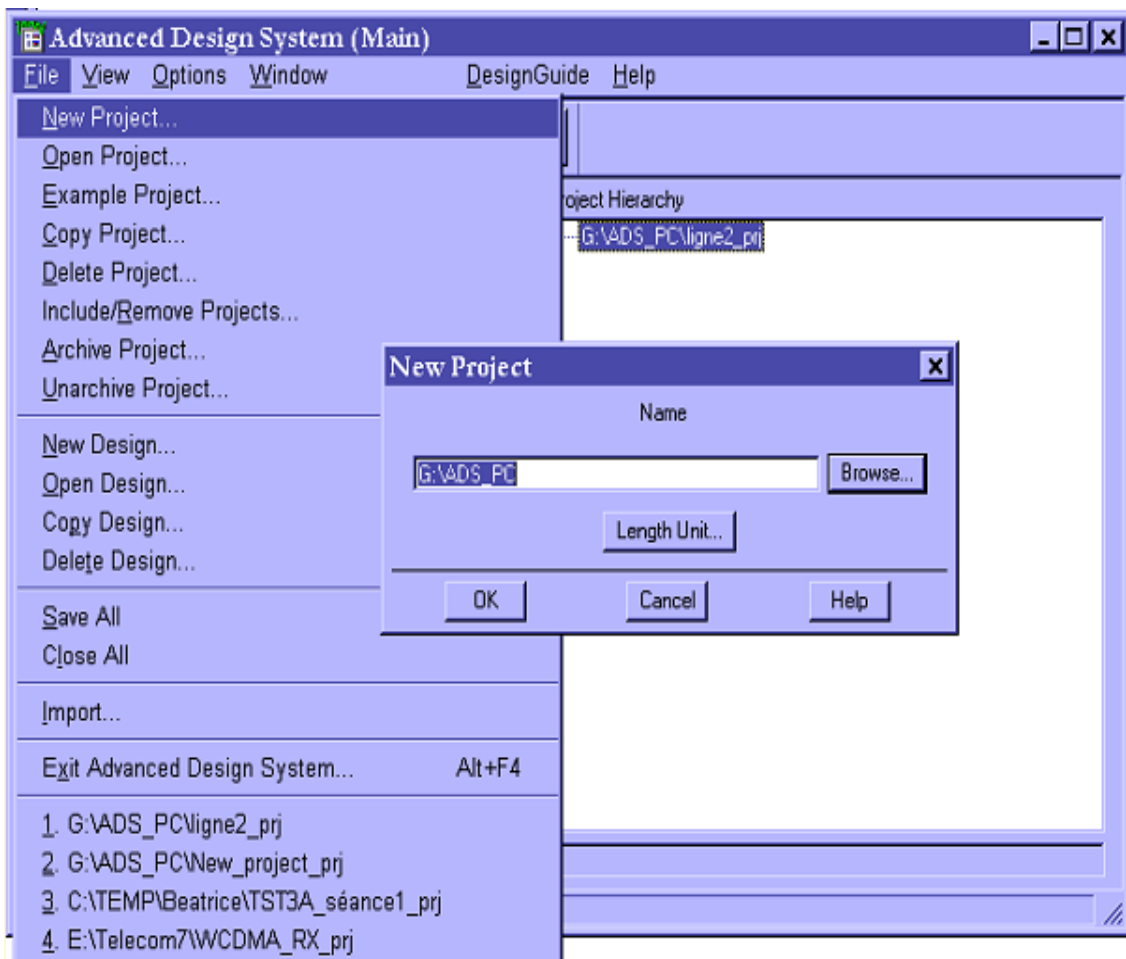


Figure 02 : Création d'un nouveau projet

II-1-2-Ouvrteur d'un projet :

-Choisir le menu File/Open Project puis utiliser la boîte de dialogue pour Localiser le projet à ouvrir.

Remarque : seulement un projet peut être ouvert à la fois. Il est donc recommandé de sauvegarder les données du projet courant avant d'en ouvrir un autre.

II-2-Design :

ADS utilise des fichiers design (nom.dsn) pour enregistrer les circuits de simulation et les layout. Un fichier de design est une page schematic à partir de laquelle il est possible de :

- Créer et modifier des circuits et layout.
- Ajouter des équations et des variables.
- Placer et modifier des composants et leurs contrôles.
- Ajouter des commentaires sous forme de texte.
- Générer un layout à partir du schematic (et réciproquement).

II-2-1-Création d'un design :

L'ouverture d'un nouveau projet implique automatiquement l'ouverture d'une nouvelle page schematic qui sera sauvegardée dans le répertoire networks. Pour créer un nouveau design, il est possible d'utiliser les deux procédures suivantes :

1. Menu Window/New Schematic dans la fenêtre principale.
2. Menu File/New Design dans la fenêtre principale et donner le nom de fichier à créer.

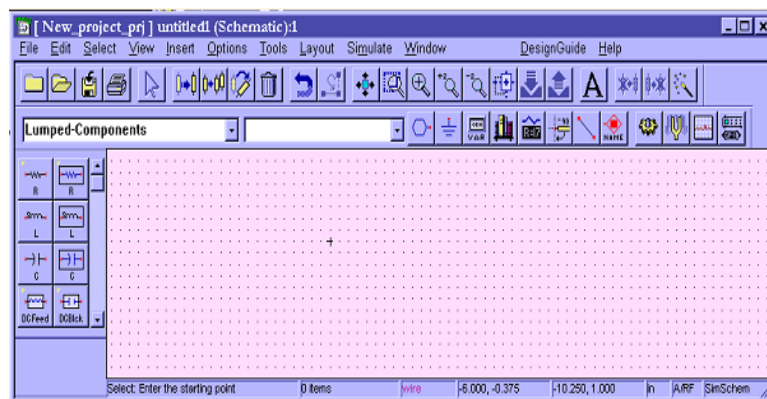


Figure 03 : Fenêtre design

Il est ensuite possible d'insérer les éléments (composants, données, sources, boîte de simulation et de contrôle, . . .) disponibles dans les bibliothèques du logiciel.

La figure (4) représente l'insertion dans la fenêtre schematic d'un module complet de simulation des paramètres S en deux ports.

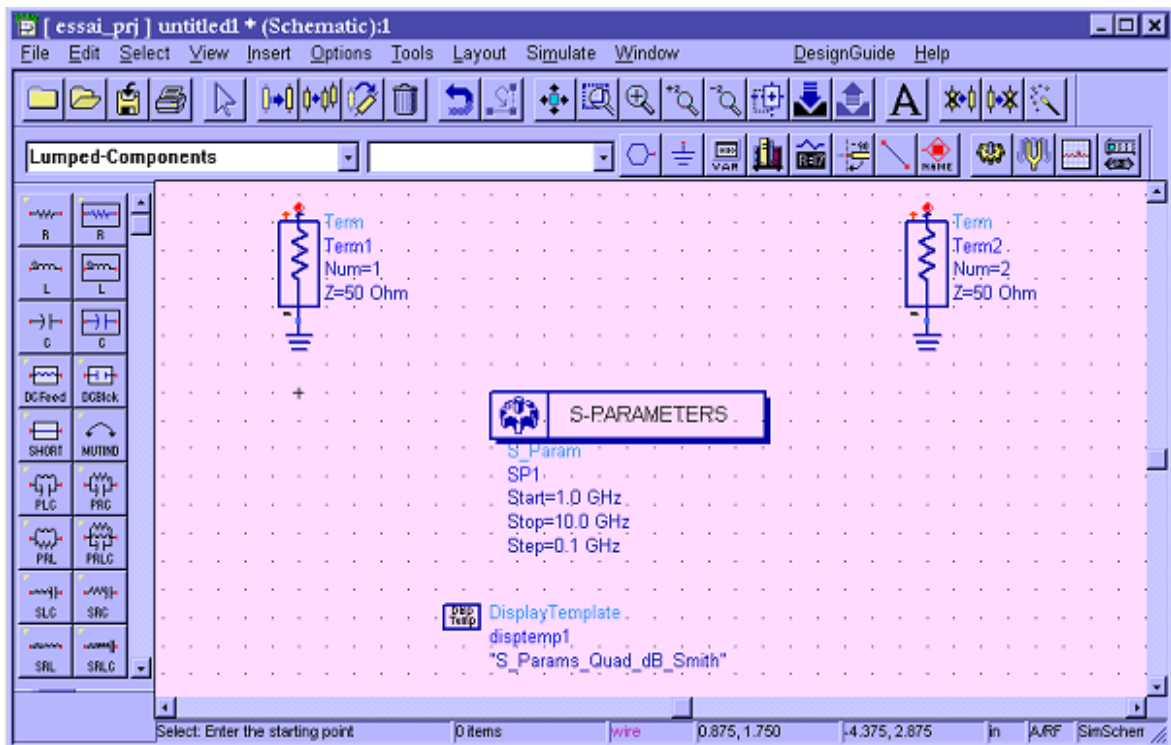


Figure 04 : Insertion d'un bloc de simulation des paramètres S

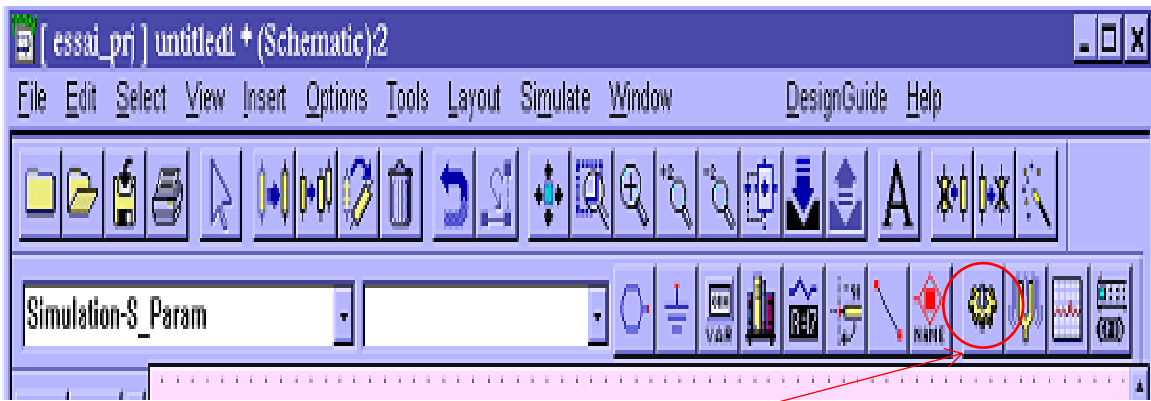
II-2-2-Ouvreur d'un design :

Un design existant peut s'ouvrir :

- A partir de la fenêtre principale dans le menu File/Open Design.
- En utilisant l'explorateur pour localiser, sélectionner et double cliquer sur le design pour l'ouvrir.
- A partir de la fenêtre schematic dans le menu File/Open Design.

II-3-Simulation par ADS :

La simulation se lance en cliquant sur l'icône appropriée ou en allant dans le menu Simulate, Figure 05 :



Simulation

Figure 05 : Simulation sous ADS

II-3-1- Visualisation des résultats :

A la fin de la simulation, le logiciel ouvre une page de présentation (data display) dans laquelle les courbes (graphique linéaire/log, abaque de Smith, etc. . .) peuvent être tracées figure 6. Il est également possible de positionner un marker sur les courbes (Insert Marker) afin de visualiser les coordonnées d'un point précis.

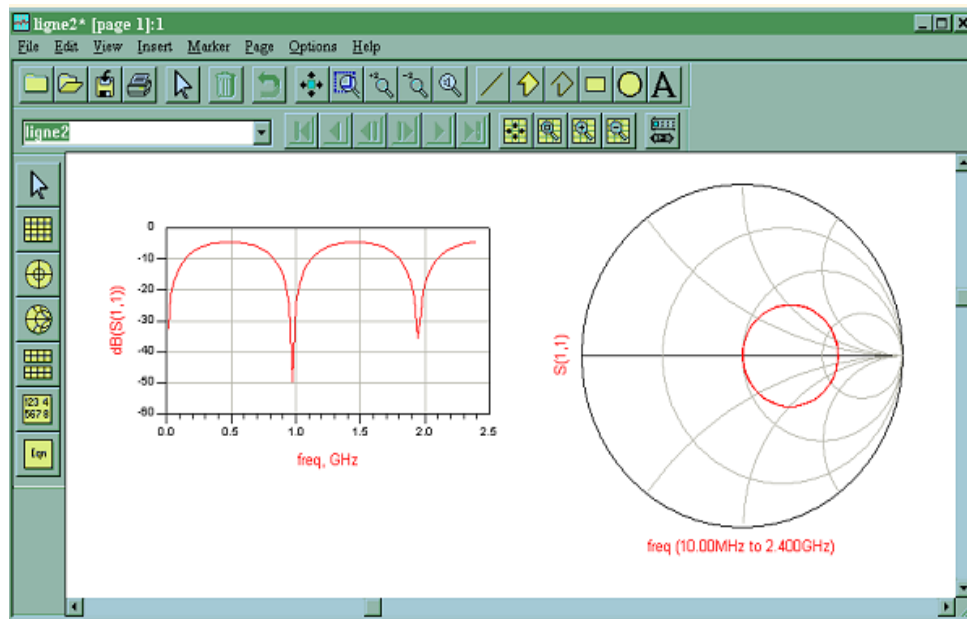


Figure 06 : Aperçu d'une page de présentation

ANNEXE 02

Les paramètres S

1. Introduction

La représentation classique des circuits électriques à l'aide des paramètres tension-courant, utilisant par exemple les matrices impédance, admittance, chaîne, hybride, etc., présente plusieurs défauts lorsque la fréquence augmente. On peut citer par exemple :

- les références à présenter au circuit à mesurer conduisent à des maxima de tension ou de courant dangereux pour les composants actifs ;
- la puissance, seule grandeur à pouvoir être mesurée directement en hautes fréquences, est une fonction complexe.

Il est donc nécessaire d'utiliser un formalisme plus proche des phénomènes de propagation observés à hautes fréquences, c'est-à-dire lorsque les dimensions du circuit ne sont plus très petites devant la longueur d'onde.

2. Définition

Considérons le quadripôle de la figure (1)

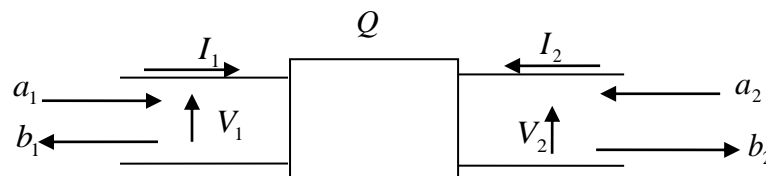


Figure.1- Quadripôle

Introduisons la notion de signaux incidents et réfléchis au j^e accès du circuit considéré. Il est possible de montrer qu'ils sont reliés aux tensions et aux courants mesurés à ce j^e accès par :

$$a_j = \frac{V_j + Z_{0j} I_j}{2\sqrt{R_{0j}}}$$

$$b_j = \frac{V_j - Z_{0j}^* I_j}{2\sqrt{R_{0j}}}$$

Il est nécessaire d'introduire un paramètre supplémentaire $(Z_{0j} + jX_{0j})$ ayant la dimension d'une impédance et représentant l'impédance interne du générateur connecté à l'accès j. il s'agit de l'impédance de normalisation.

Remarquons que les signaux a_j et b_j ont la dimension d'une racine carrée de puissance. Par conséquent, l'expression des puissances incidentes et réfléchies s'en trouvera simplifiée.

Les paramètres S permettent d'exprimer les relations entre les incidents et réfléchis. Dans le cas d'un quadripôle, et en prenant une impédance de normalisation R_0 réelle et commune aux deux accès, on obtient :

$$a_1 = \frac{V_1 + R_0 I_1}{2\sqrt{R_0}} \quad a_2 = \frac{V_2 + R_0 I_2}{2\sqrt{R_0}}$$

$$a_1 = \frac{V_1 - R_0 I_1}{2\sqrt{R_0}} \quad a_2 = \frac{V_2 - R_0 I_2}{2\sqrt{R_0}}$$

Aux fréquences RF et micro-onde, la résistance de normalisation est prise à 50Ω .

Les paramètres S relient entre elles les ondes incidentes et réfléchies :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$$

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad \text{lorsque } a_2 = 0$$

C'est le rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente à l'entrée du quadripôle lorsque l'onde incidente sur l'accès 2 est nulle. D'un point de vue terminologie, le rapport d'une onde réfléchie à une onde incidente s'appelle un coefficient de réflexion. C'est la fraction d'énergie réfléchie par le quadripôle, qui devra être minimisée pour favoriser le transfert du signal à la sortie du quadripôle.

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad \text{lorsque } a_1 = 0$$

C'est le «gain» inverse du quadripôle, lorsque l'onde incidente sur l'accès 1 est nulle.

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad \text{lorsque } a_2 = 0$$

C'est le « gain » directe du quadripôle, lorsque l'onde incidente sur l'accès 2 est nulle

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad \text{lorsque } a_1 = 0$$

C'est le coefficient de réflexion à la sortie du quadripôle, lorsque l'onde incidente sur l'accès 1 est nulle.

La mesure des paramètres S nécessite donc d'annuler tour à tour, non pas des tensions et des courants comme pour les paramètres descriptifs classiques, mais des ondes incidentes. L'annulation des ondes a_1 et a_2 se traduit par :

$$a_1 = 0 \Leftrightarrow V_1 = -R_0 I_1$$

$$a_2 = 0 \Leftrightarrow V_2 = -R_0 I_2$$

Dans le cas général, on aura :

$$a_j = 0 \Leftrightarrow V_j = -R_0 I_j$$

Ces conditions sont réalisées lorsque l'accès considéré est chargé par son l'impédance de normalisation, ce qui évite d'utiliser des références en circuit ouvert ou en court-circuit, non dissipatives donc dangereuses pour les composants actifs.

Coefficient de réflexion

Dans le domaine tension-courant, un dipôle est caractérisé par son impédance Z . Son équivalent dans le formalisme des paramètres S s'appelle le coefficient de réflexion Γ (figure 2).

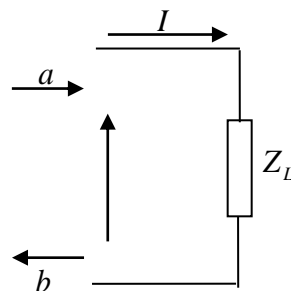


Figure.2- Réflexion sur un dipôle

Le passage entre les deux domaines est immédiat :

$$a = \frac{V + R_0 I}{2\sqrt{R_0}}$$

$$b = \frac{V - Z_0^* I}{2\sqrt{R_0}}$$

$$\Gamma = \frac{b}{a} = \frac{V - Z_0^* I}{V + Z_0 I} = \frac{Z_L - Z_0^*}{Z_L + Z_0}$$

Le coefficient de réflexion quantifie en amplitude et en phase l'énergie réfléchie par le dipôle.

Pour un quadripôle caractérisé par ses paramètres S, et chargé par un coefficient de réflexion Γ_L , le coefficient de réflexion à l'entrée s'écrit :

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

Une charge sera dite adaptée si elle ne réfléchit aucune puissance : $\Gamma_{in} = 0$.

Dans le cas où l'impédance de charge Γ_L est égal à l'impédance de normalisation, le coefficient de réflexion à l'entrée du quadripôle chargé est égal à S_{11} . Dans les autres cas, un terme correctif tient compte des charges d'énergie à la sortie.

ANNEXE 03

Diodes de détecteur Schottky à micro-ondes

I. Description:

Les familles HSMS-2850 et CC HSMS-2860 de diodes Schottky à polarisation zéro a été conçues et optimisées pour une utilisation de 915 MHz à 5,8 GHz. Ils sont idéaux pour les applications RF qui nécessitant une détection de signal petite ou grande, une modulation, une conversion RF -DC ou un doublement. Disponible en différentes configurations de paquet, ces deux familles de diodes offrent des solutions à faible coût pour une grande variété de problèmes de conception. Les techniques de fabrication de Hewlett-Packard garantissent que, lorsque deux diodes sont montées dans un boîtier unique SOT-23 ou SOT-143, elles sont extraites de sites adjacents sur la tranche, assurant ainsi le plus haut degré possible d'adéquation.

II. Paramètres Spice :

Tableau 1 : Paramètres Spice et leurs valeurs associe

Paramètres	Unités	HSMS-285X	HSMS-286X
B _V	V	3.8	7.0
C _{J0}	pF	0.18	0.18
E _G	eV	0.69	0.69
I _{BV}	A	3 x 10E-4	10E-5
I _S	A	3 x 10E-6	5.0 x 10E-8
N		1.06	1.08
R _S	Ω	25	5.0
P _B (VJ)	V	0.35	0.65
P _T (XTI)		2	2
M		0.5	0.5

R_S = résistance série

$$R_j = \frac{8.33 \times 10^{-5} \text{ nT}}{I_b + I_s}$$

avec

I_b = courant de polarisation

I_s = courant de saturation, T = température

n = facteur d' identité

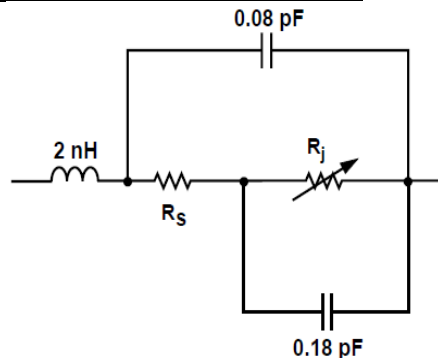


Figure 1: circuit équivalent HSMS-2850, HSMS-2860. [37]

Références Bibliographiques

- [1] A. Bouacida, "Chargeur de batteries sans fil pour voiture électrique gère par pic 16F877," mémoire de Master, Université Badji Mokhtar Annaba, 2018.
- [2] W. Haboubi, "Développements de circuits Rectenna bi-polarisation, bi-bande pour la récupération et conversion d'énergie électromagnétique à faible niveau," thèse de doctorat, Université Paris-Est, Décembre 2014.
- [3] A. Okba, "Conception et réalisation de Rectennas utilisées pour la récupération d'énergie électromagnétique pour l'alimentation de réseaux de capteurs sans fils," Thèse de doctorat, Université de Toulouse, Décembre 2017.
- [4] S. ZEGGAI, "Étude d'une liaison radio avec relais et calcul du bilan de liaison," Mémoire de Master, Université Aboubakar Belkaïd Telemcen, 2017.
- [5] A. Achachi et C. Elhadj Mimoune, "Etude des atténuations dans une liaison radio et Calcul du bilan de liaison," Mémoire de Master, Université de Tlemcen, mai 2016.
- [6] S. Adami, "Optimisation de la récupération d'énergie dans les applications de Rectenna," Thèse de Doctorat, délivrée par l'Ecole Centrale de Lyon, Université de Lyon, Décembre 2013.
- [7] I. N. BOUICHE, "Etude et simulation d'une liaison hertzienne sur le réseau mobile (UMTS)," Mémoire de Master, Université Abderrahmane Mira Bejaïa, 2016.
- [8] O. Videme, "Dispositifs et circuits micro-onde," Cours, Université de Yaounde.
- [9] Z. M. BENDIB, "Etude et conception d'un redresseur RF," Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf M'Sila, 2018.
- [10] B. Merabet, "Contribution à l'étude de la transmission d'énergie à distance par Micro-ondes," Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2010.
- [11] G. Goubau and F. Schwing, "On the guided propagation of electromagnetic wave beam," *IRE transactions on antennas and propagation*, vol. 9, pp. 248-256, 1961.
- [12] H. Korgelnik. and Li T "Laser Beams and resonators," *Proc. IEEE*, Vol.54, n°10, Oct. 1966.
- [13] D. Alexandre, "Méthodologie de synthèse et d'optimisation de radio-pile bornée à un

domaine de fonctionnement," Thèse de Doctorat, Université de la Réunion, 2008.

[14] A. Khemar,"Alimentation hyperfréquence de dispositifs à faible consommation par la récupération de l'énergie EM," Thèse de Doctorat, Université de Jijel, 2018.

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

[16] S. G Taylor and al., "A mobile-agent-based wireless sensing network for structural monitoring applications," *Measurement Science and Technology*, Vol 20, n° 04, Feb. 2009.

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

[18] H. Bouayed, "Étude et Simulation d'une Rectenna, Application à la Récupération d'énergie RF," Mémoire de Master, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, 2017.

[19] D. BOUCHOUICHA, "Etude de faisabilité de la récupération d'énergie électromagnétique ambiante," Thèse de Doctorat, Université François-Rabelais de Tours, Novembre 2010.

[20] A. Boyer, "Cours Antennes," Institut National des Sciences Appliquées (INSA), Toulouse. Disponible à :
[http://www.alexandreboyer.fr/alex/enseignement/cours_antennes_oct11_v4_5R .pdf](http://www.alexandreboyer.fr/alex/enseignement/cours_antennes_oct11_v4_5R.pdf).

[21] D. L. Diedhiou, "Étude de dispositifs hyperfréquences accordables en technologie micro-fluidique," Thèse de Doctorat, Université de Bretagne Occidentale, Décembre 2012.

[22] N. B. HADJI, "Etude et conception de filtre passe bande ultra large bande pour les systèmes de communication sans fil," Mémoire de Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, Mai 2017.

[23] M. S. Fengal, "Antenne de Téléphonie mobile, caractérisation et optimisation," Mémoire de Master, Université Abderrahmane Mira Bejaia, 2016.

[24] T. SANABA, "Conception de topologies de rectenna pour la récupération d'énergie RF," Mémoire de Maser, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, 2018.

[25] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis And Design*, John Wiley & Sons, Inc, Hoboken, New Jersey, pp 813, 2005.

- [26] D. Rami, "Etude et conception d'une antenne patch ultra large bande ULB à bande rejetée," Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf M'Sila, 2017.
- [27] A. I. Alaoui, "Contribution à l'analyse CEM globale de structures et de circuits. Application aux antennes Vivaldi en présence d'un système non linéaire pour la récupération d'énergie : une approche FDTD," Thèse de Doctorat, Université de Normandie, Mai 2018.
- [28] J. Rivière, "Conception et réalisation de Rectenna en technologie guide d'onde coplanaire pour de faibles niveaux de puissance," Thèse de Doctorat, Université de la Réunion, 2016.
- [29] I. Kharrat, "Modélisation et réalisation d'un système de récupération d'énergie imprimé : Caractérisation hyperfréquence des matériaux papiers utilisés", Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, Août 2006.
- [30] B. Karima, "Caractérisation des filtres micro-ruban à couplage capacitif et/ou parallèle par une formulation en ondes transverses," Thèse de Magistère, Université Hadj Lakhdar Batna, 2015.
- [31] H. Takhedmit, "Modélisation et conception de circuits de réception complexes pour la transmission d'énergie sans fil à 2.45 GHz," Thèse de Doctorat, École Centrale de Lyon, 2010.
- [32] Y.-J Ren and K. Chang, "5.8-GHz Circularly Polarized Dual-Diode Rectenna and Rectenna Array for Microwave Power Transmission," *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp 1495-1502, April 2006.
- [33] L.W. Epp, A.R. Khan, H.K. Smith and R.P. Smith "A Compact Dual-Polarized 8.51-GHz Rectenna for High-Voltage (50 V) Actuator Applications," *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, n° 01, pp 111-120, Jan. 2000.
- [34] J. Zbitou, M. Latrach and S. Toutain "Hybrid Rectenna and Monolithic Integrated Zero-Bias Microwave Rectifier," *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, n° 01, Jan. 2006, pp 147-152.
- [35] A. Costanzo, F. Donzelli, D. Masotti and V. Rizzoli, "Rigorous Design of RF Multiresonator Power Harvesters," *European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2010*, Barcelona, Spain, April 12-16, 2010.
- [36] N. Behdad, "Simulation of a 2.4 GHz Patch Antenna using ADS Momentum,"

Tutorial EEL 6463, University of central Florida, 2007. Available at :

http://www.carlomezetic.net/older/userfiles/Tutorial_ADS_momentum.pdf

[37] Publication disponible à:

http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4_downld/productses/hsms2850.pdf

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire est axé sur la partie réception et redressement dans un système de transfert d'énergie sans fil et la télé-alimentation des dispositifs électroniques. Pour cela, nous avons effectué la conception et la simulation d'une Rectenna et ses différents blocs. La démarche consiste à utiliser une antenne patch résonnante à 2.4 GHz et alimentée par une ligne micro-ruban suivie par un circuit de conversion RF-DC. Dans ce circuit, la diode Schottky représente l'élément clé du redressement, grâce à son très faible temps de commutation et sa sensibilité aux faibles niveaux de puissances. Les différentes simulations effectuées nous ont permis de mettre en évidence les effets des différents paramètres du circuit et ceux de la diode Schottky sur le rendement et l'efficacité du circuit de conversion.

Mots-Clés: Rectenna, Antenne patch, Ligne à micro-ruban, diode Schottky.

Abstract

The work presented in this thesis focuses on the reception and the rectifying part of a wireless energy transfer system and the remote power supply of electronic devices. For this, we carried out the design and simulation of a Rectenna and its different blocks. The approach consists of using a 2.4 GHz resonant Patch antenna powered by a microstrip line followed by a rectifying circuit. In this circuit, the Schottky diode is the key element of the rectifying, thanks to its very low switching time and its sensitivity to low power levels. The various simulations carried out enabled us to highlight the effects of the different parameters of the circuit and those of the Schottky diode on the efficiency of the conversion circuit.

Key-words: Rectenna, Microstrip line, Patch antenna, Schottky diode.

المخلص

يركز العمل المقدم في هذه المذكرة على جانب استقبال وتحويل الطاقة اللاسلكية المستعملة في تغذية الأجهزة الإلكترونية عن بعد. من اجل ذلك قمنا بدراسة و تصميم **Rectenna** بمختلف اجزائها. الخطوة الأولى تتمثل في استعمال هوائي مطبوع رنان في 2.4 جيجا هرتز مغذى بواسطة خط الشريط المصغر **Microstrip** متبوع بدارة التعديل. في هذه الدارة يمثل الصمام الثنائي **Schottky** العنصر الأساسي في التعديل نظرا لتحسسه في وقت وجيز واستجابته للاستطاعات المنخفضة. مكنتنا عمليات المحاكاة المختلفة التي تم تنفيذها من تسليط الضوء على تأثير المعاملات المختلفة للدارة و معاملات الصمام الثنائي Schottky على كفاءة دائرة التحويل.

الكلمات المفتاحية: Rectenna ، خط الشريط المصغر، هوائي مطبوع ، الصمام الثنائي Schottky.