

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

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

En : Télécommunications

Spécialité : Technologie et Systèmes de Télécommunications

Par : **MANSOURI Assia** et **BOUAYED Hafeda**

Sujet

**Étude et Simulation d'une Rectenna, Application à la
Récupération d'énergie RF**

Soutenu publiquement, le **20 /06 / 2017** , devant le jury composé de :

Mr CHIKH-BLED Mohammed El Kebir	Professeur à l'université de Tlemcen	Président
Mr BENDIMERAD Fethi Tarik	Professeur à l'université de Tlemcen	Examineur
Mr MERIAH Sidi Mohammed	Professeur à l'université de Tlemcen	Encadreur

DEDICACE

Je dédie ce mémoire

*A mes chers parent ma mère et mon père pour leur patience,
leur amour, leur soutien et leurs encouragements*

A mes frères

A ma grand-mère, à mes oncles et tantes

A mes meilleurs amis

A mon binôme BOUAYED Hafeda

*A tous mes collègues du master spécialisé technique et
système de télécommunication*

*A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce
projet soit possible*



DEDICACE

Je dédie ce mémoire

A ma mère, qui m'a soutenu durant toute ma vie, qui m'a aidé durant mes années d'études, qui m'a appris à aimer le travail et le bon comportement

A mon fiancé Nabil, à qui je dois une grande part de la réussite de mon projet grâce à son soutien et sa compréhension

A ma sœur Fadia et son fils Hichem et mon beau-frère Hadi

A mes frères

A mon binôme MANSOURI Assia ;

A Mes amis et mes collègues d'études

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour que ce projet soit possible

REMERCIEMENTS

Avant tout on tient notre remerciement à notre Dieu tout puissant de nous avoir donné la foi, la force et le courage.

On tient à évoquer notre remerciement le plus profond à toute personne qui nous a aidé et qui a contribué à l'élaboration de ce travail et ce dans le but du développement du savoir et l'amélioration du savoir-faire.

On commence par exprimer notre remerciement le plus sincère à notre cher encadreur :

Mr .MERJAH S.M, Professeur à l'université ABOU-BEKR-BELKAID de Tlemcen et responsable du laboratoire LTI pour son encadrement, Sa disponibilité, ses critiques et ses remarques pertinentes. Il nous a conseillé et guidé du début du mémoire à sa fin.

On tient à remercier également le jury d'avoir accepté l'évaluation de ce travail.

On tient aussi à remercier le personnel du laboratoire, pour leur aide et leurs judicieux conseils.

Nos remerciements s'étendent également à tous nos enseignants durant les années d'études.

Enfin des remerciements particuliers sont dédiés à toutes nos familles pour leur soutien inconditionnel.

LISTE DES ABREVIATIONS

RF : Radio Frequency.

DC : Direct Current (régime continu).

HF : Hyperfréquence (Haute Fréquence).

ANFR : Agence Nationale des Fréquences.

ARCEP : Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des postes.

ISM: Industrial, Scientific and Medical.

MSA: Microstrip Antenna.

MIC : microwave integrated circuit.

AGC : commande de gain automatique.

TEM : transverse électromagnétique.

EM : champ électromagnétique.

RMSA : Rectangular MicroStrip Antenna.

ADS: Advanced Design System.

GSM: Global System for Mobile Communications.

CST : Computer Simulation Technology.

SMA : SubMiniature version A.

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

Figure I.1: structure d'une rectenna.....	3
Figure I.2 : Structure d'une antenne en technologie imprimée.....	5
Tableau I.1: Comparaison entre les MIC et les MSA.....	6
Figure I.3: Quelques types d'éléments rayonnants.....	7
Figure I.4 : Alimentation d'antenne imprimée.....	8
Figure I.5 : Diagramme de rayonnement d'une antenne Patch en a) 3D, b) dans le plan E.....	10
Figure I.6 : Adaptation du circuit redresseur à l'antenne.....	12
Figure I.7 : Signaux de domaine de fréquence et de fréquence pour un redresseur.....	14
Figure I.8: diode Schottky fondamentale.....	15
Figure I.9 : Courbes de courant de tension de diode.....	16
Figure I.10 : topologie de la rectenna mono diode série.....	17
Figure I.11 : Photographie de la rectenna a) vue de face b) vue de derrière.....	17
Figure I.12 : Topologie de la rectenna mono diode en parallèle.....	18
Figure I.13 : Layout de la rectenna.....	18
Figure I.14 : Topologie de la rectenna en doubleur de tension.....	19
Figure I.15 : Rectenna gagnante du concours WEH d'IMS 2012.....	20
Figure I.16 : Layout de la rectenna en topologie a) pont de diode, b) double diode.....	21
Figure I.17. a) Structure du circuit de conversion proposé b) photographie du circuit.....	21
Figure I. 18 : Association de rectennas. (a) en série. (b) en parallèle.....	22
Figure II.1 : la structure d'une ligne microruban.....	29
Figure II.2 : paramètres d'une ligne micro ruban.....	30
Figure II.3 : Configuration des champs électromagnétiques d'une ligne microruban.....	31
Figure II.4 : principe de l'approximation quasi –TEM.....	31
Figure II.5 : Impédance caractéristique d'une ligne microruban en fonction de W/h.....	34
Figure II.6 : W/h en fonction d'impédance caractéristique d'une ligne micro ruban.....	35
Tableau II.1.: résultats de comparaison de la synthèse d'une ligne micro ruban.....	36
Tableau II.2.: résultats de comparaison de l'analyse d'une ligne micro ruban.....	37
Figure II.7: L'alimentation par une ligne microbande axiale(a), décalée (b) et avec encoche (c).....	37
Figure II.8 : Antenne imprimée rectangulaire alimentée par une ligne micro ruban.....	38
Figure II.9: Mode fondamentale TM ₁₀ de RMSA, distribution du champ E.....	38

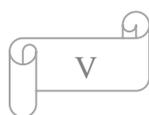


Figure II.10 : (a) antenne patch et les deux fentes rayonnantes, (b) Modèle équivalent de la ligne de transmission.....	41
FigureII.11:Position du point d'excitation pour une RMSA alimentée par ligne microruban.....	45
Figure II.12: Elément d'optimisation sous ADS.....	47
Figure II.13: Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.....	47
Figure II.14: RMSA alimentée par une ligne microruban.....	48
Figure II.15 : Patch simuler sous CST.....	49
Figure II.16:Résultat de simulation sous CST.....	50
FigureII.17:Diagramme de rayonnement plan $\phi = 0^\circ$ (plan E).....	50
Figure II.18 : Diagramme de rayonnement plan $\phi = 90^\circ$ (plan H).....	51
Figure III.1 : Circuit équivalent de la diode Schottky en hautes fréquences.....	54
Figure III.2 : Variation du rendement de la conversion en fonction de V_j	57
Figure III.3: Variation du rendement en fonction de la résistance série R_s interne de la diode.....	58
Figure III.4 : Variation du rendement en fonction de la capacité C_{j0}	59
Figure III.5 : Variation du rendement en fonction de la charge.....	60
Figure III.6 : le rendement de la diode HSMS286C et HSMS2820.....	61
Tableau III.2 : Paramètres du modèle SPICE de la diode HSMS286C et HSMS2820.....	62
Figure III.7: Circuit de redressement en série sous Harmonic Balance.	63
Figure III.8 : le coefficient de réflexion (S11).	64
Figure III.9: configuration du redresseur doubleur de tension.	65
Figure III.10: Circuit de redressement double tension sous Harmonic Balance.	65
Figure III.11 : Paramètre S11 de la redresseuse double tension.	66

Table des matières

Dédicace.....	I
Remercîment.....	III
Liste des Abréviations.....	IV
Liste des Figures et Tableaux	V

SOMMAIRE

Introduction générale

Chapitre I : Etat de l'art des rectennas

I.1.Introduction.....	1
I.2.Historique.....	2
I.3.Spectre électromagnétique.....	2
I.4.Rectenna.....	3
I.4.1.Définition.....	3
I.4.2.Schéma de principe.....	3
I.4.3.Antenne de réception.....	4
I.4.3.1.Pourquoi le choix de l'antenne patch.....	4
I.4.3.2.Différentes formes d'antennes imprimées.....	6
I.4.3.3.Méthodes d'alimentation.....	7
I.4.3.4.Les caractéristiques des antennes imprimées.....	9
I.4.3.5.Avantages et inconvénients des antennes.....	10
I.4.3.6.Les applications des antennes imprimées.....	11
I.4.4.Filtre HF.....	12
I.4.4.1.Adaptation par des éléments localises.....	12
I.4.4.2.Adaptation par des éléments distribués.....	12
I.4.5. Redresseur de base.....	13
I.4.5.1. Diode Schottky.....	14
I.4.5.2. Topologies du circuit de conversion RF-DC.....	17
I.4.5.3. Les réseaux de rectennas.....	22
I.4.6. Filtre de sortie DC.....	23
I.4.7. La charge résistive.....	23
I.5. Caractérisation d'une rectenna.....	24

I.6. Conclusion.....	25
I.7. Bibliographie du Chapitre I.....	26

Chapitre II : Conception d'antenne patch rectangulaire

II.1. Introduction.....	29
II.2. La ligne micro ruban.....	29
II.2.1. Définition de la ligne micro ruban.....	29
II.2.2. Ondes dans la ligne microruban.....	30
II.2.3. Définition de la permittivité effective ϵ_{re} avec $t=0$	31
II.2.4. Impédance caractéristique d'une ligne micro ruban avec $t=0$	33
II.2.5. Synthèses d'une ligne micro_ruban avec $t=0$	35
II.3. Calcul des dimensions d'une antenne imprimée rectangulaire (RMSA).....	37
II.3.1. Longueur effective, largeur effective et fréquence de résonance.....	39
II.3.2. Calcul de la Conductance.....	40
II.3.3. Impédance d'entrée.....	42
II.4. Conception et simulation de l'antenne patch.....	44
II.4.1. Procédure de conception.....	44
II.4.1.1. Calcul des dimensions.....	45
II.4.1.2. Calcul et localisation du point d'excitation de la ligne microruban.....	45
II.5. Simulation d'une antenne patch alimentée par une ligne microruban.....	46
II.5.1. Adaptation de la ligne d'alimentation.....	46
II.5.2 Conception d'une antenne patch dans la bande L [1-2GHz].....	48
II.6. Conclusion.....	51
II.7. Bibliographie du Chapitre II	52

Chapitre III : Etude et analyse de circuits Rectenna

III.1. Introduction	53
III.2. Etude de circuit de redressement.....	53
III.2.1. Choix de la diode.....	53
III.2.2. Etude paramétrique	54
III.2.3. Le rendement de conversion RF/DC.....	55
III.2.3.1. Influence de la tension de jonction (V_j).....	56
III.2.3.2. Influence de la résistance (R_s).....	57
III.2.3.3. Influence de la capacité (C_{j0}).....	58

III.2.3.4. Influence de la charge (RL).....	59
III.2.4.Comparaison entre les trois diodes.....	60
III.2.5.Choix de la topologie	62
III.3.Configuration du circuit de redresseur.....	62
III.3.1. Redresseur série	63
III.3.2. Redresseur doubleur	64
III.4 Conclusion	66
III.5 Bibliographie du Chapitre III.....	67

Conclusion générale

Introduction générale



Les objets communicants se répandent partout dans notre vie quotidienne. De plus en plus de gadgets et d'éléments portatifs apparaissent, avec toujours plus de contraintes sur leurs dimensions, leurs formes et leurs usages. La fonction alimentation électrique est, par conséquent, de plus en plus difficile à satisfaire et il devient crucial d'améliorer l'autonomie d'énergie de ces objets.

Par ailleurs, la production et le transport de l'énergie est un sujet d'actualité aux enjeux multiples (économique, environnemental et politique). En effet, 70% de l'électricité est produite par combustion à partir des ressources fossiles (pétrole, charbon...). Deux questions se posent : la répercussion de ces combustions sur l'environnement (pollution, réchauffement de la planète...) et le stock limité de ces ressources non renouvelables. Une solution semble d'avenir pour produire l'électricité : l'exploitation des sources d'énergie renouvelables, c'est à- dire l'exploitation d'énergie déjà existante dans notre environnement. Les formes les plus répandues et abondantes sont les énergies qui ont pour origine le soleil, le vent, les masses d'eau (barrages et océans) mais aussi – pour des quantités d'énergie moins importantes – la récupération d'énergie vibratoire sous forme mécanique, acoustique ou électromagnétique.

A cette échelle, le photovoltaïque, qui permet de convertir la lumière en électricité, est une source propre, abondante mais elle dépend de la zone géographique car elle est conditionnée par la présence du soleil. La récupération d'énergie par effet thermoélectrique, quant à elle, présente des rendements faibles. Elle peut être utilisée dans certains domaines tels que le médical qui exploite la différence entre la température de l'air ambiant et celle du corps humain pour générer typiquement quelques micros Watts. La récupération d'énergie micromécanique s'appuie quant à elle sur les structures MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) et notamment sur la piézoélectricité (propriété de certains matériaux de se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique). La puissance typique récupérée est de l'ordre de quelques micros Watts également.

Les systèmes de récupération d'énergie électromagnétique nécessitent une antenne de réception des ondes reliée à un système de conversion RF/DC formant ainsi une antenne redresseuse ou « Rectenna » (RECTIFIER-ANTENNA). Chaque étage de ce système de récupération doit être étudié et optimisé en termes de maximisation de l'énergie récupérée. Parmi les éléments importants à considérer on trouve : la taille de l'antenne et son gain qui influencent la puissance RF collectée. L'antenne doit d'autre part pouvoir fonctionner quelles

que soient son orientation et la polarisation des ondes. L'adaptation entre l'antenne et le redresseur pour minimiser les pertes par réflexion et le rayonnement possible des harmoniques. Aussi, le choix de la diode de redressement et la topologie de montage pour améliorer la détection et maximiser le rendement de la conversion RF/DC.

Le présent manuscrit comporte trois chapitres. Dans le premier chapitre Nous présenterons le schéma de principe d'une rectenna ainsi que les différentes topologies des circuits de rectenna. Nous donnons aussi un rappel sur les caractéristiques d'une antenne imprimée, et on va décrire des Différentes formes d'antennes ainsi que les techniques d'alimentation.

Nous présenterons dans le deuxième chapitre la conception de l'antenne imprimé alimentée par la ligne micro ruban ainsi que l'adaptation de ce dernier, nous y ajouterons les différents outils de simulation qui ont été utilisés. Dans un premier temps, on a utilisé le logiciel Matlab pour calculer les dimensions de l'antenne patch Puis le logiciel ADS (Advanced Design System) pour l'optimisation de l'adaptation de la ligne d'alimentation. CST (Computer Simulation Technology) a été utilisé pour analyser l'antenne patch.

Le troisième chapitre sera consacré à la configuration du circuit de conversion RF-DC. Nous détaillerons la méthode choisie pour caractériser la diode Schottky, puis deux topologies en série et doubleur seront étudiés. Ce chapitre décrit l'adaptation du redresseur vis-à-vis de l'antenne et son influence sur la puissance récupérée, ainsi que le choix de la charge et son influence sur le rendement de la conversion RF/DC. Il est important à signaler que Matlab et ADS restent encore des outils de travail dans ce chapitre.

Et nous allons terminer par une conclusion générale et des perspectives.

CHAPITRE I :

Etat d'art des rectennas

I.1. Introduction

Le transfert d'énergie électromagnétique sans fil consiste à transférer de l'énergie RF d'un point à un autre à travers l'espace libre.

Ce transfert consiste d'abord, à convertir l'énergie électrique continue en énergie RF moyennant une source RF (klystron, gyrotron, magnétron ...). Ensuite cette énergie RF est transmise par une antenne d'émission à travers l'espace libre. Enfin, un système de rectenna (rectifying antenna), composé par une antenne de réception suivie d'un circuit de conversion RF-DC permet de capter et convertir cette énergie RF en énergie électrique [I.1].

La possibilité de transmettre de l'énergie via des ondes électromagnétiques est clairement établie depuis le XIX^{ème} siècle. Toutefois, les ingénieurs ont commencé à s'intéresser à ces dernières sous un autre aspect, celui de l'information qu'elles pouvaient transporter ; dans ce cas, la puissance transmise et l'efficacité du système doivent être juste suffisants pour distinguer le signal utile du bruit.

Des lors que l'on souhaite échanger de l'énergie électromagnétique avec efficacité, les systèmes d'émission et de réception doivent avoir des dimensions qui sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde employée ; le dipôle demi-onde en est un premier exemple classique. Or, pour que les longueurs d'onde atteignent des dimensions de l'ordre des dizaines de centimètres ou moins, afin d'avoir des dimensions intéressantes, il faut atteindre plusieurs Gigahertz.

De plus, l'énergie que l'on considère à ces fréquences doit être redressée si l'on souhaite charger une batterie capable de délivrer une tension continue. Les diodes Schottky sont les éléments clés pour travailler sous ces contraintes, et la réussite d'un tel projet dépend étroitement de leur développement et de leur disponibilité. La cellule de redressement élémentaire dans le domaine de l'énergie sans fil s'appellera alors « rectenna », contraction de « rectifying antenna » [I.2].

I.2. Historique

L'histoire des rectennas a pu ainsi commencer il y a une quarantaine d'année, dans la société américaine Raytheon¹. En poursuivant le développement d'équipement pour des applications militaires et spatiales (spécialité de cette entreprise encore de nos jours).

En 1960, William C. Brown a commencé à mener des expérimentations de transmission d'énergie sans fil avec des tubes microondes tels que les magnétrons et les klystrons [Brown, 1984]. W. C. Brown a été également le premier à développer en 1963 une antenne rectificatrice pour la réception des ondes électromagnétiques et leur conversion en tension continue (DC). L'efficacité, de cette première rectenna était de 50% pour une puissance de sortie de 4 W DC et de 40% pour 7 W DC respectivement [I.2]. En 1964, dans le cadre du Projet RAMP³, l'équipe de W. C. Brown a effectué une démonstration d'une plateforme aéroportée qui volait à une altitude de 18 mètres alimentée exclusivement à travers un faisceau microonde depuis le sol [I.3].

I.3. Spectre électromagnétique

L'objectif est d'identifier les niveaux de puissance récupérables les plus élevés et les plus stables, par plages fréquentielles. En France, l'Agence Nationale des FRéquences (ANFR) a la responsabilité de planifier et gérer l'utilisation du spectre fréquentiel. Chaque application nécessitant l'émission d'ondes électromagnétiques doit être autorisée par l'ANFR, qui lui attribue une bande de fréquence et définit le niveau de puissance nécessaire pour le bon fonctionnement de l'application, afin que cela ne perturbe pas le fonctionnement des autres appareils et respecte des gabarits fixés pour des considérations de santé publique. Dans la gamme de fréquences de 8 kHz à 65 GHz, une grande partie du spectre fréquentiel (plus de 60 %) est réservée à la défense nationale et à l'Autorité de Régulation des Communications Electroniques et des postes (ARCEP) [I.4]. Les bandes ISM (Industrial, Scientific and Medical) sont des bandes de fréquences qui ne sont pas soumises à des réglementations nationales et qui peuvent être utilisées gratuitement et sans autorisation dans le cadre d'applications industrielles, scientifiques ou médicales. Le reste du spectre est utilisé par des compagnies privées pour la télédiffusion ou les télécommunications.

I.4. Rectenna

I.4.1. Définition

Le terme rectenna est un mot anglais composé de « rectifier + Antenna ». La rectenna est un dispositif permettant la récupération d'énergie électromagnétique. 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'une ou de plusieurs éléments semi-conducteurs actifs non linéaires, ceci afin d'alimenter des dispositifs électroniques à basse consommation. 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 DC elle-même [I.5].

I.4.2 Schéma de principe

Une rectenna est formée par une association :

- d'une antenne de réception
- d'un filtre HF
- d'un redresseur RF-DC
- d'un filtre DC
- d'une charge résistive

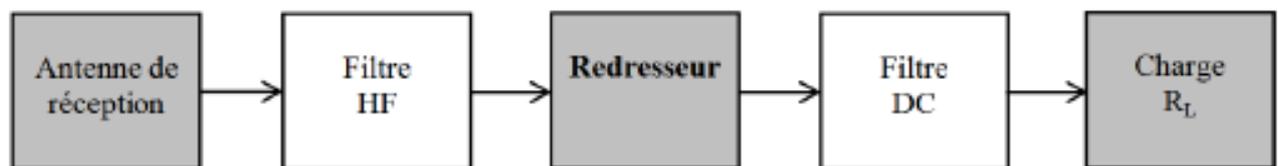


Figure I.1 : structure d'une rectenna

Tout d'abord, l'antenne de réception capte l'énergie microonde et la transmet au circuit de conversion. Puis le redresseur, constitué d'une ou de plusieurs diodes, convertit cette énergie RF en énergie électrique continue et la transmet à son tour à la charge résistive RL. Toutefois, le redresseur génère en plus de l'énergie DC, des harmoniques d'ordre supérieur qui sont indésirables. La rectenna contient aussi deux filtres HF et DC, situés de part et d'autre du redresseur. Le filtre HF à l'entrée est un filtre passe bas, il remplit deux fonctions. Il filtre les harmoniques générées par les diodes pour les empêcher d'être rayonnées par l'antenne et il assure une adaptation conjuguée entre l'antenne et le circuit de conversion pour un transfert maximum de puissance entre les deux. Pour ce qui est du filtre de sortie DC, c'est un filtre passe bas qui bloque toutes les composantes RF, y compris la composante fondamentale, et ne laisse passer que la composante DC vers la charge. La charge résistive à l'autre bout de la rectenna modélise généralement l'impédance d'entrée du dispositif à alimenter [I.6].

I.4.3. Antenne de réception

Le rôle d'une antenne est de convertir l'énergie électrique d'un signal en énergie électromagnétique, ou inversement de convertir l'énergie électromagnétique en énergie électrique. Une antenne d'émission est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie entre un émetteur et l'espace libre où cette énergie va se propager. Réciproquement, Une antenne de réception est un dispositif qui assure la transmission de l'énergie d'une onde se propageant dans l'espace à un appareil récepteur [I.7]. La polarisation de l'antenne est une caractéristique très importante dans la conception des rectennas et dans le cadre de la récupération d'énergie.

I.4.3.1. Pourquoi le choix de l'antenne patch ou imprimée

Actuellement, les antennes imprimées deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration. Ceci est une propriété clé qui explique l'introduction des antennes imprimées dans les applications de la communication mobile. Cependant, cette technologie répondant bien aux besoins de notre application. Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation.

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau. Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne (en particulier pour générer de la polarisation circulaire).

Les substrats exploités dans la conception des antennes imprimées sont nombreux. Leurs permittivités relatives varient de 1 pour l'air à des valeurs plus élevées 12. Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de basse permittivité dans le but d'avoir une grande efficacité, une large bande passante. Mais dans ce cas, la perte par onde de surface augmente et l'antenne devient de plus en plus encombrante. Au contraire, l'utilisation de minces substrats de permittivités élevées est conseillée pour les circuits micro-ondes parce qu'elle minimise les ondes de surfaces, les radiations non désirées et le volume de l'antenne. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat.

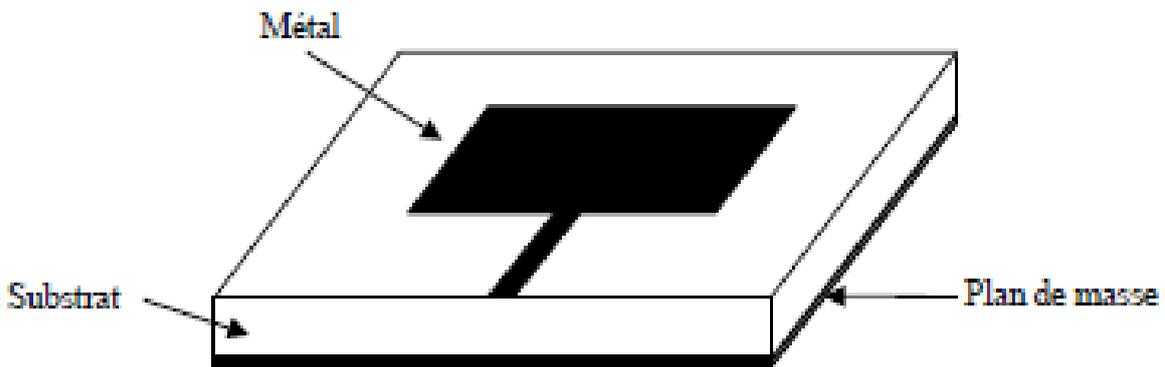


Figure I.2 : Structure d'une antenne en technologie imprimée

Les substrats exploités dans la conception d'antennes sont nombreux. Leurs permittivités relatives varient de 1 à 12. Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de faible permittivité dans le but d'avoir une grande efficacité et une large bande passante. Mais dans ce cas les pertes par ondes de surface augmentent et l'antenne devient de plus en plus encombrante.

Au contraire, l'utilisation de substrats minces, de permittivités élevées, est conseillée pour les circuits micro-ondes parce qu'elle minimise les ondes de surface et les radiations non désirées. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause des pertes élevées dans le substrat.

Le rayonnement dans l'antenne imprimée peut se produire avec l'existence des champs marginaux entre l'élément rayonnant et le plan de masse, pour le mode fondamental TM₁₀ légèrement petite devant $\lambda/2$, où λ est la longueur d'onde guidée du mode quasi-TEM est fonction de la longueur d'onde dans le vide λ_0 et la constante diélectrique effective ϵ_{re} , généralement différente de la permittivité diélectrique ϵ_r , car le rayonnement entre l'élément rayonnant et le plan de masse, ne se limite pas uniquement dans le substrat diélectrique, mais aussi se propage dans l'air.

	MIC	MSA
h	≤ 0.159 cm	≥ 0.159 cm
ϵ_r	≥ 9.8	≤ 9.8
W	Petite	Large
rayonnement	Minimiser	Maximiser

Tableau I.1 : Comparaison entre les MIC et les MSA [I .10].

Contrairement aux circuits micro-ondes MIC (microwave integrated circuit), pour les antennes imprimées il faut améliorer le rayonnement du champ électromagnétique en augmentant la largeur de l'élément W , et en diminuant la permittivité diélectrique ϵ_r , ou en augmentant la hauteur du substrat h . Pour les applications des antennes imprimées dans le domaine d'hyperfréquence, h est généralement supérieur ou égal à 1/16ème du pouce (0.159 cm). Une comparaison entre les caractéristiques des circuits micro-ondes et les antennes imprimées dans la gamme d'hyperfréquence est donnée par le tableau (I.1)

I.4.3.2. Différentes formes d'antennes imprimées

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants peuvent être variées, mais elles influent sur les modes qui sont susceptibles de s'exciter dans l'antenne, et donc sur la nature du rayonnement. En pratique, on trouve essentiellement des carrés, des rectangles, des disques, et plus rarement des anneaux figure (I.3).

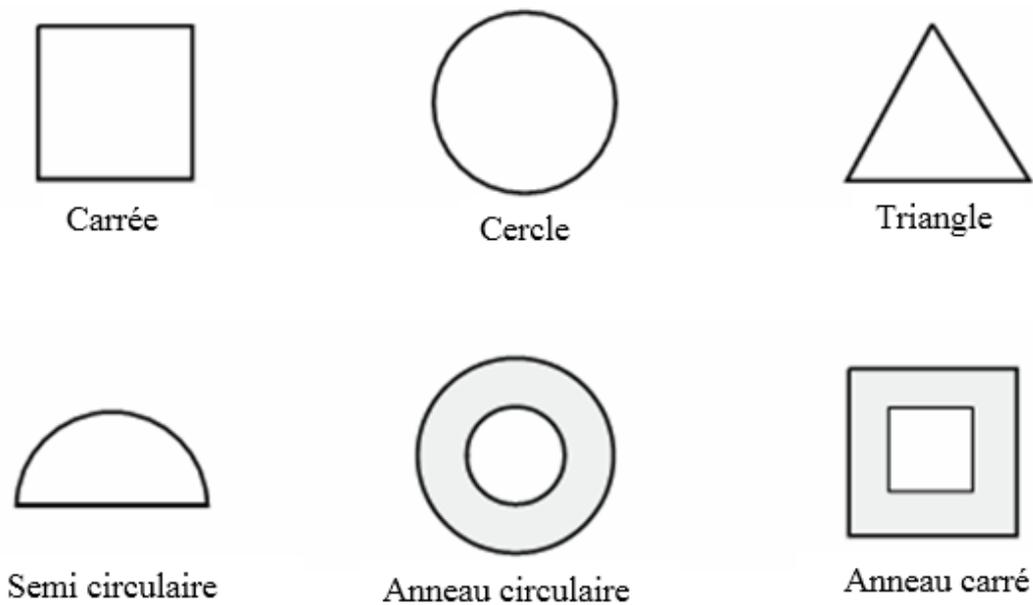


Figure I.3: Quelques types d'éléments rayonnants

Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne (en particulier pour générer de la polarisation circulaire).

I.4.3.3. Méthodes d'alimentation

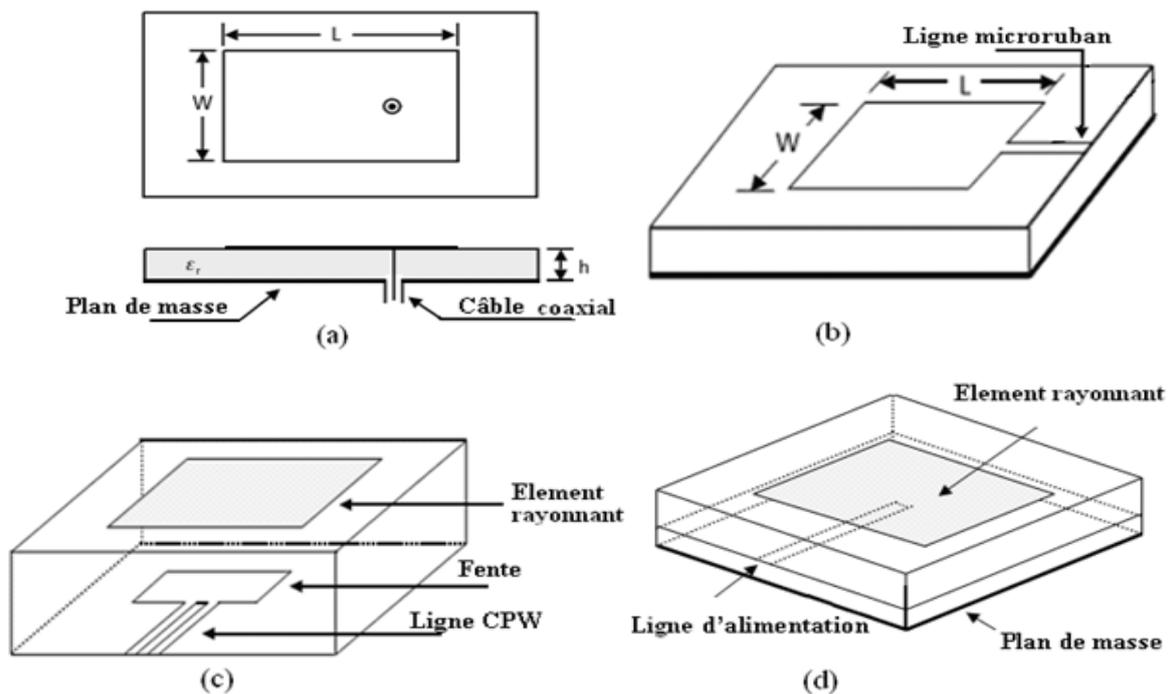
L'antenne imprimée peut être alimentée de plusieurs façons [I.10]. Les quatre méthodes les plus utilisées sont Figure (I.4) :

- L'alimentation par ligne microruban : dans ce cas d'alimentation, on relie une ligne microstrip au patch (figure I.4.a). Cette ligne lui amène de l'énergie. Il existe cependant un inconvénient dans ce type d'alimentation vu qu'elle génère un rayonnement parasite.
- L'alimentation par une sonde coaxiale : un connecteur standard (SMA) est soudé au plan de masse. Ce dernier est perforé afin de permettre à l'âme centrale d'être reliée au patch en traversant le substrat diélectrique (figure I.4.b). Donc l'énergie est amenée par guide coaxiale. Ce genre d'antenne est facile à fabriquer, elle génère de faible rayonnement parasite et possède une faible bande passante, mais comme inconvénient, elle est difficile à modéliser.
- L'alimentation par fente (ou par ouverture) : le transfert d'énergie de la ligne à l'élément se fait par couplage depuis la ligne à travers une fente (figure I.4.c). C'est une méthode

dont le positionnement des différents éléments patch, fente, ligne microruban est très délicat.

- Alimentation utilisant le couplage par proximité : Le principal avantage de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine le rayonnement parasite de l'alimentation et fournit une bande passante élevée due à l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne. Ce système offre aussi le choix entre deux milieux diélectriques, l'un pour le patch et l'autre pour la ligne d'alimentation afin d'optimiser les performances de l'antenne. L'adaptation peut être obtenue en contrôlant la profondeur de la ligne d'alimentation sous le patch et la largeur du patch.

Ces méthodes peuvent être classées en deux catégories avec contact Figure (I.4.a) et (I.4.b) et sans contact Figure (I.4.c) et (I.4.d). Dans les méthodes avec contact, le courant radio fréquence (RF) alimente directement l'antenne en utilisant un élément de connexion. Dans les techniques sans contact, le couplage de champ électromagnétique garantit le transfert de la puissance entre la ligne micro ruban et l'élément rayonnant.



(a) par sonde liée à un câble coaxial

(b) par ligne microruban

(c) par fente CPW (coplanar waveguide)

(d) par couplage électromagnétique.

Figure I.4 : Alimentation d'antenne imprimée

I.4.3.4. Les caractéristiques des antennes imprimées

Les paramètres électriques définissent l'antenne comme élément du circuit dans lequel elle est connectée. Ils permettent d'évaluer la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et, ainsi, de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation, les principaux paramètres sont comme suit [I.10].

- **Impédance d'entrée de l'antenne** : est l'impédance vue dans le plan de la ligne d'alimentation au niveau du connecteur SMA/N.
- **Coefficient de réflexion** : met en évidence le transfert d'énergie par l'antenne. Dans un système électrique caractérisé par les paramètres S, lorsque le coefficient S11 connaît une forte atténuation à une fréquence donnée appelée fréquence de résonance, il y a un maximum de transfert de puissance entre le générateur et la charge. Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne.
- **La directivité** : est une caractéristique reliée à la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne. Elle est définie dans l'équation 1.1 comme étant le rapport entre la densité de puissance dans une direction donnée et la densité de puissance d'une antenne isotrope.

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{ray}} \quad I.1$$

U correspond à l'intensité de rayonnement (W/angle solide)

U_0 correspond à la densité de puissance rayonnée par une antenne isotrope (W/angle solide) et P_{ray} correspond à la puissance totale rayonnée par l'antenne (W)

- **Le Rendement de l'antenne** : est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne.

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} \quad I.2$$

- **Le gain**: Le gain d'une antenne est une caractéristique importante de ses performances. Il se définit comme le rapport de l'intensité maximum obtenue au sommet du lobe principal sur l'intensité de rayonnement dans la même direction qui sera produit pour une source

isotope alimentée par la même puissance d'entrée. En pratique le gain, réalisé par l'antenne, est mesuré. Celui-ci est relié à la directivité par la relation suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \eta \times D \quad I.3$$

- **Le Diagramme de rayonnement :** Le diagramme de rayonnement est une représentation graphique de la distribution de la puissance rayonnée en fonction des coordonnées spatiales, généralement dans un plan de coupe horizontal ou vertical. Le diagramme de rayonnement dépend du type d'antenne. Dans le cas de la récupération d'énergie à partir d'une source donnée (ou transfert d'énergie), le diagramme de rayonnement de l'antenne de réception doit être directif. Comme indiquée sur la figure (I.5)

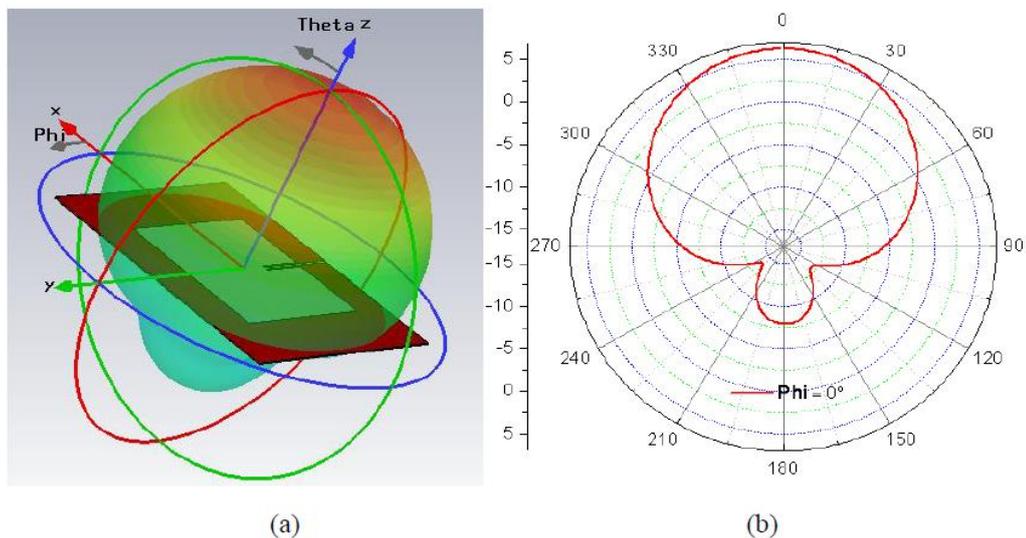


Figure I.5 : Diagramme de rayonnement d'une antenne Patch en a) 3D, b) dans le plan E

I.4.3.5. Avantages et inconvénients des antennes

Actuellement, les antennes micro rubans sont largement utilisées, leurs applications couvrent un large domaine de fréquence 100 MHz à 100 GHz, leur configuration et dimensions favorisent leurs intégrations sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile). Parmi les avantages de ces d'antennes, on peut citer [I.10]:

- Profil plat
- Faible poids.
- Volume réduit.
- La conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes.
- Simplicité de leurs structures.
- Faible coût de fabrication donc la production en grandes quantités devient facile.
- Plusieurs éléments rayonnants peuvent être placés sur la même plaque avec le réseau d'alimentation ou avec d'autres circuits imprimés (déphaseurs, commutateurs, etc.).
Cependant, elles présentent les inconvénients suivants [I.10] :
- Faible bande passante (1 à 5 %), le facteur de qualité Q , va d'environ 50 jusqu'à 75.
- Faible puissance.
- Impureté

I.4.3.6. Les applications des antennes imprimées

Vu l'explosion technologique dans la télécommunication et les recherches scientifiques continues concernant les antennes imprimées, et vu les exigences multiples dans le domaine de communication, l'utilisation des antennes micro-ondes classiques [I.10] devient incapable de répondre à ces exigences. Pour cette raison, les antennes microbandes remplacent les antennes classiques dans la plupart des applications. Parmi ces applications on cite:

- Les télécommunications par satellites.
- La commande et contrôle.
- La télémessure par missile.
- Les équipements portatifs.
- Les éléments d'alimentation dans les antennes complexes.
- Les antennes d'émission utilisées en médecine.
- Les récepteurs des satellites de navigation

I.4.4 Filtre HF

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

Ce filtre a pour rôle de:

- ✓ Réaliser l'adaptation entre l'antenne et le circuit de redressement à la fréquence de travail et pour une puissance RF nominale donnée.
- ✓ Bloquer les harmoniques en provenance du circuit de redressement [I.11]

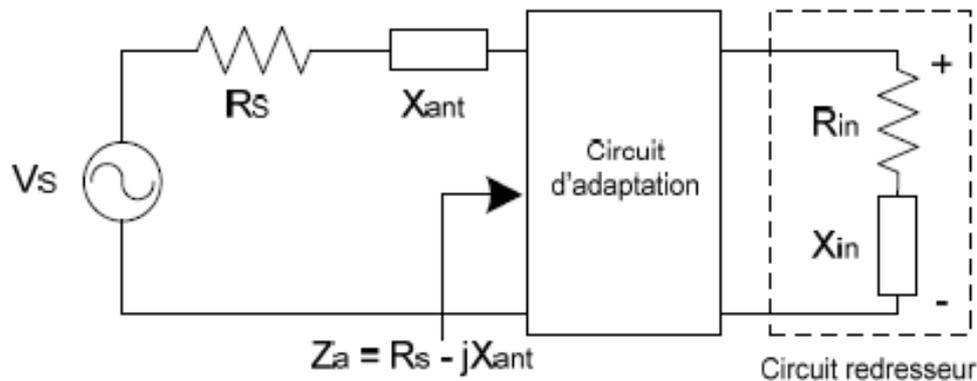


Figure I.6 : Adaptation du circuit redresseur à l'antenne

I.4.4.1. Adaptation par des éléments localisés

Il s'agit généralement de circuit LC (bobine L et capacité C) en forme de L [I.12].

I.4.4.2 Adaptation par des éléments distribués

➤ Adaptation par une simple ligne de transmission

Une simple ligne microruban, dont l'impédance caractéristique Z_c et la longueur L restent à déterminer, est insérée entre l'antenne et le redresseur lui-même caractérisé par une puissance et une charge résistive [I.1].

➤ Adaptation par deux lignes successives

La première ligne, avec une longueur L_1 à déterminer, et avec une impédance caractéristique Z_{c1} choisie sert à ramener l'impédance Z redresseur à une valeur réelle Z réelle

à l'entrée de cette ligne. La deuxième ligne a une longueur L_2 égale à $\lambda/4$. Il s'agit d'un transformateur d'impédance quart d'onde, et par conséquent, son impédance caractéristique Z_{c2} est déterminée par :

$$Z_{C2} = \sqrt{Z_{antenne} * Z_{reelle}} \quad I.4$$

Ici, les contraintes de réalisation sont imposées sur la deuxième ligne [I.1].

➤ **Adaptation par ligne et stub**

On utilise une ligne micro ruban de longueur L_1 et un stub de longueur L_{stub} . A l'entrée de la ligne de longueur L_1 , on a une admittance Y_{in} dont la partie réelle est égale à $1/Z_{antenne}$ (on suppose que l'impédance de l'antenne est réelle). D'autre part, le stub en circuit ouvert doit ramener une admittance imaginaire qui annule la partie imaginaire de Y_{in} . Ici, la valeur de l'impédance caractéristique Z_{c1} de la ligne ainsi que celle du stub ne sont pas imposées [I.1].

I.4.5. Redresseur de base

Un redresseur est un circuit qui convertit le signal RF en un signal de fréquence zéro (DC) avec des signaux de temps et de domaine fréquentiel comme le montre la figure (I.7). Le redresseur est couramment utilisé pour les circuits de commande de gain automatique (AGC) ou les circuits de contrôle de puissance, etc. Les diodes hautes fréquence sont au cœur des redresseurs ainsi que des composants passifs. Pour concevoir un redresseur efficace, les concepteurs se concentrent principalement sur la sensibilité de la tension de diode ainsi que sur l'efficacité générale des diodes. La perte de retour du circuit redresseur est également un facteur crucial lors de la récolte de puissance pour obtenir une puissance de sortie maximale.

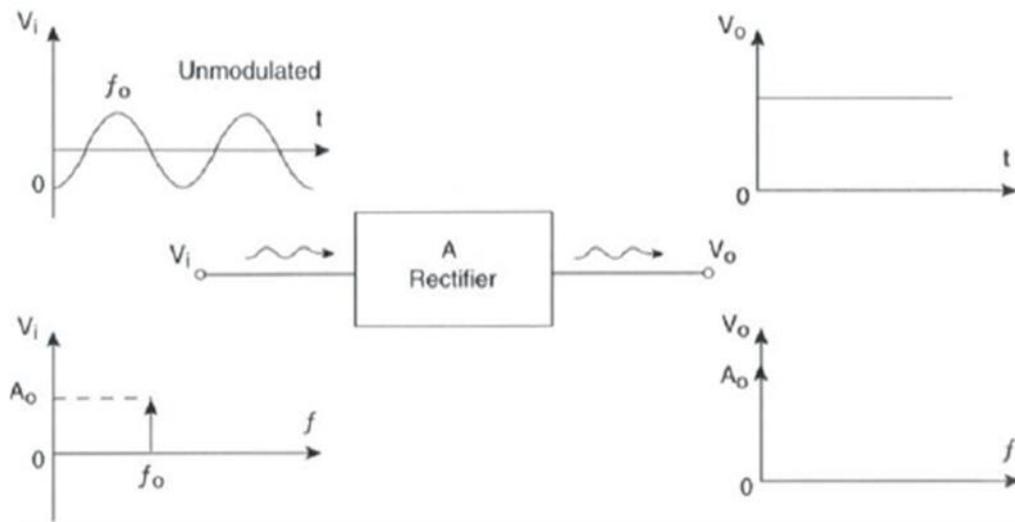


Figure I.7 : Signaux avant et après Redressement.

I.4.5.1. Diode Schottky

Une diode Schottky (nommée d'après le physicien allemand Walter H. Schottky) est une diode qui a un seuil de tension directe très bas et un temps de commutation très court. Ceci permet la détection des signaux HF faibles et hyperfréquences,

On l'utilise aussi pour sa capacité à laisser transiter de relativement fortes intensités pour le redressement de puissance avec des pertes par effet joule réduites du fait de sa faible chute de tension.

La figure (I.8) donne la courbe caractéristique Courant-Tension d'une Diode Schottky.

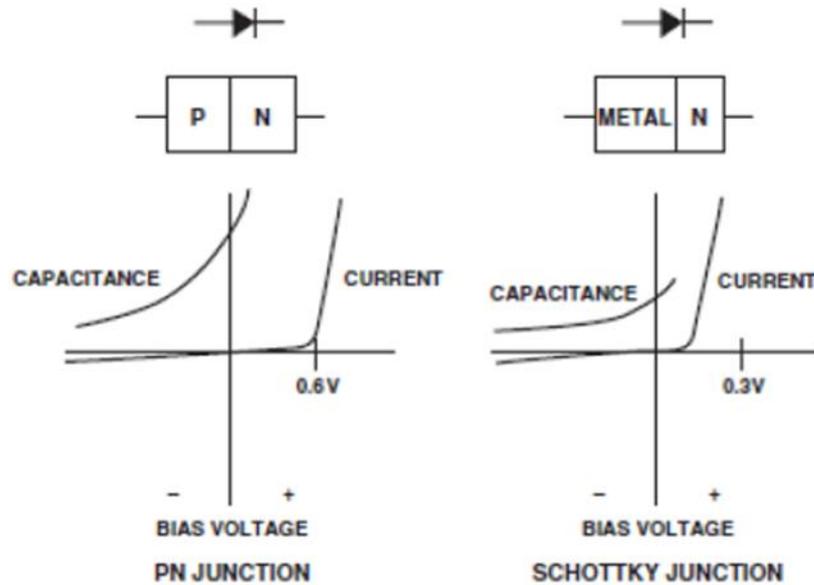


Figure I.8 : Caractéristique Courant-Tension d'une diode Schottky.

- **Description et Caractéristique**

Une diode Schottky utilise une jonction métal-semi-conducteur (au lieu d'une jonction P-N comme les diodes conventionnelles).

Alors que les diodes standard en silicium ont une tension de seuil d'environ 0,6 volt, les diodes Schottky ont une tension de seuil (pour un courant de polarisation directe d'environ 1 mA) dans la gamme de 0,15 V à 0,45 V, ce qui les rend utiles en limitation de tension et en prévention de saturation des transistors.

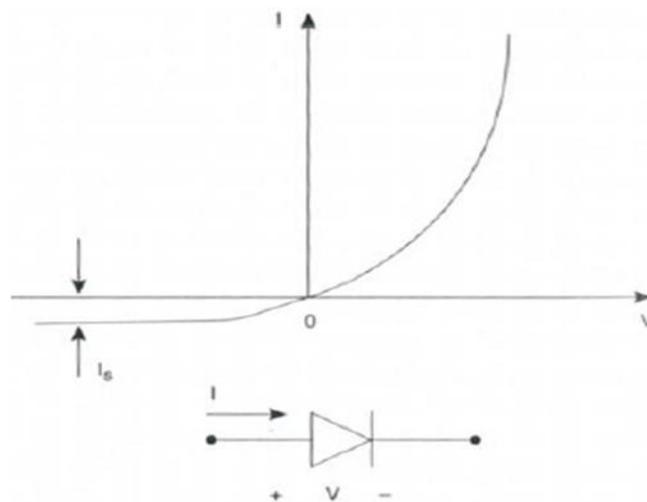


Figure I.9 : Courbes de courant de tension de diode.

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

$$I_d = I_{sat} \left(e^{\frac{qV}{n k T}} - 1 \right) \quad (A) \quad I.5$$

Avec :

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

Ainsi, la caractéristique courant-tension a un comportement fortement non-linéaire pour des puissances élevées, selon l'équation (I.5). Ce comportement dérive à la fois des paramètres physiques de la jonction (dopage et hauteur de la barrière) et des conditions d'expérimentation notamment la température, la polarisation et le courant de saturation I_{sat} .

Alors que les diodes Schottky de type P sont généralement conçues pour avoir des tensions de seuil très faibles sans polarisation externe et une barrière de Schottky ayant la hauteur la plus basse possible. De ce fait, les diodes à polarisation nulle sont utilisées dans des applications à faibles puissances où aucune alimentation externe n'est possible [I.13].

I.4.5.2. Topologies du circuit de conversion RF-DC

Plusieurs topologies de convertisseurs RF-DC ont été développées en fonction du nombre de diodes et de l'emplacement de la (ou des) diode(s).

a) Topologie série

Dans cette configuration, présentée à la figure (I.10), la diode est placée entre le filtre RF et le filtre DC. L'avantage de cette topologie est essentiellement lié à la facilité de réalisation et permet la récupération de faibles niveaux de puissances (il y a moins de composants et par conséquent moins de pertes).

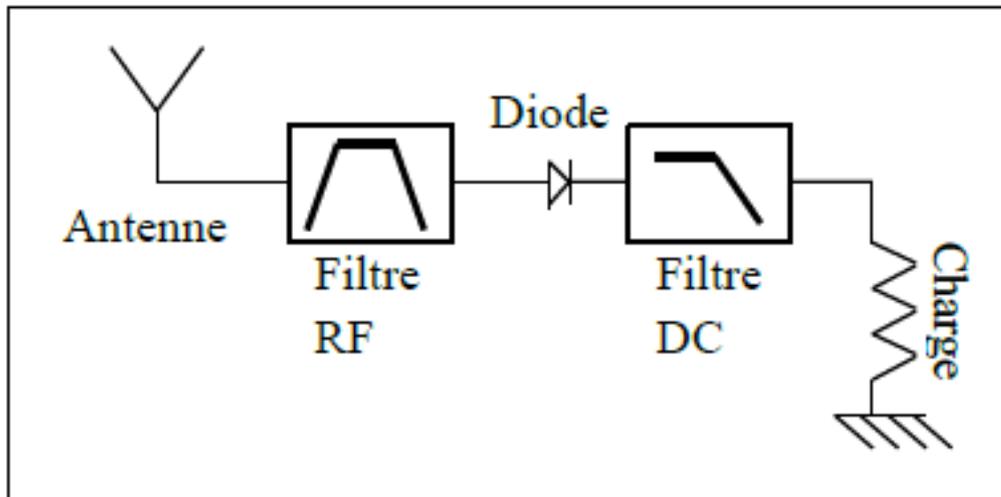


Figure I.10 : topologie de la rectenna mono diode série

Plusieurs travaux ont été basés sur la topologie série [I.14]. Dans [I.15] une efficacité globale de 63% a été atteinte pour une puissance à l'entrée de la rectenna de 25 mW.

L'antenne de réception de la rectenna est un patch multicouche présentant un gain de 7 dB. La figure (I.11) présente une photographie du circuit réalisé pour 5.8 GHz.

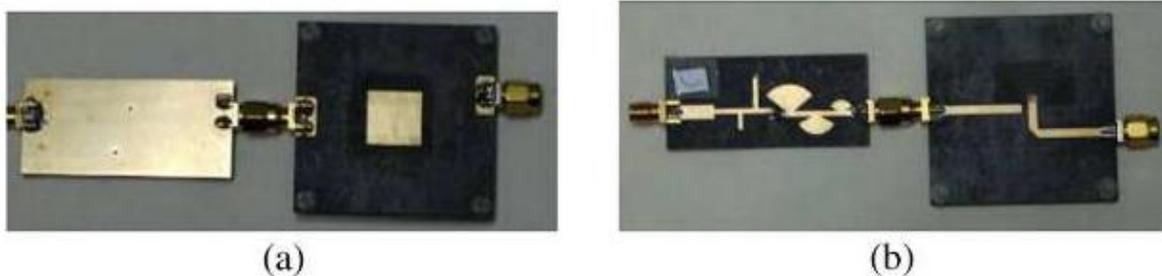


Figure I.11 : Photographie de la rectenna [I.15] a) vue de face b) vue de derrière

b) Topologie parallèle

Dans cette configuration, la diode est placée en parallèle entre les deux blocs de filtrage comme le décrit la figure (I.12). 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. L'inconvénient de cette topologie est, dans le cas de structures non différentielles, lié à la réalisation et à la reproductibilité du via surtout dans le cas de substrats souples.

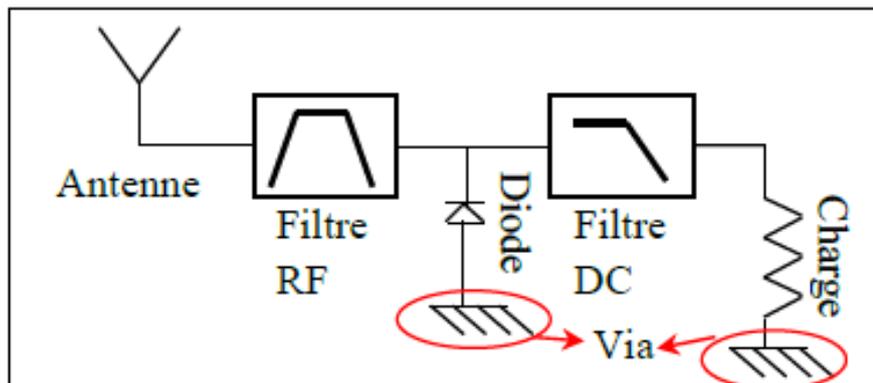


Figure I.12 : Topologie de la rectenna mono diode en parallèle

Plusieurs travaux se sont basés sur cette topologie [I.16]. Déjà en 1998, McSpadden [I.17] a proposé une rectenna à 5.8 GHz en technologie Stripline coplanaire présentant une efficacité de conversion de 82% pour une puissance d'entrée de 50 mW et une charge de 327 Ω . Le schéma de la rectenna est présenté sur la figure (I.13)

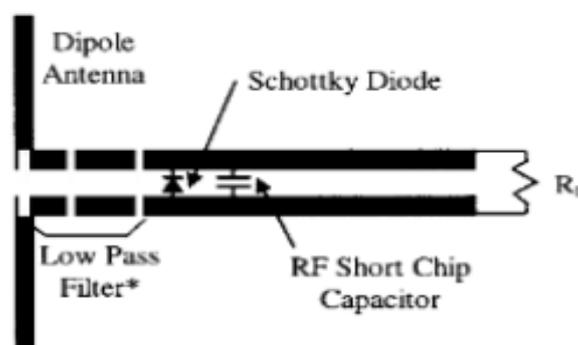


Figure I.13 : Layout de la rectenna [I.17]

Les niveaux de tension de sortie pour les deux topologies série et parallèle sont faibles (autour de 1 V pour une puissance de 10 dBm à l'entrée du convertisseur RF-DC pour une charge de 300 Ω).

c) Topologie en doubleur de tension

La topologie doubleur de tension figure (I.14) 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).

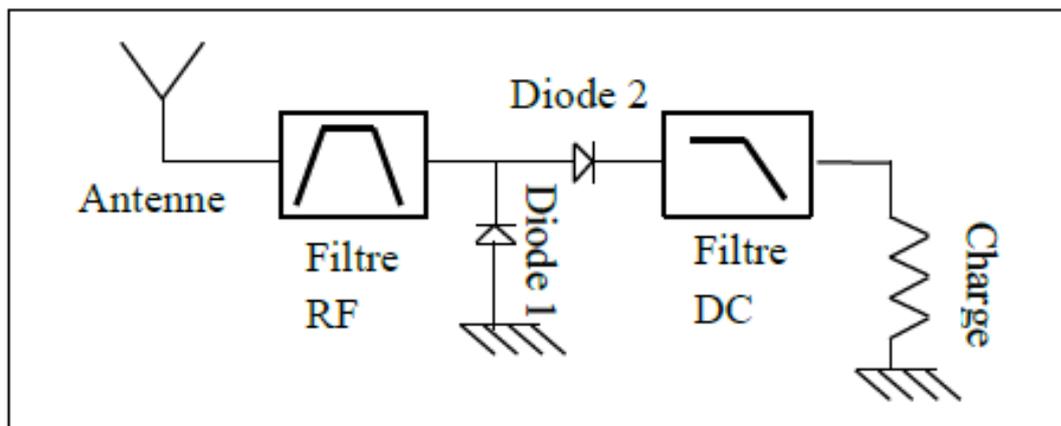


Figure I.14 : Topologie de la rectenna en doubleur de tension

Une rectenna en doubleur de tension utilisant la diode HSMS-2862 a été présentée lors du concours IMS 2012 pour la récupération d'énergie [I.18]. Le filtre RF, DC et le circuit d'adaptation sont basés sur des composants CMS comme le montre la figure (I.15). Une efficacité de 60% a été mesurée pour une puissance d'entrée de 5mW. Une tension de sortie de 1.75 V est récupérée pour la même puissance d'entrée.

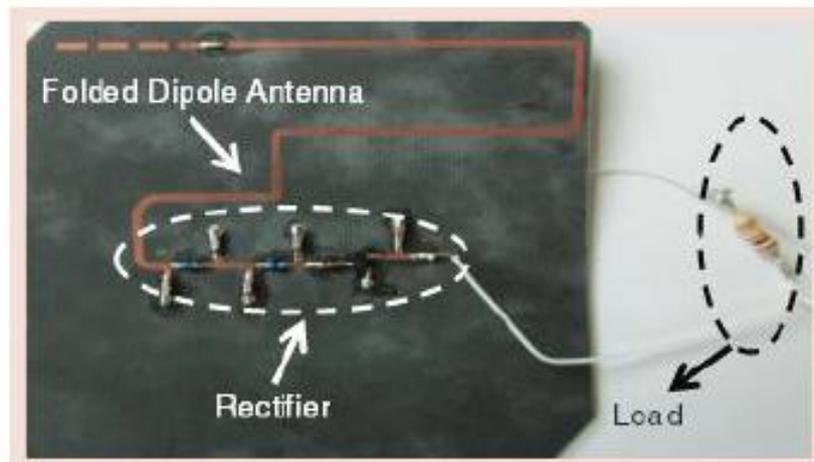


Figure I.15 : Rectenna gagnante du concours WEH d'IMS 2012

d) Topologie multi-diodes

Plusieurs autres topologies ont été développées dans le but d'augmenter la tension de sortie aux bornes de la rectenna tels que le pont de diodes ou les multiplieurs. Dans [I.19] le circuit de conversion est basé sur un pont de diodes comme décrit sur la figure (I.16) et réalisé sur un substrat RT/Rogers Duroid 5880. Pour une puissance reçue au niveau de l'antenne de réception de 26.22 mW (14.18 dBm), une tension de sortie de 3.6 V a été récupérée. Une autre topologie double diode en série a été proposée aussi par Hakim Takhedmit [I.20]. Le circuit est conçu pour des applications à 2.45 GHz. Des stubs quarts d'ondes sont utilisés pour filtrer la puissance à 2.45 GHz et isoler la charge. La figure (I.16.b°) décrit le circuit de conversion proposé.

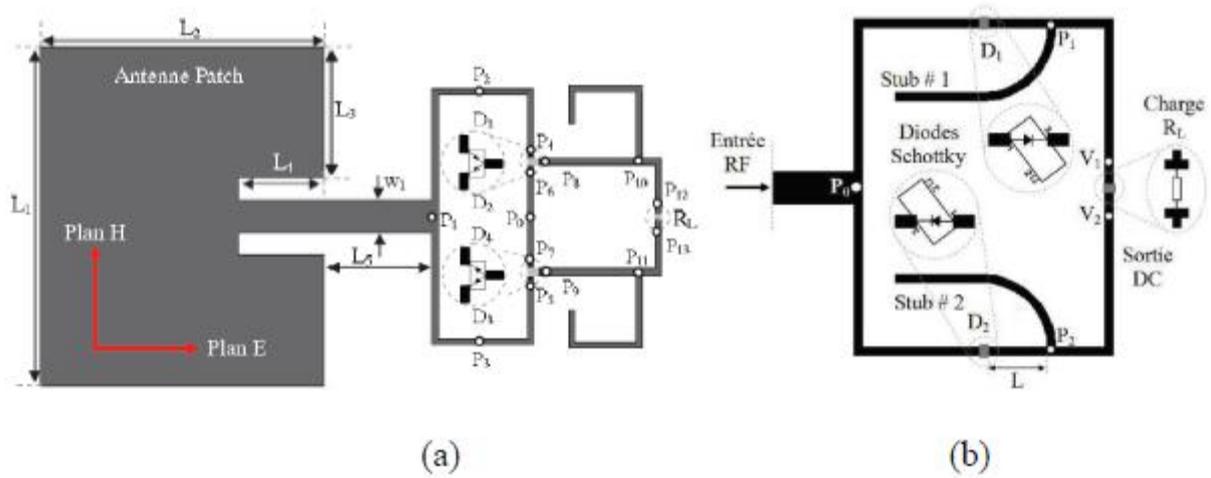


Figure I.16 : Layout de la rectenna en topologie a) pont de diode, b) double diode

Dans [I.20], une autre topologie basée sur quatre diodes a été étudiée. L'objectif de cette structure est de permettre l'obtention d'un fort rendement de conversion sur une gamme extrêmement large de charges. Le rendement obtenu est toujours au-dessus de 60 % lorsqu'on varie la charge aux bornes de la rectenna de 100 Ω à 5 k Ω , et la puissance à l'entrée du convertisseur RF-DC de 40 à 100 mW. La figure (I.17) décrit le circuit de conversion RF-DC proposé ainsi qu'une photographie

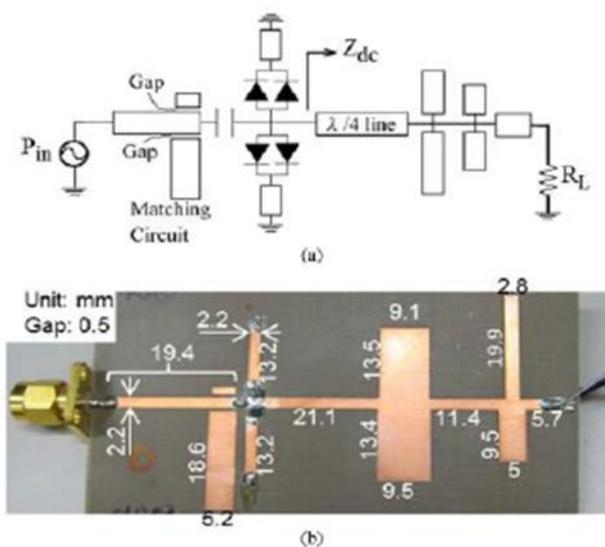


Figure I.17 : a) Structure du circuit de conversion proposé b) photographie du circuit [I.20]

I.4.5.3. Les 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 rectennas sont le plus souvent utilisées pour convertir plus de puissance microonde incidente. Les réseaux de rectennas peuvent être construits en utilisant plusieurs configurations possibles [I.21]. 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. Un réseau de neuf rectennas connectées en série a été développé pour l'alimentation d'un actionneur mécanique dans une application spatiale [I.22]. Le circuit fournit une tension DC de 50 V. 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 dans [I.21] que ce type d'association offre les meilleures performances en termes de tension et de puissance de sortie.

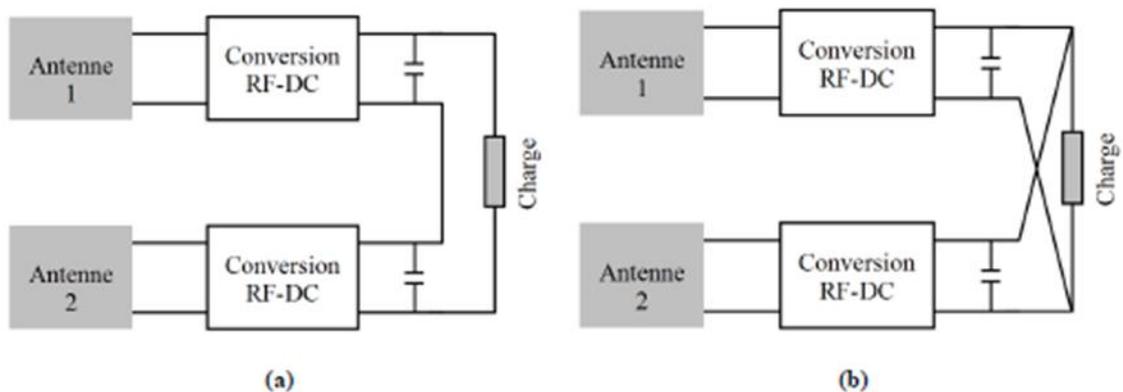


Figure I. 18 : Association de rectennas. (a) en série. (b) en parallèle

Des combinaisons entre deux ou plusieurs associations sont possibles [I.23]. En effet, J.A. Hagerty et Z. Popovic ont présenté un réseau de rectennas qui associe des éléments en série et en parallèle. Un autre réseau de rectennas à 2304 éléments a aussi été développé [I.23]. La rectenna contient 256 sous-réseaux connectés en parallèle-série, et, chaque sous-réseau contient neuf éléments connectés en parallèle. Pour décrire avec précision le comportement d'un réseau de rectennas, un modèle non linéaire est toujours préférable. Il permet de prédire la sortie DC pour n'importe quelle valeur de la charge. Toutefois, pour simplifier l'étude et prédire la sortie DC d'un réseau de rectennas, un modèle linéaire simple est proposé dans [I.21], [I.23]. Le modèle proposé a été validé sur des associations série et parallèle et a montré de bonnes concordances avec les résultats expérimentaux. Cependant, ce modèle montre ses limites dès que la charge de sortie commence à s'écarter de la charge optimale. De récents travaux sur l'optimisation des réseaux de rectennas ont été rapportés dans la littérature. Pour avoir une sortie optimale en termes de tension et de rendement, il a été montré dans [I.23] que les éléments du réseau doivent être identiques et que la charge du réseau doit être égale à la charge optimale.

I.4.6. Filtre de sortie DC

Le rôle de ce filtre est d'isoler la charge DC du cote RF. Il laisse passer la composante continue et filtre tous les harmoniques d'ordre supérieur, y compris la composante fondamentale.

- En éléments localisés : Il s'agit dans ce cas d'une capacité parallèle reliée à la masse et placée après la diode de rectification.
- En éléments distribués : On a la possibilité d'utiliser un ou plusieurs stubs radiaux [I.24] ou aussi des stubs rectangulaires.

I.4.7. La charge résistive

La charge est également assujettie à certaines contraintes :

- Être variable (trimmer ou potentiomètre) pour permettre d'étudier l'influence de cette dernière, au même titre que celle de la fréquence d'entrée.
- Permettre de parcourir une plage de valeurs de l'ordre de quelques centaines d'Ohms.

- Supporter quelques centaines de mW par souci de sécurité et de prévision: les puissances mises en jeu peuvent être amenées à augmenter, en particulier si l'on constitue un tableau de rectennas.
- Garder un prix raisonnable et un package confortable [I.25].

I.5. Caractérisation 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 est fourni le système de réception ou toute autre source d'énergie microonde. 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. 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 [I.26], Elle peut aussi être considérée comme la puissance RF réellement transmise à la diode, sans tenir compte des pertes par réflexion

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. 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 [I.27]. 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.

I.6. Conclusion

La rectenna est l'une des technologies clés pour la récupération de l'énergie des micro-ondes. Dans ce chapitre, nous avons rappelé en détailles les principales topologies des circuits de conversion et les antennes patchs utilisées. Celles-ci utilisent des antennes patch à polarisation rectangulaire et intégrant une ou deux diodes.

Dans le chapitre suivant nous allons étudier l'alimentation des antennes patch par la ligne micro ruban aussi la méthode d'analyse nécessaire pour calculer les dimensions de l'antenne patch. Nous décrirons également les différents outils de simulation et d'optimisation utilisés ainsi que les résultats obtenus.

I.7. Bibliographie du chapitre I

- [I.1] : Walid Haboubi. Développements de circuits Rectenna bi-polarisation, bi-bande pour la récupération et conversion d'énergie électromagnétique à faible niveau. Electronique. Université Paris-Est, 2014. Français.
- [I.2] : Baptiste Honecker. Transmission d'énergie sans fil en vue d'application spéciales. Ecole polytechnique fédérale de Lausanne. Juillet 2011.
- [I.3] : Vlad MARIAN. Transmission d'énergie sans fil. Application au réveil à distance de récepteurs en veille zéro consommation. L'Université de Lyon. Novembre 2012
- [I.4] : Agence nationale des fréquences, « rapport annuel 2012 »
- [I.5] : Ines Kharrat. Modélisation et réalisation d'un système de récupération d'énergie imprimé : caractérisation hyperfréquence des matériaux papiers utilisés. Optique photonique. Université Grenoble Alpes, 2014. Français. <NNT : 2014GRENT106>. <tel-01314122>.page 33
- [I.6]: «Electronic and mechanical improvement of the receiving terminal of a free-space microwave power transmission system », Raytheon Company, Wayland, MA, Tech. Rep. PT-4964, NASA Rep. CR-135 194, Aug. 1977.
- [I.7] : Paul F. Combes, "Micro-ondes tome II circuits passifs, propagation, antennes," Dunod, Paris, 2-10-002753-0, 1997
- [I.8]: KEITH R. CARVER, and JAMES W. MINK, "Microstrip Antennas Technology," IEEE Trans. Antennas Propagat. Vol. AP-29, No. 1, January 1981.
- [I.9]: Constantine. A. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., New York 1997
- [I.10]:Girish. Kumar and K. P. Ray, *Broadband microstrip antennas*, Artech House, Inc., Norwood, MA, 2003.
- [I.11]: Salah-Eddine Adami. Optimisation de la récupération d'énergie dans les applications de rectenna. L'Université de Lyon, 2013.francais.pdf
- [I.12]: Robert E.Collin, "Foundations for Microwave Engineering", pages 323-325, chapitre 5, deuxième édition
- [I.13]: The Zero Bias Schottky Diode Detector at Temperature Extremes- Problems and Solutions Application Note 1090.
- [I.14]: Harouni, Z.; Cirio, L.; Osman, L.; Gharsallah, A.; Picon, O., "A Dual Circularly Polarized 2.45-GHz Rectenna for Wireless Power Transmission," *Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE, vol.10, pp.306-309, 2011
- [I.15]: Xue-Xia, Y.; Chao, J.; Elsherbeni, A.Z.; Fan, Y.; Ye-Qin, W.; "A Novel Compact Printed Rectenna for Data Communication Systems," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.61, no.5, pp.2532-2539, May 2013

[I.16]: Fang Zhang; Hee Nam; Jong-Chul Lee, "A novel compact folded dipole architecture for 2.45 GHz rectenna application," Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific, Pp.2766-2769, 7-10 Dec. 2009

[I.17]: McSpadden, J.O.; Lu Fan; Kai Chang, "Design and experiments of a high-conversion efficiency 5.8-GHz rectenna," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol.46, no.12, pp.2053-2060, Dec 1998

[I.18]: Ladan, S.; Ghassemi, N.; Ghiotto, A.; Ke Wu, "Highly Efficient Compact Rectenna for Wireless Energy Harvesting Application," *Microwave Magazine, IEEE*, vol.14, no.1, pp.117-122, Jan.-Feb. 2013

[I.19] : Hakim Takhadmit, "Modélisation et conception de circuits de réception complexes pour la transmission d'énergie sans fil à 2.45 GHz," Ecole Centrale de Lyon, Thèse de doctorat 2010.

[I.20]: Yong Huang; Shinohara, N.; Mitani, T., "A Constant Efficiency of Rectifying Circuit in an Extremely Wide Load Range," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions

[I.21] : S.S. Bharj, R. Camisa, S. Grober, F. Wozniak, and E. Pendleton, «High efficiency Cband 1000 element rectenna array for microwave powered applications », IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Albuquerque, NM, June 1992, pp. 301-301.

[I.22]: 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, no. 1, Jan. 2000, pp 111-120.

[I.23]: N. Shinohara and H. Matsumoto, «Dependence of DC output of a rectenna array on the method of interconnection of its array elements », Scripta Tech. Electron. Commun. Jpn., vol. 125, no. 1, 1998, pp 9-17.

[I.24]: European Radio communications Office Recommendation, ERC Recommendation 70-03 (Troms1997 and subsequent amendments) Relating to the use of short range devices (SRD) Available on: <http://www.erodocdb.dk/docs/doc98/official/pdf/REC7003E.PDF>. Accessed March 27, 2008.

[I.25]: Baptiste HORNECKER. « TRANSMISSION D'ENERGIE SANS FIL EN VUE D'APPLICATIONS SPATIALES ».école polytechnique federale de Lausanne Juillet 2011

[I.26]: 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, April 2006, pp 1495-1502.

[I.27]: 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.

CHAPITRE II:

Conception d'antenne patch Rectangulaire

II.1. Introduction

Depuis la création des antennes imprimées, les chercheurs et les ingénieurs ont voulu prédire les caractéristiques électriques de telles structures pour simplifier la conception et améliorer les performances. Plusieurs modèles mathématiques ont été développés [II.1]. Les tous premiers modèles étaient plus ou moins simples. Ils ont été suivis par des techniques plus élaborées, basées sur des formulations d'équations intégrales résolues par des approches rigoureuses. Ces dernières nous offrent une meilleure précision certes, mais elles nécessitent des calculs long et fastidieux. C'est pour cette raison que les premiers modèles restent largement utilisés dans un nombre considérable de recherches actuelles.

Dans ce chapitre, nous allons étudier les performances d'une antenne imprimée. Notre étude consiste à calculer les paramètres de cette antenne en se basant sur le modèle de la ligne de transmission.

II.2. La ligne micro ruban

II.2.1. Définition de la ligne micro ruban

La ligne micro ruban est une ligne de transmission constituée d'une ligne conductrice (ou le signal passe d'un port à un autre) et d'un plan de masse conducteur séparé par un diélectrique tel qu'illustré à la figure (II.1) [II.2].

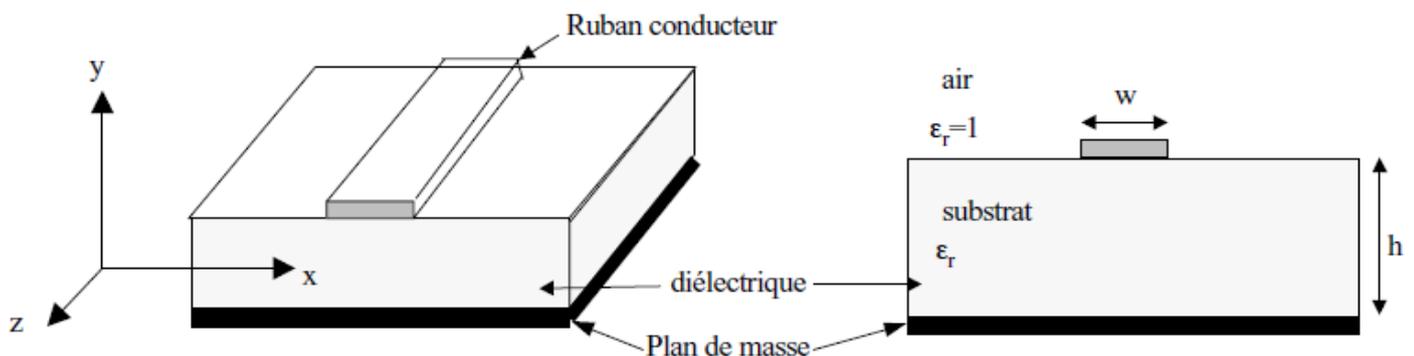


Figure II.1 : la structure d'une ligne micro ruban.

Les paramètres caractérisant la ligne de notre antenne patch sont [II.1]:

- La permittivité relative du substrat. L'utilisation d'un substrat diélectrique de forte permittivité a pour effet de concentrer le champ électromagnétique dans le substrat, en réduisant ainsi le rayonnement.
- L'épaisseur h du substrat.
- La largeur w du micro ruban.
- L'impédance caractéristique Z_c de la ligne dépend de w et h .

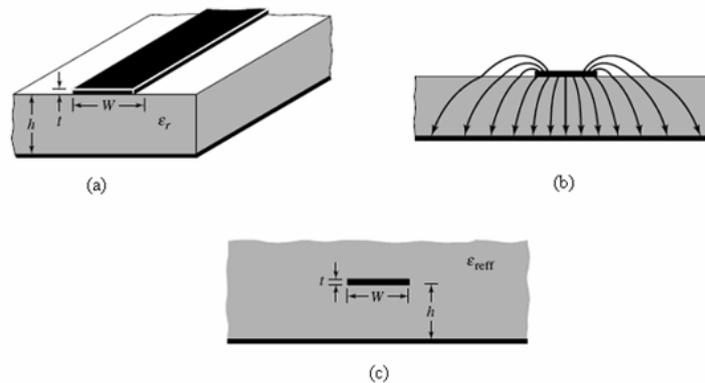


Figure II.2 : paramètres d'une ligne micro ruban.

II.2.2. Ondes dans la ligne microruban

Le champ dans une ligne microruban se propage entre deux milieux : l'air et le substrat diélectrique, de sorte que la structure soit inhomogène. A cause de cette nature inhomogène la ligne microruban ne propage pas une onde transverse électromagnétique (TEM) pure. Cependant, avec la présence des deux milieux de propagation (le substrat diélectrique et l'air), l'onde qui se propage dans la ligne microruban n'a pas des composantes longitudinales des Champs électrique et magnétique nulles et sa vitesse de propagation ne va pas dépendre seulement des propriétés électriques (permittivité relative) mais également des propriétés géométriques (dimensions) de la ligne microruban [II.3].

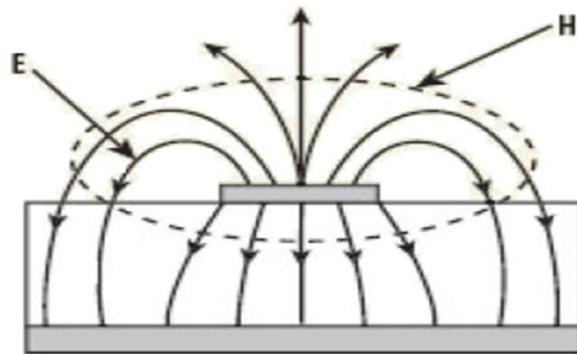


Figure II.3 : Configuration des champs électromagnétiques d'une ligne microruban.

II.2.3. Définition de la permittivité effective ϵ_{re} avec $t=0$

Quand les composantes longitudinales du champ électromagnétique (EM) pour le mode dominant dans la ligne microruban sont très faibles par rapport à ses composantes transversales, elles peuvent être négligées. Dans ce cas le mode dominant se comporte comme un mode TEM donc la théorie des lignes de transmission TEM est bien applicable.

Il s'agit de l'approximation quasi-TEM qui est valable dans la plus part des gammes de fréquences de fonctionnement de la ligne [II.4].

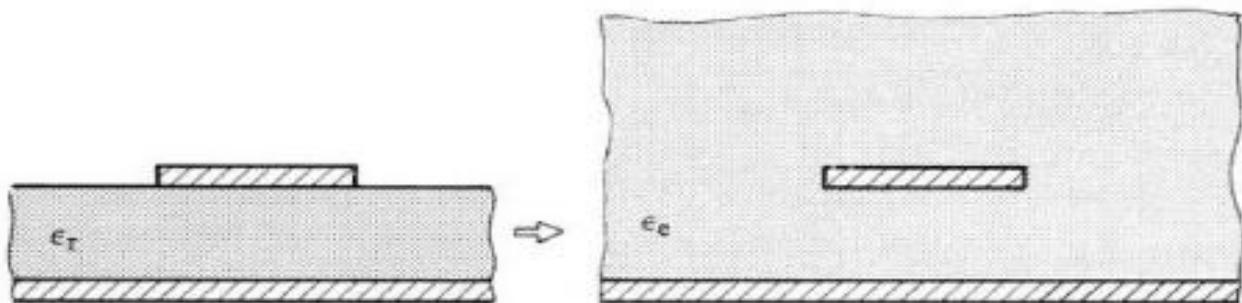


Figure II.4 : principe de l'approximation quasi-TEM.

On remplace la structure inhomogène par une ligne de même dimensions. Mais plongées dans un seul milieu homogène de permittivité effective ϵ_{re} . la valeur de cette permittivité est obtenue par la détermination de la capacité présentée par la structure inhomogène, donnant les relations approchées [II.2].

$$\triangleright w/h < 1$$

$$\epsilon_{re} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad II.1$$

$$\triangleright w/h > 1$$

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

L'erreur relative de ces relations approchées est inférieure à 1% lorsqu'on a $0.05 \leq w/h \leq 20$ et $\epsilon_r \leq 16$

La vitesse de phase v_ϕ et la longueur d'onde de ligne λ_g sont directement liées à la permittivité effective

$$v_\phi = \frac{w}{\beta} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (m/s) \quad II.3$$

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad (m) \quad II.4$$

Où c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide ($\approx 3 \times 10^8$ m/s).

La longueur électrique θ pour une longueur physique de ligne microruban l , et définit par :

$$\theta = \beta \cdot l \quad II.5$$

$$\text{Donc, } \theta = \frac{\pi}{2} \text{ quand } l = \frac{\lambda}{4} \text{ et, } \theta = \pi \text{ quand } l = \frac{\lambda}{2}.$$

Ces longueurs électriques correspondent respectivement à des lignes microrubans quart d'onde et demi onde qui sont importantes pour la conception des circuits micro-onde.

II.2.4. Impédance caractéristique d'une ligne micro ruban avec $t=0$

L'impédance caractéristique d'une ligne micro ruban dépend de ses dimensions et de la nature du matériau isolant.

Il y a deux méthodes pour calculer l'impédance caractéristique

- ❖ **méthode de Wheeler**
- ❖ **méthodes de Hammerstad**

Les relations dues à Wheeler [II.4] et Hammerstad [II.3] permettent d'effectuer l'analyse d'une ligne micro ruban, c'est-à-dire de déterminer ϵ_{re} pour des rubans et Z_c en fonction des dimensions de la ligne et la permittivité du substrat.

❖ **méthodes de Hammerstad**

- pour des rubans tels que $w/h > 1$

$$z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad II.6$$

- pour des rubans tels que $w/h < 1$

$$z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{h} \right) \quad II.7$$

❖ **méthode de Wheeler**

- pour des rubans tels que $w/h > 2$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \left(\frac{w}{h} + 0.883 + \frac{\epsilon_r + 1}{\pi \epsilon_r} \left[\ln \left(\frac{w}{2h} + 0.94 \right) + 1.451 \right] + 0.165 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right)^{-1} \quad II.8$$

- pour des rubans tels que $w/h < 2$

$$Z_c = \frac{60\sqrt{2}}{\sqrt{\epsilon_r+1}} \left[\ln \frac{8h}{w} + \frac{1}{8} \left(\left(\frac{w}{2h} \right)^2 - \frac{\epsilon_r - 1}{2(\epsilon_r + 1)} \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right) \right] \quad \text{II.9}$$

- L'impédance caractéristique des lignes micro rubans est comprise entre une dizaine d'ohms pour la plus faible ce qui correspond à des valeurs élevées de $\frac{w}{h}$ ($\frac{w}{h} \approx 10$) et de ($\epsilon_r > 10$) et 200 ohms environ.
- La plus grande valeur de z_c correspond a des valeurs faibles de $\frac{w}{h}$ ($\frac{w}{h} \approx 0.1$) et de ($\epsilon_r \approx 2$).
- Lorsque $Z_0 \approx 120\pi = 376,6 \Omega$ est l'impédance caractéristique du vide.

Dans notre cas On a utilisé la méthode de Hammerstad pour calculer l'impédance caractéristique Z. La figure (II. 5) représente l'impédance caractéristique Z en fonction du rapport w/h et de la permittivité relative pour une ligne micro ruban [II.6].

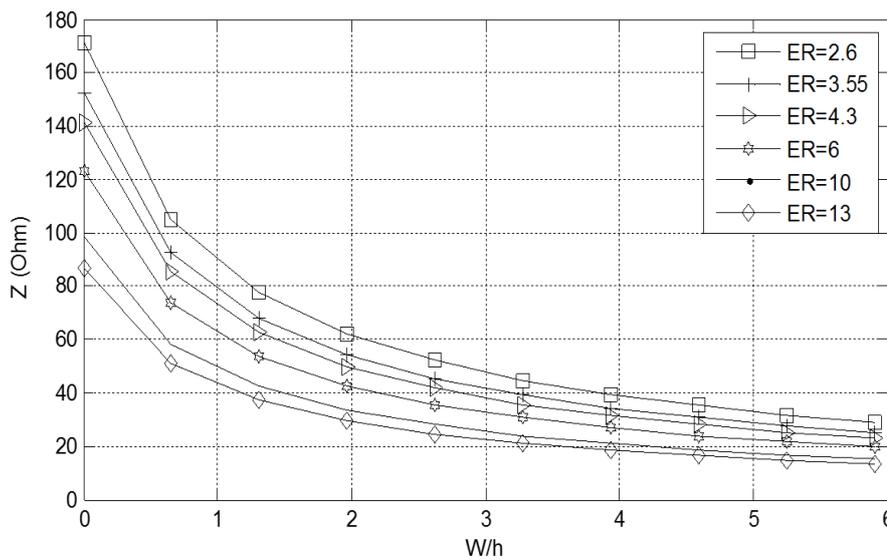


Figure II.5 : Impédance caractéristique d'une ligne microruban en fonction de W/h.

Commentaire : L'impédance caractéristique décroît lorsque w/h augmente ; w étant la largeur du ruban ; h la hauteur du substrat. D'autre part, l'influence de l'épaisseur de métallisation t/h (t étant la hauteur du ruban) est négligeable. A w/h constant, plus ϵ_r est faible moins Z décroît vite.

Le tableau (II.1) représente les résultats de comparaison du calcul de l'impédance caractéristique en utilisant trois outils de calcul (Matlab, linecalc et ADS).

W (mm)	2	4	6	8	10	12	14
Z _c (Ohm) Matlab	68.1613	45.3622	34.2603	27.6172	23.1727	19.9811	17.5740
Z _c (Ohm) linecalc	67.1693	44.8090	33.9648	27.4536	23.0849	19.9420	17.5686
Z _c (Ohm) ADS	67.93	45.0843	34.014	27.5348	23.1422	19.9859	19.5965

Tableau II.1. : Résultats de comparaison de la synthèse d'une ligne micro ruban.

II.2.5. Synthèses d'une ligne micro_ruban avec t=0

Un premier jeu d'équation permet de calculer le rapport W/h correspondant à une impédance Z donnée. Pour une meilleure précision on utilise deux équations différentes selon la valeur de W/h [II.5].

- Pour $W/h < 1.3$ $Z > \{44 - 2\epsilon_r\}$ ohms

$$\frac{w}{h} = \left(\frac{\exp H}{8} - \frac{1}{4 \exp H} \right) \tag{II.10}$$

Où

$$H = \frac{Z \cdot \sqrt{2 \cdot (\epsilon_r + 1)}}{119.9} + \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \cdot \ln \frac{4}{\pi} \right) \tag{II.11}$$

- Pour $W/h > 1.3$ $Z < \{44 - 2\epsilon_r\}$ ohms

$$\frac{w}{h} = \frac{2}{\pi} \{ (d - 1) - \ln((2 \cdot d) - 1) \} + \frac{\epsilon_r - 1}{\pi \cdot \epsilon_r} \left\{ \ln(d - 1) + 0.293 - \frac{0.517}{\epsilon_r} \right\} \tag{II.12}$$

Ou
$$d = \frac{59.95 \cdot \pi^2}{Z \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$$
 II.13

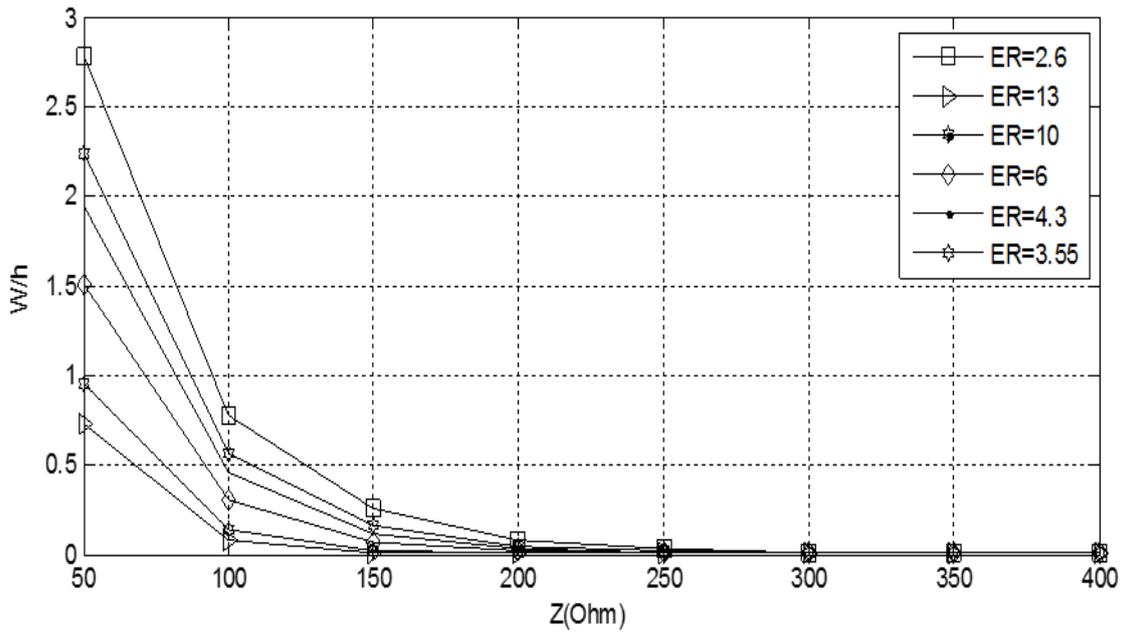


Figure II.6 : W/h en fonction d'impédance caractéristique d'une ligne micro ruban.

Commentaire :

En remarque que le rapport w/h diminue lorsque l'impédance caractéristique augmente

Le tableau (II.2) représente les résultats de comparaison du calcul de la largeur W de la ligne en utilisant trois outils de calcul (Matlab, linecalc et ADS).

Z_c (ohm)	50	100	150	200	250	300	350	400
W (mm) Matlab	3.4000	0.8611	0.2428	0.0690	0.0196	0.0058	0.0015	0.0004
W (mm) linecalc	3.3633	0.8103	0.1989	0.0363	0.0034	0.0004	0.0004	0.0004
Wopt (mm) ADS	3.4070	0.8518	0.2363	0.0643	0.0159	0.0029	0.00029	0.00037

Tableau II.2.: résultats de comparaison de l'analyse d'une ligne micro ruban.

II.3. Calcul des dimensions d'une antenne imprimée rectangulaire (RMSA)

L'alimentation par ligne micro ruban peut se faire par connexion directe dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément Figure(II.7.a) ou décalé par rapport à cet axe de symétrie Figure (II.7.b) si cela permet une meilleure adaptation d'impédance ; dans ce cas l'alimentation axiale avec une encoche donne de bon résultats Figure (II.7.c) [II.8].

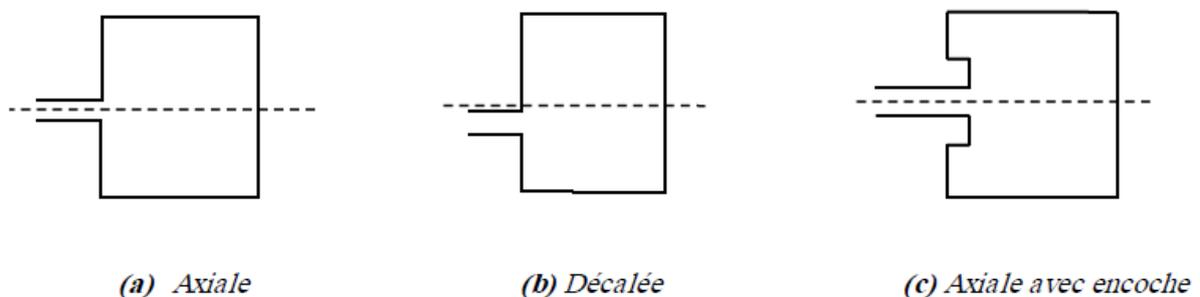


Figure II.7: L'alimentation par une ligne microbande axiale(a), décalée (b) et avec encoche (c).

L'une des formes d'antennes les plus simples à concevoir et largement utilisées est l'élément rectangulaire (RMSA : Rectangular MicroStrip Antenna).

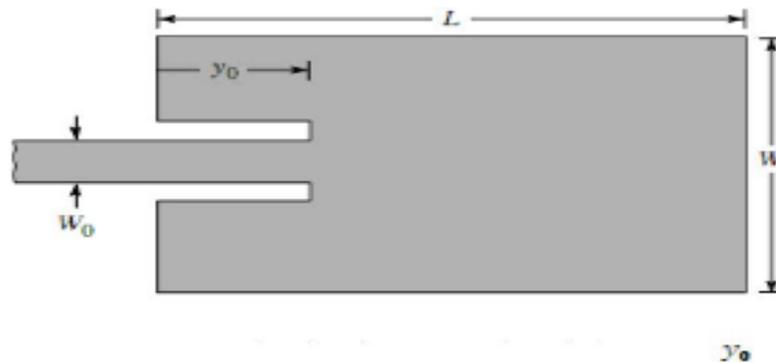


Figure II.8 : Antenne imprimée rectangulaire alimentée par une ligne micro ruban.

La figure (II.8), monte l'élément rectangulaire alimenté par une ligne micro ruban avec 2 encoches. L'élément carré ou rectangulaire est défini par sa longueur (L), sa largeur (W) et la position du point d'excitation (alimentation)(x_0, y_0).

Pour une simple ligne microruban, sa longueur est plus petite devant la longueur d'onde, par contre pour les RMSA, sa largeur est comparable devant la longueur d'onde, et ceci a pour but d'augmenter le rayonnement de l'antenne [II.7].

Pour le mode fondamental TM_{10} , la longueur devrait être légèrement inférieure à $\lambda/2$, où λ est la longueur d'onde guidée du mode quasi-TEM, égale à $\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{re}}$, est λ_0 la longueur d'onde dans le vide et $\sqrt{\epsilon_{re}}$ la constante diélectrique effective.

Dans le cas de l'antenne imprimée, ϵ_{re} est légèrement inférieur à ϵ_r , car la plupart des lignes de champ électrique résident à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air comme le montre la figure (II.9).

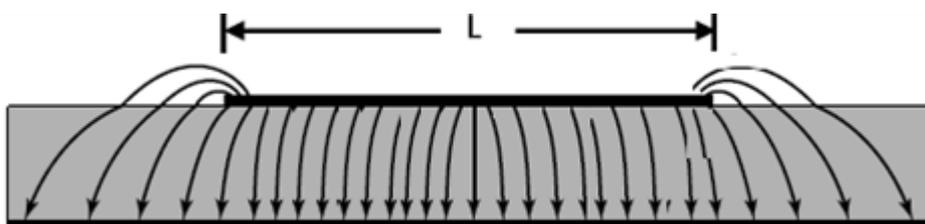


Figure II.9: Mode fondamentale TM_{10} de RMSA, distribution du champ E.

Les expressions de calcul de la valeur du constant diélectrique effective ϵ_{re} qui tient compte des effets de dispersion sont données dans le chapitre précédent. Cependant pour une analyse ou une conception plus pratique la formule approximative de ϵ_{re} est la suivante [II.10] [II.6]:

➤ Pour $h / w > 1$

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad II.14$$

II.3.1. Longueur effective, largeur effective et fréquence de résonance

En raison des effets de bords, l'antenne imprimée devient plus grande que ses dimensions physiques, ceci est montré sur la figure (II.9). Pour le plan principal plan-E, la longueur de l'élément rayonnant a été étendue à chaque extrémité par une distance ΔL , qui est en fonction du constant diélectrique effectif ϵ_{re} et le rapport W/h . Pour le calcul de l'extension normale, ΔL une expression approximative et plus pratique est donnée par [II.9] :

$$\Delta L = 0.412h \left[\frac{(\epsilon_{re} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{re} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \right] \quad II.15$$

Puisque la longueur de l'élément rayonnant a été étendue dans chaque côté par une distance ΔL , la longueur effective de celui-ci est donnée comme suit :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \rightarrow L = L_{eff} - 2\Delta L \quad II.16$$

Où $L_{eff} = \lambda/2$ pour le mode dominant TM_{10}

En général, la fréquence de résonance du **RMSA** excitée à n'importe quel mode $TM_{mn} \leftrightarrow$ est obtenue en utilisant la formule suivante [II.11]:

$$f_{rTM_{mn}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left[\left(\frac{m}{L} \right)^2 + \left(\frac{n}{W} \right)^2 \right]^{1/2} \quad II.17$$

Et pour le mode fondamental (TM_{10}) et sans tenir compte des effets de bord, la fréquence de résonance est en fonction de la longueur effective (L_{eff}).

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_r}} \quad II.18$$

Où $c = 3.10^8$ est la vitesse de la lumière.

D'après l'expression précédente la longueur effective de l'élément rayonnant peut être calculée par :

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_{re}}} \quad II.19$$

Pour un rayonnement plus efficace la largeur de l'élément (W) devrait être égale à la moitié de la longueur d'onde correspondante aux deux milieux (le substrat diélectrique et l'air) [II.8].

$$W = \frac{c}{2f_r\sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}} \quad II.20$$

II.3.2. Calcul de la Conductance

Chaque fente rayonnante est représentée par une admittance parallèle Y (avec une conductance G et une susceptance B) comme le montre la figure(II.10). Les fentes sont notées par la suite comme S1 et S2. L'admittance équivalente pour la fente S1 est basée sur une fente large et uniforme.

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \quad II.21$$

Où pour une fente de largeur finie W

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad II.22$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)^2] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad \text{II.23}$$

Avec: $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$

Puisque la fente (S2) est identique à la fente (S1) Figure (II.10).

$$Y_2 = Y_1 \quad , G_2 = G_1 \quad , B_2 = B_1 \quad \text{II.25}$$

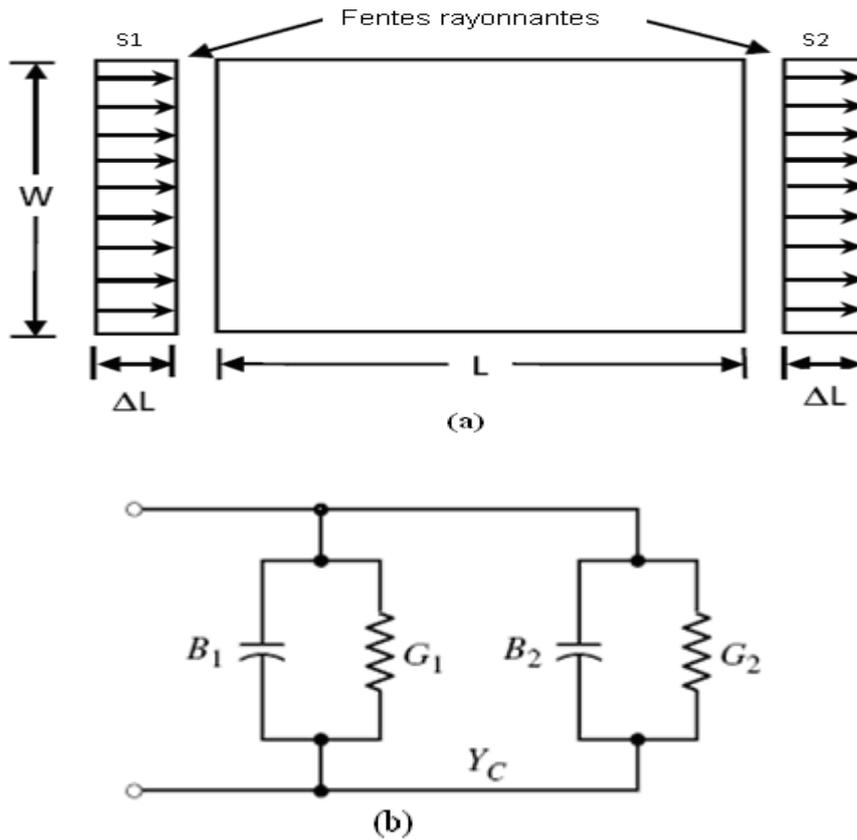


Figure II.10 : (a) antenne patch et les deux fentes rayonnantes,

(b) Modèle équivalent de la ligne de transmission.

La conductance (G) pour une seule fente peut être obtenue en employant l'expression de champ dérivé par le modèle de cavité [II.6]. En général, elle est définie comme suit :

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} \quad \text{II.26}$$

Où la puissance rayonnée est écrit par :

$$P_{rad} = \frac{|V_0|^2}{2\pi\eta_0} \int_0^\pi \left[\frac{\sin \frac{k_0 W}{2} \cos \theta}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta \, d\theta \quad II.27$$

Par conséquent la conductance G_1 peut être exprimée par

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad II.28$$

Où :

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin \frac{k_0 W}{2} \cos \theta}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta \, d\theta \quad II.29$$

La valeur asymptotique de (II.28) et (II.29) est :

$$G_1 = \begin{cases} \frac{1}{90} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 & W \ll \lambda_0 \\ \frac{1}{120} \left(\frac{W}{\lambda_0} \right)^2 & W \gg \lambda_0 \end{cases} \quad II.30$$

II.3.3. Impédance d'entrée

L'admittance totale de la fente (S1), est obtenue en transférant l'admittance de la fente (S2) à partir des bornes de sortie jusqu'aux bornes d'entrée utilisant l'équation de transfert d'admittance des lignes de transmissions [[II.6][II.12].

Dans le meilleur des cas les deux fentes devraient être séparées par $L_{eff} = \lambda/2$ où λ est la longueur d'onde guidée dans le substrat diélectrique.

Si la réduction de la longueur utilise correctement (la formule II.15) (en général $0.48\lambda < L < 0.49\lambda$) l'admittance ramenée de la fente (S2) s'écrit:

$$\tilde{Y}_2 = \tilde{G}_2 + j\tilde{B}_2 = G_1 - jB_1 \quad II.31$$

$$\tilde{G}_2 = G_1 \quad II.31.a$$

$$\tilde{B}_2 = -B_1 \quad II.31.b$$

Par conséquent l'admittance d'entrée totale est réelle, et est donnée par :

$$Y_{in} = Y_1 + \tilde{Y}_2 = 2G_1 \quad II.32$$

L'admittance d'entrée est réelle, ce qui implique que l'impédance d'entrée est également réelle :

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{in}} = R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad II.33$$

L'équation ci-dessus pour l'impédance d'entrée ne prend pas en considération le couplage mutuel entre les deux fentes rayonnantes, ainsi nous redéfinissons la résistance d'entrée [II.13] qui s'écrit sous la forme suivante :

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad II.34$$

Où le (+) désigne les modes résonnants impairs (asymétriques) et le (-) désigne les modes résonnants pairs (symétriques).

La conductance mutuelle (G_{12}) est définie en terme de champ par l'expression suivante :

$$G_{12} = \frac{1}{|V_0|^2} R_e \iint E_1 \times H_2^* ds \quad II.35$$

Où :

E_1 : Est le champ électrique rayonné par la fente (S1).

H_2 : Est le champ magnétique rayonné par la fente (S2).

V_0 : Est la tension à travers la fente.

Donc G_{12} peut être calculée. Elle est donnée par [II.13]:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin \frac{k_0 W}{2} \cos \theta}{\cos \theta} \right]^2 J_0(k_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad II.36$$

Où (J_0) Est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro. En fonction de la position de l'alimentation (y_0), l'impédance d'entrée peut être calculée par la formule (II.37) [II.6] [II.13].

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \left[\cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) + \frac{G_1^2 + B_1^2}{Y_c^2} \sin^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) - \frac{B_1}{Y_c} \sin \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) \right] \quad II.37$$

Où $Y_c = 1/Z_c$ avec Z_c l'impédance caractéristique de l'antenne calculée comme étant une ligne microruban.

Puisque pour la plupart des lignes microrubans $G_1/Y_c \ll 1$ et $B_1/Y_c \ll 1$, alors la formule (II.24) est approximée à :

$$R_{in}(y = y_0) = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) = R_{in}(y = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} y_0 \right) \quad II.38$$

II.4. Conception et simulation de l'antenne patch

Dans cette partie nous simulons l'antenne **RMSA** afin d'avoir une bonne adaptation de l'alimentation, nous allons visualiser le coefficient de réflexion et le gain.

Pour assurer une meilleure adaptation, nous calculons les dimensions de l'élément rayonnant en fonction de la fréquence de travail, en utilisant les formules déterminées précédemment à partir du modèle de la ligne de transmission.

II.4.1. Procédure de conception

En se basant sur les formules simplifiées qui ont été décrites dans la partie précédente, nous décrirons une procédure qui mène aux conceptions pratiques des antennes imprimées rectangulaires.

Le procédé admet comme information sur : la constante diélectrique du substrat (ϵ_r), la fréquence de résonance (f_r), et l'épaisseur du substrat h . La procédure est la suivante :

1. Indiquer ϵ_r , f_r et h
2. Déterminer W et L

Pour simplifier le calcul, les formules sont programmées sous le logiciel Matlab.

II.4.1.1. Calcul des dimensions

- Calculons d'abord la largeur de l'élément (W), la formule la plus pratique est donnée par (II.20).
- On détermine la permittivité effective en utilisant la formule (II.14).
- Une fois la largeur (W) trouvée, on peut déterminer l'extension de la longueur de l'élément (ΔL), En utilisant l'expression (II.15).
- De même on calcule la longueur effective de l'élément rayonnant en utilisant la formule (II.19).
- Donc la longueur réelle de l'élément peut être calculée en utilisant l'expression (II.16). Le calcul des dimensions d'un élément rectangulaire est basé sur cette procédure de conception qui a été testée et examinée pour une alimentation par ligne microruban.

II.4.1.2 Calcul et localisation du point d'excitation de la ligne microruban

Dans le cas d'une antenne alimentée par une ligne microruban, il faut trouver la bonne position du point d'excitation figure (II.11), afin d'avoir une meilleure adaptation de l'impédance de la ligne par rapport à l'impédance d'entrée de l'antenne.

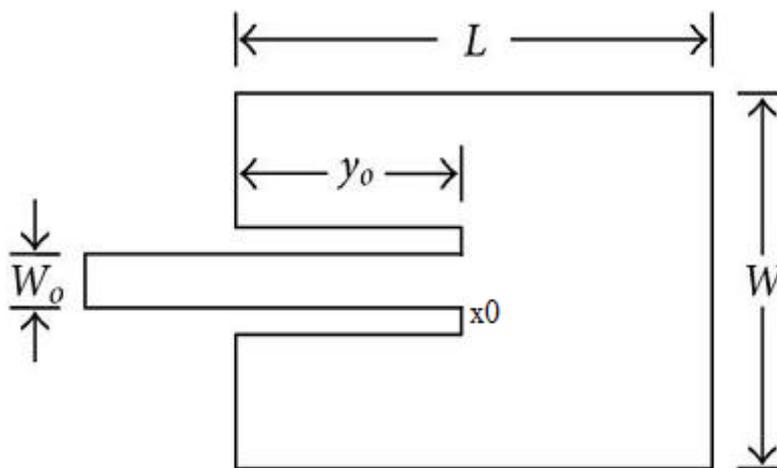


Figure II.11: Position du point d'excitation pour une RMSA alimentée par ligne microruban.

x_0 est généralement égale à la moitié de la largeur de l'élément rayonnant, et y_0 doit être calculer par rapport au point d'excitation, son impédance est généralement égale à 50Ω .

- On calcule l'impédance d'entrée de l'antenne ($y=0$), après le calcul de la conductance (G_1), en utilisant les expressions II.14 et II.15 ou la formule II.9.
- On calcule la conductance mutuelle (G_{12}) à l'aide de la formule II.22.
- L'impédance d'entrée de l'élément rayonnant (R_{in}) est déterminée en utilisant l'expression II.20.
- D'après la deuxième expression de l'impédance d'entrée (II.24), on peut extraire la position du point d'excitation (y_0) :

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \sqrt{\frac{R_{in}(y = y_0)}{R_{in}(y = 0)}} \quad \text{II. 39}$$

Dans le cas général $R_{in}(y = y_0) = 50\Omega$

II.5 Simulation d'une antenne patch alimentée par une ligne microruban

Afin d'optimiser les performances de notre antenne patch, et de visualiser, son gain ou sa directivité, nous allons alors faire appel au logiciel CST Microwave Studio. La ligne microruban sera optimisée en utilisant le logiciel ADS.

Dans un premier temps, nous déterminons les dimensions de la ligne d'alimentation de tel sorte que cette dernière soit bien adaptée à l'entrée de l'antenne. Cette adaptation est faite en utilisant l'optimisation des paramètres sous ADS [II.14] par la méthode **Random**. Ensuite, nous simulons l'antenne patch dans la bande de fréquence L [1-2Ghz] sous le logiciel CST.

II.5.1 Adaptation de la ligne d'alimentation

Il est important d'adapter la ligne d'alimentation à l'entrée de l'antenne, en utilisant le simulateur ADS [II.14] Figure (II.12).

Pour optimiser la ligne d'alimentation et pour faire adapter l'antenne à la fréquence voulue, nous avons plusieurs paramètres à régler, ces paramètres sont montrés dans la figure (II.12).

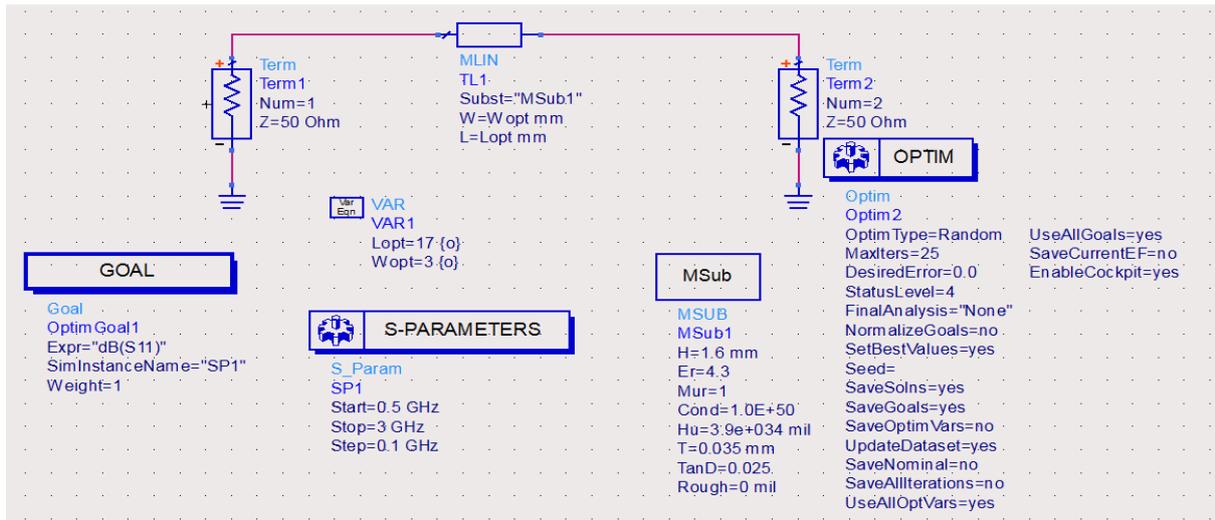


Figure II.12: Elément d'optimisation sous ADS.

Après avoir introduit les paramètres d'optimisation, le coefficient de réflexion pour cette antenne est représenté par la figure (II.13).

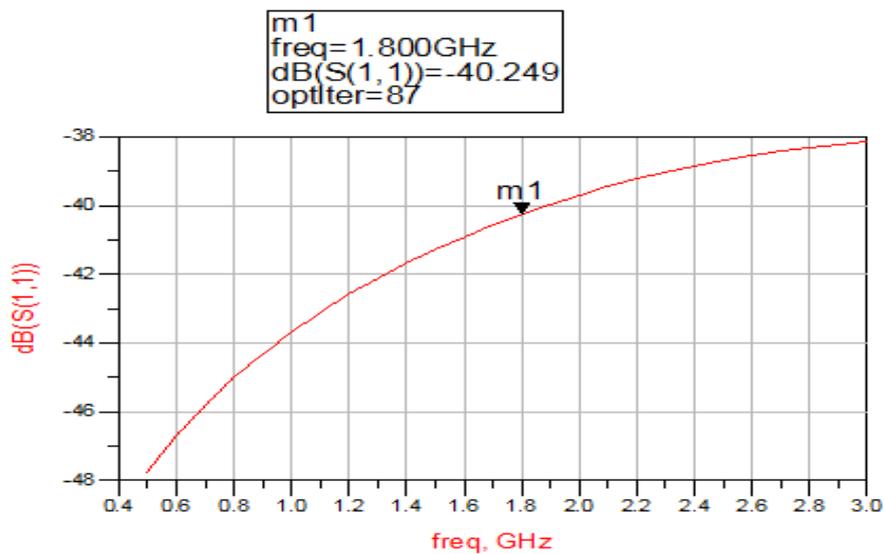


Figure II.13: Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

D'après la figure(II.13), on remarque que l'adaptation de la ligne est très satisfaisante avec un coefficient de réflexion $S_{11}=-40.24$ à la fréquence 1.8 GHz. Les dimensions de la ligne après adaptation sont : Longueur $L_0 = 15.28 \text{ mm}$ et largeur $W_0 = 3.08 \text{ mm}$ Figure (II.14).

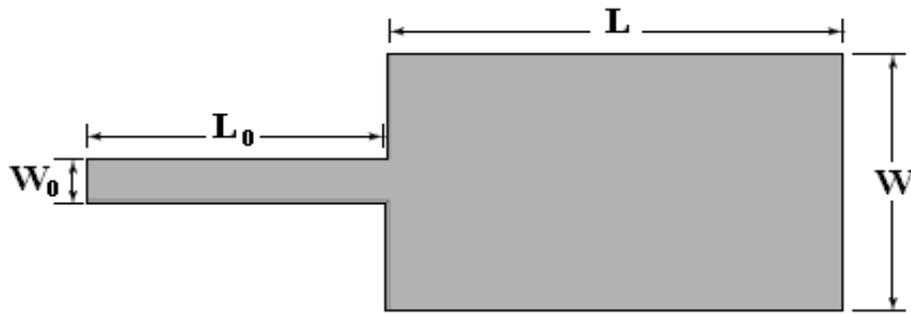


Figure II.14: RMSA alimentée par une ligne microruban.

II.5.2 Conception d'une antenne patch dans la bande L [1-2GHz]

On veut simuler une antenne rectangulaire qui travaille dans la bande de fréquence L [1-2 GHz], domaine de la téléphonie cellulaire, notamment le GSM 1800[II.6].

1. Caractéristiques de l'antenne

Les caractéristiques de cette antenne sont :

- Fréquence de résonance : $f_0 = 1.8 \text{ GHz}$,
- Epaisseur de la métallisation : $t = 0.35 \text{ mm}$,
- Substrat diélectrique :
 - ✓ Matériau : FR-4 (lossy),
 - ✓ La constante diélectrique : $\epsilon_r = 4.3$,
 - ✓ La tangente de perte : $\tan \delta = 0.025$,
 - ✓ L'épaisseur : $h = 1.6 \text{ mm}$.

Ce matériau est utilisé comme un substrat pour la conception d'antenne patch rectangulaire alimentée directement par une ligne microruban avec des encoches, on met les encoches pour améliorer l'adaptation de l'antenne patch

2. Calcul des dimensions

Après avoir programmé, sous Matlab toutes les formules de calcul des dimensions de l'élément selon la procédure qui a été décrite précédemment, on obtient comme résultats :

$$\epsilon_{re} = 4.0571,$$

$$L_{eff} = 41.40 \text{ mm} , \text{ et } \Delta L = 0.7436 \text{ mm} \Rightarrow L = 39.9 \text{ mm} ,$$

$$W = 51.2 \text{ mm} .$$

3. Localisation du point d'excitation

Nous calculons la position du point d'alimentation (x_0, y_0) en utilisant, le logiciel Matlab,

$$G_1 = 0.00098 \Omega , \text{ utilisant II.28 et II.29 ou II.30,}$$

$$G_{12} = 0.00058 \Omega , \text{ utilisant II.36,}$$

$$G_1 = 0.00098 \Omega \Rightarrow R_{in} = 318.09 \Omega , \text{ donc } y_0 = 14.8 \text{ mm} .$$

4. Analyse de l'antenne patch

En utilisant les dimensions calculées on peut maintenant simuler et optimiser l'antenne patch sous le logiciel CST comme le montre la figure (II.15) et la figure (II.16).

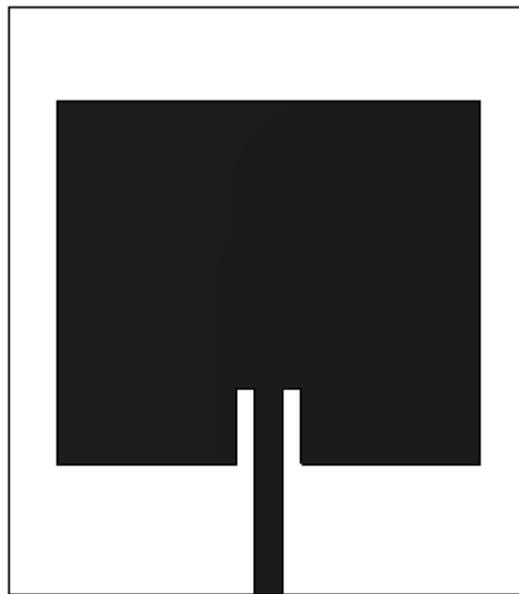


Figure II.15 : Patch simuler sous CST.

Le coefficient de réflexion est représenté par la figure (II.16).

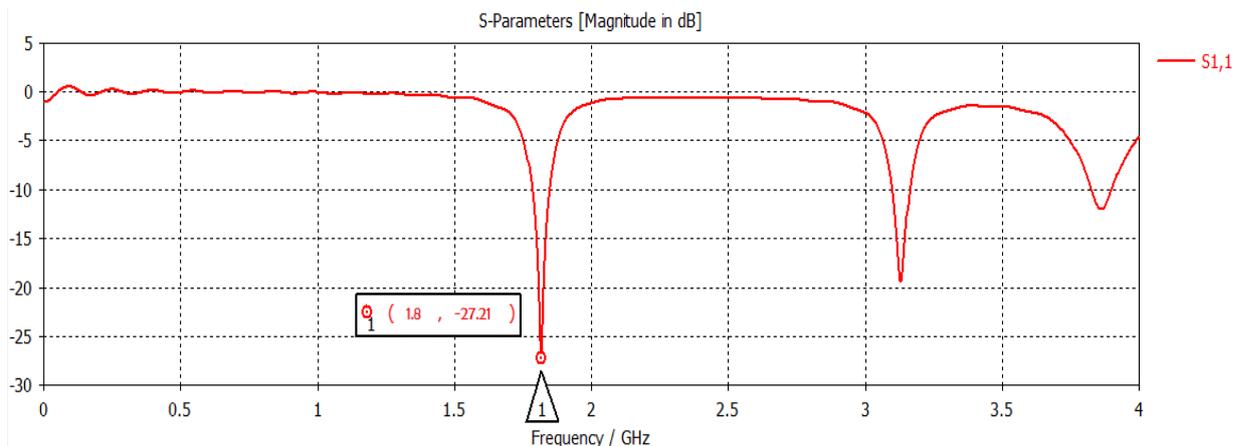


Figure II.16:Résultat de simulation sous CST.

Ces résultats montrent une bonne adaptation, avec un coefficient de réflexion inférieur à -27.21 dB en 1.8 GHz.

5. Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est présenté dans les deux plans principaux (plan E et plan H) par la figure (II.17) et la figure (II.18) respectivement.

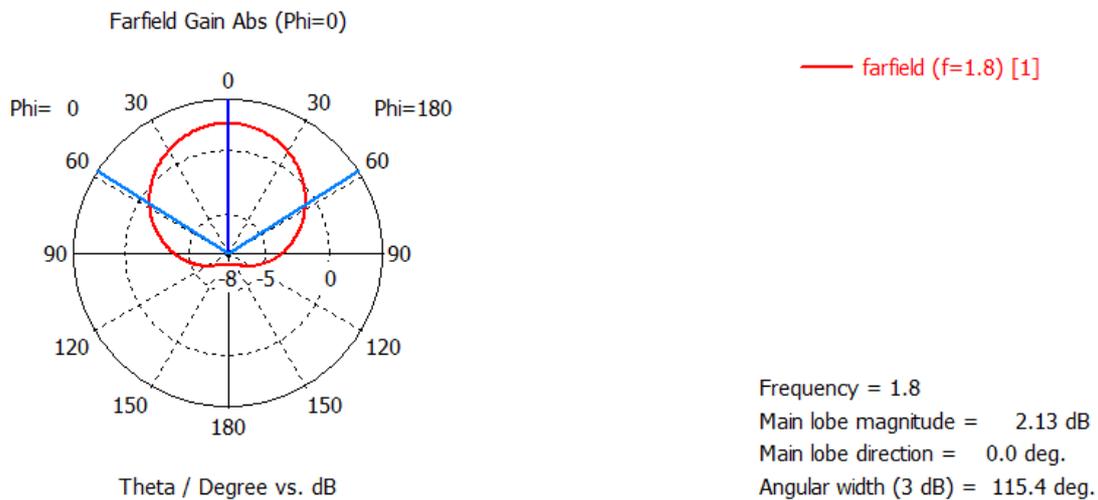


Figure II.17 : Diagramme de rayonnement Plan Phi=0° (Plan E).

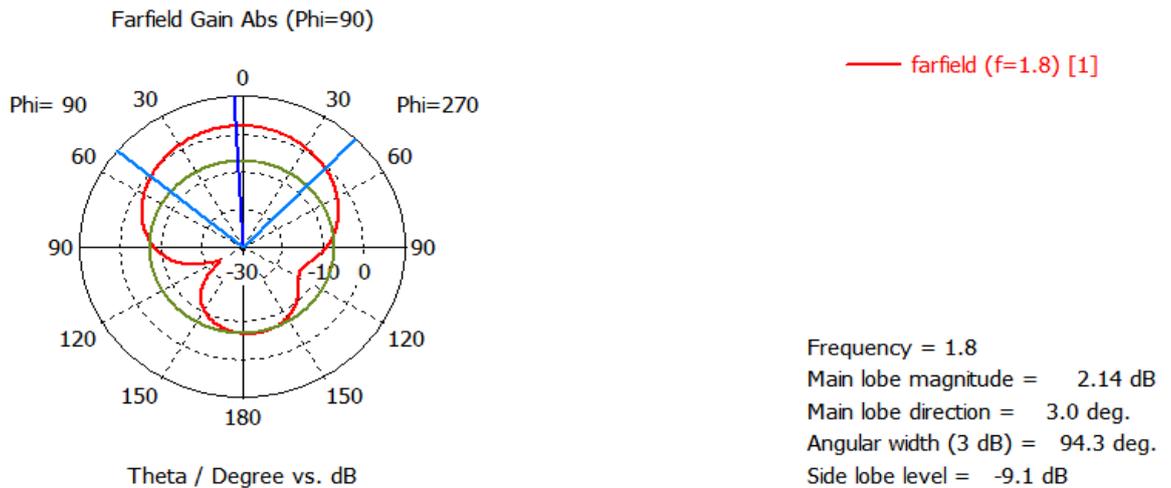


Figure II.18 : Diagramme de rayonnement Plan Phi=90° (Plan H).

II.6.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les étapes de conception d'une antenne patch rectangulaire alimentée par une ligne micro ruban. Nous avons détaillé formalisme de calcul et de dimensionnement permettant de simuler une antenne patch forme rectangulaire. L'optimisation de l'antenne et la visualisation de rayonnement sont obtenus grâce au logiciel CST.

Dans le prochain chapitre, nous allons nous intéresser à la rectenna en essayons de mettre en évidence les éléments clés de conception du circuit de récupération de la puissance RF, délivrée par l'antenne patch à la fréquence 1.8 GHz.

II.7. Bibliographie du chapitre II

- [II.1]: K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartis, *Microstrip Lines and Slotlines*, Second Edition, Artech House, Boston, 1996.
- [II.2]: E. O. Hammerstad, "Equations for microstrip circuit design," *Proceedings of the European Microwave Conference*, pp. 268–272., Hamburg, Germany, 1975.
- [II.3]: E. O. Hammerstad and O. Jensen, "Accurate models for microstrip computer-aided design," *IEEE MTT-S*, 1980, Digest, pp. 407–409.
- [II.4]: H. Wheeler, "Transmission line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet," *IEEE Trans.*, MTT-13, 1965, 172–185.
- [II.5]: ZERROUK SIDI ALI MEBAREK "Supports de transmission et composant micro-ondé", OPU 1995.
- [II.6]: Constantine. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2005.
- [II.7]: Girish. Kumar and K. P. Ray, *Broadband microstrip antennas*, Artech House, Inc., Norwood, MA, 2003.
- [II.8]: Bahl. I.J. and Bhartia. P, *Microstrip Antennas*, Artech House, Inc., Dedham, MA, 1980.
- [II.9]: E. O. Hammerstad, "Equations for Microstrip Circuit Design," *Proc. Fifth European Microwave Conf.*, pp. 268–272, September 1975.
- [II.10]: Schneider. M, "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits," *Bell Syst. Tech. J.*, 48, 1969, pp 1421-1444.
- [II.11]: Pozar, D. M., and D. H. Schaubert, *Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays*, IEEE Press, New York, 1995.
- [II.12]: K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip Antenna Technology," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-29, No. 1, pp. 2–24, January 1981.
- [II.13]: A. G. Derneryd, "A Theoretical Investigation of the Rectangular Microstrip Antenna Element," *IEEE Trans. Antennas Propagat.* Vol. AP-26, No. 4, pp. 532–535, July 1978.
- [II.14]: Mohammed, S.S.; Renald, C.; Shanmuganatham, T.; Ramasamy, K., "A 2.45GHz Sierpinski carpet edge-fed microstrip patch fractal antenna for WPT rectenna," *Communication Control and Computing Technologies (ICCCCT)*, 2010 IEEE International Conference on, pp.57, 60, 7-9 Oct. 2010

CHAPITRE III :

Étude et Analyse de circuits Rectenna

III.1. Introduction

La consommation des systèmes et objets communicants sans fil est de plus en plus conséquente par rapport à la quantité d'information échangée et à la portée souhaitée, ce qui réduit d'autant la durée de vie de la batterie.

Pour rendre ces systèmes et objets communicants plus autonomes en énergie et augmenter la durée de vie de la batterie, les systèmes de récupération d'énergie électromagnétique sont une alternative très intéressante.

Le composant clé d'un système de récupération d'énergie RF est le rectenna (antenne de rectification).

Les rectennas développés doivent posséder une forte sensibilité (faible puissance disponible), être compact et à faible coût. Les principales caractéristiques qui doivent être optimisées quand on réalise un rectenna sont la tension continue de sortie V_{out} et le rendement de conversion RF-DC en pourcentage.

Dans ce chapitre on s'intéresse aux différents circuits de récupération d'énergie qui sont basés sur les diodes Schottky [III.1].

III.2. Etude de circuit de redressement

III.2.1. Choix de la diode

Dans le cas de la récupération d'énergie RF environnante, et vu la très faible densité de puissance reçue, il est important de concevoir un circuit de redressement de forte sensibilité pour avoir une quantité de puissance DC exploitable [III.2]. La sensibilité du redresseur est directement liée à la sensibilité des diodes utilisées.

Afin de faire le choix de la diode Schottky, une étude paramétrique sur les éléments de la diode a été réalisée.

III.2.2. Etude paramétrique

La Figure (III.1) montre le circuit équivalent dynamique de la diode Schottky. La résistance série « R_S » représente la résistance des contacts métalliques, C_j est la capacité de jonction qui est contrôlée par la surface du contact Schottky ainsi que de la tension appliquée à la jonction. La résistance R_j de la jonction dépend de la tension V_j ou V_f aux bornes de la jonction métal semi-conducteur, ainsi que du courant total qui passe à travers la jonction et la résistance R_L de charge.

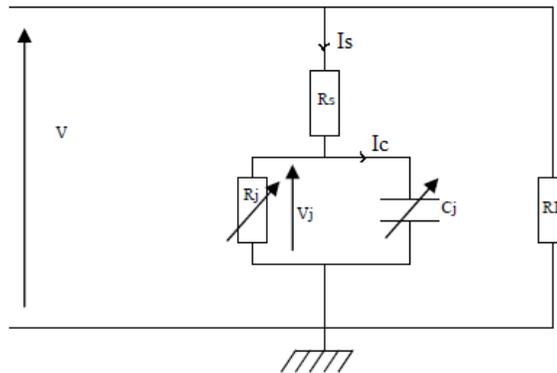


Figure III.1 : Circuit équivalent de la diode Schottky en hautes fréquences.

La résistance de jonction R_j peut être exprimée par la relation suivante [III.3] :

$$R_j = \frac{nkT}{q(I_s + I_b)} \quad [III. 1]$$

Avec

n : Facteur d'idéalité

k : constante de Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23} \text{J.K}^{-1}$)

T : température de la jonction en Kelvin

q : charge d'un électron ($1.6 \cdot 10^{-19} \text{C}$)

I_s : courant de saturation

I_b : courant de polarisation

La résistance de jonction dépend de trois courants :

- Courant de saturation « Is ».
- Courant de polarisation « Ib ».
- Courant « Ic » qui est dû à la conversion dans la diode.

En faibles signaux, Ic est plus faible que Is et peut être négligé, mais en fort signaux, la diode se place dans la région non-linéaire donc Ic augmente, ce qui implique une variation de Rj et donc une variation d'impédance de la diode en fonction du niveau de puissance [III.4].

Le claquage est modélisé par une augmentation exponentielle du courant inverse de la diode et est déterminé par les paramètres BV et IBV (tension inverse de claquage et courant à la tension inverse de claquage).

III.2.3. Le rendement de conversion RF/DC

Le rendement de conversion RF/DC d'une diode dépend de la charge, de la tension continue aux bornes de la charge, des éléments internes de la diode (Rs, Cj, Rj, Vj...) et de la fréquence du signal [III.5]. Le courant de saturation Is est généralement très faible, et si le courant de polarisation Ib est nul, la résistance de jonction Rj devient très élevée. Ce qui provoque une chute de la valeur de la tension redressée comme le montre la relation suivante [III.6].

$$V_{out} = V_{DC} = \frac{R_L}{R_L + R_J} \quad III. 2$$

Avec

V_{out} : Tension redressée aux bornes de la charge,

V_{DC} : Tension continue aux bornes de la barrière Schottky,

R_L : Résistance de charge

Le rendement en puissance de la conversion RF/DC d'après J. O. McSpadden [III.5], peut être exprimé par la relation suivante :

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} = \frac{1}{1+A+B+C} \quad III. 3$$

Avec

$$A = \frac{R_L}{\pi R_s} \left(1 + \frac{V_f}{V_{out}}\right)^2 \left[\theta \left(1 + \frac{1}{2 \cos^2(\theta)}\right) - 1.5 \tan(\theta) \right] \quad III.3.a$$

$$B = \frac{R_s \cdot R_L \cdot C_j^2 \cdot \omega^2}{2\pi} \left(1 + \frac{V_f}{V_{out}}\right) \left[\frac{\pi - \theta}{\cos^2 \theta} + \tan \theta \right] \quad III.3.b$$

$$C = \frac{R_L}{\pi R_s} \left(1 + \frac{V_f}{V_{out}}\right) \frac{V_f}{V_{out}} [\tan(\theta) - \theta] \quad III.3.c$$

$$\tan(\theta) - \theta = \frac{\pi R_s}{R_L \left(1 + \frac{V_f}{V_{out}}\right)} \quad III.3.d$$

$$C_j = C_{j0} \cdot \sqrt{\frac{V_f}{V_f + V_{out}}} \quad III.3.e$$

ω : Pulsation égale $2\pi f$

C_{j0} : Tension de jonction à 0V.

θ : Déphasage pendant lequel la diode est passante.

Afin d'étudier l'influence des éléments de circuits équivalents de la diode, sur le rendement de la conversion RF /DC, des essais ont été faites par le logiciel Matlab en faisant varier un seul paramètre à la fois.

III.2.3.1. Influence de la tension de jonction (V_j)

On donne les paramètres de la diode, pour la charge $R_L=6.8k\Omega$, la capacité $C_{j0}=0.15pF$, $V_{out}=0.3V$, $R_s=20\Omega$ et on calcule le rendement de conversion en faisant varier la tension de jonction de 0 à 10V.

On remarque d'après la figure, que le rendement est très sensible à la tension de jonction. Plus la tension V_j est faible plus le rendement est élevé. Théoriquement il peut atteindre le 100% si la tension de jonction est nulle. Ce rendement ne dépend pas de la fréquence si les autres paramètres (C_j , R_s ,...) restent inchangés.

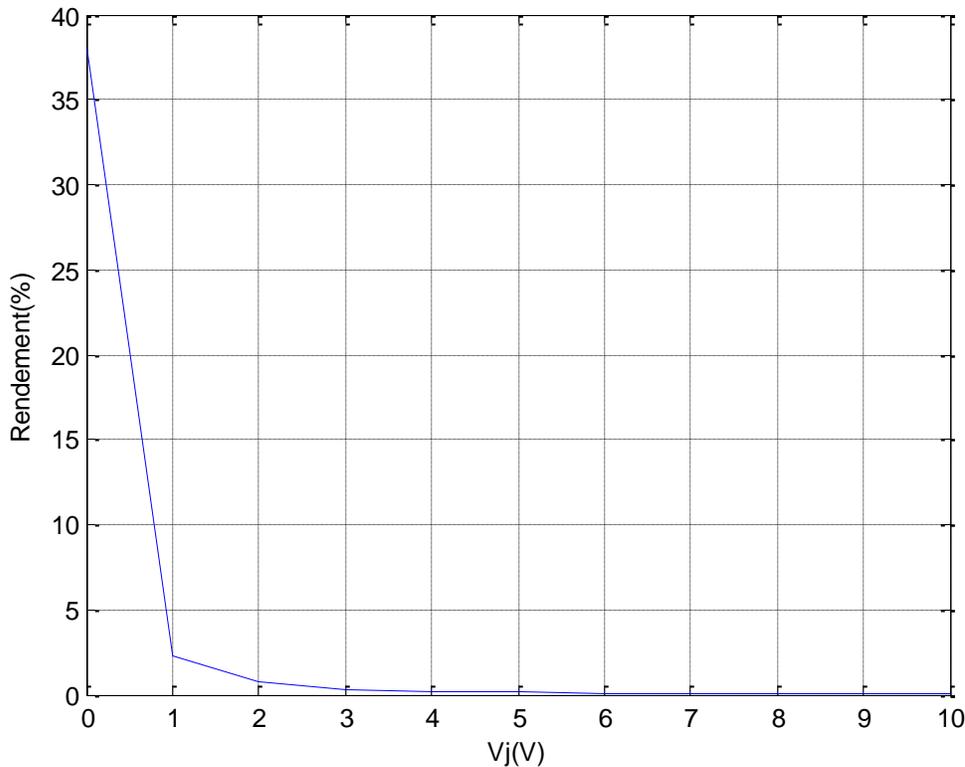


Figure III.2 : Variation du rendement de la conversion en fonction de V_j .

III.2.3.2. Influence de la résistance (R_s)

En faisant varier la résistance série R_s entre 0Ω et 300Ω , avec les paramètres suivants : $V_{out} = 0.3V$, $R_L = 6.8k\Omega$, $V_j = 0.1V$ et $C_{j0} = 0.15pF$. On observe dans la figure (III.3) que plus le rendement est faible, plus la valeur de la résistance est importante. Pour minimiser l'effet de cette résistance sur le rendement, il faut que la valeur de R_s soit la plus faible possible. En pratique cette valeur ne dépasse pas plus de 100Ω . Elle est liée à la nature des matériaux avec lesquels la diode est fabriquée (Silicium, Arséniure de Gallium,...). L'utilisation des matériaux de faible résistivité permet de réduire la valeur de cette résistance R_s .

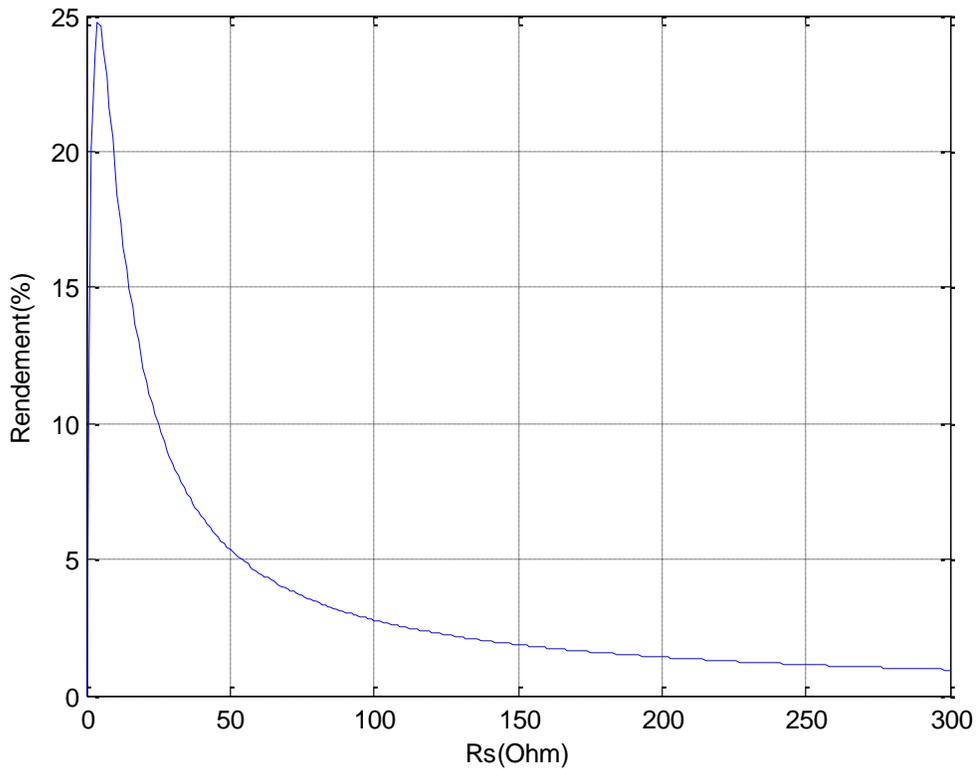


Figure III.3 : Variation du rendement en fonction de la résistance série R_s interne de la diode.

III.2.3.3. Influence de la capacité (C_{j0})

Pour l'influence de la capacité de jonction C_{j0} sur le rendement, nous avons fait varier C_{j0} entre 0 à 1pF, et en parallèle on fixe les autres éléments $R_s=15$, $V_{out}=0.3V$, $R_L=6.8\text{ k}\Omega$ et $V_j=0.1V$.

Dans la figure (III.4) on observe que la capacité C_{j0} est faible, le rendement est élevé. Ce rendement dépend de la fréquence avec des valeurs d'autant plus élevées que la fréquence est faible. Ainsi, à la fréquence de 3GHz, une variation de 1pF sur C_{j0} produira une chute de 5% du rendement.

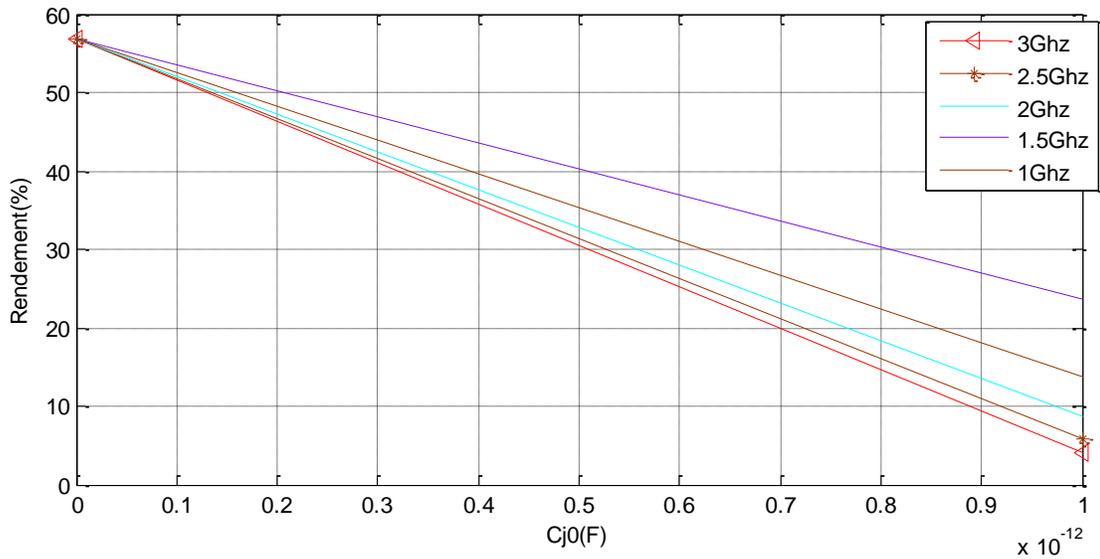


Figure III.4 : Variation du rendement en fonction de la capacité C_{j0} .

III.2.3.4. Influence de la charge (RL)

La valeur de la charge R_L joue également un rôle important sur le rendement de la conversion RF/DC. La figure (III.5) montre l'évolution du rendement en fonction de la charge. Ces résultats sont obtenus avec les paramètres suivant : $V_j=0.1V$, $C_{j0}=0.15pF$, $R_s=20\Omega$, $V_{out}=0.3V$, en faisant varier R_L entre 1 et 10 $M\Omega$. On remarque que la charge augmente lorsque le rendement diminue.

D'après cette étude, nous voyons que le rendement de conversion RF/DC dépend fortement des caractéristiques de la diode de redressement utilisée, ainsi que de la valeur de la charge.

Pour que le rendement de conversion soit maximal, il faut que la tension de jonction V_j et la valeur de la capacité de jonction C_{j0} de la diode soient les plus faibles possibles. Ainsi pour minimiser la chute de tension dans la diode, il faut que la résistance série R_s soit à son tour la plus faible possible.

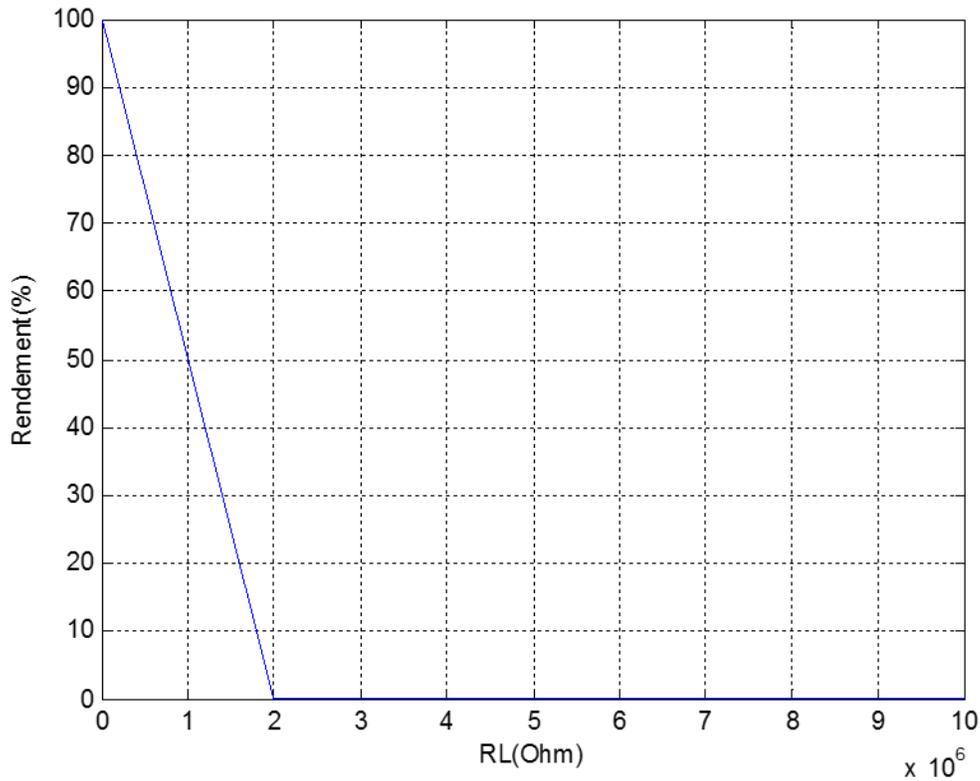
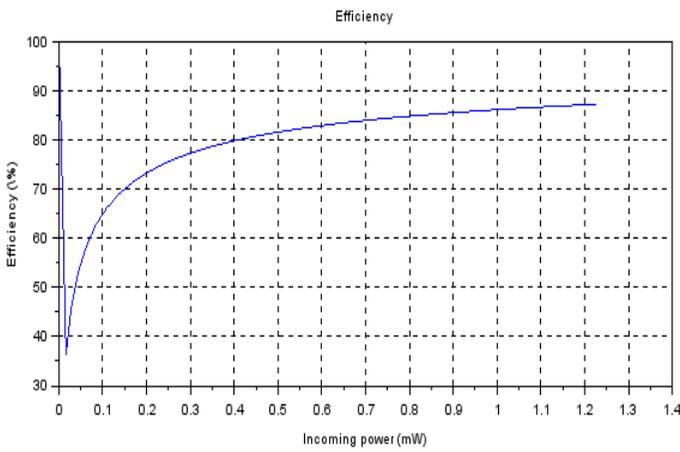


Figure III.5 : Variation du rendement en fonction de la charge.

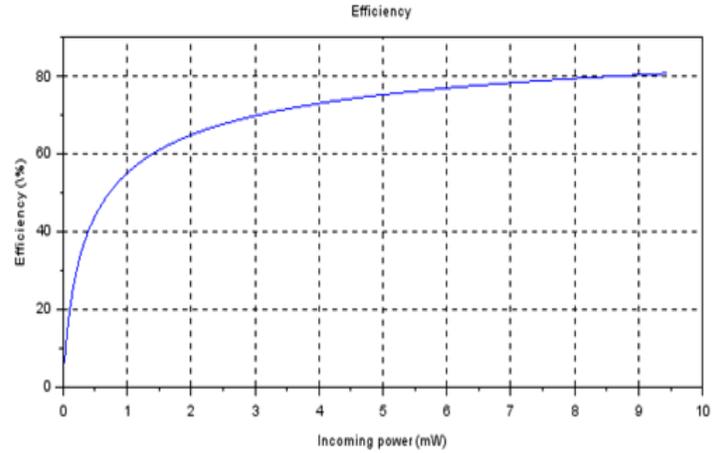
III.2.4. Comparaison entre les trois diodes

Pour les diodes Schottky à haute fréquence, elles sont largement utilisées en raison de leur faible temps de réversion et de leur faible chute de tension, qui se situent entre 0.15V et 0.4V dans leur condition de polarisation vers l'avant. Pour une faible puissance d'entrée RF, HSMS2820, HSMS2850 et HSMS286C sont généralement utilisés. Une comparaison de l'efficacité de conversion RF à DC pour différentes diodes est présentée dans la figure (III.6), il est clair que le choix de la diode est indépendant du niveau de puissance d'entrée RF.

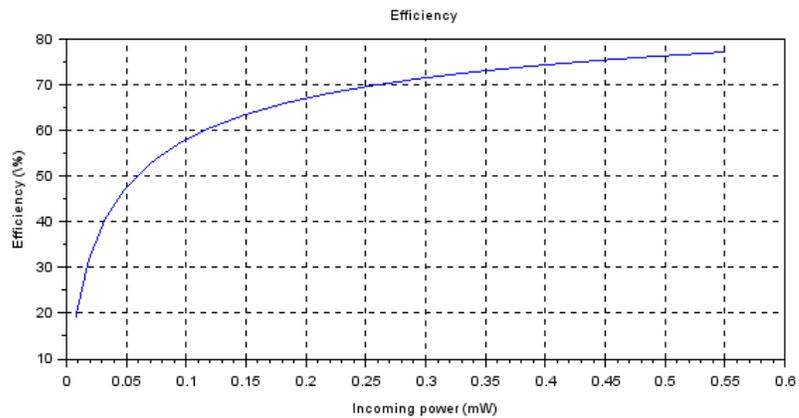
La figure (III.6) présente le rendement en fonction de la puissance de la diode HSMS286C, HSMS2820 et HSMS2850



a) La diode HSMS286C



b) La diode HSMS282



c) la diode HSMS2850

Figure III.6 : le rendement des diodes HSMS286C, HSMS282 et HSMS2850.

En remarque que la diode HSMS286C offre la meilleure sensibilité pour les faibles puissances incidentes par rapport aux autres diodes.

Les paramètres du modèle SPICE de la diode HSMS286C pour le circuit doubleur et HSMS2820 pour le circuit série sont reportés dans le tableau suivant [III.7-III.8] :

Paramètre	Bv (V)	Cj0 (pF)	EG (ev)	I _{BV} (A)	Is (A)	N	Rs (Ω)	Vj (V)	XTI (N/A)	M
Diode HSMS286C	7	0.18	0.69	1E-5	5E-8	1.08	6	0.65	2	0.5
Diode HSMS2820	15	0.7	0.69	1E-4	2.2E- 8	1.08	6	0,34	2	0.5

Tableau III.2 : Paramètres du modèle SPICE de la diode HSMS286C et HSMS2820.

III.2.5. Choix de la topologie

Plusieurs topologies peuvent être utilisées pour convertir l'alimentation RF en énergie DC, d'après l'étude effectuée sur les différentes topologies décrites au chapitre 1 et de la technologie à adopter pour la conception de l'antenne patch décrite au chapitre 2, nous avons utilisé deux topologies la première en série qui constitue un bon choix pour très faible niveau puissance et la deuxième doubleur c'est la topologie la plus utiliser dans la conception actuel dans la configuration des Rectennas [III.9-III.10].

III.3 Configuration du circuit de redresseur

Après avoir sélectionné les diodes de redressement les plus sensibles, et les deux topologies les plus utilisé, il s'agit maintenant de définir le circuit de redressement pour assurer une récupération d'énergie efficace. Pour ce faire, nous avons configuré les deux topologies de circuits redresseurs. Le redresseur à une seule diode en série et le doubleur.

La configuration du circuit de redressement est effectuée à l'aide du simulateur Harmonic Balance, du logiciel ADS [III.11]. Elle a permis de visualiser les réponses fréquentielles.

Le simulateur S-Paramètres est aussi utilisé pour vérifier l'adaptation de ces circuits de conversion dans le cas d'une intégration des composants actifs.

III.3.1. Redresseur série

La configuration série du redresseur a été retenue pour des raisons de simplicité d'adaptation. Le circuit d'adaptation est suivi d'une diode Schottky positionnée en série et d'un filtre passe bas. La diode utilisée dans notre circuit la HSMS2820. Nous avons simulé le comportement de ce redresseur sous ADS. Son modèle est donné à la figure (III.8) avec tous les paramètres de son circuit équivalent.

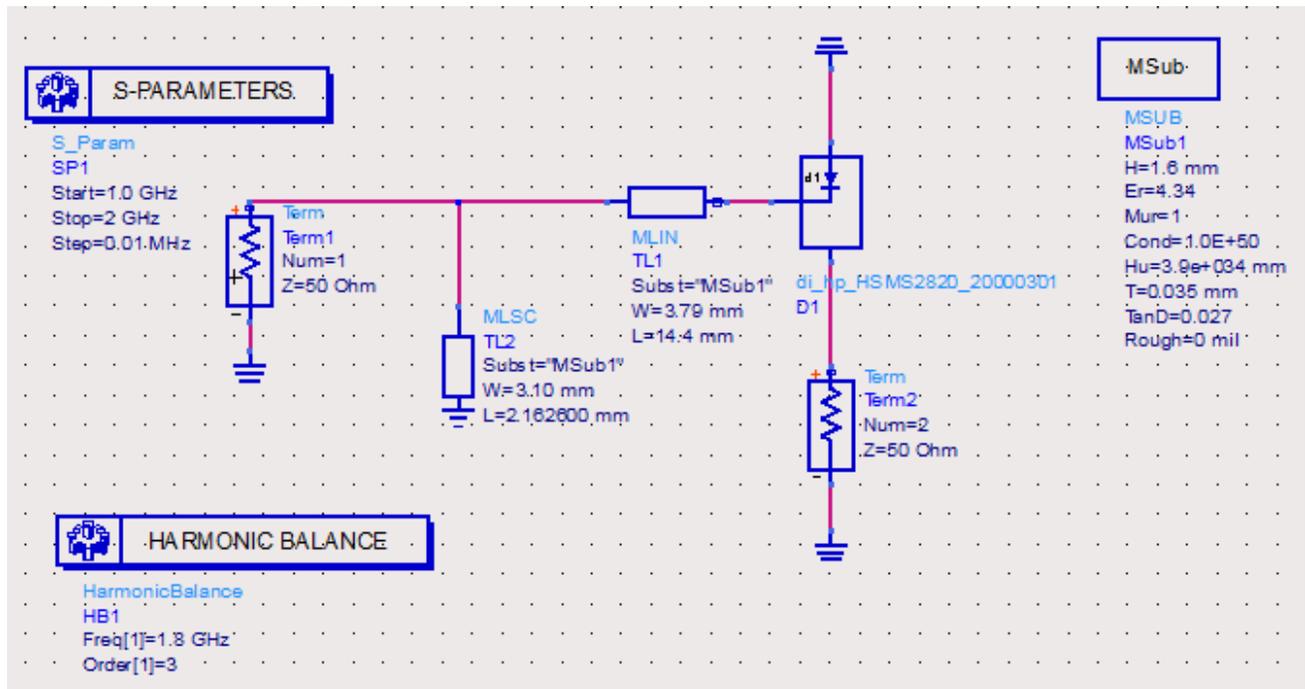


Figure III.8 : Circuit de redressement en série sous Harmonic Balance.

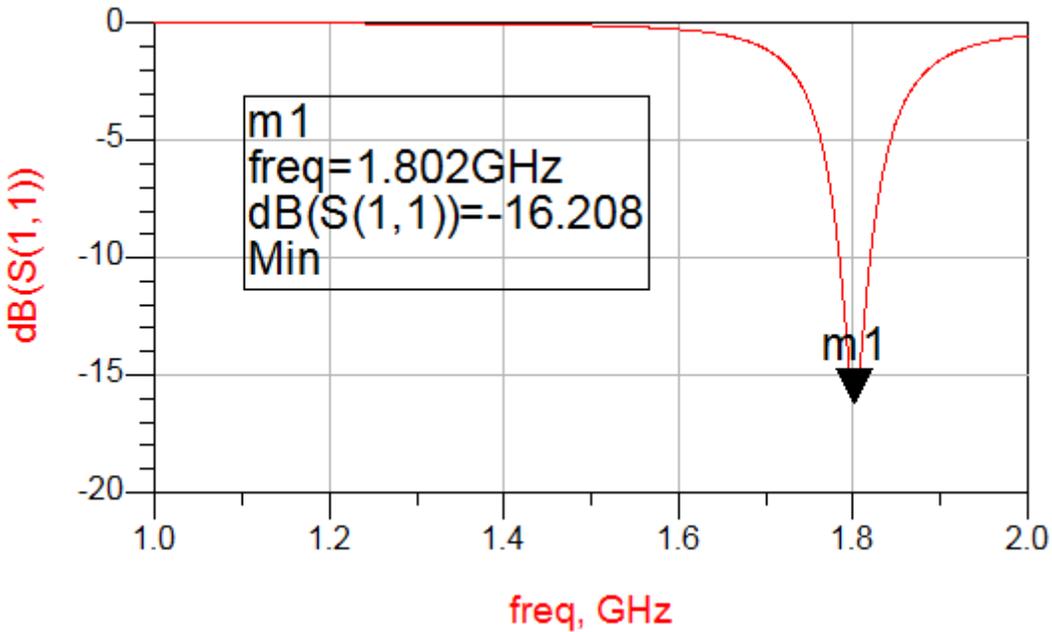


Figure III.9 : le coefficient de réflexion (S_{11}).

La figure (III.9) montre le coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence. On remarque que le circuit de redresseur en série présente une bonne adaptation à la fréquence 1.8 GHz.

III.3.2. Redresseur doubleur

Le doubleur de tension produit une sortie supérieure pour une puissance d'entrée donnée et offre une impédance d'entrée inférieure à la source, ce qui simplifie le réseau d'adaptation d'impédance d'entrée.

Afin de réduire la taille du redresseur, un talon de dérivation en circuit ouvert pourrait être remplacé par le condensateur de puce. Une résistance est placée sur les bornes de sortie pour servir de charge pour mesurer la puissance de sortie en courant continu DC.

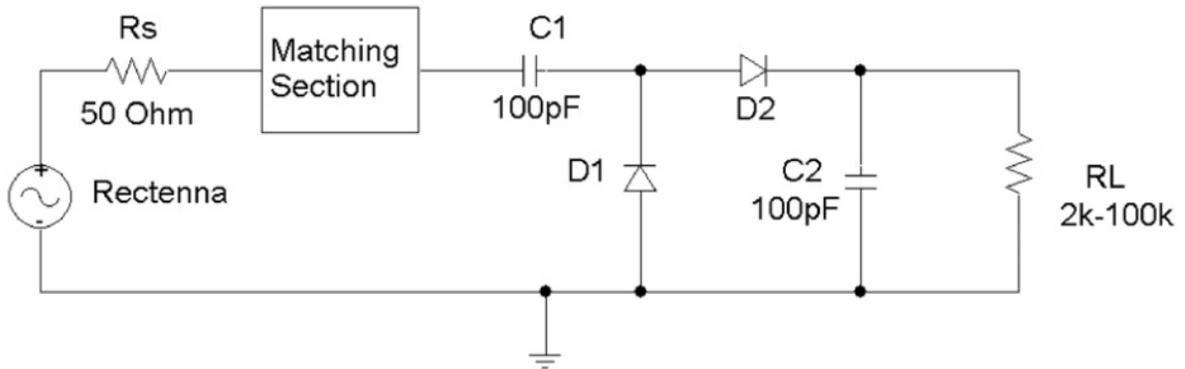


Figure III.10 : configuration du redresseur doubleur de tension [III.12].

Notons que la sortie de tension présentée correspond à une diode redresseuse dans une configuration double. En théorie, la configuration du doubleur de tension double la tension de sortie par rapport à la configuration unique avec la même puissance d'entrée [III.12].

La figure (III.11) présente le schéma de simulation sous ADS du circuit double diode avec un récapitulatif des différents paramètres utilisés.

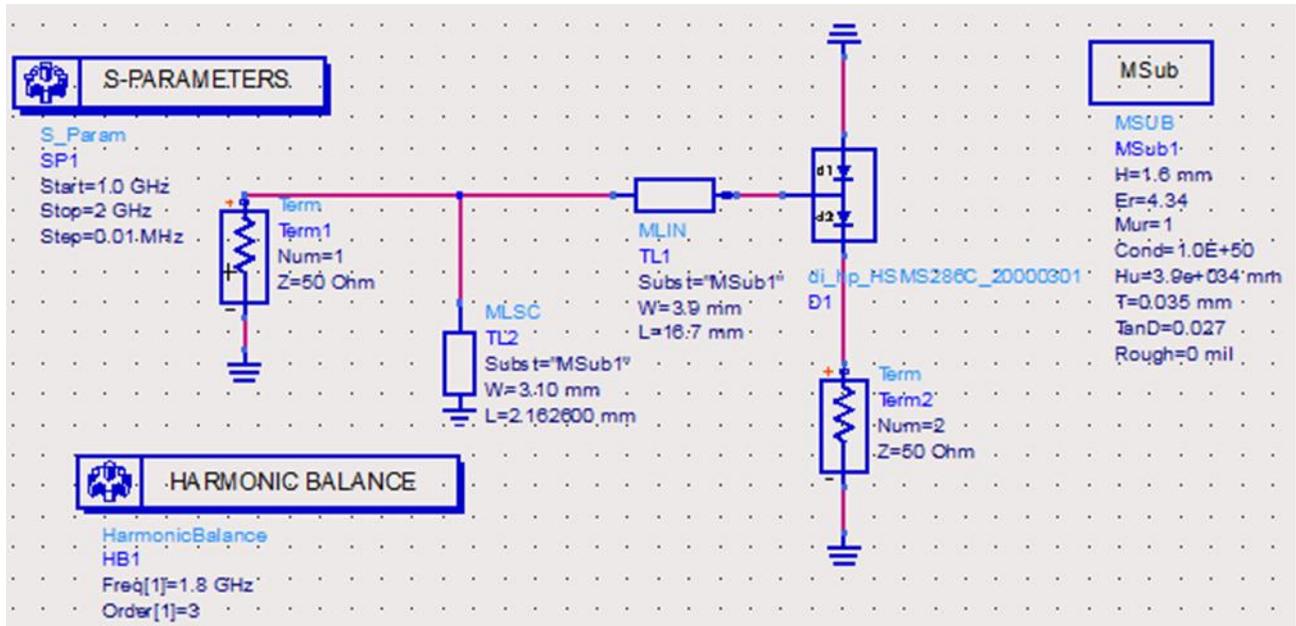


Figure III.11 : Circuit de redressement double tension sous Harmonic Balance.

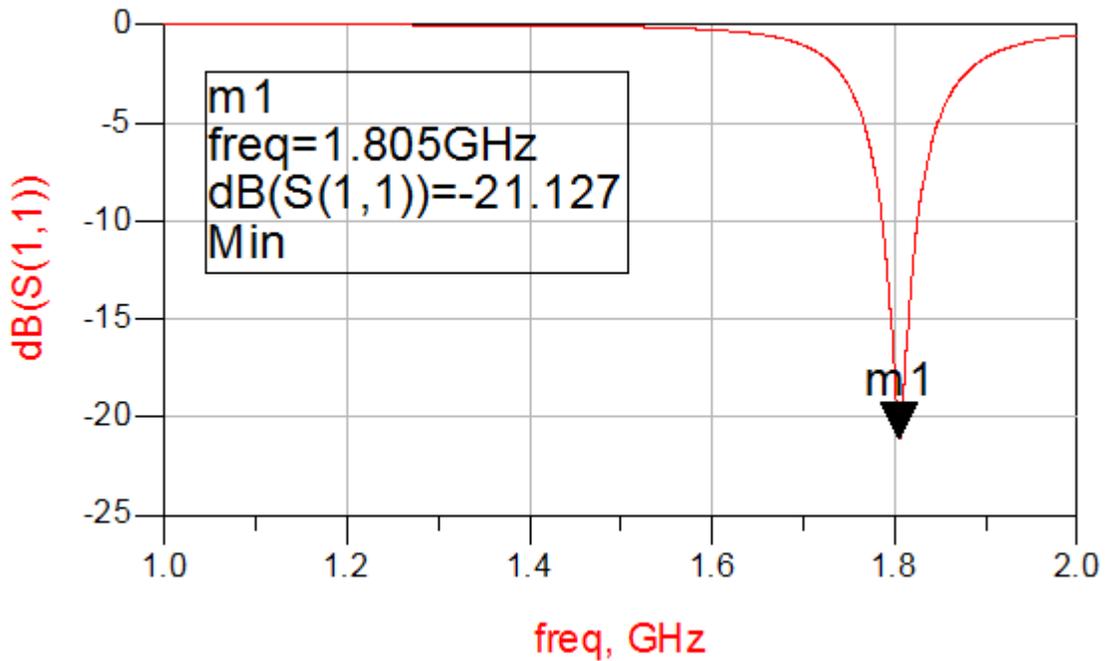


Figure III.12 : Paramètre S11 de la redresseuse double tension

III.4 conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié le circuit de conversion RF /DC pour la récupération de l'énergie radiofréquence dans la bande de fonctionnement du GSM, ainsi une comparaison des performances de plusieurs diodes Schottky. Nous avons choisi la diode et la topologie de redresseur les plus appropriées pour la conception des rectennas à 1.8 GHz.

On n'a obtenu à travers des programmations sur scilab que la diode HSMS2820 et HSMS286C est celle qui offre les meilleures performances en termes d'efficacité de conversion.

Les différents résultats sous ADS montrent, que les topologies en série et doubleur présentent une meilleure adaptation pour la récupération de l'énergie à la fréquence 1.8 GHz.

III.5. Bibliographie du chapitre III

- [III.1] J. Zbitou, M. Latrach, S. Toutain, "Hybrid Rectenna and monolithic integrated zero bias microwave rectifier," *Microwave theory and techniques, IEEE transactions on*, vol. 54, no. 1, pp. 147-152, Jan 2006
- [III.2] P.J. Sonneveld, H.J. Holterman, G.L.A.M. Swinkels, B.A.J. van Tuijl, G.P.A. Bot "Solar Energy Delivering Greenhouse with an Integrated NIR filter" Greensys 2007, October 4-6, Naples, Italy
- [III.3] Hans Eriksson "A Temperature Compensated Linear diode Detector" Agilent Documentation, <http://www.agilent.com/>
- [III.4] Agilent Technologies, "Diode Detector simulation using Agilent Technologies EEsof ADS software", Application note 1156.
- [III.5] James O. McSpadden, Lu Fan, and Kai Chang "Design and Experiments of a High Conversion-Efficiency 5.8-GHz Rectenna" *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, vol. 46, No.12, December 1998, pp. 2053-2060
- [III.6] Jamal Zbitou, Mohamed Latrach and Serge Toutain "Hybrid Rectenna and Monolithic Integrated Zero-Bias Microwave Rectifier" *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, No. 1, January 2006, pp.
- [III.7] HSMS-286x Series Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes. s.l.: Avago Technologies.
- [III.8] HSMS-8101, 8202, 8207, 8209 Surface Mount Microwave Schottky Mixer Diodes. s.l. Avago Technologies.
- [III.9] A. Douyere, L.L. J. D. Sun, F. Alicalapa, " High efficiency microwave rectenna circuit: modelling and design», *Electronics Letters*, vol 44, pp. 1409- 1410, 2008.
- [III.10] Harrist, D. W. "Wireless battery charging system using radio frequency energy harvesting ", mémoire de master, University of Pittsburgh, 2004.
- [III.11] G. Goubau and F. s.l. On the guided propagation of electromagnetic on the guided propagation of electromagnetic. Schwering, *IRE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-9:248–256, May 1961.
- [III.12] wikipedia. [Online] http://en.wikipedia.org/wiki/Near_and_far_field.

Conclusion générale



Dans cette conclusion on évoquera les principaux résultats qui ont été présentés durant ce mémoire.

Le premier chapitre nous a permis de connaître l'état d'art de Récupération d'énergie, un bref historique était nécessaire, où nous avons présenté le schéma de principe d'une rectenna, elle comporte une antenne de réception reliée à un filtre HF qui a pour rôle de bloquer les harmoniques en provenance du circuit de redressement de base des diodes Schottky. Nous avons vu les différentes topologies permettant de réaliser l'adaptation entre le circuit de redressement et la charge pour une puissance DC nominale donnée.

Au cours de la première partie de ce projet de fin d'étude, nous avons mis l'accent sur l'antenne à patch rectangulaire alimentée par ligne microruban. Nous avons détaillé les étapes nécessaires pour la mise au point d'une méthode de calcul et de dimensionnement d'une antenne de forme rectangulaire. Un programme sous matlab a été alors réalisé.

Dans la deuxième partie de notre travail, nous nous sommes intéressés à l'étude et l'analyse des différents paramètres caractérisant une diode Schottky, et nous avons choisi la diode Schottky HSMS286C pour le circuit doubleur et HSMS2820 pour le circuit série. Les différents circuits de conversion sous ADS ont été analysés.

Plusieurs perspectives à ce travail peuvent énoncés :

- Réalisation de l'antenne patch rectangulaire et mesure de son adaptation.
- Etude et analyse de nouvelles diodes Schottky.
- Etude de nouvelles topologies de circuits pour la récupération de l'énergie.

Résumé

Les travaux présentés dans ce mémoire s'intéressaient aux circuits de récupération d'énergie Rectenna et à l'optimisation d'une antenne patch rectangulaire. Afin d'obtenir une conception précise, nous avons opté pour la méthode de lignes de transmission, qui s'est avérée être un outil très utile et précis pour l'analyse et la conception des structures patches.

Nous avons dans un premier temps, étudié et dimensionné l'antenne rectangulaire (la largeur W , la longueur L), nécessaire pour calculer les paramètres de rayonnements de l'antenne dans une zone lointaine.

Dans un deuxième temps, nous nous sommes intéressés aux circuits de récupération de l'énergie RF. Deux types de topologies de circuits conversion d'énergie RF pour les applications d'alimentation sans fil ont été étudiés et analysés. Cette étude porte sur la conception de circuits Rectenna (Rectifying antennas), dans la bande des 1.8 GHz,

Mots Clés : Ligne microruban, Antenne rectangulaire imprimée, Diode Schotky, redresseur, Rectenna, récupération d'énergie électromagnétique.

Abstract

The work presented in this paper focuses on the Rectenna energy recovery circuits and the optimization of a rectangular patch antenna. In order to obtain a precise design, we opted for the transmission line method, which proved to be a very useful and accurate tool for the analysis and design of the patch structures.

We first studied and dimensioned the rectangular antenna (width W , length L), necessary to calculate the radiation parameters of the antenna in a remote area.

In a second phase, we were interested in RF energy recovery circuits. Two types of RF energy conversion circuit topologies for wireless power applications have been studied and analyzed. This study focuses on the design of Rectenna (Rectifying antennas) circuits in the 1.8 GHz band,

Keywords: Microstrip line, Rectangular Antenna, Schottky diode, Rectifier, Rectenna, Harvesting RF energy,

المخلص

ان هذا العمل يهتم بدائرة استعادة الطاقة والاستغلال الأمثل للهوائي التصحيح مستطيل. للحصول على تصميم دقيق، اخترنا طريقة خطوط النقل، التي ثبت أنها أداة مفيدة ودقيقة لتحليل وتصميم الهوائي التصحيح.

في البداية درسنا وحسبنا اطوال هوائي مستطيل (W العرض و L الطول)، الضروري لحساب المعلمات إشعاع الهوائي في منطقة نائية.

في المرحلة الثانية نحن مهتمون بالدوائر استعادة الطاقة وقد تم دراسة نوعين من تحويل الطاقة طوبولوجيا الدائرة لتطبيقات الطاقة اللاسلكية وتحليلها. وتركز هذه الدراسة على تصميم الدوائر (rectenna) تصويب هوائيات في التردد 1.8 جيجا هرتز.

كلمات البحث: خط مغير طباعة صحن مستطيل، الصمام الثنائي شوتكي، مقوم، rectenna، استعادة الطاقة الكهرومغناطيسية.