

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمس

Université Aboubakr Belkaïd- Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER en Télécommunications

Spécialité : Systèmes de Télécommunications

Par : Ramdani mohammed et Ziani mohamed zin el abiddine

Sujet

Conception et réalisation d'un système de récupération et de conversion d'énergie électromagnétique multi-bandes

Soutenu publiquement, le 27 / 06 / 2019 , devant le jury composé de :

Mr F.T. BENDIMERAD	Professeur à l'université de Tlemcen	Président
Mr S.M. MERIAH	Professeur à l'université de Tlemcen	Examineur
Mr F. DERRAZ	MCB à l'université de Tlemcen	Examineur
Mr M. BOUSAHLA	MCB à l'université de Tlemcen	Encadreur

« « L'étudiant n'est pas un conteneur que vous devez remplir mais un flambeau que vous devez allumer. » »

Albert Einstein

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 sœurs fatma et hadjer

*A ma grand-mère et mon grand-père, à mes oncles et
tantes*

*A mes meilleurs amis Ayoub et Boubou, Nadir,
Badaoui et Choki et Amin, Saïd et Sido*

*AUX frères huit de Guelma, A mes meilleurs amis de
l'Houma*

A mon binôme Ziani Mohamed zin el abiddine

A tous mes collègues

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

Ramdani Mohammed

DEDICACE

Je dédie ce mémoire

À l'esprit de mon grand-père, c'est la passion qui m'a toujours conduit à insister sur le succès et j'ai souhaité être à mes côtés dans ces moments-là.

À ces qui sont plus chers au monde parent ma mère et mon père

Pour leur patience, leur amour, leur soutien et leurs encouragements.

À Ma grand-mère, À mes frères Redoïn, Nourdine, Raufainsi que Mes cousines Rama , Lina, et Malak , Maria, Sirine, Lilia ainsi que les petits poussins Ayoub et Khaled. et Adam.

À mes sœurs. À mes oncles maternelles et mes oncles paternels.. À mes tantes.

À mes meilleurs amis de Guelma BadRo et Hamza

À TahRibelkhir et Benachourachoaib

À fathi et Benatia Ali

À mon binôme Ramdani Mohammed.

À tous mes collègues du mastère spécialisé Télécommunication.

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

Ziani Mohamedzin el abiddine

Remerciements

J'adresse mes remerciements en premier lieu, à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé, le courage et surtout la patience qui m'a donné pour mener ce travail à terme.

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

Mr .BOUSAHLA MILOUD, docteur à l'université ABOU-BEKRBELKAID de Tlemcen pour son encadrement, sa disponibilité, ses critiques et ses remarques pertinentes. Il nous a conseillé et guidé du début du mémoire à sa fin.

Nous voudrions aussi remercier tous les membres de jury, qui nous ont fait l'honneur de bien vouloir consacrer de leurs temps pour apprécier ce travail.

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

Que mes parents, mes frères et sœurs, toute ma famille et tous mes ami(e)s trouvent ici l'expression de ma gratitude et mes remerciements pour leur soutien et leurs encouragements.

Merci à toutes et à tous...

LISTE DES ABREVIATIONS

RF : Radio Frequency.

DC : Direct Current (régime continu).

HF : Hyperfréquence (Haute Fréquence).

ISM: Industrial, Scientific and Medical.

MSA: Microstrip Antenna.

MIC : **microwave integrated circuit**.

TEM : transverse électromagnétique.

EM : champ électromagnétique.

ADS: Advanced Design System.

GSM: Global System for Mobile Communications.

CST : Computer Simulation Technology.

TESF : Transmission d'Energie Sans Fil

LISTE DES FIGURES

Figure I.-1 Distribution de charge et de densité de courant.....	2
Figure I.-2 Distribution du champ électrique vertical.....	2
Figure I.-3 Alimentation par ligne micro-ruban (a) axiale (b) décalée (c) axiale avec encoche.....	3
Figure I.-4 Techniques d'alimentation :	4
Figure I.-5 Ligne micro ruban	7
Figure I.-6 Structure d'une ligne micro ruban.....	8
Figure I.-7 Abaque pour le calcul de Z_{cen} fonction de W/h pour diverses valeurs de ϵr	10
Figure I.-8 Lignes de champ électrique.....	12
Figure I.-9 Ligne micro-ruban.....	12
Figure I.-10 Antenne patch rectangulaire.....	13
Figure I.-11 Vue du haut de l'antenne.....	14
Figure I.-12 Vue latérale de l'antenne.....	14
Figure I.-13 Circuit RC équivalent d'une antenne en micro ruban [17]	15
Figure I.-14 Élément de rayonnement avec point d'insertion de couplage [19]	16
Figure II.-1 transmission d'énergie sans fil.....	19
Figure II.-2 Principe de la transmission d'énergie par faisceau micro-onde	19
Figure II.-3 Différents rendements d'un système de TESH.....	20
Figure II.-4 Représentation d'une onde électromagnétique.....	21
Figure II.-5 Architecture globale d'un récupérateur d'énergie	21
Figure II.-6 Structure d'une rectenna classique.....	23
Figure II.-7 Différentes formes d'antennes patch.....	25
Figure II.-8 Réseaux d'adaptation (a) réseau en L (b) réseau en π (c) réseau en T	28
Figure II.-9 Topologie « série »	29
Figure II.-10 Topologie « parallèle ».....	30
Figure II.-11 Topologie « doubleur de tension »	30
Figure II.-12 Topologie « multiplieur ».....	31
Figure II.-13 Topologie « pont de diodes »	31
Figure II.-14 Topologie « pont de diodes modifié ».....	32
Figure II.-15 Association de rectennas en série.....	34
Figure II.-16 Association de rectennas en parallèle.....	35
Figure III.-1 Modèle électrique équivalent d'une diode Schottky.....	37
Figure III.-2 Courbe I_d / V_d d'une diode Schottky (ex : HSMS 2860).....	39
Figure III.-3 DOUBLEUR DE SCHENKEL.....	40
Figure III.-4 Tension de sortie.....	40
Figure III.-5 Schéma du circuit de redressement.	41
Figure III.-6 Effet du coefficient de réflexion (S_{11})	42
Figure III.-7 Tension de sortie en fonction de puissance d'entrée	42
Figure III.-8 Variation de l'efficacité de conversion du circuit de redressement en fonction de la charge	43
Figure III.-9 Efficacité en fonction de la capacité de filtrage.....	43
Figure III.-10 Coefficient de réflexion en fonction de PR_{Fin}	44
Figure III.-11 Schéma du circuit de redressement.	45

Figure III.-12 Effet du coefficient de réflexion (S11) à 2,5 GHz	45
Figure III.-13 Tension de sortie en fonction de puissance d'entré.....	46
Figure III.-14 Variation de l'efficacité de conversion du circuit de redressement en fonction de la charge.....	46
Figure III.-15 Coefficient de réflexion en fonction de PRFin.....	47
Figure III.-16- Efficacité en fonction de la capacité de filtrage.....	47
Figure III.-18 Schéma du circuit de redressement.....	48
Figure III.-19 Tension de sortie en fonction de puissance d'entré.....	49
Figure III.-20 Variation de l'efficacité de conversion du circuit de redressement en fonction de la charge.....	50
Figure III.-21 Schéma du circuit de redressement.....	50
Figure III.-22 Effet du coefficient de réflexion (S11) à 2,5 GHz	51
Figure III.-23 Tension de sortie en fonction de puissance d'entré.....	51
Figure III.-24 Variation de l'efficacité de conversion du circuit de redressement en fonction de la charge.....	52
Figure III.-25 Coefficient de réflexion en fonction de PRFin.....	52
Figure III.-26 Efficacité en fonction de la capacité de filtrage.....	53
Figure III.-27 Géométrie de l'antenne simulé (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	54
Figure III.-28 Le coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence.....	54
Figure III.-29 Le diagramme de rayonnement du gain de cette antenne à 4.16 GHz (a) plan 3D (b) plan polaire (phi=90) (c) plan polaire (phi=0).....	55
Figure III.-30 Le diagramme de rayonnement de la directivité de cette antenne à 4.16 GHz (a) plan 3D (b) plan polaire (phi=90) (c) plan polaire (phi=0).....	56
Figure III.-31 Résultat du VSWR (taux d'onde stationnaire) pour la fréquence choisit f=2.45 de premier band.....	57
Figure III.-32 La distrubition du courant électrique (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	57
Figure III.-33 Géométrie de l'antenne simulé (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	58
Figure III - 34 Le coefficient de réflexion S11.....	58
Figure III.-35 Le diagramme de rayonnement à 2.288 GHz	59
Figure III.-36 Le diagramme de rayonnement de la directivité de cette antenne à 2.288 GHz (a) plan 3D (b) plan polaire (phi=90) (c) plan polaire (phi=0).....	60
Figure III.-37 Le diagramme de rayonnement à 3.832 GHz (a).....	61
Figure III.-38 Le diagramme de rayonnement de la directivité de cette antenne à 3.82 GHz (a) plan 3D (b) plan polaire (phi=90) (c) plan polaire (phi=0).....	62
Figure III - 39 Résultat du VSWR (taux d'onde stationnaire) pour les fréquences sélectionnées f=2.288 Ghz et f=3.82 Ghz	62
Figure III.-40 La distribution du courant électrique (a) vue de dessus (b) vue de dessous	63
Figure III.-41 Géométrie de l'antenne simulé (a) vue de dessus (b) vue de dessous	63
Figure III -42 Le coefficient de réflexion S11.....	64
Figure III.-43 Le diagramme de rayonnement.....	65

Figure III.-44 Le diagramme de rayonnement de la directivité (a) plan 3D (b) plan polaire (phi=90) (c) plan polaire (phi=0).....	66
Figure III – 45 Diagramme de rayonnement pour les trois plans (a) et (b) et (c) respectivement plan 3D, plan polaire (phi=90) et plan polaire (phi=0).....	67
Figure III.-46 Le diagramme de rayonnement de la directivité (a) plan 3D (b) plan polaire (phi=90) (c) plan polaire (phi=0).....	68
Figure III.-47 La distribution du courant électrique (a) vue de dessus (b) vue de dessous	68
Figure III – 48 Résultat du VSWR (taux d'onde stationnaire) pour f=1.2912 GHz.....	69
Figure III.-49 Géométrie de l'antenne ZR. (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	69
Figure III.-50 Le coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence.....	70
Figure III – 51 Le diagramme de rayonnement l'antenne proposée à 2.96 GHz (a) plan 3D (b) plan polaire (phi=90) (c) plan polaire (phi=0).....	71
Figure III.-52 Géométrie de l'antenne ZR Multi Band (a) vue de dessus (b) vue de dessous.....	71
Figure III.-53 Le coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence.....	72
Figure III – 54 Diagramme de rayonnement pour les trois plans : (a) plan 3D, (b) plan polaire (phi=90) et (c) plan polaire (phi=0).....	73
Figure III – 55 Diagramme de rayonnement pour les trois plans : (a) plan 3D, (b) plan polaire (phi=90) et (c) plan polaire (phi=0).	73
Figure III – 56 Diagramme de rayonnement pour les trois plans : (a) plan 3D, (b) plan polaire (phi=90) et (c) plan polaire (phi=0).	74

Liste des Tableaux

Tableau I.1 Caractéristiques de différentes techniques d'alimentation. [6]	5
Tableau I. 2 Avantages et inconvénients de différentes techniques d'alimentation. [6].....	6
Tableau II.1 Limites d'exposition aux champs électrique et magnétique pour le grand public [7]	22
Tableau II.2 Limites d'exposition des travailleurs qualifiés aux ondes électromagnétiques [7] .	23

SOMMAIRE

Introduction générale

Chapitre I Les Antennes Patch

I.1 Introduction.....	1
I.2 Historique	1
I.3 Mécanisme de rayonnement d'un "patch"	1
II.4 Alimentation des antennes "patch".....	2
II.4.1 Alimentation par ligne micro ruban.....	3
II.4.2 Alimentation par sonde coaxiale.....	3
II.4.3 Alimentation par couplage par fente	4
II.4.4 Alimentation par couplage de proximité.....	4
I.5 Lignes Micro ruban	7
I.5.1 Technologie des lignes de propagation micro ruban	7
I.5.2 Ondes dans la ligne micro ruban	8
I.5.3.1 Permittivité effective.....	9
I.5.3.2 Impédance caractéristique	9
I.5.3.3 Synthèse de W/h	10
I.6 Méthodes d'analyse	11
I.6.1 Méthodes analytiques (approximatives)	11
I.6.2 Modèle de la ligne de transmission	12
I.6.3 Le point d'alimentation.....	15
I.7 Conclusion.....	17

Chapitre II Généralité sur les Rectennas

II.1 Introduction	18
II.2 Histoire.....	18
II.3 Principe de la transmission d'énergie sans fil	18

II.4 Ondes électromagnétiques	21
II.5 TECHNIQUES DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	21
II.6 Limites d'exposition aux champs électromagnétiques.....	22
II.7 Rectenna	23
II.7.1 Définition et principe de fonctionnement	23
II.7.2 Schéma de principe	24
II.7.2.1 Antenne de réception	24
II.7.2.1.1 Pourquoi le choix de l'antenne patch ou imprimée.....	25
II.7.2.1.2 Les différentes formes d'une antenne patch	25
II.7.2.1.3 Caractéristiques des antennes	26
II.7.2.1.3.1 Coefficient de réflexion S_{11}	26
II.7.2.1.3.2 Directivité.....	26
II.7.2.1.3.3 Rendement de l'antenne	26
II.7.2.1.3.4 Impédance d'entrée.....	26
II.7.2.1.3.5 Diagramme de rayonnement.....	26
II.7.2.1.3.6 Ouverture	27
II.7.2.1.3.7 Gain	27
II.7.2.2 Filtre HF	27
II.7.2.2.1 Circuit d'adaptation.....	27
II.7.2.2.1.1 Circuit d'adaptation avec des composants localisés.....	28
II.7.2.2.1.2 Circuit d'adaptation avec des lignes.....	28
II.7.2.3 Circuit de conversion RF-DC	29
II.7.2.3.1 Topologie série.....	29
II.7.2.3.2 Topologie shunt (parallèle)	30
II.7.2.3.4 Multiplieur de tension.....	31
II.7.2.3.5 Pont de diodes	31
II.7.2.4 Filtre DC	32
II.7.2.5 La résistance de charge.....	32
II.7.2.6 Rendement d'une Rectenna.....	33
II.7.2.7 Association des Rectennas	34
II.8 Conclusion.....	35

Chapitre III Conception et optimisation de circuits de récupération et de conversion d'énergie EM

III.1 Introduction.....	36
III.2 Conception et optimisation de circuits de conversion RF-DC.....	36
III.2.1. Etude de circuit de redressement	36
III.2.2 Diode Schottky	37
III.2.2.1 Les courbes courant-tension I/V	38
III.3 Choix de la configuration du Convertisseur RF/DC.....	40
III.3.1 Le doubleur de tension	40
III.3.2 Le redresseur en pont de diodes	44
III.3.3 Le redresseur série.....	48
III.3.4 Le doubleur de tension mono bande 2.45 GHz.....	50
III.4 Simulation et conception des antennes.....	53
III.4.1 Conception d'une antenne patch bi-bande	53
III.4.2 Conception d'une antenne patch bi-bande sous forme G.....	57
III.4.3 Conception d'une antenne patch Multi-bande	63
III.4.4 Antenne ZR mono-bande proposée.....	69
III.4.5 Antenne ZR Multi-bandes proposée	71
III.5 Conclusion.....	76

Conclusion générale

Introduction générale

Actuellement, l'énergie est à la base de tout développement. La satisfaction de tous les besoins humains fondamentaux – l'eau, l'alimentation, la santé, l'éducation, dépend de la disponibilité de l'énergie. Ce qui a poussé le monde à chercher autres sources d'énergie que l'énergie fossile.

Les énergies renouvelables constituent une solution indispensable, car elles sont moins coûteuses et moins polluantes pour l'environnement. L'exploitation de ces énergies possède un double caractère économique et écologique. Elles sont gratuites, non polluantes et, a priori, inépuisables.

Parmi la micro-source d'énergie disponible, nous trouvons les sources de rayonnement électromagnétique, qui sont omniprésentes dans notre environnement.

Le développement des micro-technologies, et notamment de la micro-électronique de puissance, a permis la réduction considérable de la consommation des dispositifs électroniques (du Watt au Micro Watt).

Notre objectif principal dans le cadre de ce mémoire est de concevoir, optimiser, réaliser un système de récupération et de conversion d'énergie électromagnétique multi-bande, pour l'alimentation de dispositifs à faible consommation.

Le présent manuscrit comporte trois chapitres. Dans le premier chapitre, nous donnons une généralité sur les antennes imprimées. Nous présentons le mécanisme de rayonnement, les différents types d'alimentation ainsi que les méthodes d'analyse de ces antennes.

Le second chapitre donne des généralités sur les systèmes de récupération et de conversion d'énergie sans fil. Nous présentons le principe ainsi que les deux types de la transmission d'énergie sans fil. Nous terminons ce chapitre par la récupération d'énergie électromagnétique en présentant la définition, la structure et le principe de fonctionnement d'une rectenna ainsi que les topologies les plus utilisées.

Le troisième et dernier chapitre sera consacré à la conception et à la présentation des résultats de simulation. Nous présenterons dans un premier temps, l'étude isolée du circuit de redressement et nous étudierons tous les paramètres relatifs à ce circuit et qui influenceront le rendement de conversion. Les étapes de conception et les résultats de simulation sont aussi exposés. Ensuite, nous présentons les résultats de simulation pour chaque antenne simulées.

Nous concluons ce document en présentant des perspectives futures à ce travail.

Chapitre I :

Les antennes patch

I.1 Introduction

Ce chapitre donne une généralité sur les antennes imprimées. Après l'historique, nous présentons le mécanisme de rayonnement, les différents types d'alimentation ainsi que les méthodes d'analyse de ces antennes.

I.2 Historique

L'idée d'un élément rayonnant à micro-ruban date de 1950. Il a été proposé par Deschamps. Quelques années plus tard en France Gutton et Bassinet ont breveté une antenne à base micro-ruban, à cause du manque des bons substrats la recherche a stagné pour une période de 15 ans. Mais le besoin d'une antenne mince pour l'industrie militaire et spatiale a réanimé le développement des antennes imprimées au début des années 1970. La structure planaire qui est constituée d'une plaque conductrice gravée sur un substrat diélectrique qui repose sur un plan de masse a été décrite par Byron, un peu plus tard Munson a réalisé la première antenne micro-ruban. En 1979 un colloque sur les antennes tenu au Mexique lance un intérêt international pour les antennes micro-ruban, plusieurs articles ont été proposés dans cette réunion. L'un des premiers livres qui définit les caractéristiques des antennes micro ruban a été écrit par Bahl et Bhartia. [1][2][3][4].

I.3 Mécanisme de rayonnement d'un "patch"

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch s'effectue à partir de sa forme géométrique. Lorsqu'on excite la ligne d'alimentation avec une source RF, une onde électromagnétique va se propager sur cette ligne, puis attaque l'élément rayonnant (de largeur plus grande que la ligne, donc plus apte à rayonner). Une distribution de charge « figure I.1 » va s'établir à l'interface substrat / plan de masse, sur et sous l'élément rayonnant, et crée un champ électrique vertical « figure I.2 » entre le patch et le plan de masse ce qui va provoquer :

- ✓ Une inversion des phases des composantes verticales du champ électrique sur la longueur de l'antenne.
- ✓ Contrairement à précédemment, des rayonnements qui sont en phase dans le plan de l'antenne et dus aux composantes horizontales des lignes de champ qui entourent l'élément imprimé.
- ✓ Une modélisation de l'antenne patch par une cavité à 4 murs magnétiques (bords de la cavité) et 2 murs électriques (formés par les métallisations).

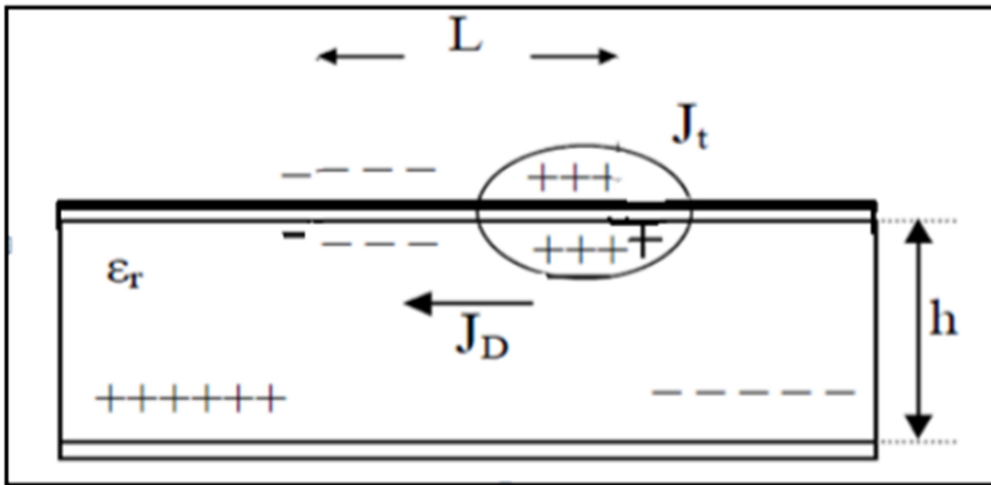


Figure I-1 Distribution de charge et de densité de courant.

➤ Avec J_D courant de déplacement ; J_t : Courant de surface.

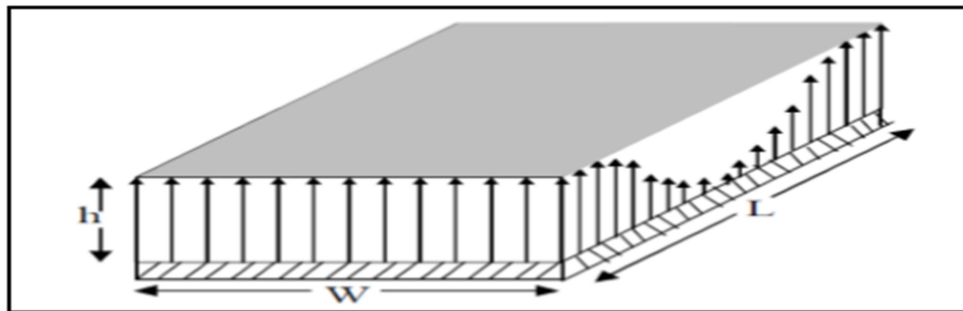


Figure I -2 Distribution du champ électrique vertical.

II.4 Alimentation des antennes "patch"

Un problème récurrent dans la conception des antennes patch concerne le choix de la technique d'excitation. L'énergie est fournie à l'élément rayonnant de manière à influencer directement sur son rayonnement et modifier ces performances. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif. [5]

Les techniques d'alimentation des antennes imprimées peuvent être classées en deux catégories :

- ✓ Alimentation par contacte (par sonde ou ligne micro-ruban).
- ✓ Alimentation par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou par fente).

II.4.1 Alimentation par ligne micro ruban

Dans le premier cas, une ligne micro ruban est directement connectée à l'élément rayonnant comme le montre la figure (I.4.a), le point de jonction peut être sur l'axe de symétrie du patch ou complètement décalé pour permettre une meilleure adaptation d'impédance. Ce type d'alimentation est facile à mettre en œuvre et à modéliser, mais peut engendrer un rayonnement parasite qui peut devenir considérable et une bande passante typiquement entre 2 et 5%.

L'alimentation peut se faire par connexion directe avec une ligne micro-ruban (généralement de 50Ω), [7] c'est-à-dire en reliant cette ligne au patch rayonnant tel que la largeur de la ligne est petite par rapport à celle du patch rayonnant. Ce genre d'alimentation a l'avantage qu'elle peut être gravée sur le même substrat pour fournir une structure planaire ; Il existe cependant un inconvénient dans ce type d'alimentation vu qu'elle génère un rayonnement parasite. Cette technique est facile à réaliser, simple à modéliser et facilite l'adaptation d'impédance

On trouve trois cas illustrés sur la figure (I.3) :

- ✓ Le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément (a).
- ✓ Le point de jonction est décalé par rapport à cet axe et cela permet une meilleure adaptation d'impédance (b).
- ✓ Alimentation axiale avec une encoche (c).

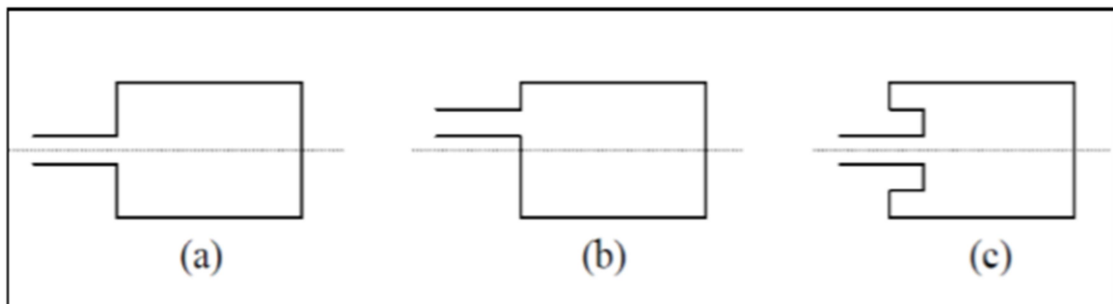


Figure I -3 Alimentation par ligne micro-ruban (a) axiale (b) décalée (c) axiale avec encoche.

Dont le premier (a) et deuxième (b) cas permettent une meilleure adaptation d'impédance et l'alimentation axiale avec encoche donne de bons résultats concernant l'adaptation, elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées.

II.4.2 Alimentation par sonde coaxiale

L'alimentation par sonde coaxiale est réalisée par un contact direct de l'élément rayonnant au conducteur central d'une ligne coaxiale, tandis que son conducteur externe est relié au plan de masse (Figure II.4.b). L'adaptation d'impédance est réalisable en déplaçant le

point d'alimentation sur le patch. L'inconvénient de ce type d'alimentation réside dans la bande passante étroite et la difficulté de modélisation surtout pour des substrats électriquement épais

II.4.3 Alimentation par couplage par fente

L'alimentation par ligne micro ruban ou par ligne coaxiale présentent une asymétrie qui génère des modes d'ordres supérieurs produisant un rayonnement de polarisation croisée, pour y remédier à cet état de fait l'alimentation par fente a été introduite. Un couplage électromagnétique est introduit à travers une petite fente réalisée dans le plan de masse qui sépare deux substrats l'un portant l'élément rayonnant et l'autre la ligne micro ruban comme le montre la figure (II.4.c). Cette configuration permet une optimisation indépendante entre la ligne d'alimentation et le patch, facile à modéliser et présente un rayonnement parasite modéré. Cependant, elle est la plus difficile à mettre en œuvre et présente une bande passante étroite.

II.4.4 Alimentation par couplage de proximité

La meilleure bande passante pouvant atteindre 13% est réalisable en utilisant l'alimentation par couplage de proximité illustrée par la figure (II.4.d). L'avantage de cette technique d'alimentation réside dans l'affaiblissement du rayonnement parasite et la facilité du couplage, ce dernier peut être optimisé par l'ajustement des dimensions de la ligne. Cependant elle est très difficile à mettre en œuvre.

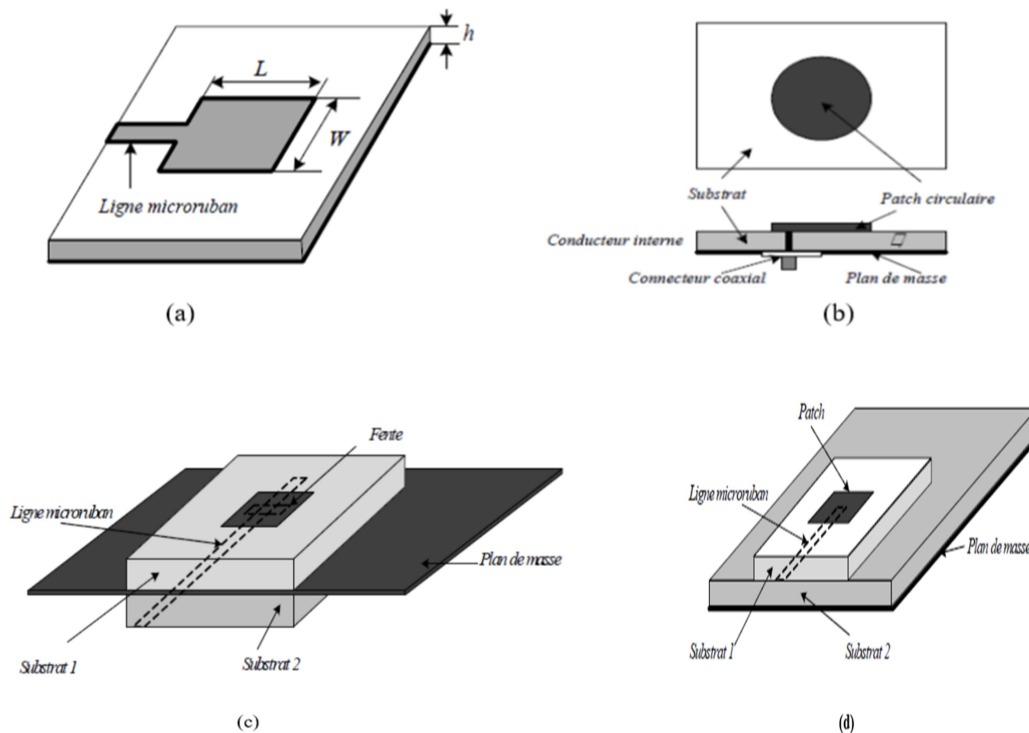


Figure I – 4 Techniques d'alimentation :

- a) Par ligne micro ruban, b) Par ligne coaxiale) Par couplage par fente, d) Par couplage par proximité.

Et le tableau (I.1) suivant récapitule les caractéristiques des différentes techniques d'alimentation :

Caractéristiques	Alimentation par ligne micro-ruban	Alimentation par câble coaxial	Alimentation par couplage de proximité
Rayonnement parasite d'alimentation	Plus	Plus	Minimum
Fiabilité	Meilleure	Bonne	Fiable à cause de la soudure
Facilité de fabrication	Facile	Nécessite une soudure et un perçage	Nécessité d'alignement
Adaptation d'impédance	Facile	Facile	Facile
Bande passante	2-5 %	2-5 %	13%

Tableau I.1 Caractéristiques de différentes techniques d'alimentation. [6]

Une comparaison entre l'alimentation avec contacte (ligne micro-ruban et câble coaxial) et l'alimentation sans contacte (couplage par proximité ou par ouverture) se résume dans le tableau (I.2) suivant :

Méthode	Avantages	inconvénients
Câble coaxial	- Pas de pertes de rayonnement de ligne. - sélection possible d'un mode privilégié. - obtention d'une impédance d'entrée adéquate par positionnement de la sonde. - prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats de faible hauteur. - Technique de perçage simple jusqu'à 10GHz.	- Dans le cas de substrat épais, la réactance inductive supplémentaire apportée par la sonde affecte de la bande passante. - technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique. - la difficulté d'excitations de chaque élément d'un réseau seul.
Ligne micro-ruban	- procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation. - adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant.	- rayonnement parasite de la discontinuité ligne-aérienne. - rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétriques. - structure figée après gravure
Par couplage	- dessin du circuit modifiable par aux aériens. - bande passante plus large par augmentation de la hauteur.	- deux couches du substrat requises. - difficulté pour l'intégration des dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur.

Tableau I. 2 Avantages et inconvénients de différentes techniques d'alimentation. [6]

I.5 Lignes Micro ruban

La ligne micro ruban est très utilisée pour la fabrication de circuits hyperfréquences, principalement parce qu'elle s'apprête bien à une fabrication par procédé photo lithographique, et également parce qu'elle permet une intégration simple des composants passives et actives par montage en surface.

D'autre part 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.

Dans une ligne micro ruban, les lignes de champ sont surtout concentrées dans le diélectrique entre la ligne métallisée et le plan de masse, bien qu'une faible portion se retrouve également dans l'air au-dessus du substrat. Cela implique qu'une ligne micro ruban ne puisse supporter un mode TEM pur, puisque la vitesse de phase des champs TEM dans le diélectrique $\frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$ diffère de celle dans l'air.

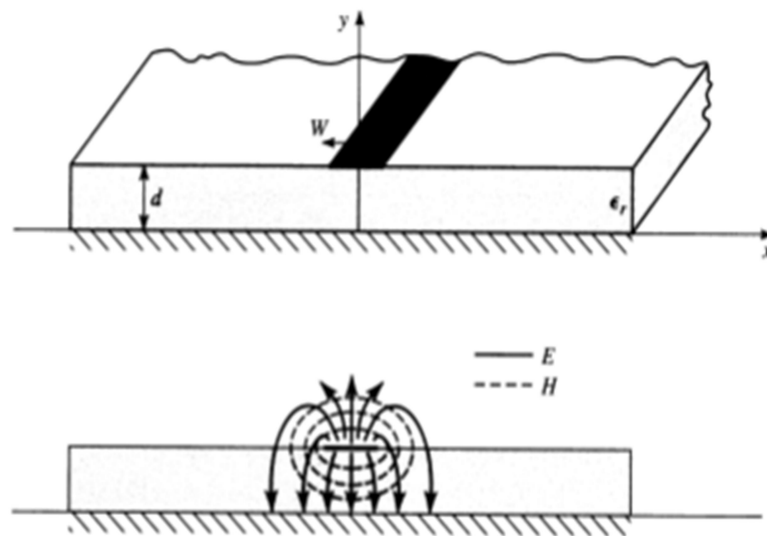


Figure I – 5 Ligne micro ruban

I.5.1 Technologie des lignes de propagation micro ruban

La technologie micro ruban est très utilisée dans la réalisation de circuits micro-ondes. L'on parle de propagation d'ondes quasi-TEM (Transverse Électromagnétique) pour cette technologie planaire, car les modes de propagation se déroulent sur une section transverse non homogène.

Une ligne planaire micro ruban est composée d'un ruban métallique conducteur, de largeur W et d'épaisseur t , imprimé sur un substrat diélectrique, de permittivité relative ϵ_r , d'épaisseur h , l'ensemble reposant sur un plan de masse (voir Figure II.6). La ligne est alors modélisée par une impédance caractéristique Z , dépendant de la largeur W du conducteur, pour laquelle les phénomènes de propagation se produisent dans un milieu homogène équivalent caractérisé par une permittivité effective ϵ_{eff} . Également, la longueur de la ligne L entraîne une variation de la phase dans le milieu homogène équivalent. Le plan de masse est essentiel pour la propagation. En effet, la réalisation d'un court-circuit au moyen du via, reliant au plan de masse, est susceptible de causer des pertes par effets parasites.

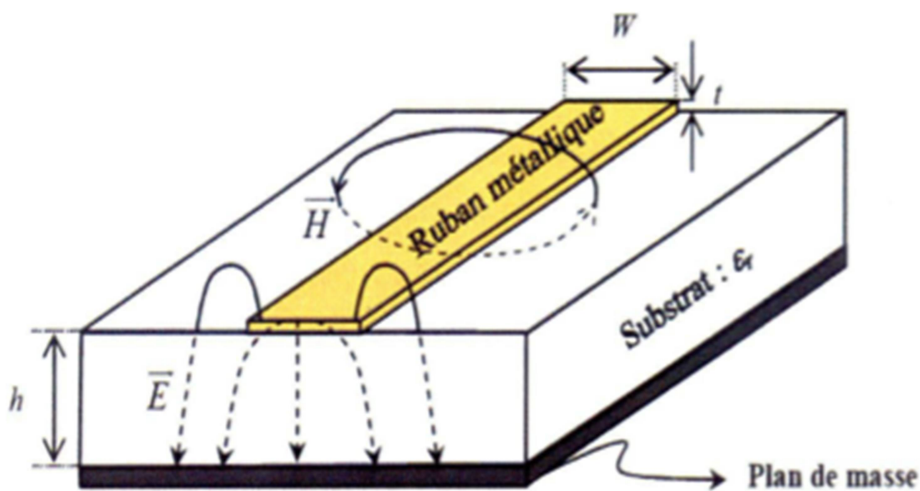


Figure I – 6 Structure d'une ligne micro ruban

I.5.2 Ondes dans la ligne micro ruban

Le champ dans une ligne micro ruban 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 micro ruban 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 micro ruban 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 micro ruban [7].

I.5.3 CARACTERISATION DE LA LIGNE MICRO-RUBAN

I.5.3.1 Permittivité effective

Par la méthode de la transformation conforme, Hammerstad en 1975 et Wheeler en 1977 ont établi des formules explicites pour ϵ_{re} . Nous avons utilisé pour nos calculs de permittivité effective les formules de [8] :

➤ Pour $W/h < 1$:

$$\epsilon_{re} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad \text{I.1}$$

❖ ϵ_{re} Tends vers ϵ_r quand W/h tend vers l'infini.

➤ Pour $W/h > 1$:

$$\epsilon_{re} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \right] \quad \text{I.2}$$

❖ ϵ_{re} Tends vers $1/2(1.04\epsilon_r + 0.96)$ quand $h/W/h$ tend vers 0.

D'après ces équations ϵ_{re} est fonction croissante du rapport W/h .

I.5.3.2 Impédance caractéristique

De même il est possible de déterminer l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban à partir de la permittivité effective précédente :

➤ Pour les bandes telles que $W/h < 1$:

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right] \Omega \quad \text{I.3}$$

➤ Pour les bandes telles que $W/h > 1$:

$$Z_c = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} \Omega \quad \text{I.4}$$

Les 2 équations précédentes (I.3) et (I.4) sont illustrées par la figure I.7 empruntée à [9]. Nous remarquons que l'impédance de la ligne :

- ✓ diminue quand le rapport W/h augmente.
- ✓ diminue quand la permittivité du diélectrique augmente.

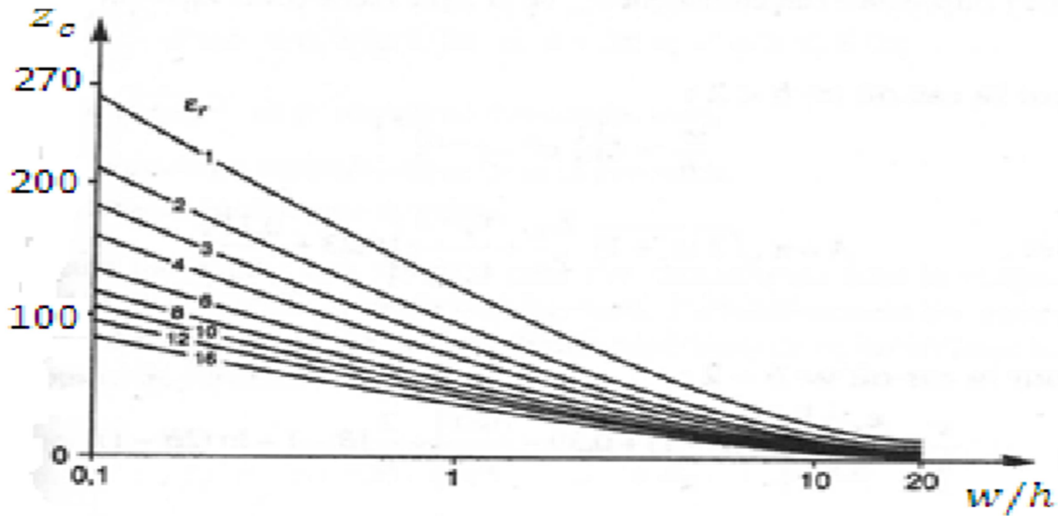


Figure I – 7Abaque pour le calcul de Z_c en fonction de W/h pour diverses valeurs de ϵ_r

I.5.3.3 Synthèse de W/h

Les relations dues à Wheeler et Hammerstad permettent de trouver le rapport W/h en fonction de l'impédance caractéristique Z_c de la ligne.

➤ Pour $W/h < 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad \text{I.5}$$

Où :

$$A = \frac{Z_c}{60} \left[\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right]^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right] \quad \text{I.6}$$

➤ Pour $W/h > 2$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left[(B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} (\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r}) \right] \quad \text{I.7}$$

Où :

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{I.8}$$

Ces expressions fournissent les paramètres géométriques avec une précision de 1%.

Un facteur de correction est introduit, tenant compte de l'épaisseur de métallisation t de la bande, pour recalculer une largeur équivalente W_e , un peu plus grande.

$$W_e = W + \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \frac{2x}{t} \right] \quad \text{I.9}$$

- Avec $x=h$ si $W > h / 2\pi$
- Et $x=2\pi W$ si $h / 2\pi > W > 2t$

Globalement, les points forts de la technologie micro ruban sont une grande simplicité et un faible coût de fabrication, ainsi qu'un mode de propagation bien identifié et facilement modélisable. Aussi, les bibliothèques de modèles sont bien fournies et il est relativement facile de simuler le comportement global de circuits micro ruban.

Malheureusement, cette technologie micro ruban présente aussi des inconvénients, parmi ceux-ci, la nécessité réaliser des trous métallisés pour réaliser la mise à la masse, ainsi que la difficulté à obtenir des forts couplages de proximité et la plage d'impédances caractéristiques accessibles assez réduite sont les points les plus pénalisants. Pour pallier ces derniers inconvénients, la technologie multicouche a été introduite. Nous allons maintenant présenter cette dernière ainsi que la technologie membrane et la technologie HTS.

I.6 Méthodes d'analyse

Plusieurs méthodes sont utilisées pour l'analyse des antennes imprimées. Elles peuvent être classées dans une des deux catégories : méthodes analytiques (approximatives) et méthodes numériques (rigoureuses). [10]

Les méthodes approximatives sont basées sur des hypothèses simplificatrices donc elles ont des limitations et elles fournissent des solutions moins précises, elles sont généralement utilisées pour la modélisation des antennes à élément unique à cause de la difficulté rencontrée dans la modélisation du couplage entre les différents éléments.

Cependant elles offrent un bon aperçu physique avec un temps de calcul généralement très petit. [11] Les méthodes numériques dites aussi rigoureuses tiennent compte de tous les mécanismes importants de l'onde et s'appuient énormément sur l'utilisation d'algorithmes numériques efficaces. Ces méthodes sont plus précises elles peuvent être employées pour des modélisations d'une variété d'antennes y compris les antennes réseaux et elles ont tendance à être plus complexes et fournissent moins d'aperçu physique. Souvent elles nécessitent plus de calculs donc un temps de calculs plus élevé. [12]

Dans notre mémoire nous avons utilisé la méthode analytique (approximative).

I.6.1 Méthodes analytiques (approximatives)

Ces méthodes sont basées sur la distribution du courant magnétique du patch, les principes de cette catégorie sont le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité. Dans notre mémoire nous avons utilisé le modèle de la ligne de transmission.

I.6.2 Modèle de la ligne de transmission

Le traitement théorique basé sur le modèle de la ligne de transmission (MLT) était le premier et le plus simple modèle utilisé pour l'analyse et la synthèse des antennes micro rubans. Dans ce modèle l'élément rayonnant est vu comme un prolongement d'une ligne de transmission, ce modèle est utilisé pour les antennes Patch rectangulaires [13] [14]. La figure 2.8 représente l'antenne patch rectangulaire par deux fentes de largeur « W » et de hauteur « h » séparée par une ligne de transmission de longueur « L ». Le micro-ruban est essentiellement une ligne non homogène de deux diélectriques, généralement le substrat et l'air.

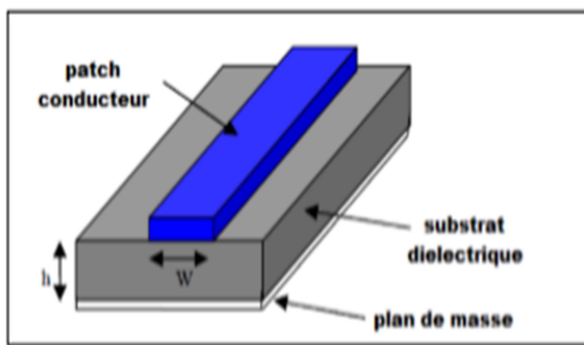


Figure I -8 Lignes de champ électrique

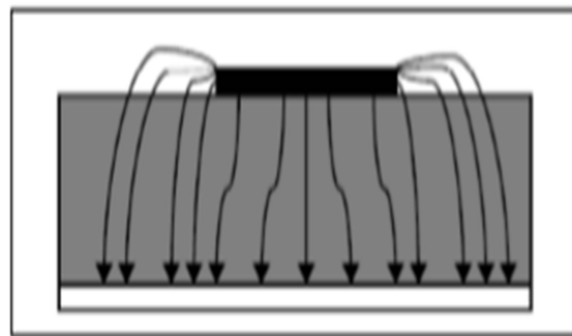


Figure I -9 Ligne micro-ruban.

A partir de la figure I.9 on voit que la plupart des lignes de champ électrique résident dans le substrat et dans quelque partie de l'air. Par la suite cette ligne de transmission ne peut pas soutenir le mode de transmission TEM étant donné que les vitesses de phase seraient différentes dans l'air et le substrat. Au lieu de cela le mode de transmission dominant serait le mode quasi-TEM. Par conséquent une constante diélectrique efficace (ϵ_{reff}) doit être obtenue afin d'expliquer la propagation des ondes frangeantes dans la ligne. La valeur de (ϵ_{reff}) est légèrement inférieure de (ϵ_r) par ce que les champs frangeants (marginaux) autour de la périphérie de l'élément rayonnant ne sont pas confinés dans le substrat diélectrique mais sont aussi étendus dans l'air. Figure I.9

Expression de (ϵ_{reff}) est donnée par : [15]

➤ Pour $h/w > 1$:

$$\epsilon_{reff} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{w} \right]^{-1/2} \quad I.9$$

Avec :

- ✓ ϵ_{reff} constante diélectrique efficace.
- ✓ ϵ_r constante diélectrique du substrat.

- ✓ h hauteur du substrat.
- ✓ W largeur du patch.

Considérant la figure I.10 qui montre une antenne patch rectangulaire de longueur « L » et de largeur « W » reposant sur un substrat de hauteur « h ». L'axe de coordonnées est choisi de telle sorte que la longueur est dans la direction X, la largeur est dans la direction Y et la hauteur est dans la direction Z.

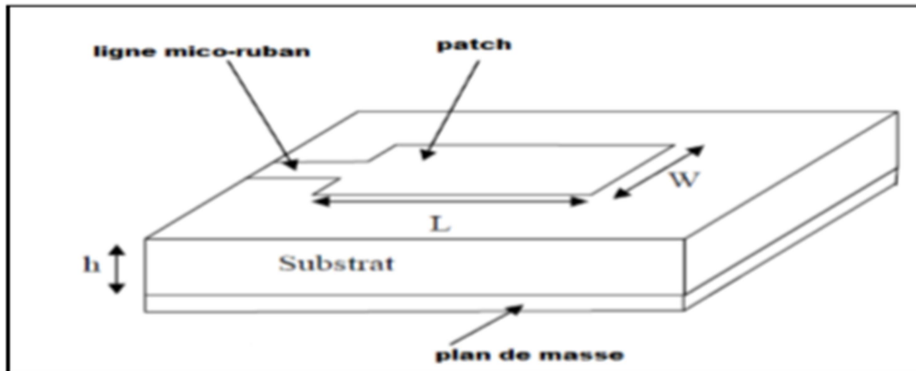


Figure I -10 Antenne patch rectangulaire.

Pour faire fonctionner en mode fondamental TM_{010} , la longueur du patch doit être légèrement inférieure à $\lambda/2$ ou λ est la longueur d'onde dans le milieu diélectrique qui est égale à

$$\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}} \quad \text{I.11}$$

- Ou λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre.

Le mode TM_{010} implique que le champ varie au moins de $\lambda/2$ le long de la longueur et il n'y a aucune variation sur toute la largeur du patch. La figure I.11 représente une antenne patch rectangulaire en deux fentes séparées par une ligne de transmission de longueur « L » et en circuit ouvert pour les deux autres extrémités. Toute au long de la largeur du patch la tension est maximal et le courant est minimal due aux extrémités ouvertes. Les champs aux bords peuvent être résolus en composantes normales et tangentiels par rapport au plan de masse

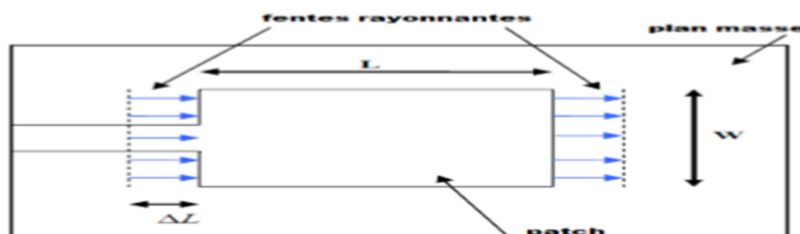


Figure I -11 Vue du haut de l'antenne

Comme il la montre la figure I.12 les composantes du champ électrique aux deux extrémités sur toute la largeur sont dans des directions opposées et donc sont déphasées puisque le patch est de $\lambda/2$ de largeur et donc qu'ils s'annulent l'un de l'autre dans les extrémités. Les composantes tangentielles, la figure I.12 sont en phase, signifient que les champs résultants se combinent pour donner le maximum de champ normal rayonné à la surface de la structure.

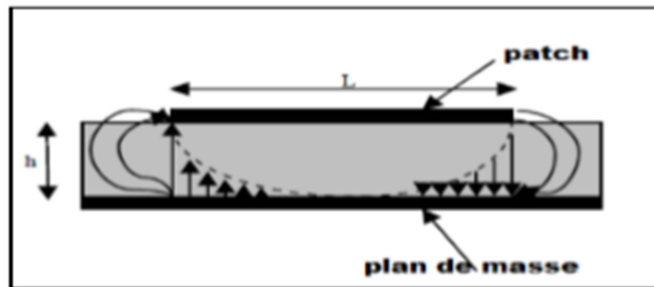


Figure I -12 Vue latérale de l'antenne.

D'où sur toute la largeur, les extrémités peuvent être représentées par deux fentes rayonnantes, qui sont en phase de $\lambda/2$ et rayonnants dans le demi-espace au-dessus du plan de masse. Alors électriquement le patch de l'antenne micro-ruban apparaisse plus grand que ses dimensions physiques. Les dimensions du patch sur toute sa longueur sont étendues à chaque extrémité par une distance ΔL qui est donnée empiriquement par [16] :

$$\Delta L = 0,412 h \frac{(\epsilon_{reff}+0,3)(\frac{w}{h}+0,264)}{(\epsilon_{reff}+0,258)(\frac{w}{h}+0,8)} \quad \text{I.12}$$

➤ ϵ_{reff} : Permittivité effective.

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{I.13}$$

➤ La longueur effective du patch :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad \text{I.14}$$

➤ L : longueur du patch

Pour une fréquence de résonance f_r , la longueur effective est donnée par :

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_r\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{I.15}$$

Et pour un rayonnement efficace la largeur est donné par Bahal et Bhartia comme [15]

$$w = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad \text{I.16}$$

I.6.3 Le point d'alimentation

Modélisation mathématique d'un élément de rayonnement cependant, en plus de savoir calculer les dimensions d'un élément, il faut être en mesure de connaître le point d'alimentation exacte de notre élément. En effet, l'emplacement du point d'alimentation va faire varier l'impédance d'entrée de notre antenne. Donc, si l'impédance varie, une différence d'impédance trop élevée va faire augmenter le coefficient de réflexion. Il y aura donc une détérioration de l'efficacité de l'antenne. Il faut donc déterminer le point d'alimentation optimum. La première étape dans la détermination du point d'alimentation est le calcul de l'impédance d'entrée de l'élément de rayonnement. Afin de pouvoir déterminer cette impédance, nous pouvons modéliser l'élément de rayonnement rectangulaire par un modèle RC (résistance condensateur) équivalent (figure I.13) [17]. Ensuite, on a qu'à utiliser les équations qui suivent :

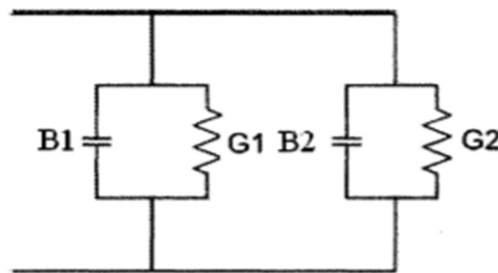


Figure I-13 Circuit RC équivalent d'une antenne en micro ruban [17]

- R_{in} = Impédance d'entrée
- G_1 = Conductance G_1 de la figure I.13
- G_{12} = Partie de la conductance créée par G_2 de la figure I.13

Ensuite, on peut définir les équations de G_1 et de G_{12} . Mais avant, définissons I_0 et K_0 qui seront utilisés par G_1 et G_{12}

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad \text{I.17}$$

Le positionnement du point d'alimentation d'un patch rectangulaire pour une impédance de 50Ω , peut être calculé en utilisant les équations suivantes [18] :

Où R_{in} est la résistance d'entrée à la résonance, '+' est employé pour des modes avec la distribution impaire de tension sous le patch et entre les fentes, et '-' est employées pour des

modes avec la même distribution de tension sous le patch et entre les fentes. Pour le mode '+' devrait être employé.

➤ La conductance est :

$$G_1 = \frac{2P_{rad}}{|V_0|^2} = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad \text{I.18}$$

$$I_1 = \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\frac{K_0 w}{2} \cos \theta)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta = -2 + \cos X + X S_i(X) + \frac{\sin X}{X} \quad \text{I.19}$$

➤ Où : $X = K_0 w$ et $K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$

➤ K_0 : Constante de phase dans l'espace libre

$$S_i(X) = \int_0^X \frac{\sin y}{y} dy \quad \text{Équation I.20}$$

➤ La conductance mutuelle est :

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^\pi \left[\frac{\sin(\frac{K_0 w}{2} \cos \theta)}{\cos \theta} \right]^2 J_0(K_0 L \sin \theta) \sin^3 \theta d\theta \quad \text{I.21}$$

Maintenant que l'on a les équations utilisées pour calculer l'impédance d'entrée R_{in} , nous pouvons déterminer le point d'alimentation de l'élément de rayonnement. Pour ce faire, considérons la figure I.14.

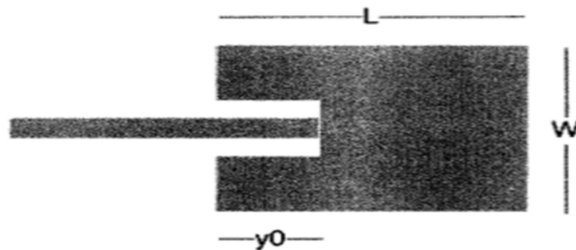


Figure I- 14 Élément de rayonnement avec point d'insertion de couplage [19]

L'équation qui va nous permettre d'obtenir le point d'alimentation y_0 de notre élément est donc :

$$R_{ligne} = R_{in}(y = 0) \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} \right) y_0 \quad \text{I.22}$$

- R_{ligne} = Impédance de la ligne d'alimentation
- L = Longueur de l'élément de rayonnement
- R_{in} = Impédance calculée de l'élément de rayonnement
- y_0 = Profondeur d'insertion de la ligne d'alimentation

I.7 Conclusion

La première partie de ce chapitre a été réservée à la présentation de généralités sur les antennes imprimées. Une étude théorique sur les types d'alimentation des antennes patch a été présentée ainsi qu'une comparaison entre ces techniques d'alimentation.

Aussi, le principe de fonctionnement des antennes microrubans et leurs différentes caractéristiques ont été présentées.

Chapitre II:

Généralité sur les Rectennas

II.1 Introduction

Dans ce chapitre, on présentera les systèmes utilisés pour la récupération d'énergie électromagnétique, appelés « RECTENNA ». Dans un premier temps, nous introduirons la transmission d'énergie sans fil (TESF) et les techniques existantes de récupération d'énergie électromagnétique. On s'intéressera sur celle qui nous intéresse, à savoir la récupération de l'énergie électromagnétique en champ lointain. Après on évoquera la problématique de limitation d'exposition aux champs électromagnétiques.

Enfin, un rapide aperçu des différentes topologies possibles et les performances de celles-ci sera exposé.

II.2 Histoire

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 1959, par W.C. Brown a réalisé un puissant émetteur d'onde électromagnétique (le magnétron) [1]

Pour alimenter un avion espion destiné à survoler la Russie pendant plusieurs heures, voire plusieurs jours. Le signal émis en direction de l'avion avait une fréquence de 2,45 GHz. Celui-ci était capté par des dipôles suivis de redresseurs constituant ainsi ce que l'on appelle un réseau d'antennes rectificatrices (en anglais Rectennas pour RECTifier-antENN AS) permettant de fournir un signal d'alimentation pour un moteur continu. L'essai de cet avion a été réalisé en octobre 1964 et le drone n'a pu voler qu'à une altitude de 19 m au-dessus de l'antenne émettrice [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 [3].

II.3 Principe de la transmission d'énergie sans fil

Nous pouvons décrire la technologie de la TESH en trois étapes distinctes : la première étape est la transformation de l'électricité en onde. Cette onde est ensuite propagée dans l'espace vers le récepteur qui la détectera pour la convertir en signal électrique continu. La figure II.1 schématise le principe de fonctionnement de la TESH. Ainsi, l'émetteur transmet l'onde électromagnétique par la voie aérienne au récepteur pour la rectification. Un émetteur est

généralement composé d'une source de signal, d'un circuit d'amplification et d'une antenne. La source d'émission peut être un simple générateur de signaux microondes ou une chaîne d'émission plus complexe intégrant un modulateur, un mélangeur, des filtres, etc. [4]

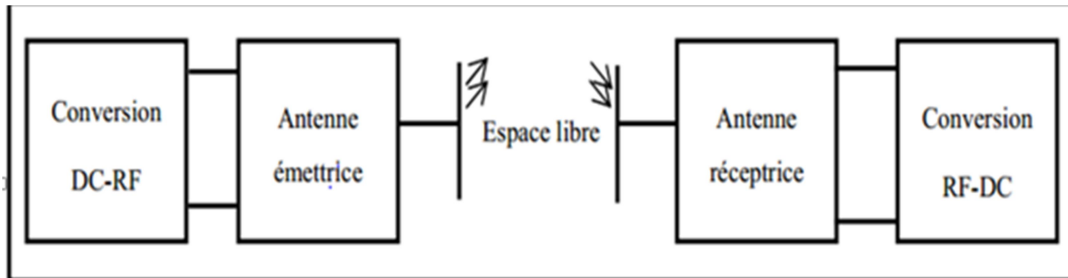


Figure II -1 transmission d'énergie sans fil

La transmission d'énergie sans fil consiste à acheminer de l'énergie micro-onde d'un point à un autre sans fil. Un système de TESF comprend deux parties distinctes et éloignées dans l'espace, une partie émettrice et une autre partie réceptrice Figure (II.2). La partie émission du système contient une source micro-onde, alimentée en énergie électrique DC, et une antenne d'émission qui peut être de type parabolique, cornet ou toute autre forme d'antennes, en fonction de l'objectif recherché. La génération des ondes RF peut se faire soit par l'utilisation de tubes (tube à ondes progressives, klystron, gyrotrain, magnétron, ...etc.), soit par des dispositifs à semi-conducteurs (transistor à effet de champ). Une fois le processus de conversion DC-RF accompli et la puissance microonde générée, l'antenne d'émission transforme cette puissance en ondes rayonnées dans l'espace libre. Dans la partie réception, le système TESF comprend une antenne (filaire, plaquée, ...) suivie d'un circuit de conversion RF-DC à base de diodes Schottky. L'antenne reçoit l'énergie microonde et la transmet au redresseur qui la convertit en énergie électrique DC et la transmet ensuite à une charge résistive. Une importance particulière sera donnée au rectenna. Cette dernière sera détaillée tout au long de ce document. Le parallèle peut être fait avec le cas d'une transmission laser, où l'énergie est collectée par une cellule photovoltaïque et convertie en énergie électrique. [5]

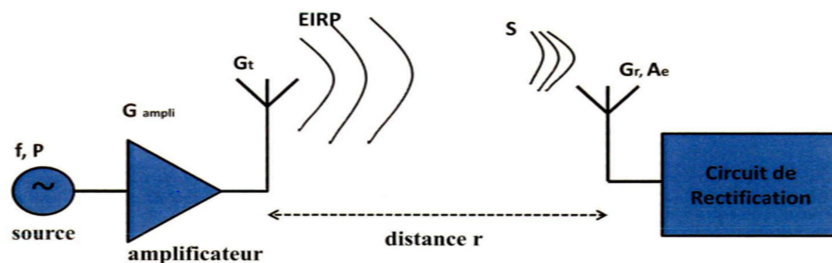


Figure II -2 Principe de la transmission d'énergie par faisceau micro-onde

Il existe deux types de transmission de l'énergie sans fils utilisant la propagation des ondes électromagnétiques [6] :

- La transmission d'énergie sans fils en champ proche.
- La transmission d'énergie sans fils en champ lointain.

La première solution utilise des inductances comme source et récepteur de l'onde électromagnétique. C'est le couplage électromagnétique entre les deux inductances qui permet le transfert de l'énergie. Ce transfert est limité par la distance séparant la source et le récepteur (de l'ordre de millimètre au mètre), mais peut être utilisé pour le transfert de fortes puissances.

La seconde solution utilise des antennes comme source et récepteur de l'onde électromagnétique. La transmission d'énergie est alors possible sur des distances allant du mètre au kilomètre en fonction de la puissance d'émission et de la fréquence de l'onde.

En champ lointain, la propagation de l'onde est régie par les règles de propagation des ondes électromagnétiques transverses. C'est ce deuxième type de transfert et particulièrement la partie réception qui est étudiée tout au long de ce mémoire représentée par le rectenna.

- Le rendement de TESF

Le rendement est une donnée très importante dans les systèmes de TESF. Le rendement global se décompose fondamentalement en trois rendements Figure (II.3). Le premier rendement est celui de la partie émission du système et qui peut être décomposé en deux sous rendements, le rendement de conversion DC-RF de la source microonde (70-90 %) ainsi que le rendement de l'antenne d'émission (70-97 %). Le second rendement caractérise les pertes dans l'espace libre (5-95 %). Ce rendement dépend de la distance entre l'émetteur et le récepteur, mais aussi des caractéristiques du milieu de propagation. Le troisième et dernier rendement caractérise la rectenna (85-95 %) [2]. Ce rendement reflète la capacité de la rectenna à générer de l'énergie DC à partir de l'énergie RF qu'elle est capable de collecter. [7]

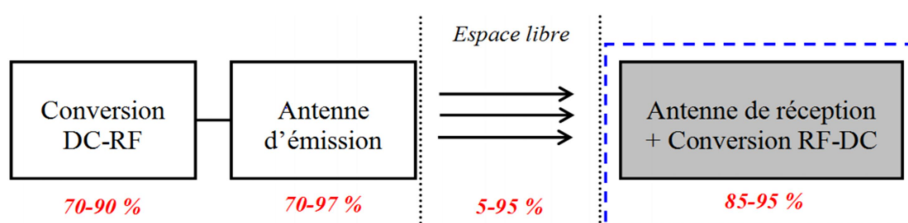


Figure II -3 Différents rendements d'un système de TESF

II.4 Ondes électromagnétiques

Une onde électromagnétique comporte à la fois un champ électrique et un champ magnétique oscillant à la même fréquence. Ces deux champs, perpendiculaires l'un par rapport à l'autre se propagent dans un milieu selon une direction orthogonale Figure (II.4). La propagation de ces ondes s'effectue à une vitesse qui dépend du milieu considéré. Dans l'ide, la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques est égale à la vitesse de la lumière de $3.108m.s^{-1}$ [8].

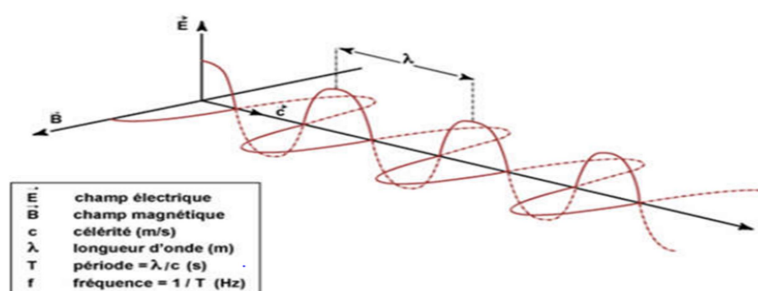


Figure II -4 Représentation d'une onde électromagnétique

II.5 TECHNIQUES DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Un système de récupération d'énergie peut être décomposé en 5 blocs comme le montre la Figure II.5, l'objectif principal de ce système est de fournir l'énergie nécessaire au capteur afin qu'il puisse fonctionner [9]

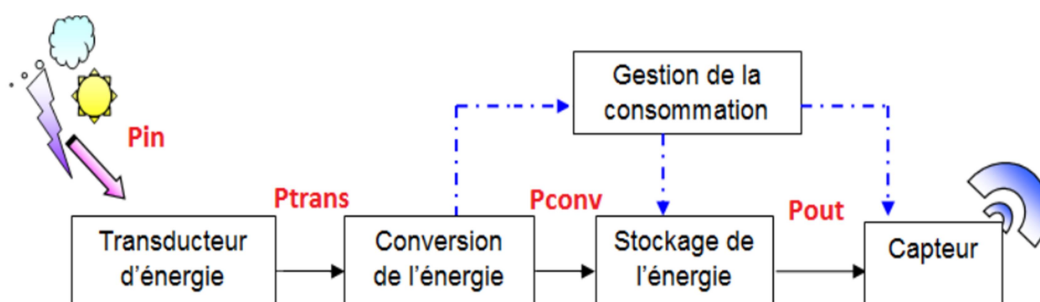


Figure II -5 Architecture globale d'un récupérateur d'énergie

II.6 Limites d'exposition aux champs électromagnétiques

Les Limites d'exposition aux champs électromagnétiques ont été définies par l'ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation protection), dans les années 1980s. C'est une organisation non gouvernementale (NGO) reconnue par l'organisation mondiale de la santé (World Health Organization « WHO »), son objectif principal est de protéger l'environnement et les gens des effets nocifs du rayonnement électromagnétique. Pour ce faire, l'ICNIRP développe et publie des articles, afin de donner les conseils et les nouveautés concernant les expositions aux champs électromagnétiques. Ces articles sont basés sur les recherches effectuées par des experts dans différents domaines (biologie, chimie, médecine...), qui travaillent ensemble au sein de l'ICNIRP et qui évaluent les risques aux expositions électromagnétiques et définissent les limites au-delà desquelles le rayonnement électromagnétique devient nocif. Les valeurs limites d'exposition du public sont définies en Europe par la recommandation européenne du 12 juillet 1999 et en France par le décret N° 2002-775 du 3 mai 2002. [7]

- Le Tableau 1 donne les valeurs limites des champs électrique et magnétique pour le grand public*.

Gamme de fréquences	E (V/m)	H (A/m)	B (μT)	Densité de puissance équivalente en onde plane Seq (W/m²)
0 – 1 Hz	-	$3,2 \times 10^4$	4×10^4	-
1 – 8 Hz	10 000	$3,2 \times 10^4/f^2$	$4 \times 10^4/f^2$	-
8 – 25 Hz	10 000	$4\,000/f$	$5\,000/f$	-
0,025 – 0,8 kHz	$250/f$	$4/f$	$5/f$	-
0,8 – 3 kHz	$250/f$	5	6,25	-
3 – 150 kHz	87	5	6,25	-
0,15 – 1 MHz	87	$0,73/f$	$0,92/f$	-
1 – 10 MHz	$87/f^{1/4}$	$0,73/f$	$0,92/f$	-
10 – 400 MHz	28	0,073	0,092	2
400 – 2 000 MHz	$1,375 f^{1/4}$	$0,0037 f^{1/4}$	$0,0046 f^{1/4}$	$f/200$
2 – 300 GHz	61	0,16	0,20	10

Tableau II.1 Limites d'exposition aux champs électrique et magnétique pour le grand public [7]

Gammes de fréquences (MHz)	Champ électrique E (V/m)	Champ magnétique H (A/m)
0.003 - 1	600	4.9
1 - 10	600/f	4.9/f
10 - 30	60	4.9/f
30 - 300	60	0.163
300 - 1500	$3.54 (f)^{1/2}$	$0.0094 (f)^{1/2}$
1500 - 15000	137	0.364
15000 - 150000	137	0.364
150000 - 300000	$0.354 (f)^{1/2}$	$0.00094 (f)^{1/2}$

Tableau II.2 Limites d'exposition des travailleurs qualifiés aux ondes électromagnétiques [7]

II.7 Rectenna

II.7.1 Définition et principe de fonctionnement

La récupération et la conversion de l'énergie électromagnétique en énergie électrique utile est assurée par un dispositif appelé Rectenna (pour Rectifying Antenna) [11, 12, 13]. Ce dispositif contient une antenne de captation suivie d'un circuit de rectification à caractéristique non linéaire. La structure d'une rectenna classique est représentée dans la Figure II.6

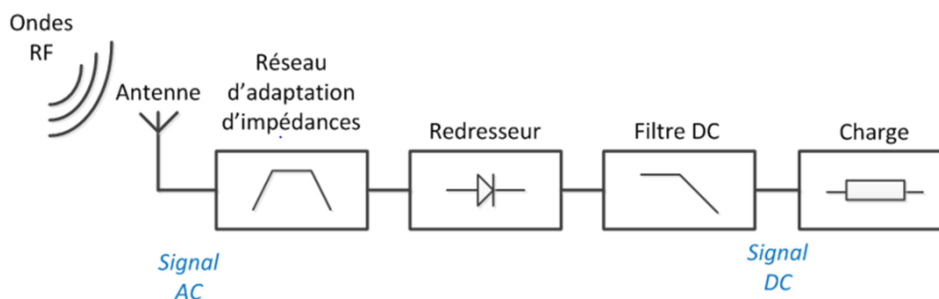


Figure II -6 Structure d'une rectenna classique

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

Un filtre HF et un filtre DC sont placés de part et d'autre de la diode. En effet, le filtre HF assure deux tâches, il réalise l'adaptation entre l'antenne et le circuit de conversion à la

fréquence de travail pour un maximum de transfert de puissance et il permet la rejection des harmoniques d'ordre supérieur qui peuvent être générés par la diode Schottky. Le filtre DC bloque les composantes RF et ne laisse passer que la composante continue.

La rectenna peut être caractérisée et évaluée à l'aide de deux grandeurs, le rendement de conversion RF-DC et la tension de sortie DC.

À partir de l'application visée, ces grandeurs sont fixées comme objectifs lors de la conception et l'optimisation du circuit. On peut trouver des applications qui s'intéressent seulement à la tension de sortie de la rectenna et d'autres applications au rendement, on peut trouver également des rectennas qui s'intéressent aux deux grandeurs à la fois.

II.7.2 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

II.7.2.1 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.

Dans les systèmes de récupération d'énergie, le choix de l'antenne est une étape primordiale qui dépend de l'application visée. L'antenne de captation étant bien souvent l'élément qui présente les plus fortes contraintes géométriques dans la rectenna puisque son gain est proportionnel à sa surface effective et doit être élevé pour une meilleure puissance captée. Afin d'obtenir des structures miniatures avec un gain élevé, plusieurs antennes ont été développées, comme les antennes patch [14] et les antennes à base de méta matériaux. Des antennes à polarisation linéaire ou circulaire ont été utilisées dans certaines rectennas. La polarisation circulaire permet de garder la tension DC quasi-inchangée même en cas de désalignement entre l'émetteur et le récepteur. Des antennes à résonances multiples ou larges bandes ont également été utilisées afin d'augmenter la puissance récupérée.

II.7.2.1.1 Pourquoi le choix de l'antenne patch ou imprimée

Il peut y avoir [15] [16] différentes manières de concevoir l'antenne allant du type dipolaire demi-onde, parabolique... mais comme notre rectenna est destinée à être montée à bord d'un petit dispositif, le choix de l'antenne à concevoir doit tenir compte la réduction du poids du cette dispositif, et que son gain doit être aussi élevé que possible pour avoir un maximum d'énergie collectée. Aussi, la structure de notre antenne doit avoir un profil aérodynamique très réduit. Par conséquent, nous avons choisi de concevoir une antenne patch ou micros trip antenna [15], [16]. L'efficacité de cette antenne est la clé de la performance totale de la rectenna.

II.7.2.1.2 Les différentes formes d'une antenne patch

L'antenne patch peut prendre plusieurs formes qui peuvent être rectangulaire, carré, circulaire ou simplement un dipôle. Ces formes sont les plus courantes car elles présentent une grande facilité d'analyse et de fabrication, mais également un diagramme de rayonnement très intéressant. La figure suivante montre ces différentes formes [17]

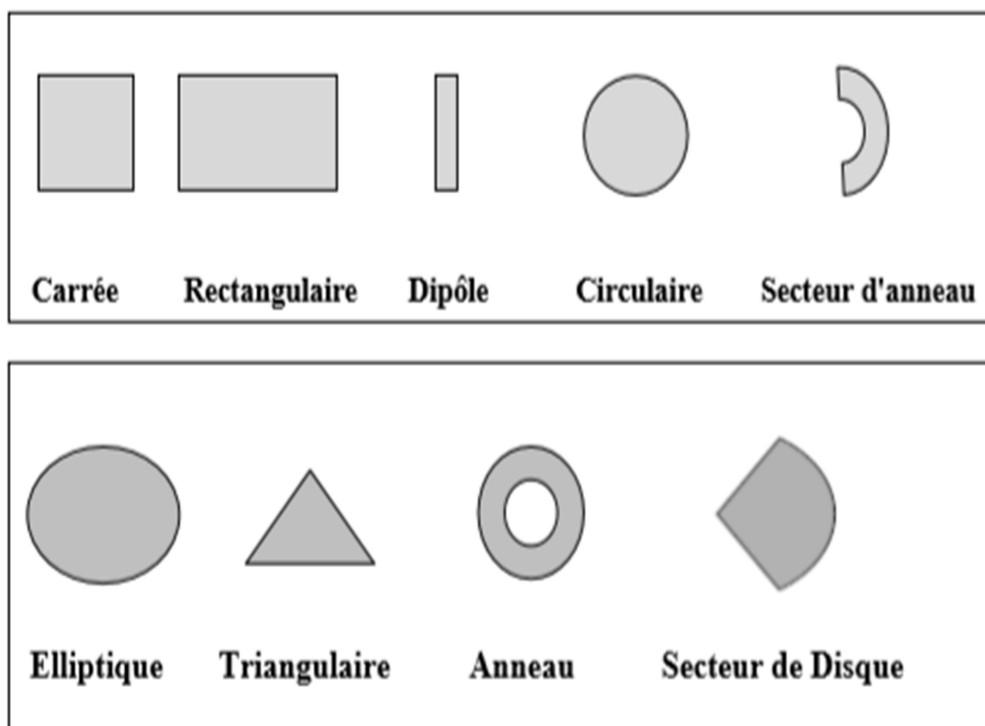


Figure II -7 Différentes formes d'antennes patch

II.7.2.1.3 Caractéristiques des antennes

D'une manière générale, une antenne utilisée dans un type d'application ne peut pas l'être dans d'autres. Une antenne peut être caractérisée par [18]

II.7.2.1.3.1 Coefficient de réflexion S_{11}

Le coefficient de réflexion S_{11} met en évidence l'absorption de l'énergie par l'antenne. C'est sur ce paramètre que l'on se base lors de l'optimisation.

II.7.2.1.3.2 Directivité

La directivité (θ) d'une antenne dans une direction (θ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée (θ) et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope. [19]

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

II.7.2.1.3.3 Rendement de l'antenne

Le rendement de l'antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne, soit :

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

Ce rapport caractérise la perte à l'intérieur de l'antenne.

II.7.2.1.3.4 Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne.

Cette impédance est donnée par la formule :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{(1+S_{11})}{(1-S_{11})} \quad \text{II.3}$$

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

N.B. Comme S_{11} est fonction de la fréquence, alors Z_{in} varie aussi avec la fréquence

II.7.2.1.3.5 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne présente les variations de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans les différentes directions de l'espace. En dehors du cas des antennes omnidirectionnelles dans certains plans, les antennes ne rayonnent pas leurs puissances de façon uniforme dans toutes les directions de l'espace.

Il y a généralement une direction de rayonnement maximale autour de laquelle se trouve concentrée une grande partie de la puissance rayonnée et des directions secondaires autour desquelles se répartit la fraction de la puissance restante.

La fonction caractéristique de rayonnement (θ, ϕ) de l'antenne permet d'avoir une vision globale du rayonnement. Elle est définie comme étant le rapport de la puissance transmise dans une direction donnée (θ, ϕ) à la puissance P_{\max} de la direction où le rayonnement est maximal [20].

$$(\theta, \phi) = \frac{P_a}{4\pi} \quad \text{II.4}$$

II.7.2.1.3.6 Ouverture

Si G_m est le gain maximal d'une antenne donnée dans un plan bien déterminé, alors son ouverture dans ce plan est l'angle qui se trouve entre deux directions de ce plan ayant la moitié du gain maximal (gain à -3 dB), soit $G_m/2$.

II.7.2.1.3.7 Gain

Le gain est le résultat de deux effets : la directivité et la perte.

Si G est le gain, alors :

$$(\theta, \phi) = \eta \times (\theta, \phi) \quad \text{II.5}$$

II.7.2.2 Filtre HF

Le filtre HF, inséré entre l'antenne et le redresseur, permet d'éliminer les harmoniques d'ordre supérieur générés par la diode Schottky pour éviter leur rayonnement par l'antenne. De plus, le filtre assure l'adaptation entre le circuit de conversion et l'antenne de captation. Pour réduire les dimensions du circuit de conversion et minimiser les pertes, le filtre HF peut être intégré dans l'antenne réceptrice. Ce type d'antenne est appelé "antennes à rejection d'harmoniques" [21].

Le filtre HF 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.

II.7.2.2.1 Circuit d'adaptation

Le circuit d'adaptation permet d'assurer un transfert maximal de puissance RF de l'antenne vers la diode, il peut être composé avec des composants localisés (CL), des lignes ou avec une combinaison des deux (Mixte). Etant donné que l'objectif est d'atteindre le rendement

de conversion RF-DC le plus élevé, il est important de ne pas avoir des pertes conséquentes au niveau du circuit d'adaptation.

II.7.2.2.1.1 Circuit d'adaptation avec des composants localisés

Il s'agit généralement de circuit LC (bobine L et capacité C) en forme de L, l'avantage des CL étant la flexibilité qu'ils offrent. En effet, les composants localisés peuvent être enlevés et remplacés après la fabrication du circuit. Les topologies utilisées en général sont les réseaux en L, T et en π [22] (Figure II.8), s et p désigne série et parallèle, X_s et X_p peuvent être des capacités ou des inductances.

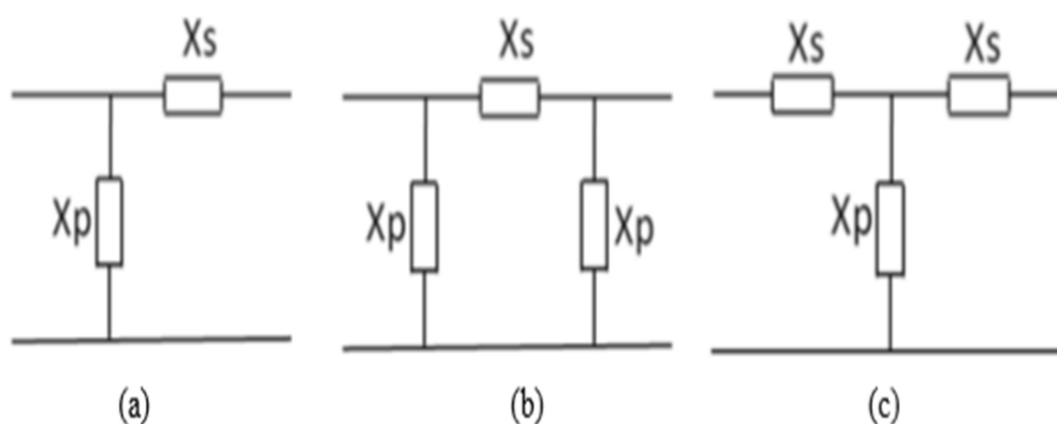


Figure II -8 Réseaux d'adaptation (a) réseau en L (b) réseau en π (c) réseau en T

Le choix du réseau d'adaptation dépend de l'objectif recherché.

II.7.2.2.1.2 Circuit d'adaptation avec des lignes

Lorsque la fréquence de fonctionnement augmente, les composants localisés arrivent à leurs limites. Les éléments distribués tels que les lignes quart d'onde, les stubs, les stubs radiaux, sont privilégiés pour des fréquences plus élevées. Les pertes dans les lignes sont largement inférieures aux pertes introduites par les CL aux fréquences plus hautes.

➤ Adaptation par une simple ligne de transmission

Une simple ligne micro ruban, 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 [23].

➤ 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 $1/Z_{\text{antenne}}$ (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 [23].

II.7.2.3 Circuit de conversion RF-DC

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

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

Le rendement de conversion et la tension de sortie sont les paramètres les plus importants à évaluer dans ce type de circuit. Ils dépendent essentiellement de la puissance RF, de la fréquence de travail et de la charge résistive à la sortie de la rectenna. On distingue plusieurs topologies de circuit de rectification selon la nature du circuit d'alimentation.

➤ 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).

II.7.2.3.1 Topologie série

C'est la topologie la plus simple, elle utilise une simple diode en série pour redresser le signal RF (Figure II.9). Il s'agit d'un redressement simple alternance, le filtre passe-bas, généralement une capacité, permet de récupérer la composante DC. Ce type de redresseur est le plus utilisé pour des niveaux de puissance faibles en entrée, de l'ordre de -15 dBm. Si le rendement de conversion doit être maximisé à une fréquence particulière, un circuit d'adaptation est utilisé en amont de la diode. Il peut être composé de composants localisés tels que les capacités et les inductances ou bien d'éléments distribués tels que les stubs. La simplicité de cette topologie et ses résultats en faibles puissances font de cette topologie celle qui est la plus répandue dans la conception des rectennas.

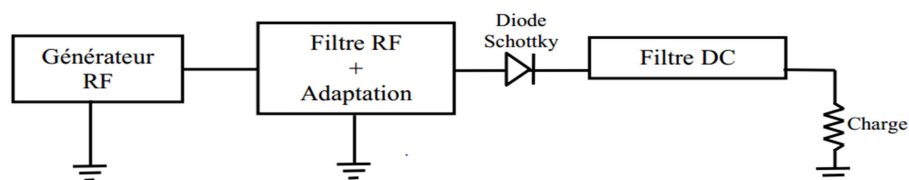


Figure II -9 Topologie « série »

II.7.2.3.2 Topologie shunt (parallèle)

C'est une topologie à redressement simple alternance également, la diode est montée en parallèle (Figure II.10), avec l'anode ou la cathode connectée à la masse, la diode est donc auto-polarisée par la tension DC qu'elle génère.

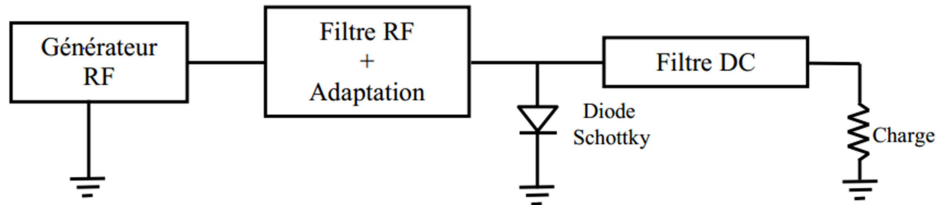


Figure II -10 Topologie « parallèle »

II.7.2.3.3 Topologie doubleur de tension

Le doubleur de tension peut être vu comme l'association des deux topologies décrites précédemment, avec en plus une capacité de stockage en entrée pour l'une des deux alternances. Il s'agit d'un redressement double alternance, pour l'alternance positive par exemple, la diode D1 est passante et la diode D2 est bloquée, le signal est donc transféré à la charge. Dans le cas de l'alternance négative, la diode D2 est passant et la diode D1 est bloquée, le signal redressé est stocké dans la capacité à l'entrée et transmis en même temps que la prochaine alternance positive.

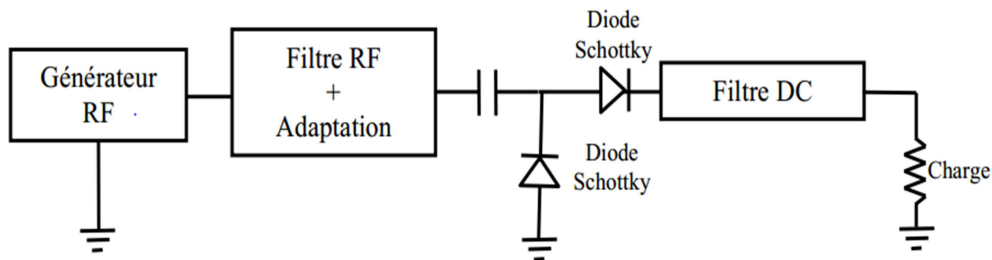


Figure II -11 Topologie « doubleur de tension »

La topologie doubleur est plus adaptée pour des niveaux de puissance en entrée plus importants que pour le cas de la simple diode. En effet, les pertes au niveau de la diode, dues particulièrement aux pertes par effet joule au niveau de sa résistance série intrinsèque, augmentent avec l'utilisation de plus d'une seule diode. Ces pertes-là deviennent négligeables quand la puissance en entrée est plus importante à cause de la faible valeur de la résistance série.

II.7.2.3.4 Multiplieur de tension

Le multiplieur est réalisé en cascade de deux doubleurs de tensions. La topologie du multiplieur est donnée par la Figure II.12.

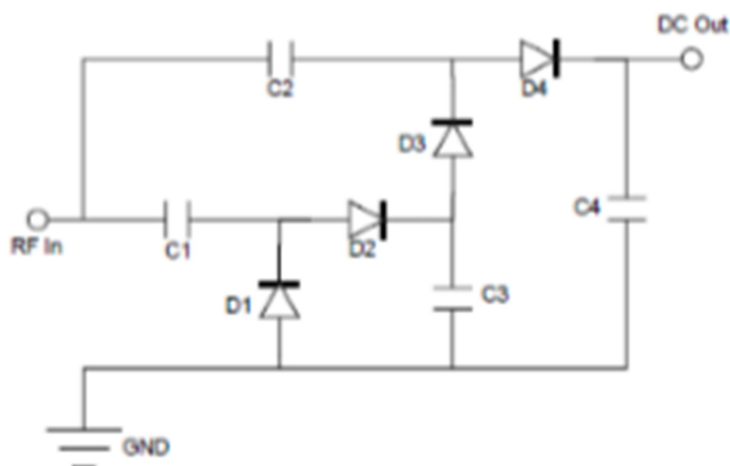


Figure II -12 Topologie « multiplieur »

II.7.2.3.5 Pont de diodes

La topologie « pont de diodes » peut également, quoique très rare, être utilisée pour le redressement du signal RF. Comme pour le doubleur ou le multiplieur, il s'agit d'un redressement double alternance. Si on prend le cas de la topologie représentée sur la Figure II.13, les diodes D1 et D4 sont passantes lors de l'alternance positive tandis que les diodes D2 et D3 sont bloquées, et l'inverse est vrai lors de l'alternance négative. En revanche, étant donné que le signal RF parcourt deux diodes en série, les pertes dans les diodes augmentent, ce qui dégrade le rendement, et fait de la structure à pont de diodes une topologie plus adaptée pour des puissances élevées.

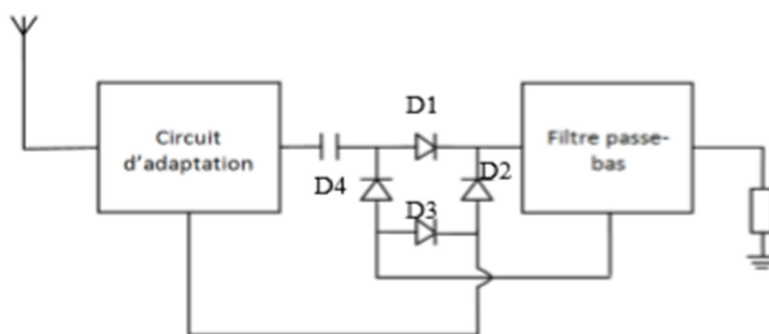


Figure II -13 Topologie « pont de diodes »

➤ **Topologie en pont de diodes modifié :**

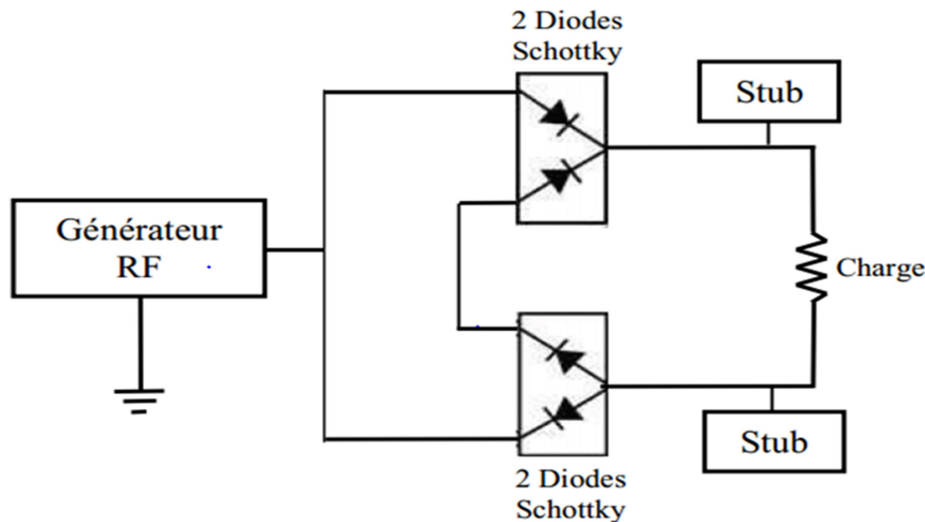


Figure II -14 Topologie « pont de diodes modifié »

II.7.2.4 Filtre DC

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

- 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 [24] ou aussi des stubs rectangulaires.

II.7.2.5 La résistance de charge

Les performances de la rectenna vont également dépendre de la valeur de la charge de sortie. Le rendement ainsi que la tension de sortie ne seraient pas affectés de la même façon. Néanmoins, les dimensions de la ligne reliant la diode à la charge nécessitent une optimisation pour permettre un meilleur filtrage [25]. 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 précision : 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 (monté en surface) ;

II.7.2.6 Rendement d'une Rectenna

Un grand nombre de rectennas a été réalisé ces dernières années, avec pour objectif principal de maximiser l'efficacité. Celle-ci permet d'avoir une idée sur le rendement global de la rectenna. Deux types de rendement permettent de caractériser une rectenna, le premier est le rendement du redresseur seul sans l'antenne, c'est est le rapport de la puissance DC récupérée en sortie du redresseur sur la puissance RF injectée à l'entrée du redresseur en utilisant une source microondes.

$$\eta(\%) = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \cdot 100 \quad \text{II.6}$$

Où P_{DC} est la puissance DC mesurée aux bornes de la charge, elle est calculée à partir de la tension mesurée aux bornes de la charge.

$$P_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R} \quad \text{II.7}$$

Il existe plusieurs façons de déterminer P_{RF}

1/ A partir de la densité de puissance : P_{RF} est la puissance RF résultant de la densité de puissance captée par l'antenne multipliée par sa surface. Deux définitions sont à préciser dans ce cas. Soit le calcul est effectué à partir de la surface géométrique de l'antenne, ou à partir de la surface effective de l'antenne comme cela est exprimé par les équations (II.8) et (II.9).

$$P_{RF} = S \cdot A_G \quad \text{II.8}$$

$$P_{RF} = S \cdot A_{eff} \quad \text{II.9}$$

La surface géométrique A_G peut tout simplement être mesurée à partir des dimensions physiques de l'antenne, tandis que A_{eff} doit être calculé en fonction du gain de l'antenne de réception et de la longueur d'onde comme le montre l'équation (II.10)

$$A_{eff} = \frac{G_R}{4\pi} \lambda^2 \quad \text{II.10}$$

Avec G_R le gain de l'antenne réceptrice et λ la longueur d'onde. La densité de puissance est un paramètre déterminant dans la TESF, si la densité de puissance est élevée, la puissance DC le sera également. Elle est exprimée en W/m^2 , elle dépend du champ électrique E incident et par conséquent de la puissance d'émission, du gain de l'antenne, de la longueur d'onde (de la

fréquence) et de la distance parcourue par l'onde électromagnétique. Cette densité est donnée par

$$S = \frac{E^2}{120 \pi} = \frac{30 \cdot P_T \cdot G_T}{d^2 \cdot 120 \cdot \pi} \quad \text{II.11}$$

Ainsi, le deuxième rendement peut être calculé à partir des deux relations suivantes :

$$\eta(\%) = \frac{P_{DC}}{S \cdot A_G} \cdot 100 = \frac{P_{DC}}{S \cdot A_{eff}} \cdot 100 \quad \text{II.12}$$

II.7.2.7 Association des Rectennas

Bien que la consommation énergétique de certains systèmes ait enregistré une diminution notable durant ces dernières années, une rectenna seule reste encore dans la plupart des cas incapable de les alimenter. En revanche, en associant plusieurs rectennas, la puissance récupérée ou/et la tension DC de sortie fournit par ce réseau peuvent atteindre des niveaux importants suivant le type de combinaison utilisé. En effet la mise en réseau des rectennas peut être réalisée de différentes manières telles que l'association en série, en parallèle ou en cascade. Ces topologies sont les plus utilisées, chaque configuration présente des caractéristiques spécifiques.

L'association en série d'un réseau de rectennas (Figure II.15) permet d'augmenter la tension de sortie DC. La charge résistive R_L de cette configuration est déterminée à partir de l'équation suivante :

$$R_L = N * R_{Lopt} \quad \text{II.13}$$

Où R_{Lopt} est la charge optimale d'un seul élément rectenna et N est le nombre d'éléments.

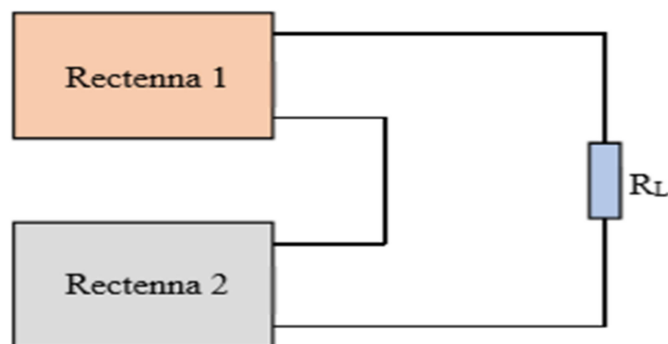


Figure II -15 Association de rectennas en série

L'association en parallèle [26] d'un réseau de rectennas (Figure II.16) mène à une augmentation de la puissance électrique de sortie en gardant une tension DC équivalente à celle

d'un seul élément. La charge résistive R_L associée à cette configuration est donnée par l'expression suivante :

$$R_L = \frac{R_{Lopt}}{N} \quad \text{II.14}$$

Où R_{Lopt} est la charge optimale d'un seul élément rectenna et N est le nombre d'éléments.

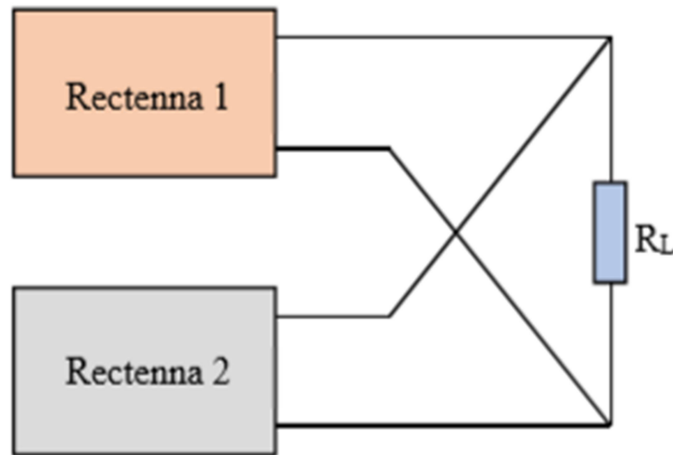


Figure II -16 Association de rectennas en parallèle

L'association en cascade combine les configurations série et parallèle, elle permet d'obtenir un équilibre entre la tension de sortie DC et le rendement. Il est possible aussi d'associer la configuration série et la configuration parallèle afin d'obtenir de meilleures performances.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les systèmes utilisés pour la récupération d'énergie électromagnétique, appelés « RECTENNA ». Dans un premier temps, nous avons introduit la transmission d'énergie sans fil (TESF) et les techniques existantes de récupération d'énergie . Nous nous sommes intéressé à la récupération de l'énergie électromagnétique en champ lointain. Nous avons aussi évoqué la problématique de limitation d'exposition aux champs électromagnétiques.

Enfin, un rapide aperçu des différentes topologies possibles et les performances de celles-ci a été exposé.

Chapitre III :
Conception et optimisation de
circuits de récupération et de
conversion d'énergie EM

III.1 Introduction

Nous présentons dans ce chapitre, la conception et l'optimisation de circuits de récupération et de conversion d'énergie RF-DC. Dans cette conception, l'antenne et le redresseur sont conçus séparément pour déterminer les performances de chaque bloc et détecter les problèmes susceptibles de dégrader ses performances.

Dans la première partie de ce chapitre nous présentons dans un premier temps une étude et une optimisation de circuits convertisseur RF/DC mono-bande. Dans un second temps, afin d'améliorer le niveau de puissance DC récupérée, nous nous intéressons aux circuits opérant sur plus d'une bande de fréquence.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'étude de l'antenne qui sera capable de capter les ondes rayonnées. Une comparaison des caractéristiques de plusieurs antennes est menée dans cette partie pour sélectionner l'antenne la plus adaptée pour un système de récupération d'énergie.

Dans ce mémoire, la conception de l'antenne a été réalisée en utilisant le logiciel CST. Quant au redresseur, la simulation a été réalisée avec le logiciel ADS. Ces deux outils de simulations permettent de réaliser des simulations fiables avec une grande précision.

Toute la conception aura pour but d'optimiser au maximum l'antenne et le redresseur afin d'augmenter la puissance RF captée, mais aussi de simplifier les problèmes d'adaptation.

III.2 Conception et optimisation de circuits de conversion RF-DC

Il s'agit d'étudier les performances des circuits de conversion RF-DC avec l'objectif de les intégrer dans un système de récupération d'énergie.

III.2.1. Etude de circuit de redressement

Dans la procédure 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 [1]. La sensibilité du redresseur est directement liée à la sensibilité des diodes utilisées. Pour atteindre cet objectif il faut utiliser une diode Schottky.

III.2.2 Diode Schottky

Le circuit de redressement utilise une ou plusieurs diodes Schottky. En polarisation directe, les diodes Schottky ont une tension de seuil qui se trouve entre 0.15V à 0.45V. Elles possèdent un temps de transition faible, ce qui les rend rapide en commutation. La diode Schottky que nous avons utilisé est optimisée pour fonctionner entre 915 MHz et 5.8 GHz [2], son modèle électrique équivalent est montré dans la figure III.1 ci-dessous.

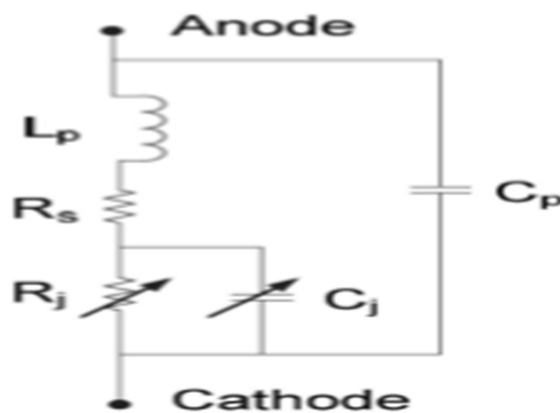


Figure III -1 Modèle électrique équivalent d'une diode Schottky.

Le modèle électrique est constitué d'une résistance série R_s , d'une capacité de jonction variable C_j et d'une résistance de jonction R_j . Le boîtier de la diode est modélisé par une inductance série L_p et une capacité parallèle C_p . Le courant I_d parcourant la diode est donné par l'expression suivante :

$$I_d = I_s \left(e^{\left(\frac{q}{N \cdot k \cdot T} \times V_d \right)} - 1 \right) \quad \text{III.1}$$

Où :

- N : coefficient d'émission ;
- q : charge de l'électron ($1.6 \times 10^{-19} \text{C}$) ;
- T : température du circuit (°K) ;
- K : constante de Boltzmann ($1.380662 \times 10^{-23} \text{JK}^{-1}$) ;
- V_d : Tension aux bornes de la diode.

La capacité C_d de la diode représente les effets de stockage de charge de la jonction. Il existe deux expressions pour cette capacité selon que la jonction est polarisée en direct ou en inverse. En polarisation inverse, la capacité peut se mettre sous la forme :

$$C_d = C_{j0} \times \left(1 - \frac{V_d}{P_b}\right)^{-M} \quad \text{III.2}$$

- C_{j0} : Capacité de jonction à polarisation nulle (pF) ;
- P_b : Potentiel de jonction (V) ;
- M : Coefficient de variation de jonction ;

En polarisation directe, la capacité s'écrit comme suit :

$$C_d = tt \times \frac{q \cdot I_s}{N \cdot K \cdot T} \times e^{\left(\frac{q}{N \cdot K \cdot T} \times V_d\right)} \quad \text{III.3}$$

- Où tt est le temps de transit.

III.2.2.1 Les courbes courant-tension I/V

Une diode Schottky est caractérisée par une courbe qui décrit le comportement du courant I en fonction de la tension V . La figure III.2 montre cette caractéristique. Le courant inverse de la diode est assez faible car il est de l'ordre du (nA). Les caractéristiques DC d'une diode peuvent être décrites comme une résistance variable avec une relation I/V donnée par :

$$I(V) = I_s \left(e^{\frac{V}{K T / q}} - 1 \right) \quad \text{III.4}$$

Les courbes I/V de la diode permettent de prédire le comportement DC du redresseur et d'identifier les pertes en fonctionnement (résistance dynamique R_d).

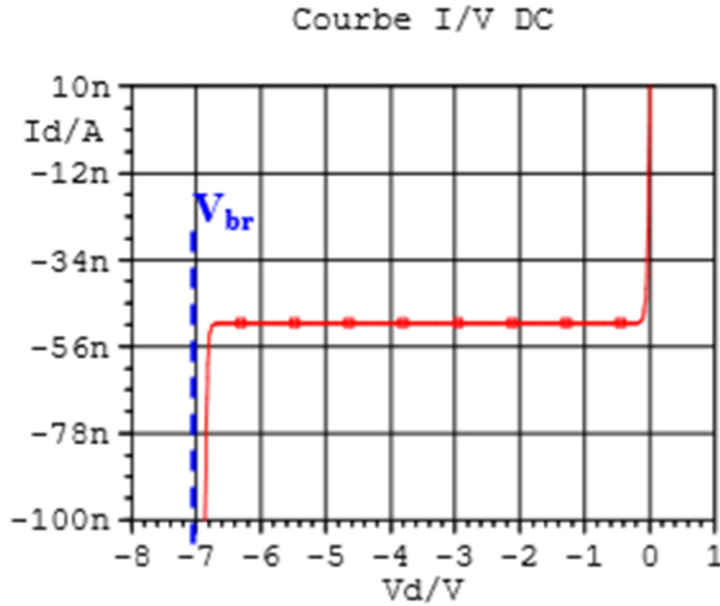


Figure III -2 Courbe I_d / V_d d'une diode Schottky (ex : HSMS 2860)

Par cette courbe, nous pouvons obtenir la résistance dynamique de la diode, permettant alors d'en déduire sa résistance série. Sa tension de claquage V_{br} permet de déterminer la puissance maximale à utiliser.

Le rendement de conversion RF/DC d'une diode dépend de la charge R_L , des éléments internes de la diode et de la fréquence du signal. Ce rendement est donné par la relation (III.5) [3] :

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} = \frac{1}{1+A+B+C} \quad \text{III.5}$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} A = \frac{R_L}{\pi R_s} \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right)^2 \left[\varphi \left(1 + \frac{1}{2\cos^2\varphi}\right) - 1.5\tan\varphi \right] \\ B = \frac{R_L R_s C_j^2 \omega^2}{\pi R_s} \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right) \left[\left(\frac{\pi-\varphi}{\cos^2\varphi}\right) + \tan \right] \\ C = \frac{R_L}{\pi R_s} \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right) \frac{V_j}{V_{out}} [\tan\varphi -] \\ \tan\varphi - \varphi = \frac{\pi R_s}{R_L \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right)} \\ C_j = C_{j0} \sqrt{\frac{V_j}{V_j + V_{out}}} \end{array} \right. \quad \text{III.6}$$

Où C_{j0} est la capacité de jonction à 0 V, φ est le déphasage pendant lequel la diode est passante et V_{out} est la tension redressée aux bornes de la charge.

III.3 Choix de la configuration du Convertisseur RF/DC

Plusieurs topologies de circuits redresseurs existent. Pour assurer une récupération efficace d'énergie, nous avons choisi trois topologies de circuits redresseurs : le redresseur à une seule diode en série, le doubleur de tension (mono bandes et bi bandes), et le redresseur en pont de diodes.

III.3.1 Le doubleur de tension

III.3.1.1 Méthodologie de conception

Du fait que les différents blocs du redresseur sont interdépendants, cela complique le redresseur, car la modification de l'un de ces blocs impacte les performances du circuit dans son ensemble. L'étude de la sensibilité et de l'efficacité du redresseur vis-à-vis de ces paramètres permet d'optimiser le redresseur.

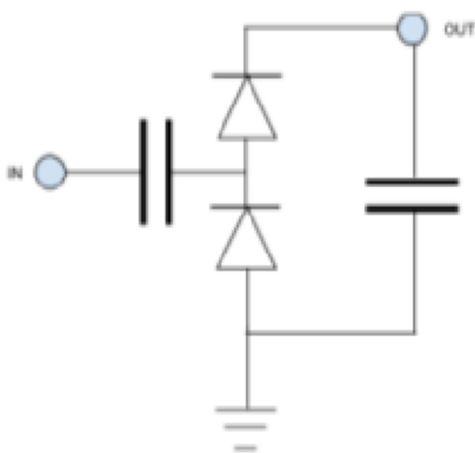


Figure III – 3 Doubleur de SCHENKEL

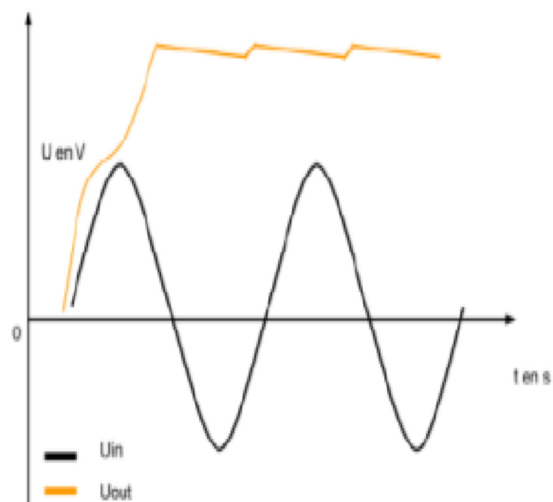


Figure III – 4 Tension de sortie

III.3.1.1.1 Redresseur bi-bandes

Ce redresseur est constitué de deux doubleurs de tensions SCHENKEL avec deux systèmes d'adaptation d'impédances (une pour 1.285 GHz et ne pour 1.585 GHz). Nous avons choisi cette structure car elle présente une capacité en entrée qui évite les fuites de courant continu vers l'antenne, ce circuit est montré dans la figure III.5.

Le circuit de conversion bi-bandes est adapté à 1.285GHz et 1.585GHz avec un paramètre S11 de -10.231dB et -13.486dB respectivement comme illustré sur la figure III.6. La figure III.7 montre la tension récupérée en sortie Vout. Cette tension est de 0.23V pour une puissance incidente de -20dBm. Le rendement de conversion RF-DC en fonction de la charge obtenu à cette même puissance est de 52.9% comme le montre la figure III.8.

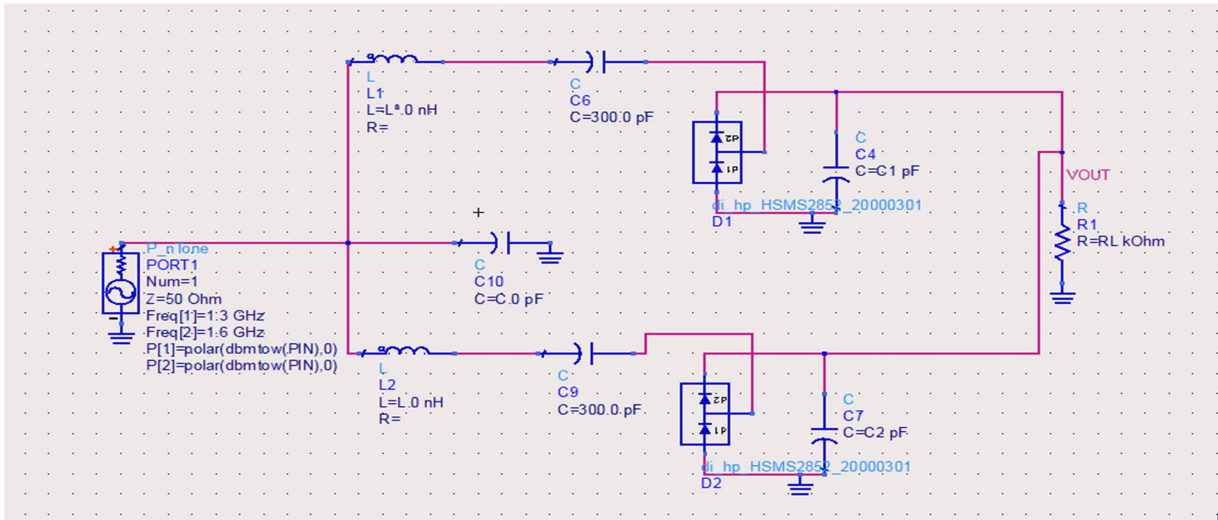


Figure III –5 Schéma du circuit de redressement.

La figure III.6 montre la représentation du coefficient de réflexion sur la bande de fréquence allant de 1 à 2 GHz, pour une puissance incidente de -20 dBm. Le résultat montre une bonne adaptation du circuit aux fréquences 1.585 et 1.285 GHz.

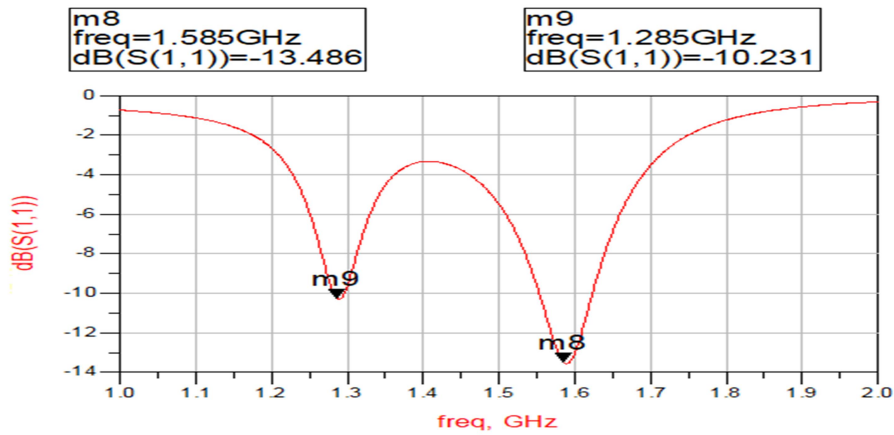


Figure III–6 Représentation du coefficient de réflexion (S11)

La figure (III.7) montre la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée. On remarque que la tension augmente quand la puissance d'entrée augmente.

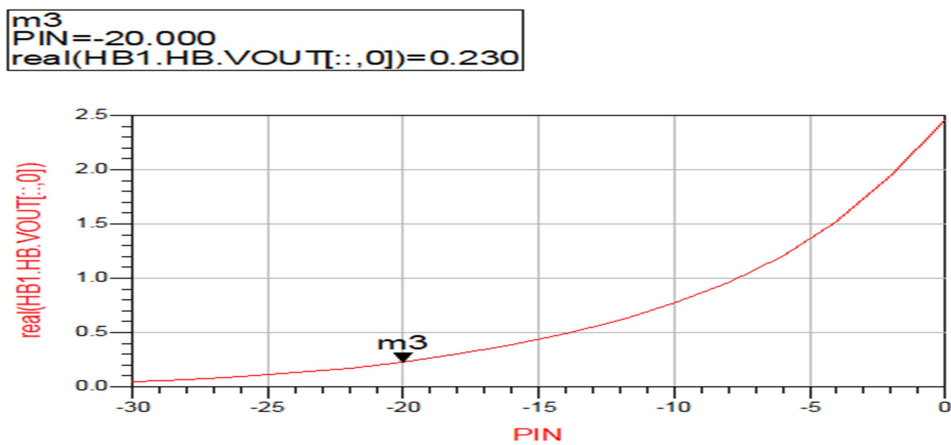


Figure III –7 Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée

La figure (III. 8) montre l'efficacité de conversion en fonction de la charge R_L . On remarque que l'efficacité augmente quand la charge augmente.

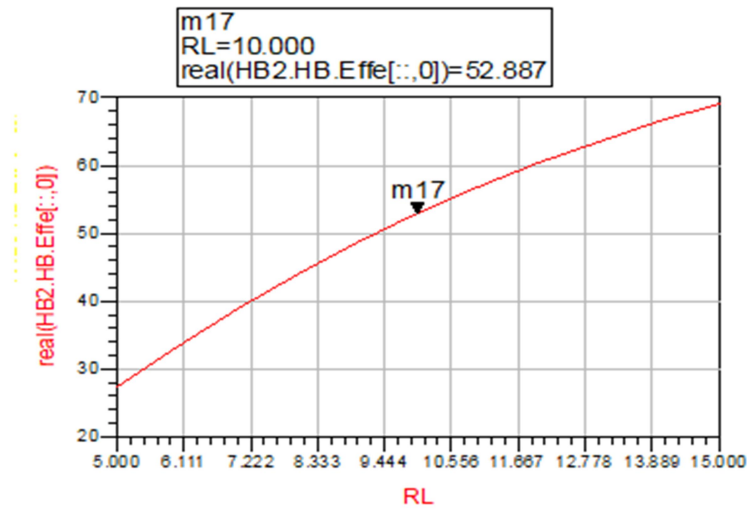


Figure III –8 Variation de l'efficacité de conversion en fonction de la charge

La figure (III. 9) montre l'efficacité de conversion en fonction de la capacité de filtrage C2. On remarque que l'efficacité augmente quand la capacité augmente.

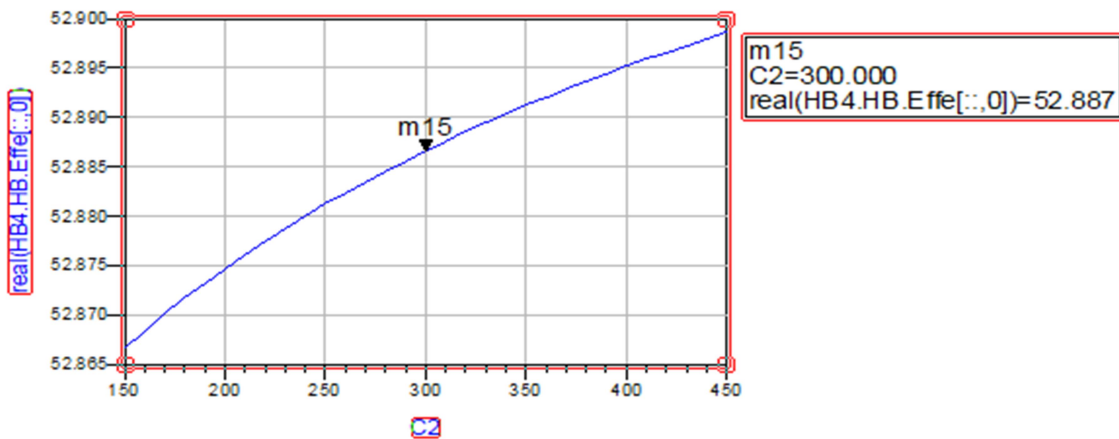


Figure III –9 Efficacité de conversion en fonction de la capacité de filtrage C2

La figure (III.10) montre le coefficient de réflexion en fonction de PRFin. Le redresseur est adapté pour PRFin allant de -60 dBm à -15 dBm avec une adaptation maximale à -24 dBm (S11 = -24.445 dB).

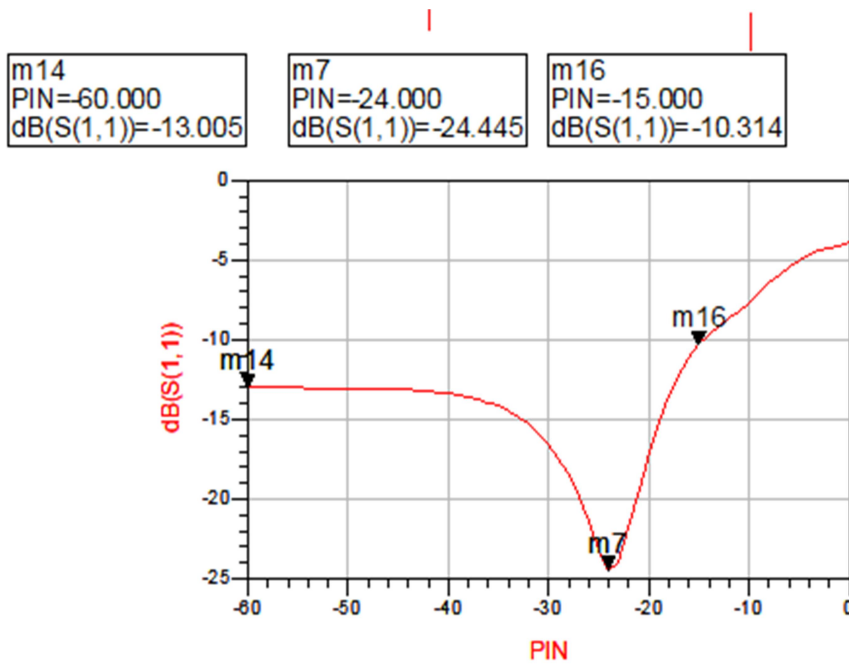


Figure III –10 Coefficient de réflexion en fonction de PRFin

III.3.2 Le redresseur en pont de diodes

Ce redresseur est constitué de 4 diodes HSMS8101 et utilise un circuit d'adaptation d'impédance composé d'un stub en circuit ouvert ($W1 = 0,257045$ mm, $L1 = 15,6270$ mm) et d'une ligne ($W2 = 0,257045$ mm, $L2 = 4,944530$ mm). La valeur de la capacité de filtrage est de 0.5pf et celle de la résistance de charge R_L est de 500 Ohm. La figure III.11 présente le schéma de simulation sous ADS de ce circuit redresseur. La méthode Harmonic Balance (HB) est utilisée. Cette méthode permet de tenir compte des non-linéarités présentes dans le circuit.

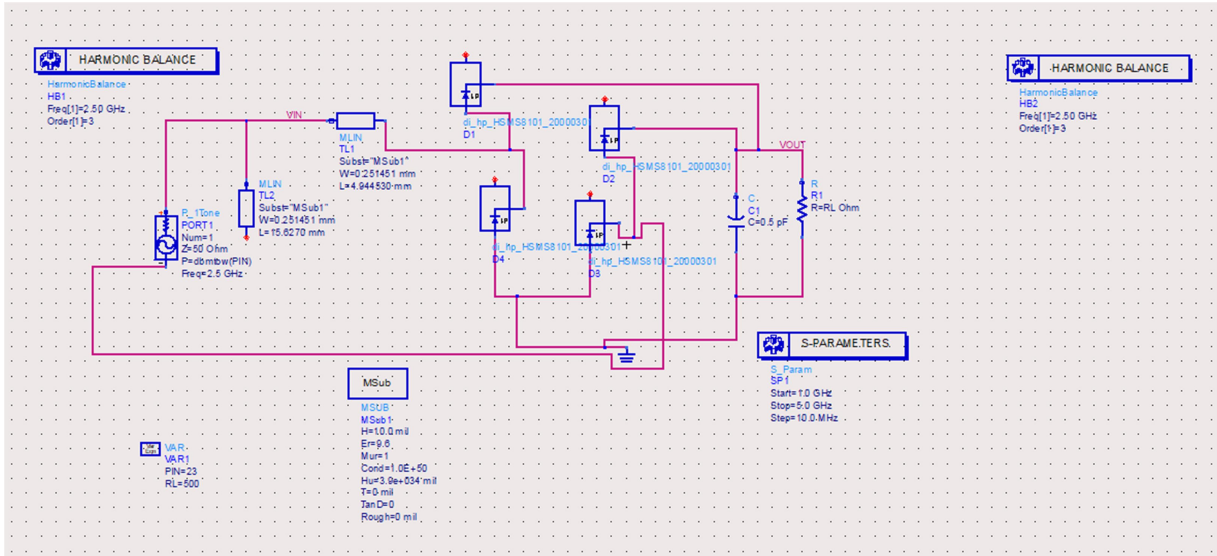


Figure III –11 Schéma du redresseur en pont de diodes

La figure (III.12) montre le coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence. Nous remarquons que le circuit redresseur est adapté à 2.5 GHz avec un paramètre S_{11} de -24 dB.

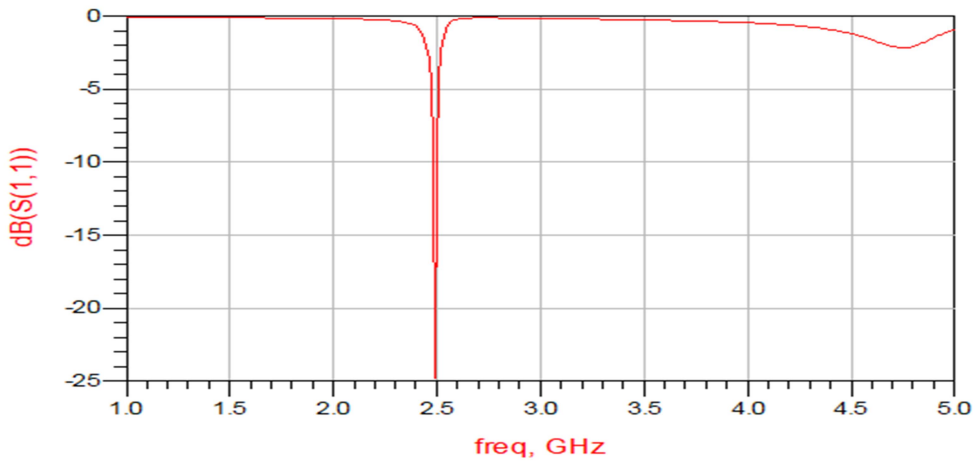


Figure III –12 Représentation du coefficient de réflexion S_{11}

La Figure III-13 et la Figure III-14 présentent respectivement la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée et l'efficacité de conversion en fonction de la charge.

La tension récupérée en sortie V_{out} est de 6.154V pour une puissance incidente de 23dBm. Le rendement de conversion RF-DC, pour une charge de 500 ohms, obtenu à cette même puissance est de 37.96 %.

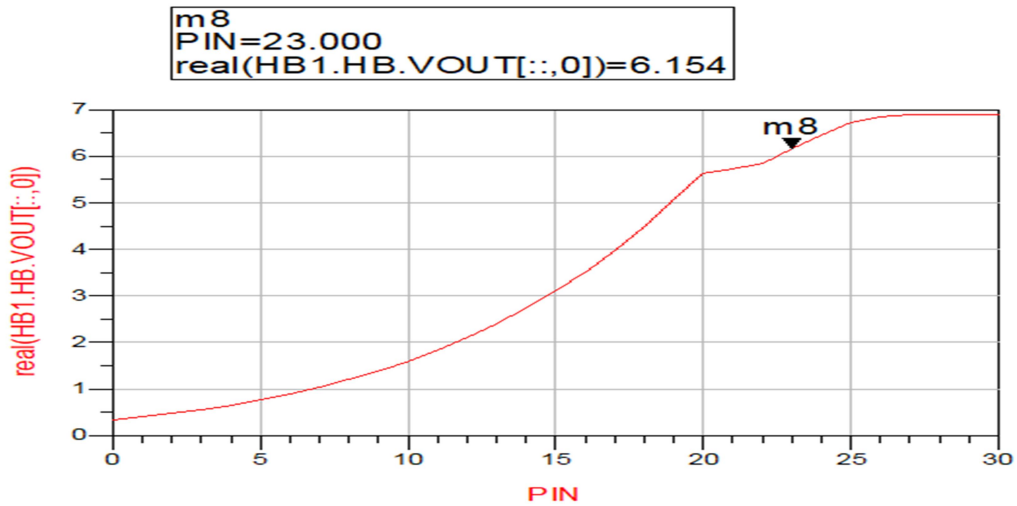


Figure III –13 Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée

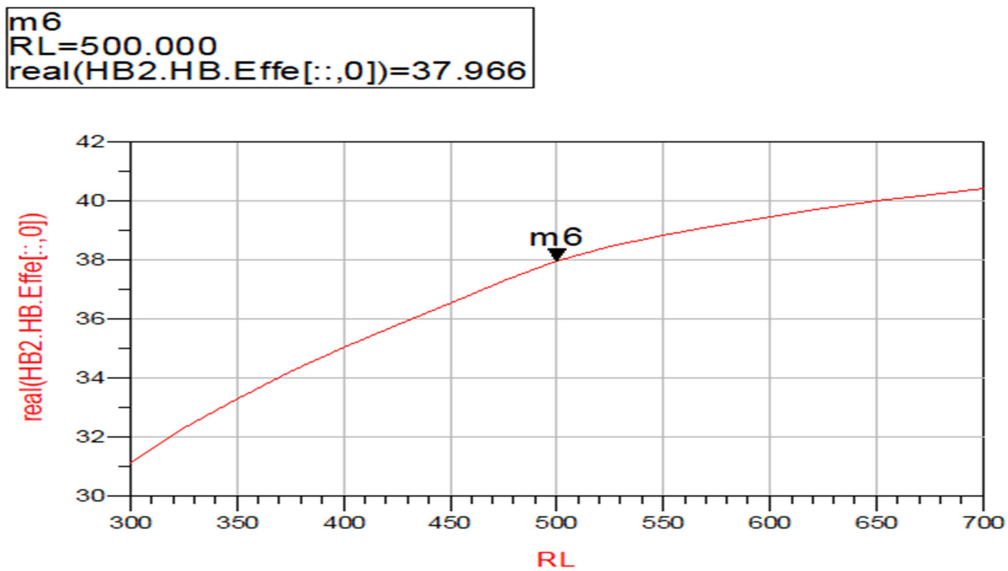


Figure III –14 Variation de l'efficacité de conversion en fonction de la charge

On remarque que l'efficacité augmente quand la charge augmente.

La figure (III. 15) montre le coefficient de réflexion en fonction de PRFin. Le redresseur est adapté pour PRFin allant de 25 dBm à 29dBm avec une adaptation maximale à 27 dBm (S11 = -12.42 dB).

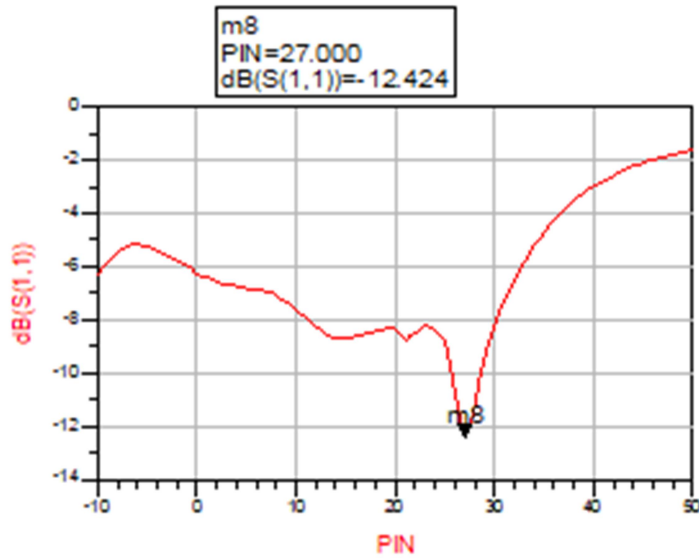


Figure III –15 Coefficient de réflexion en fonction de PRFin

La figure (III. 16) montre l'efficacité de conversion en fonction de la capacité de filtrage. On remarque que la valeur maximale de l'efficacité de ce redresseur est obtenue pour $c=0.4$ pf.

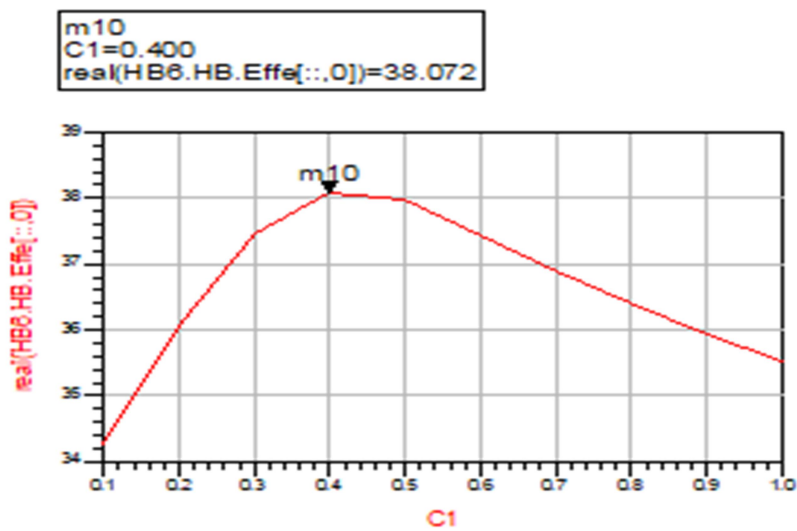


Figure III –16 Efficacité en fonction de la capacité de filtrage

III.3.3 Le redresseur série

Le schéma du circuit de ce redresseur sous ADS est illustré à la figure III.18 [5]. La diode Schottky utilisée est de type HSMS2820, dont les paramètres de circuit équivalent sont les suivants : résistance série $R_S = 6 \text{ ohm}$, condensateur à jonction à polarisation nulle $C_{j0} = 0,7 \text{ pF}$, tension directe $V_F = 0,34 \text{ V}$ et tension de claquage $V_B = 15 \text{ V}$.

Le substrat utilisé est le FR4 de constante diélectrique = 4,3, de hauteur = 1,6 mm et d'épaisseur $h = 0,035 \text{ mm}$. La résistance de charge est choisie égale à 560 Ohm. La fréquence de résonance de ce circuit est 2.45 GHz.

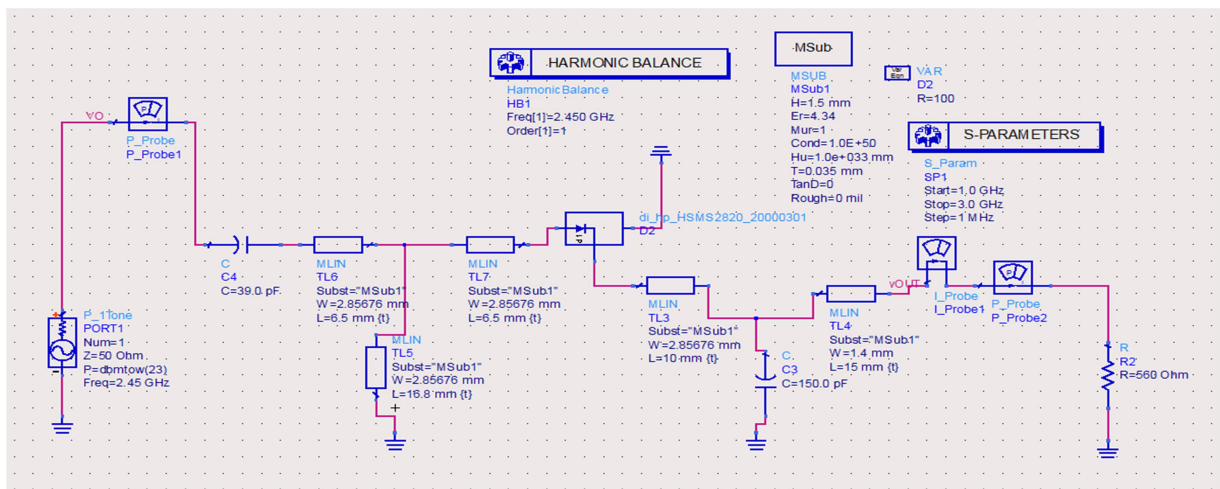


Figure III –18 Schéma du circuit de redressement.

La figure (III.19) montre la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée. La valeur de la tension récupérée en sortie V_{out} est de 9.155 V pour une puissance incidente de 23dBm.

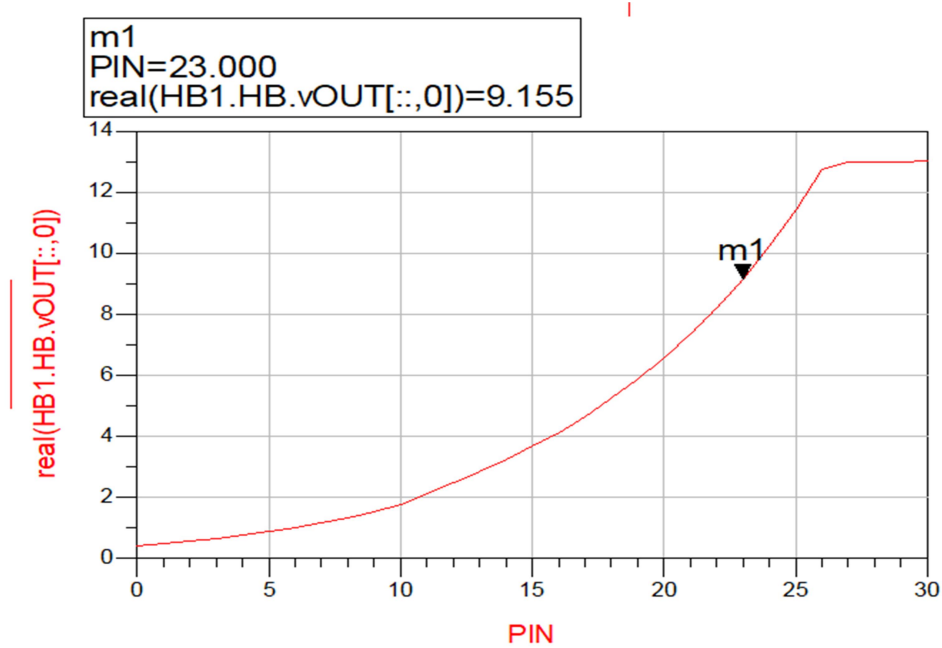


Figure III –19 Tension de sortie en fonction de puissance d'entrée

La figure (III. 20) montre l'efficacité de conversion en fonction de la charge. On remarque que l'efficacité augmente quand la charge diminue. Le rendement de conversion RF-DC pour une charge de 560 ohm obtenu pour une puissance d'entrée de 23dBm est de 75.014 %.

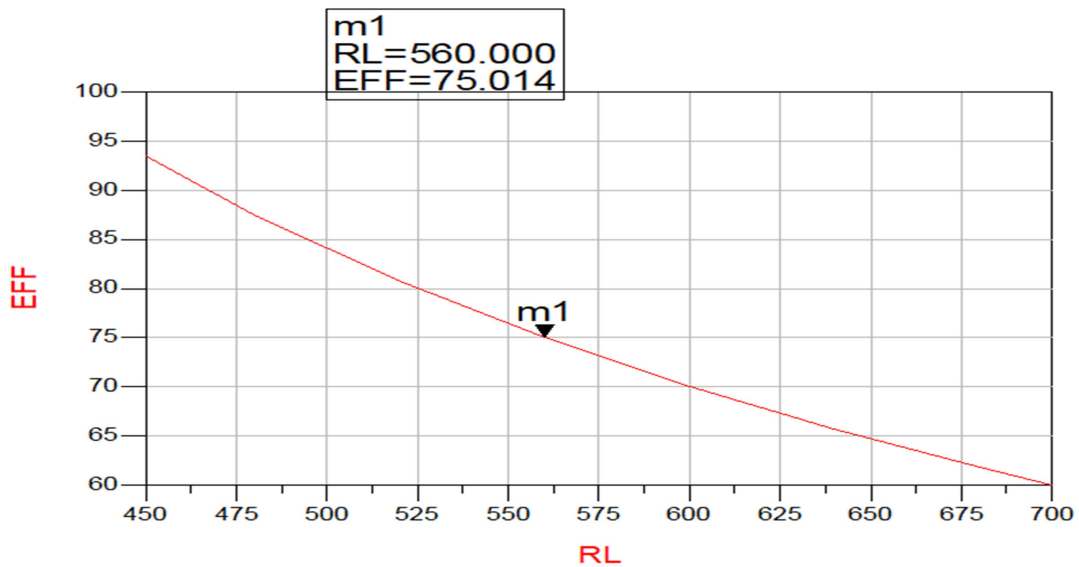


Figure III –20 Variation de l'efficacité de conversion en fonction de la charge

III.3.4 Le doubleur de tension mono bande 2.45 GHz

Ce redresseur est constitué d'un doubleur de tension SCHENKEL. Son schéma de simulation sous ADS est illustré sur la figure III.21. Les diodes utilisées sont du type HSMS8101. La capacité en entrée évite les fuites de courant continu vers l'antenne. Le circuit d'adaptation d'impédance est conçu avec deux lignes micro ruban ayant $W1 = 0.251451$ mm, $L1 = 10.0$ mm et $W2 = 0.251451$ mm, $L2 = 16.33$ mm.

La capacité de filtrage est choisie de valeur $C=300$ pf et la charge $R_L=2$ kOhm.

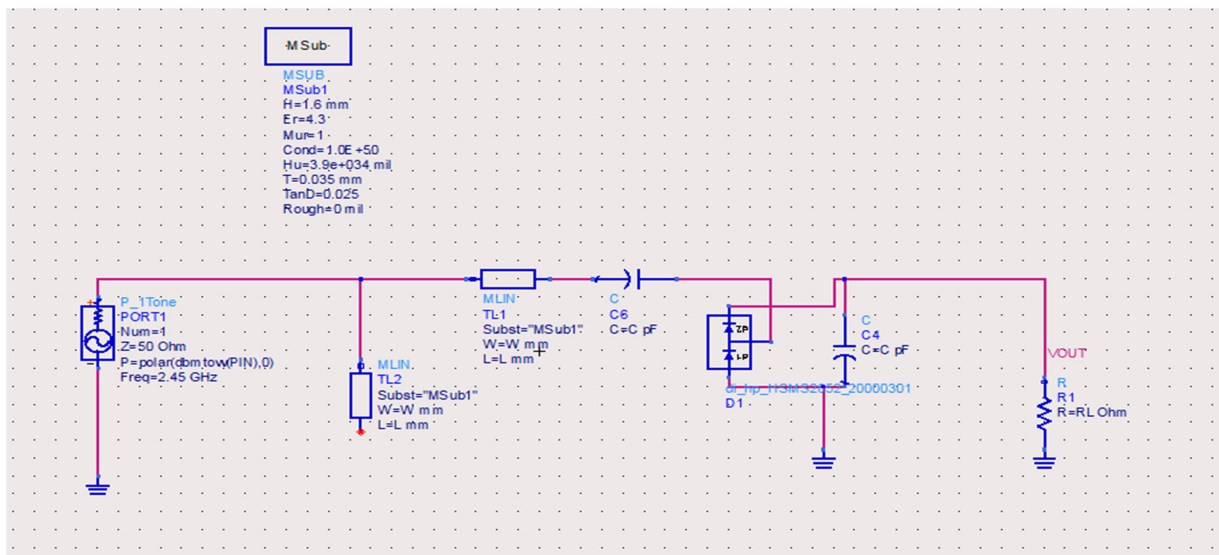


Figure III –21 Schéma du circuit de redressement sous ADS

La figure (III.22) montre le coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de la fréquence. On remarque que le circuit redresseur est adapté à 2.45GHz avec un paramètre S_{11} de -18.239 dB.

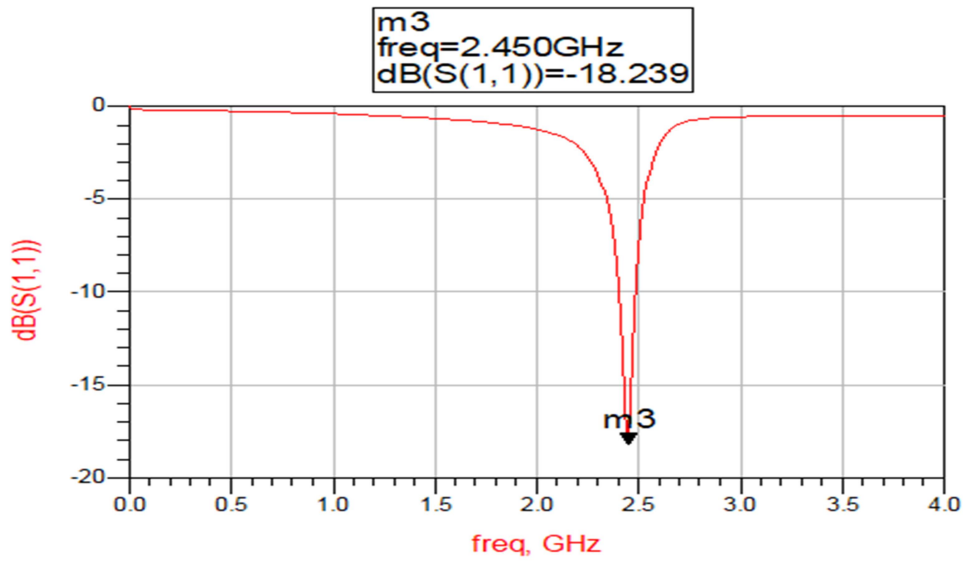


Figure III -22 Représentation du coefficient de réflexion

La figure (III.23) montre les variations de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée P_{IN} . On remarque que la tension augmente à mesure que la puissance augmente.

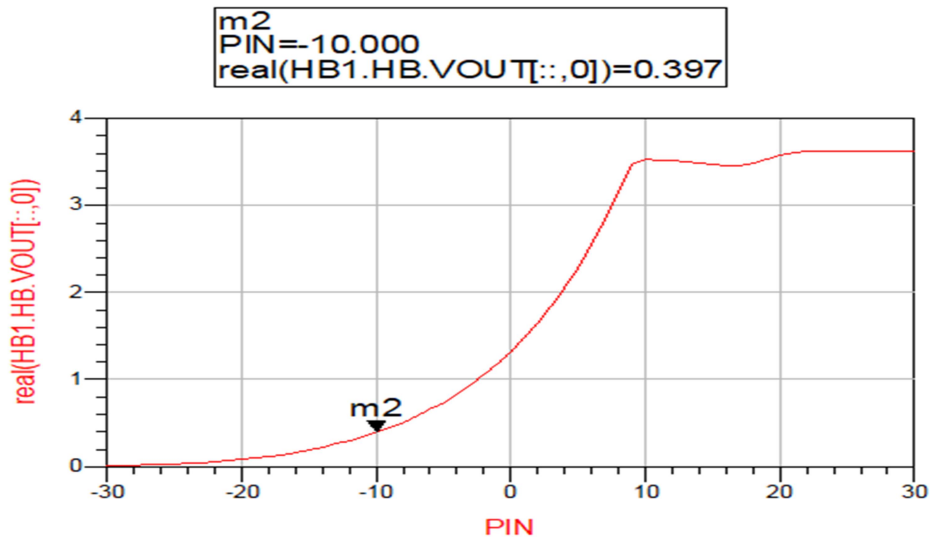


Figure III -23 Tension de sortie en fonction de puissance d'entrée

La valeur prélevée de la tension récupérée en sortie V_{out} est de 0.379V pour une puissance incidente de -10 dBm.

La figure (III. 24) montre l'efficacité de conversion en fonction de la charge. On remarque que l'efficacité augmente quand la charge augmente.

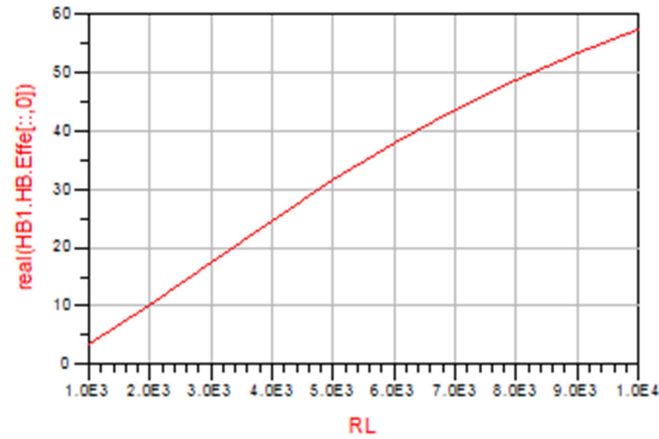


Figure III –24 Variation de l'efficacité de conversion en fonction de la charge

La figure (III. 25) montre le coefficient de réflexion en fonction de PRFin. Le redresseur est adapté pour PRFin allant de -80 dBm à -10dBm avec une adaptation maximale à -23 dBm ($S_{11} = -47.53$ dB).

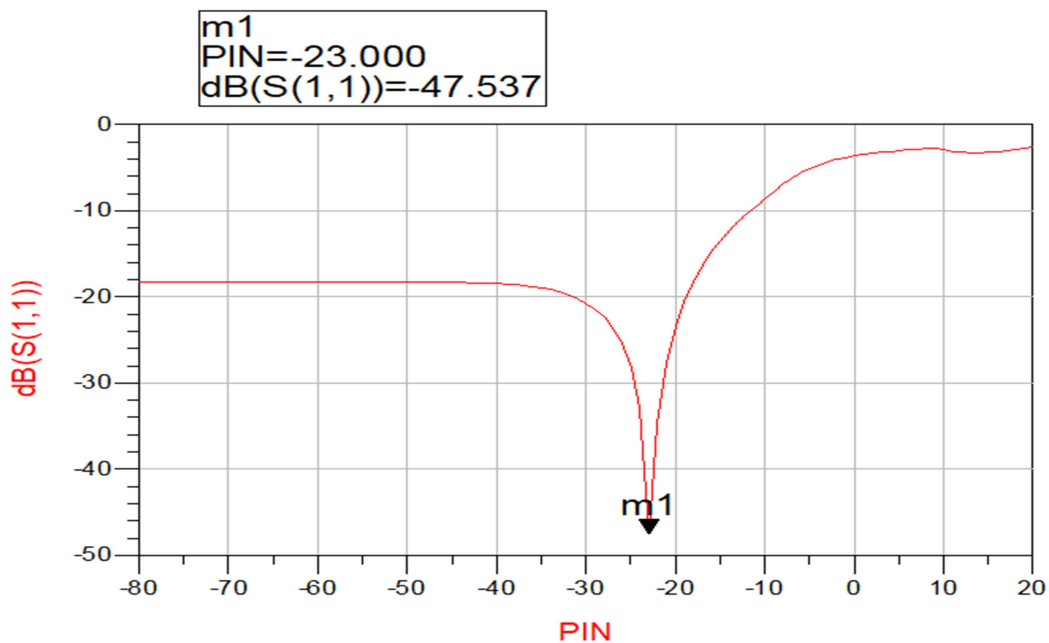


Figure III –25 Coefficient de réflexion en fonction de PRFin

La figure (III. 26) montre l'efficacité de conversion en fonction de la capacité de filtrage pour une puissance d'entrée de 10 dBm. Nous remarquons que la capacité du filtre de sortie DC a une influence sur le rendement.

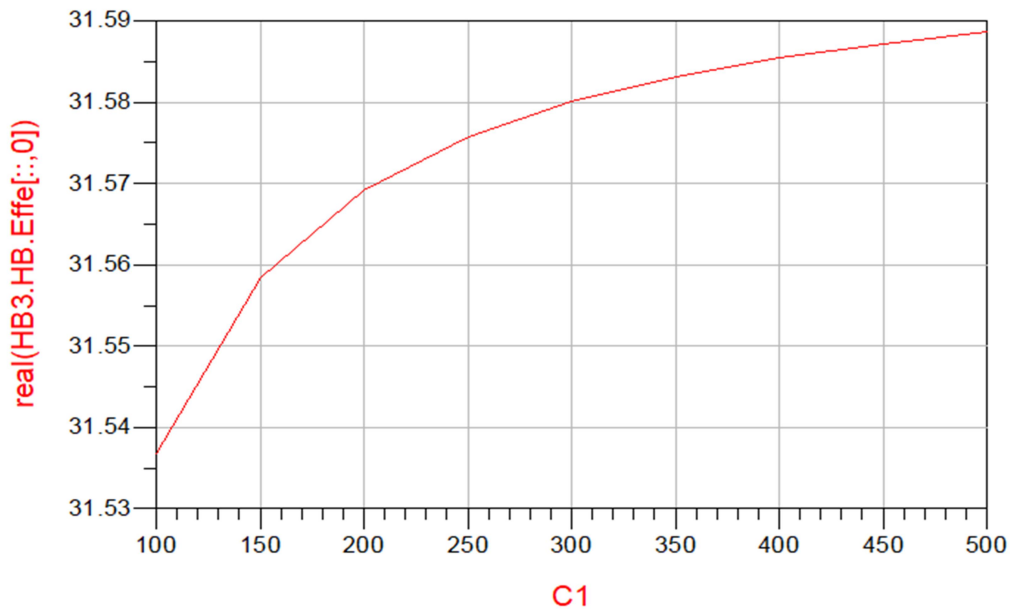


Figure III –26 Efficacité en fonction de la capacité de filtrage

III.4 Simulation et conception des antennes

III.4.1 Conception d'une antenne patch bi-bande

La figure III.27 montre la géométrie de l'antenne simulée. Cette antenne est optimisée pour fonctionner dans deux bande : $[1.9381, 2.5797]$ et $[3.33, 5]$ GHz.

Le substrat utilisé pour la conception de cette antenne possède les caractéristiques suivantes :

- Type : FR4 (lossy)
- Hauteur de substrat : $h = 1,6\text{mm}$
- Permittivité diélectrique $\epsilon_r = 4,3$
- Pertes tangentiel $\tan\delta = 0,025$
- Conducteur : cuivre, épaisseur de métallisation $t = 35\mu\text{m}$

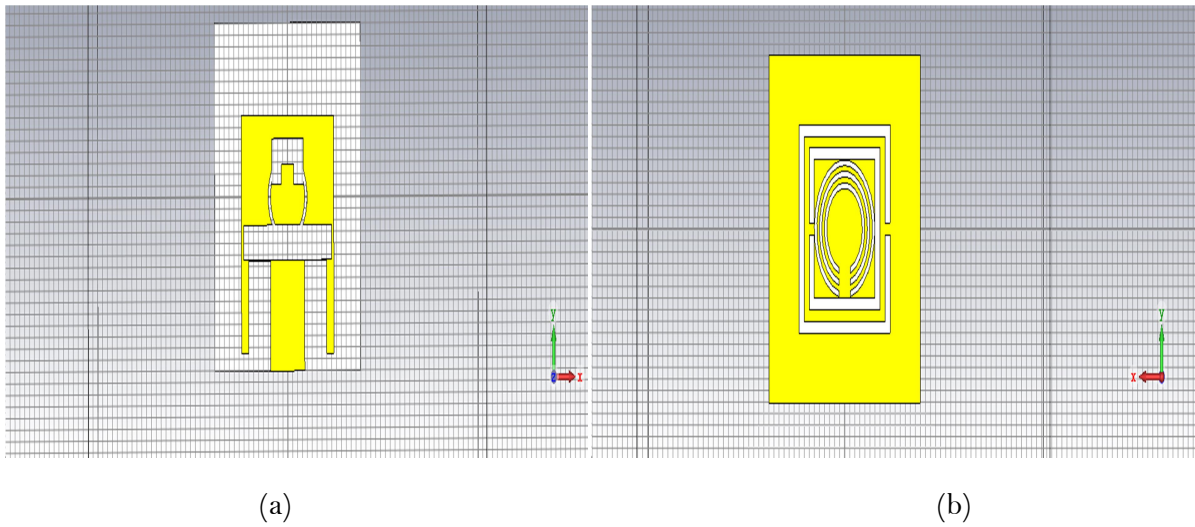


Figure III – 27 Géométrie de l'antenne simulée (a) vue de dessus (b) vue de dessous

La figure III.28 montre la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

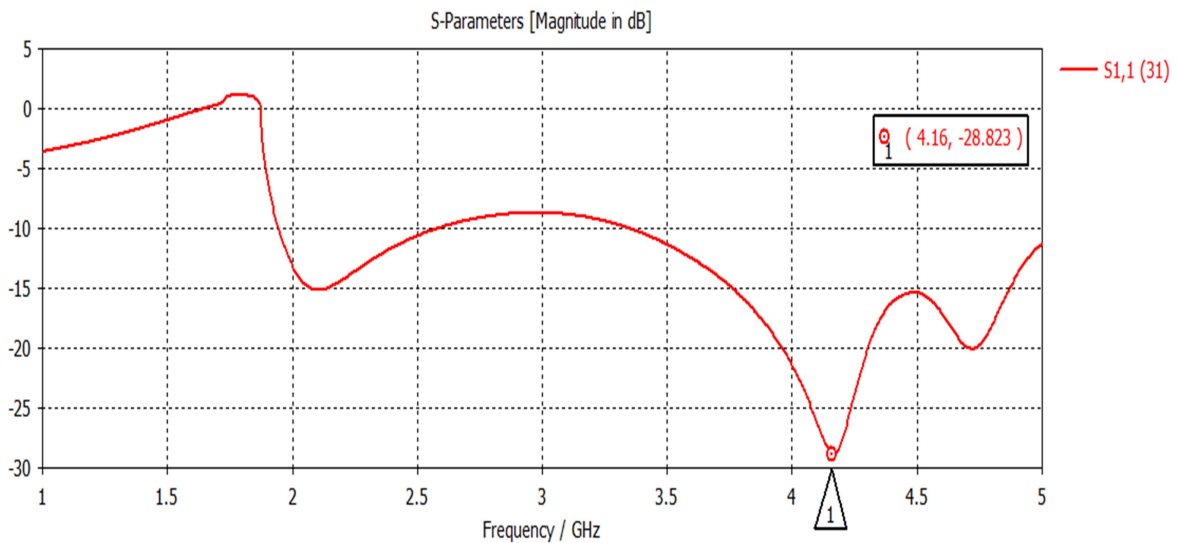
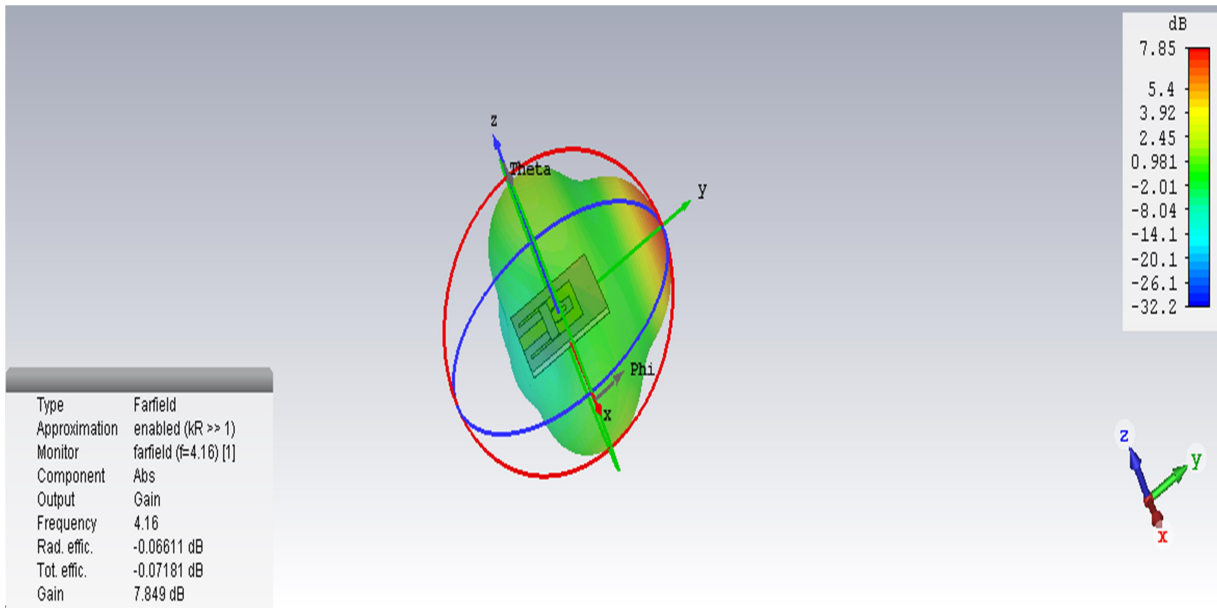
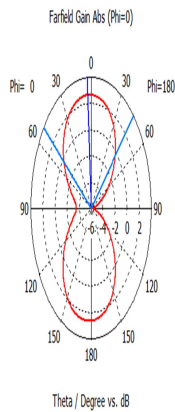


Figure III – 28 Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence

➤ Diagramme de rayonnement



(a)



(b)

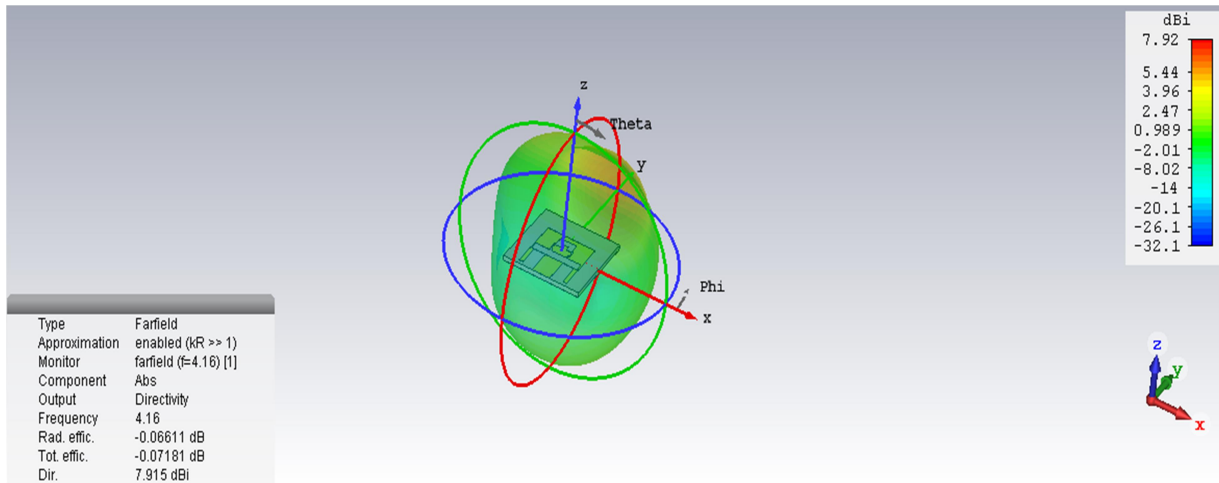


(c)

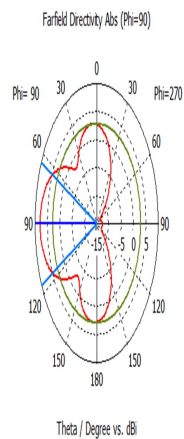
Figure III – 29 Diagramme de rayonnement à 4.16 GHz (a) plan 3D (b) plan polaire (phi=90) (c) plan polaire (phi=0)

Le plan	Plan 3D	Plan polaire (phi=90)	Plan polaire (phi=0)
Résultat de Gain	7.85 dB	2.66 dB	7.85 dB

➤ Diagramme de rayonnement de la directivité



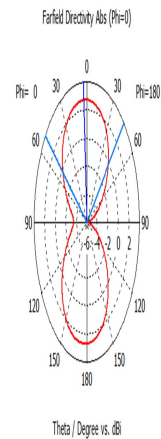
(a)



— Farfield (f=4.16) [1]

Frequency = 4.16
 Main lobe magnitude = 7.92 dB
 Main lobe direction = 90.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 52.5 deg.
 Side lobe level = -5.0 dB

(b)



— Farfield (f=4.16) [1]

Frequency = 4.16
 Main lobe magnitude = 2.72 dB
 Main lobe direction = 4.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 96.9 deg.

(c)

Figure III – 30 Diagramme de rayonnement de la directivité à 4.16 GHz (a) plan 3D(b) plan polaire (phi=90) (c) plan polaire (phi=0)

Le tableau suivant résume les résultats obtenus dans les trois plans.

Le plan	Plan 3D	Le plan polaire (phi=90)	Le plan polaire (phi=0)
Résultat de la Directivité	7.92 dB	7.92 dB	2.72 dB

Le taux d'onde stationnaire est représenté sur la figure suivante :

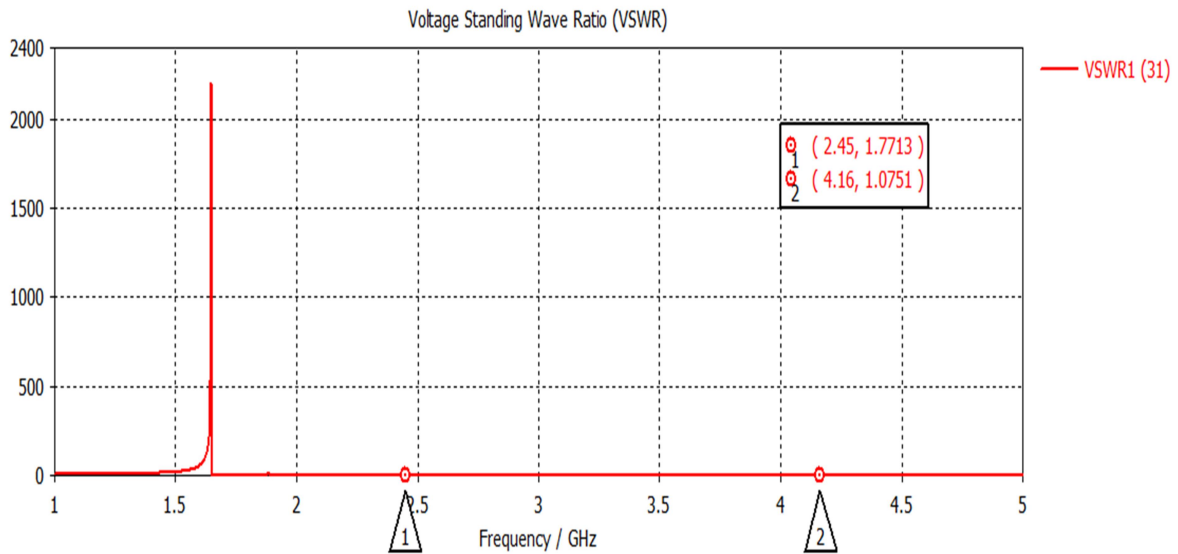


Figure III – 31 Résultat du VSWR à la fréquence $f=2.45$ et à $f=4.16$

La figure suivante représente la distribution de courant.

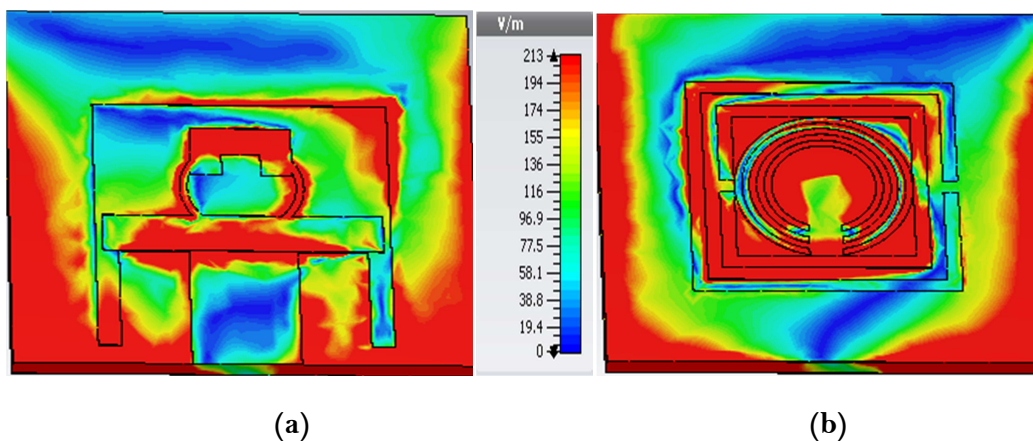


Figure III – 32 Distribution du courant électrique (a) vue de dessus (b) vue de dessous

III.4.2 Conception d'une antenne patch bi-bande sous forme G

La figure III.33 montre la géométrie de l'antenne simulée. Cette antenne est optimisée pour fonctionner dans deux bande : $[2.16-2.7]$ GHz et $[3.66, 3.95]$ GHz.

Le substrat utilisé pour la conception de cette antenne possède les caractéristiques suivantes :

- Substrat Rogers R04003C (lossy)
- Hauteur de substrat : $h = 0.2032\text{mm}$
- Permittivité diélectrique $\epsilon_r = 3.8$
- Pertes tangentiel $\tan\delta=0,027$
- Conducteur : cuivre, épaisseur de métallisation $t = 35\mu\text{m}$

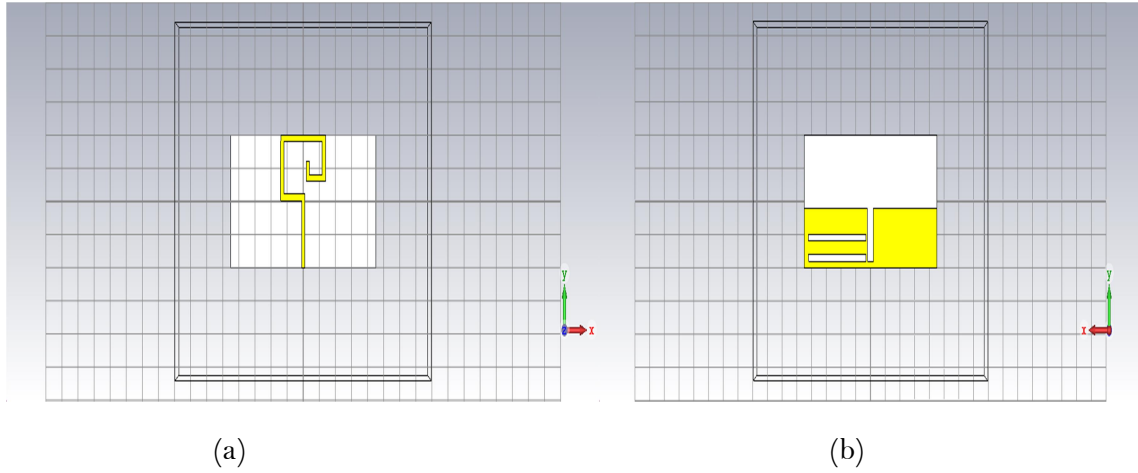


Figure III – 33 Géométrie de l'antenne simulée (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

La figure III-34 représente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

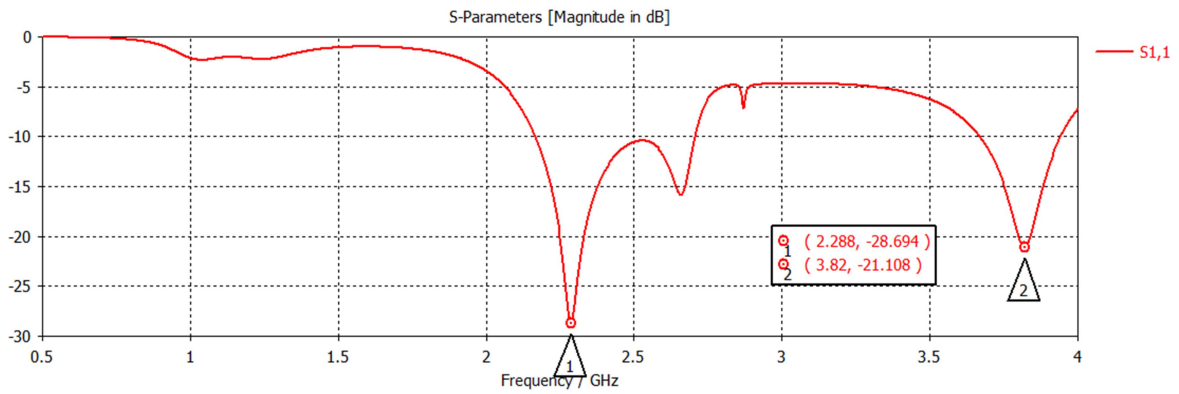
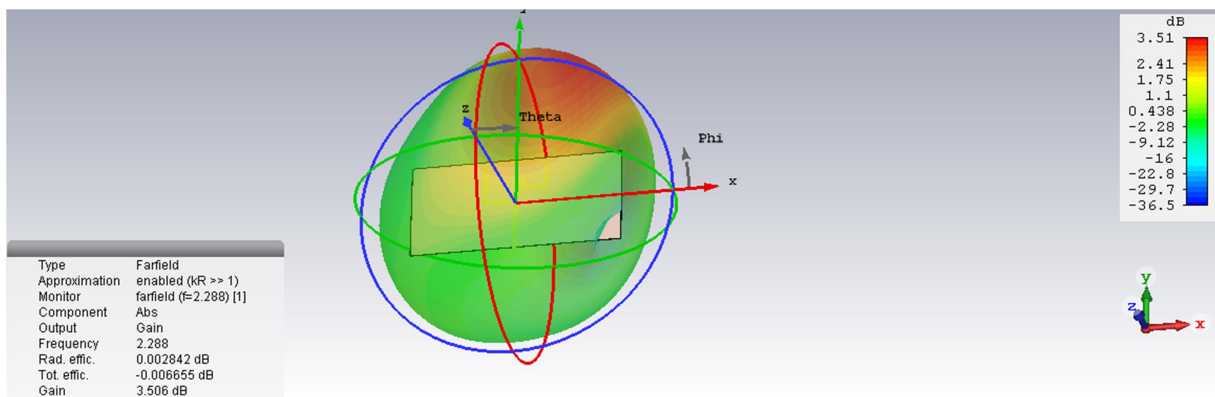


Figure III – 34 Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence

➤ Diagramme de rayonnement



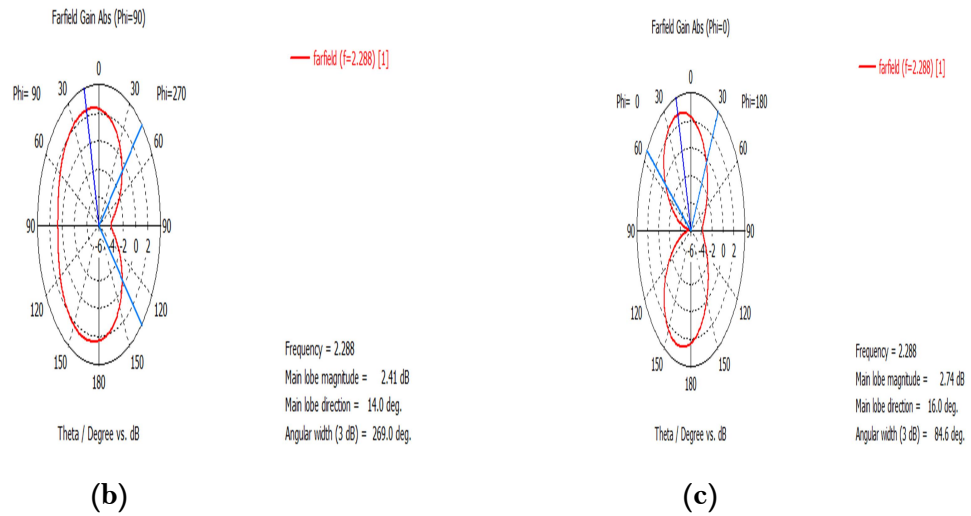


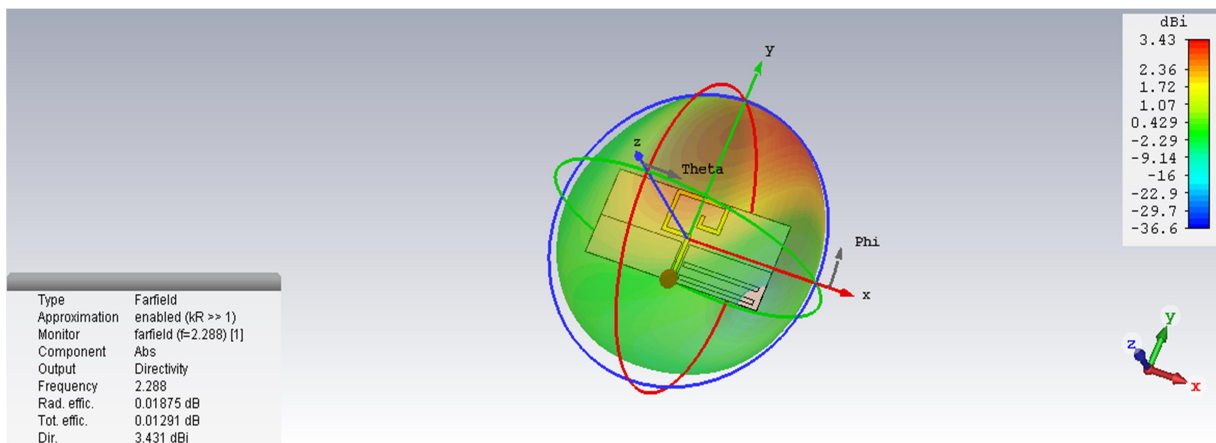
Figure III – 35 Diagramme de rayonnement à f=2.288 GHz

(a) Plan 3D (b) plan polaire (phi=90) (c) plan polaire (phi=0)

Le plan	Plan 3D	Plan polaire (phi=90)	Plan polaire (phi=0)
Résultat de Gain	3.51 dB	2.41 dB	2.74 dB

➤ Diagramme de rayonnement de la directivité

La figure III-36 représente diagramme de rayonnement de la directivité.



(a)

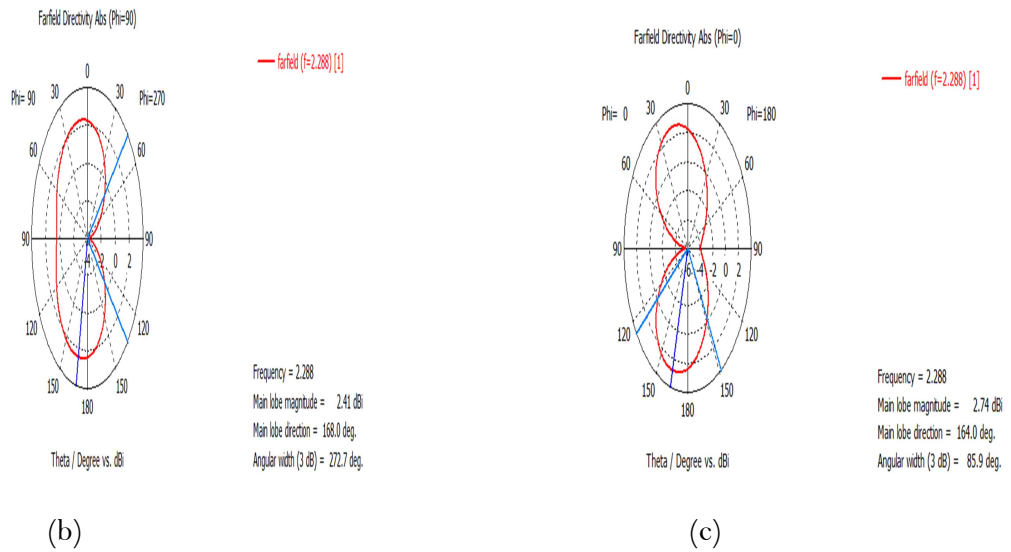


Figure III – 36 Diagramme de rayonnement de la directivité à $f=2.288$ GHz

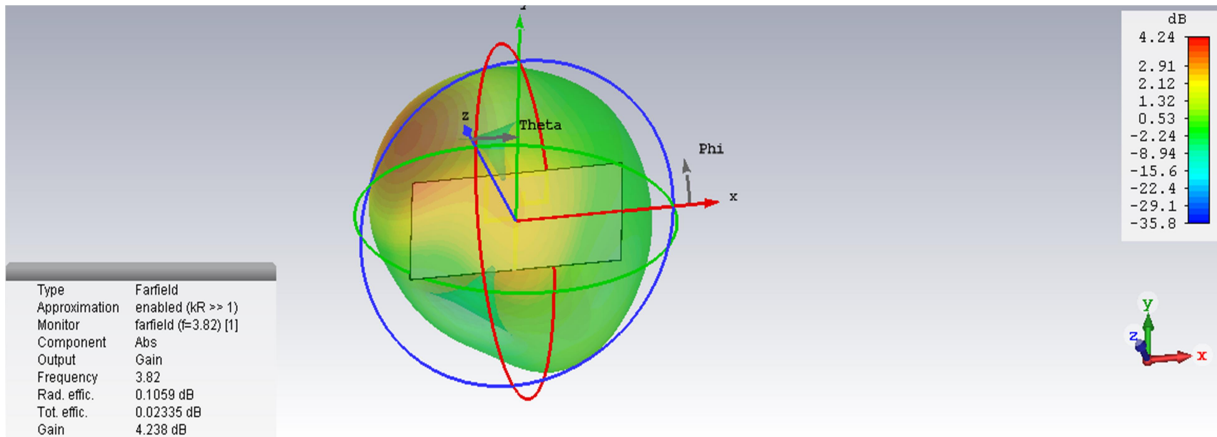
(a) Plan 3D (b) plan polaire ($\phi=90$) (c) plan polaire ($\phi=0$)

Les résultats de la directivité pour les trois plans sont résumés dans le tableau suivant.

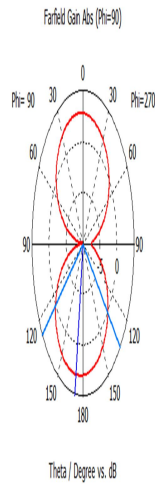
Le plan	Plan 3D	Plan polaire ($\phi=90$)	Plan polaire ($\phi=0$)
Résultat de la Directivité	3.43 dB	2.41 dB	2.71 dB

➤ **Diagramme de rayonnement à 3.82 GHz**

Le diagramme de rayonnement à 3.82 GHz de cette antenne est représenté sur la figure suivante.



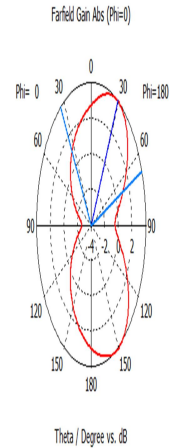
(a)



— farfield (f=3.82) [1]

Frequency = 3.82
 Main lobe magnitude = 3 dB
 Main lobe direction = 171.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 100.0 deg.

(b)



— farfield (f=3.82) [1]

Frequency = 3.82
 Main lobe magnitude = 3.98 dB
 Main lobe direction = 29.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 102.1 deg.

(c)

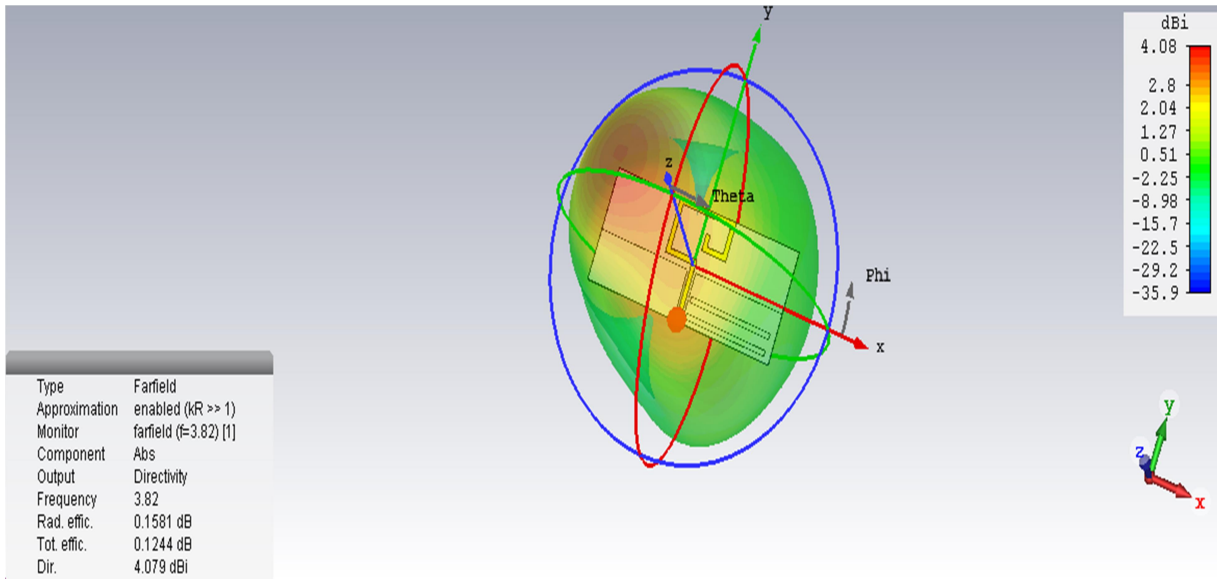
Figure III – 37 Diagramme de rayonnement à 3.82 GHz

(a) Plan 3D (b) plan polaire (phi=90) (c) plan polaire (phi=0)

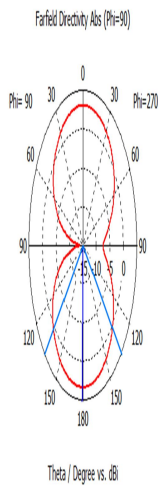
Les résultats de la directivité pour les trois plans sont résumés dans le tableau suivant :

Le plan	Plan 3D	Plan polaire (phi=90)	Plan polaire (phi=0)
Résultat de Gain	4.24 dB	3 dB	2.74 dB

➤ Diagramme de rayonnement de la directivité à 3.82 GHz



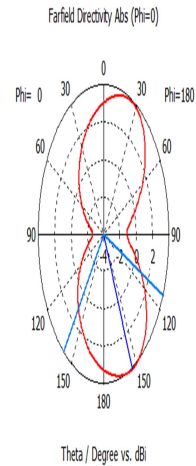
(a)



— farfield (f=3.82) [1]

Frequency = 3.82
Main lobe magnitude = 3.25 dBi
Main lobe direction = 179.0 deg.
Angular width (3 dB) = 90.9 deg.

(b)



— farfield (f=3.82) [1]

Frequency = 3.82
Main lobe magnitude = 3.98 dBi
Main lobe direction = 154.0 deg.
Angular width (3 dB) = 104.0 deg.

(c)

Figure III – 38 Diagramme de rayonnement de la directivité à 3.82GHz (a) plan 3D (b) plan polaire (phi=90) (c) plan polaire (phi=0)

Les résultats de la directivité pour les trois plans sont résumés dans le tableau suivant :

Le plan	Plan 3D	Plan polaire (phi=90)	Plan polaire (phi=0)
Résultats de La directivité	4.08 dB	3.25 dB	3.98 dB

La figure suivante représente le taux d'onde stationnaire.

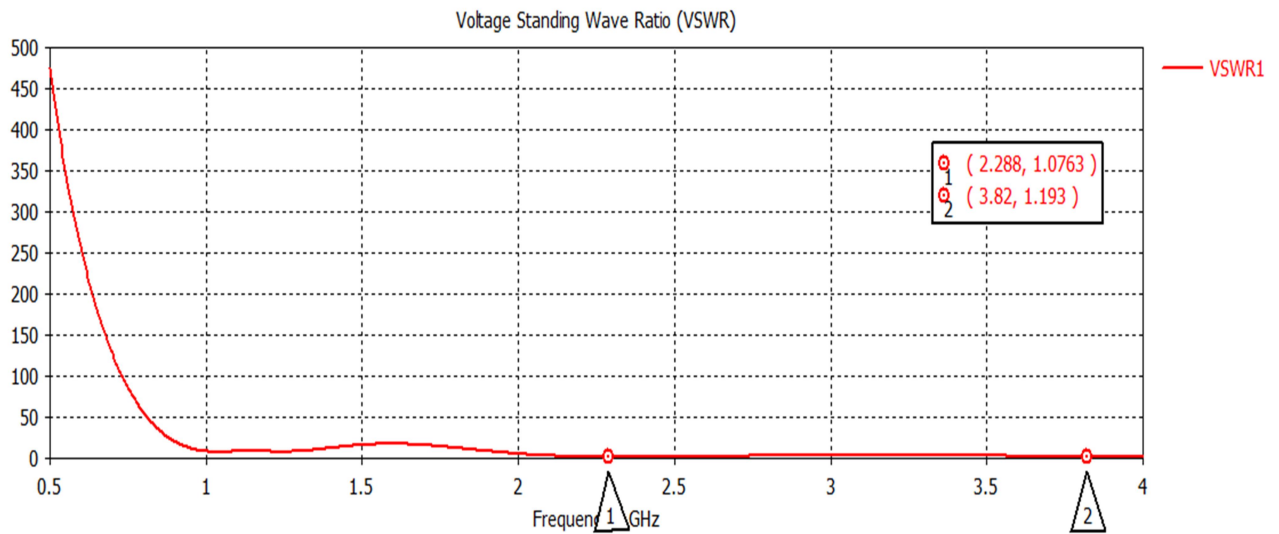


Figure III – 39 Résultat du VSWR (taux d'onde stationnaire) pour les fréquences $f=2.288$ Ghz et $f=3.82$ Ghz

la distribution du courant électrique est donné par la figure III.40.

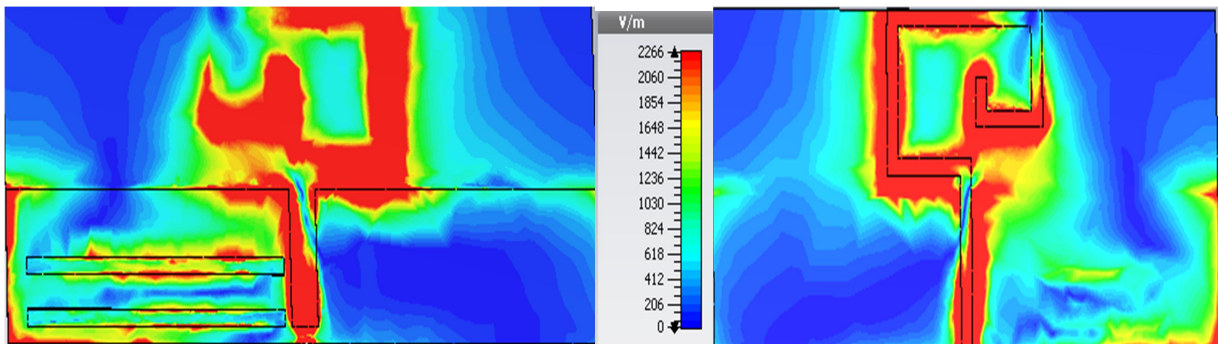


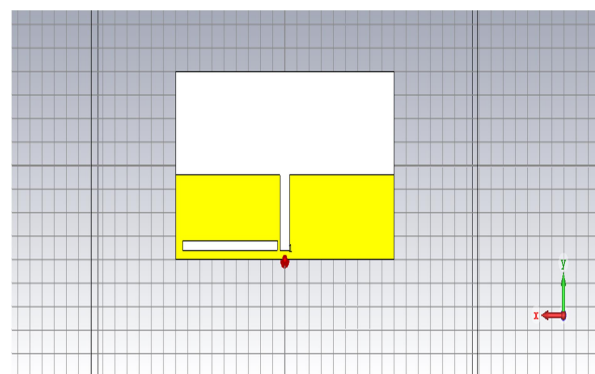
Figure III – 40 Distribution du courant électrique (a) vue de dessus (b) vue de dessous

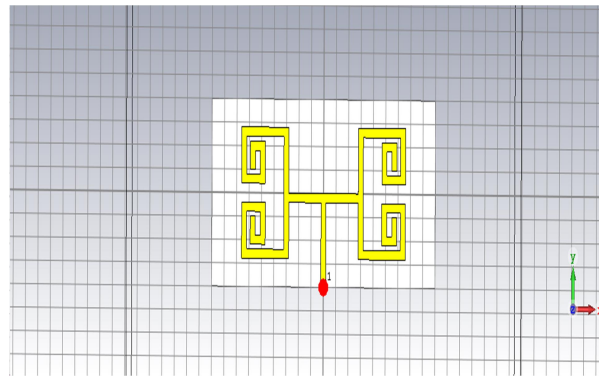
III.4.3 Conception d'une antenne patch Multi-bande

La figure III.41 montre la géométrie de l'antenne simulée. Cette antenne est optimisée pour fonctionner dans plusieurs bandes.

Le substrat utilisé pour la conception de cette antenne possède les caractéristiques suivantes :

- Substrat Rogers R04003 (lossy)
- Hauteur de substrat : $h = 0.2032\text{mm}$
- Permittivité diélectrique $\epsilon_r = 4,4$
- Pertes tangentiel $\tan\delta=0,03$
- Conducteur : cuivre, épaisseur de métallisation $t = 35\mu\text{m}$





(a)

(b)

Figure III – 41 Géométrie de l'antenne simulée (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

Le résultat suivant, illustré sur la figure III-42, montre une adaptation à 1.2912 GHz, 2.8374 GHz et 1.5874.

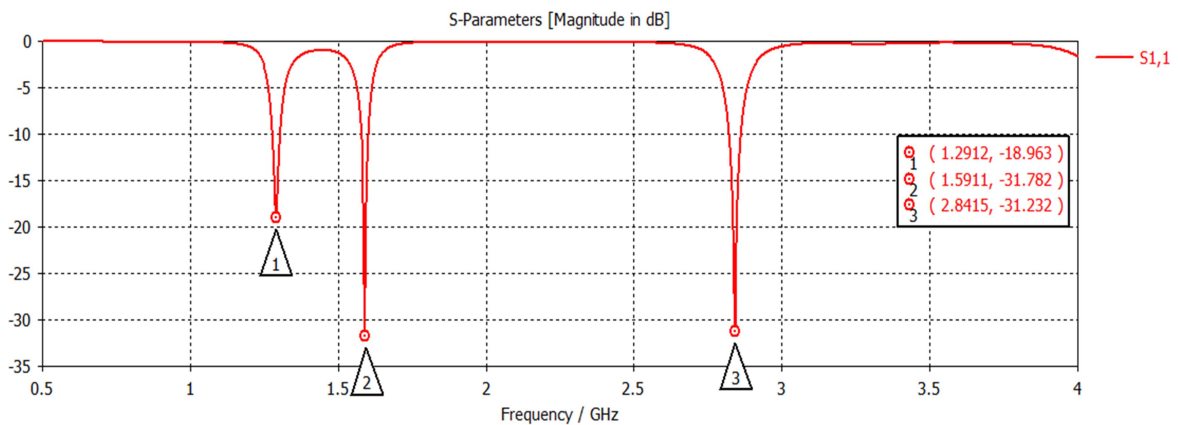
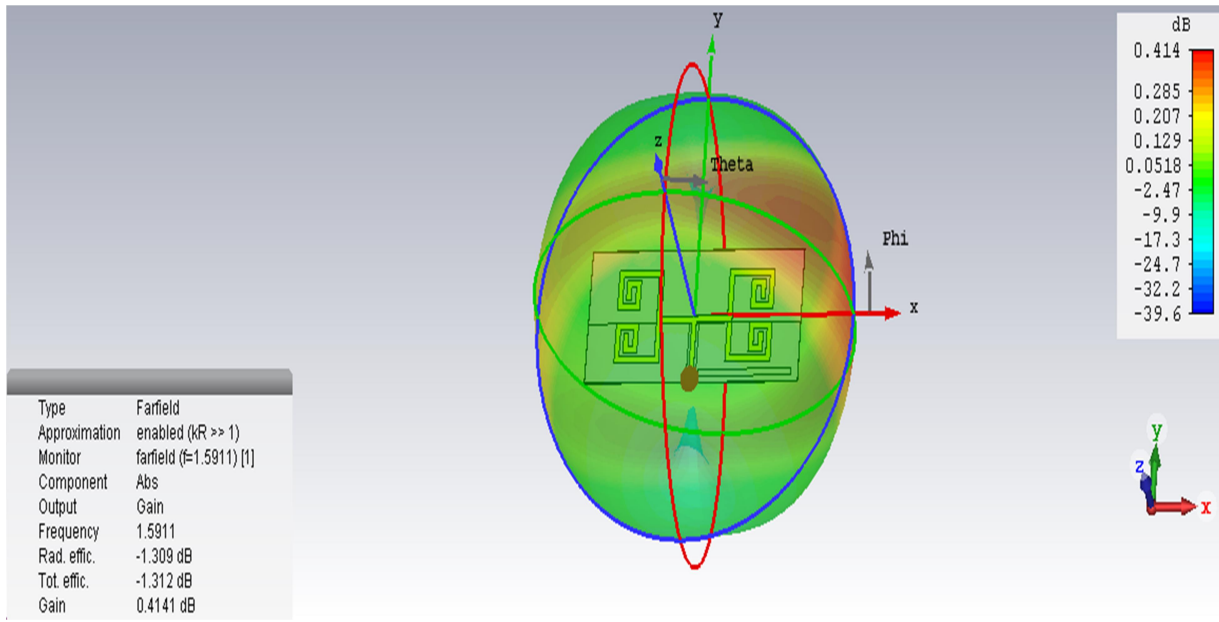


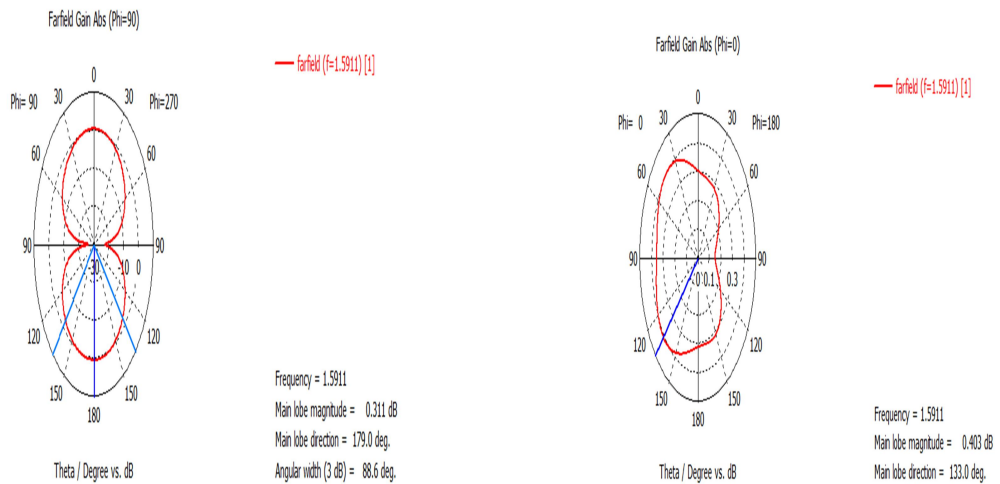
Figure III – 42 Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence

➤ Diagramme de rayonnement

La figure III-43 représente le diagramme de rayonnement en 3D et en 2D de l'antenne simulée.



(a)



(a)

(c)

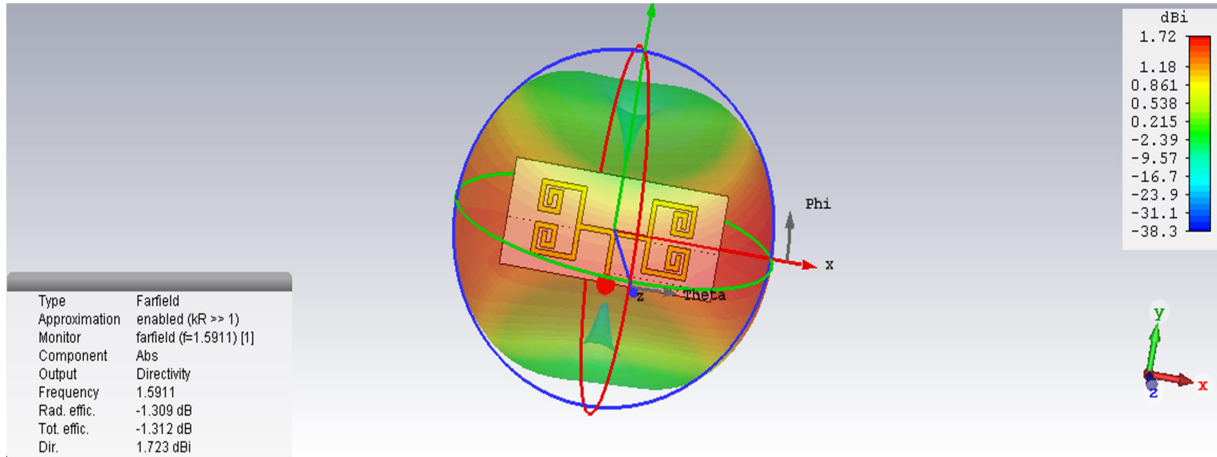
Figure III – 43 Diagramme de rayonnement pour les trois plans (a) et (b) et (c) respectivement plan 3D, plan polaire ($\phi=90$) et plan polaire ($\phi=0$).

La fréquence de résonance de première bande c'est $f=1.5911$ GHz. Les valeurs du gain sont résumées dans le tableau suivant :

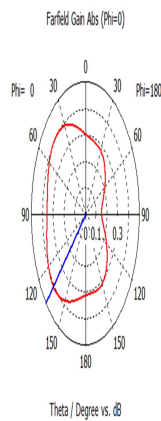
Le plan	plan 3D	plan polaire ($\phi=90$)	plan polaire ($\phi=0$)
Résultats du Gain	0.42 dB	0.30 dB	0.45 dB

➤ **Diagramme de rayonnement de la directivité**

La figure III-44 représente le diagramme de rayonnement de la directivité en 3D et en 2D de l'antenne simulée.



(a)



(b)



(c)

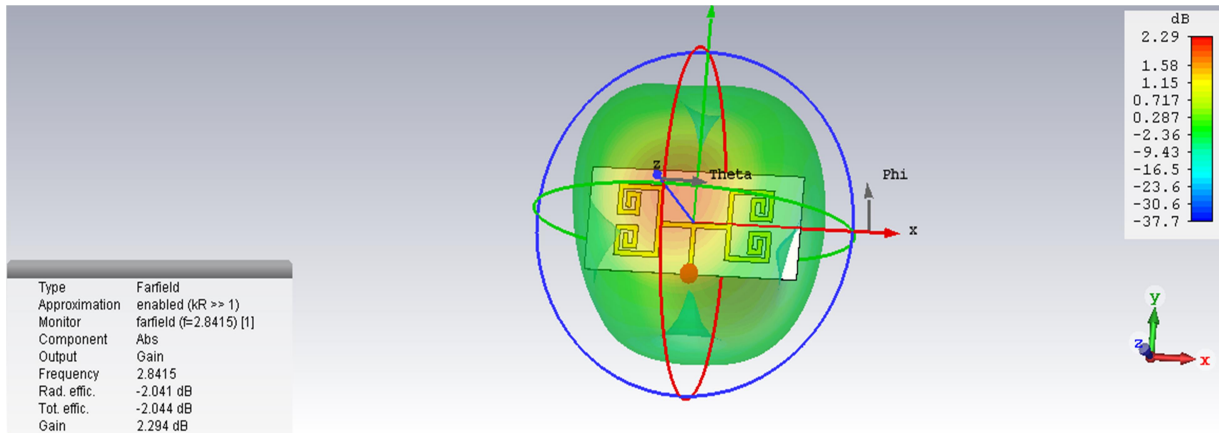
Figure III – 44 Diagramme de rayonnement de la directivité pour les trois plans (a) et (b) et (c) respectivement plan 3D, plan polaire (phi=90) et plan polaire (phi=0).

Le tableau suivant résume les résultats obtenus :

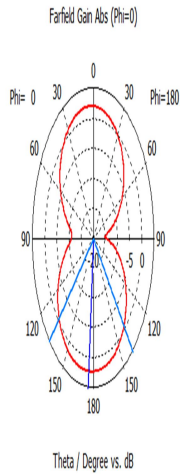
Le Plan	plan 3D	plan polaire (phi=90)	plan polaire (phi=0).
Résultats de la Directivité	0.41 dB	0.31 dB	0.43dB

Diagramme de rayonnement à f=2.8415 GHz :

La figure III-45 représente le diagramme de rayonnement en 3D et en 2D de l'antenne simulée à la fréquence $f=2.8415$ GHz.



(a)



(b)



(c)

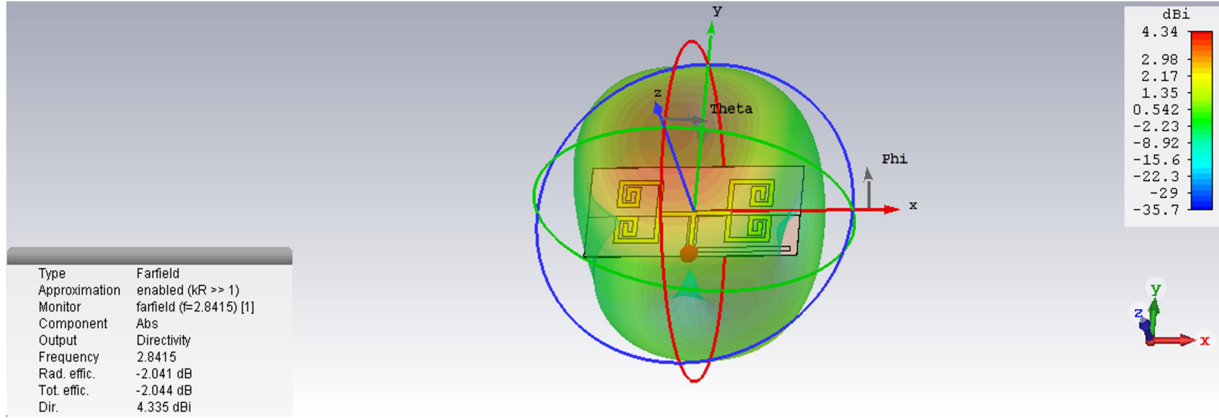
Figure III – 45 Diagramme de rayonnement pour les trois plans (a) et (b) et (c) respectivement plan 3D, plan polaire (phi=90) et plan polaire (phi=0).

La fréquence de résonance de la deuxième bande c'est $f=2.8415$ GHz. Le tableau suivant résume les résultats obtenus :

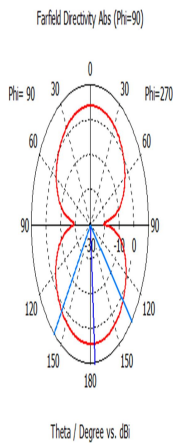
Le plan	plan 3D	plan polaire (phi=90)	plan polaire (phi=0).
Résultats du Gain	2.29 dB	2.27 dB	2.27 dB

➤ **Diagramme de rayonnement de la directivité à $f=2.8415$ GHz**

La figure III-46 représente le diagramme de rayonnement de la directivité en 3D et en 2D de l'antenne simulée à la fréquence $f=2.8415$ GHz.



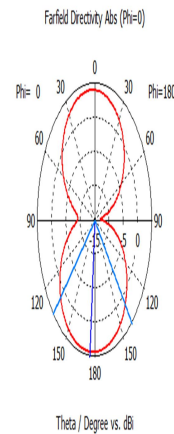
(a)



(b)

— farfield (f=2.8415) [1]

Frequency = 2.8415
Main lobe magnitude = 4.31 dBi
Main lobe direction = 175.0 deg.
Angular width (3 dB) = 83.9 deg.



(c)

— farfield (f=2.8415) [1]

Frequency = 2.8415
Main lobe magnitude = 4.31 dBi
Main lobe direction = 175.0 deg.
Angular width (3 dB) = 87.3 deg.

Figure III – 46 Diagramme de rayonnement de la directivité pour les trois plans (a) et (b) et (c) respectivement plan 3D, plan polaire (phi=90) et plan polaire (phi=0).

Le tableau suivant résume les résultats obtenus :

Le plan	plan 3D	plan polaire (phi=90)	plan polaire (phi=0).
Résultats de la directivité	4.34 dB	4.31 dB	4.31 dB

La figure III.47 représente la distribution du courant électrique.

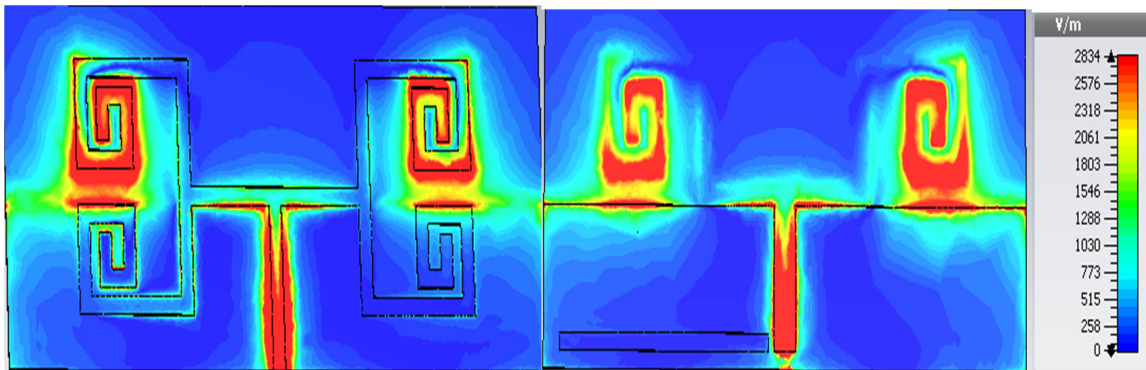


Figure III – 47 La distribution du courant électrique (a) vue de dessus (b) vue de dessous

La figure III.48 représente le taux d'onde stationnaire à la fréquence $f=1.2912$ GHz.

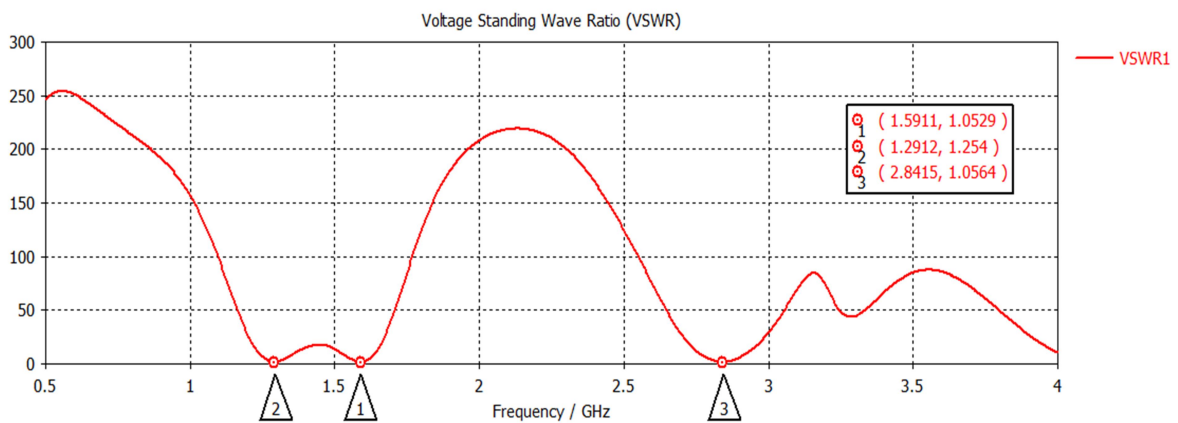


Figure III – 48 Représentation du VSWR à $f=1.2912$ GHz

III.4.4 Antenne ZR mono-bande proposée

La géométrie de l'antenne ZR mono-bande proposée est illustrée sur la figure III.49. c'est une antenne fonctionnant sur une seule bande. Le patch a la forme ZR. Les caractéristiques du substrat utilisé sont les suivantes :

- Substrat CEM-1 (lossy)
- Hauteur de substrat : $h = 1,58$ mm
- Permittivité diélectrique $\epsilon_r = 4,4$
- Pertes tangentiel $\tan\delta = 0,03$
- Conducteur : cuivre, épaisseur de métallisation $t = 35\mu\text{m}$

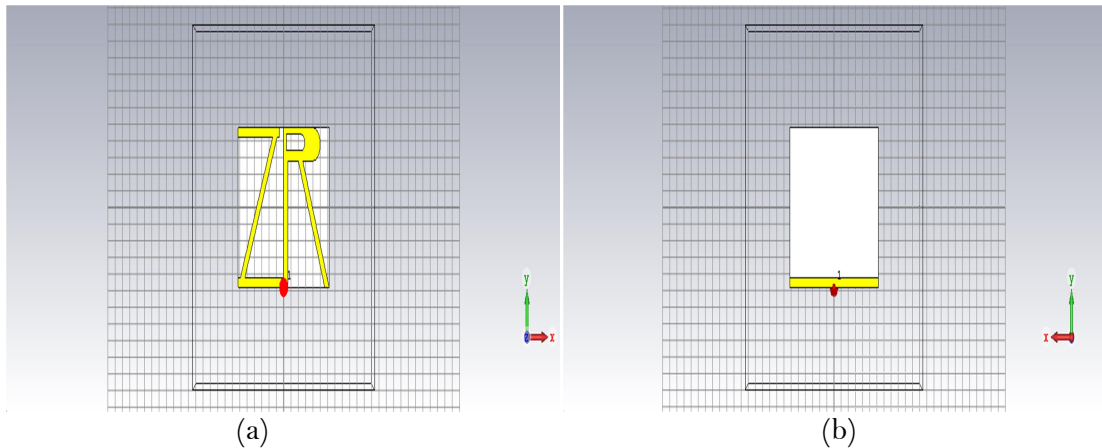


Figure III – 49 Géométrie de l'antenne ZR (a) vue de dessus (b) vue de dessous

La représentation du coefficient de réflexion est illustrée sur la figure III.50. Nous remarquons que le coefficient de réflexion est inférieure à -10 de 2.4 à 3.1 GHz. Cette large bande passante de l'antenne proposée la rend pratique pour la récupération d'énergie des signaux de nombreux systèmes sans fil standard.

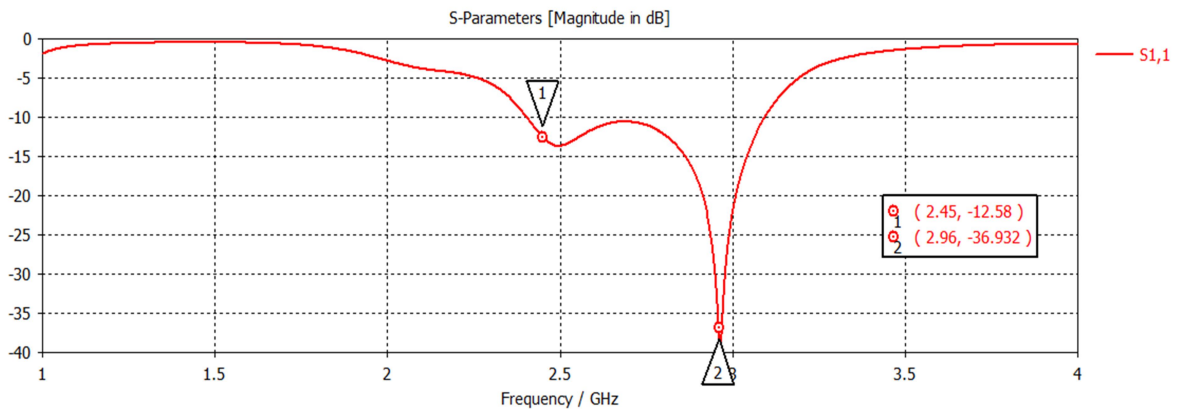
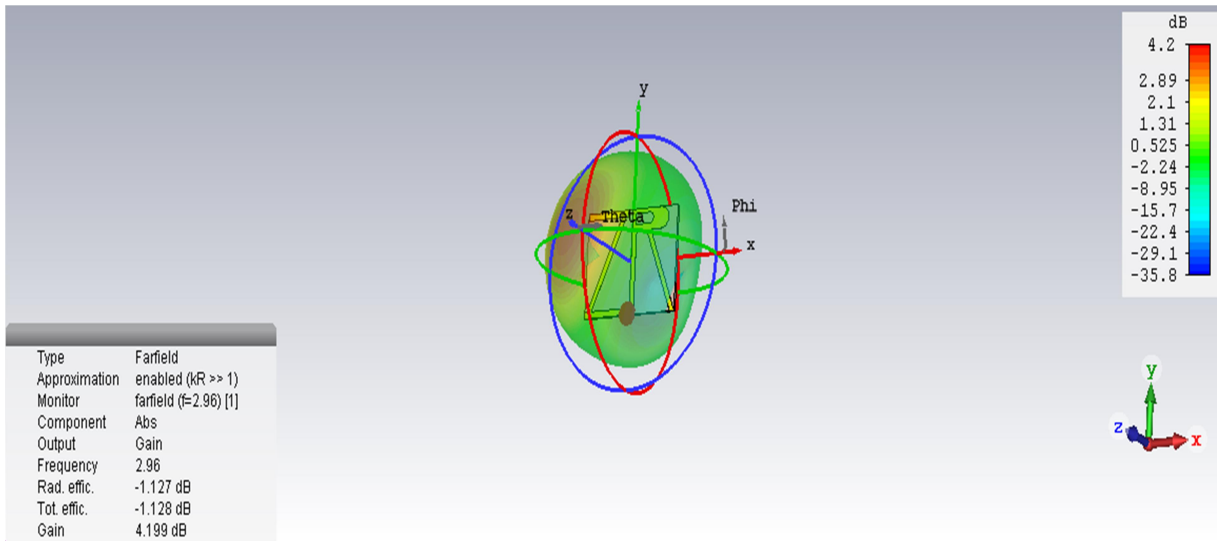


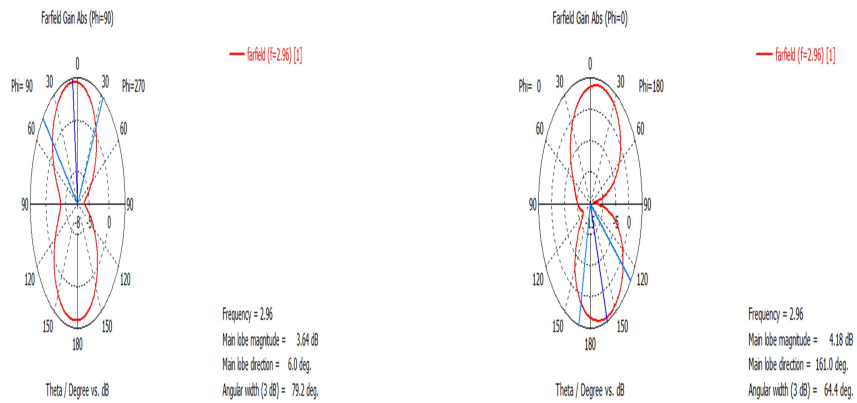
Figure III – 50 Coefficient de Réflexion S₁₁ en fonction de la fréquence

➤ Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l'antenne proposée est présenté dans les trois plans principaux (3D, plan E et plan H) sur la figure III.51.



(a)



(b)

(c)

Figure III – 51 Le diagramme de rayonnement l’antenne proposée à 2.96 GHz (a) plan 3D (b) plan polaire (phi=90) (c) plan polaire (phi=0)

Le tableau suivant résume les résultats du gain obtenu à la fréquence $f=2.96$ GHz :

Le plan	Plan 3D	Plan polaire (phi=90)	Plan polaire (phi=0)
Résultat de Gain	4.2 dB	3.64dB	4.18dB

III.4.5 Antenne ZR Multi-bandes proposée

La géométrie de l’antenne ZR multi-bandes proposée est illustrée sur la figure III.52. c’est une antenne fonctionnant sur trois bandes. Le patch a toujours la forme ZR. Nous avons

utilisé le même substrat que pour la première antenne proposée. Nous avons modifié le plan de masse et nous avons ré-optimisée l'antenne pour avoir un fonctionnement multi-bandes.

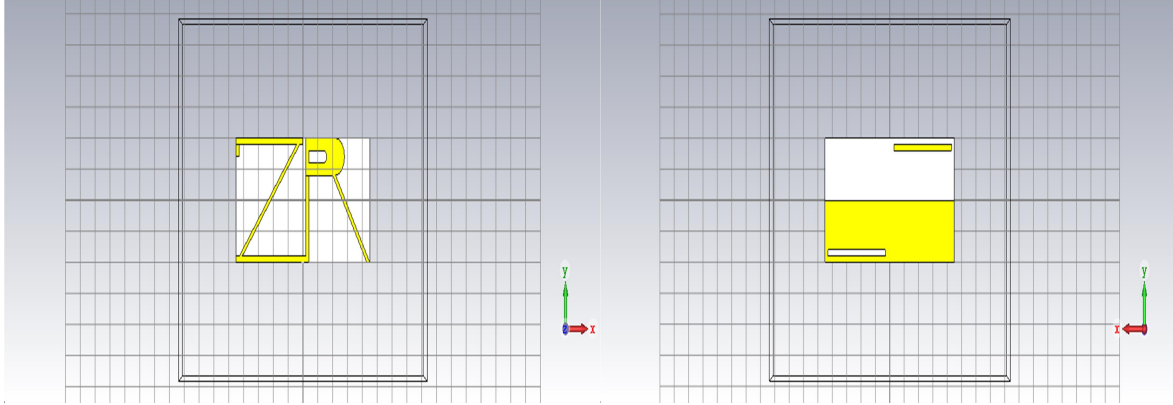


Figure III – 52 Géométrie de l'antenne ZR multi-Bandes (a) vue de dessus (b) vue de dessous.

La figure III.53 représente le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

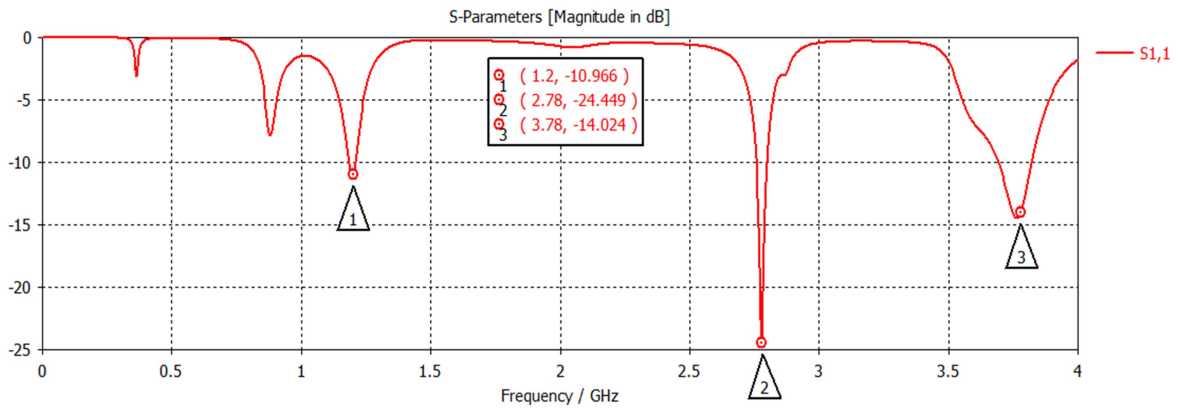
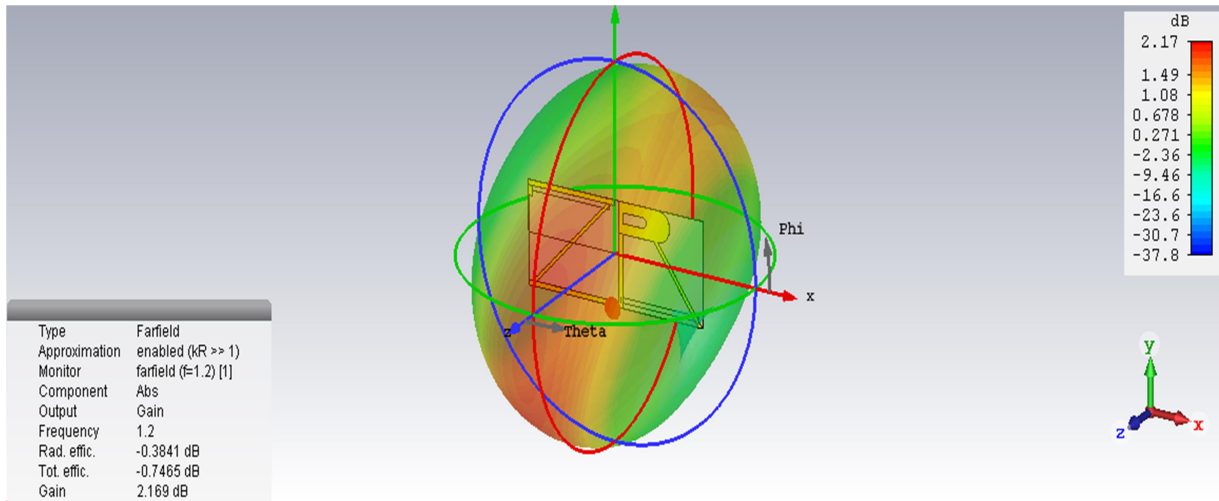


Figure III – 53 Coefficient de réflexion S11 en fonction de la fréquence

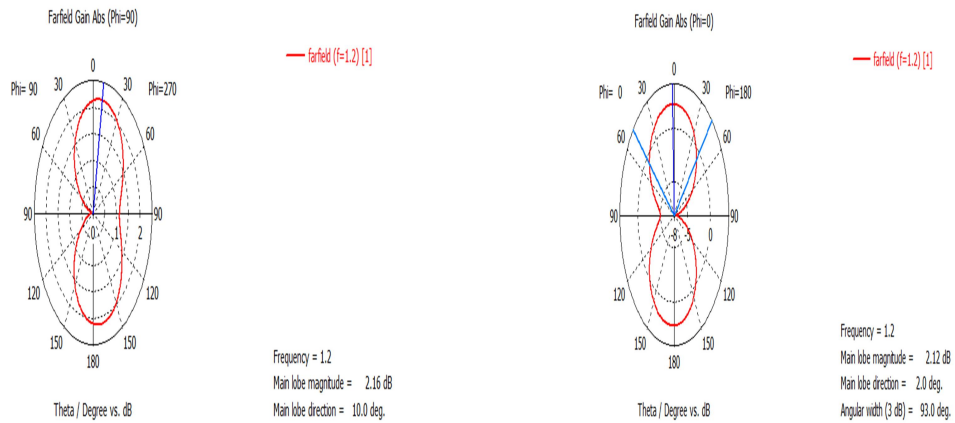
Nous remarquons que l'antenne est bien adaptée autour de trois fréquences 1.2GHz, 2.78 GHz et 3.78 GHz.

➤ **Diagramme de rayonnement à $f = 1.2$ GHz**

La fréquence de résonance de la première bande est $f=1.2$ GHz. Le diagramme de rayonnement à cette fréquence est représenté sur la figure III.54.



(a)



(b)

(c)

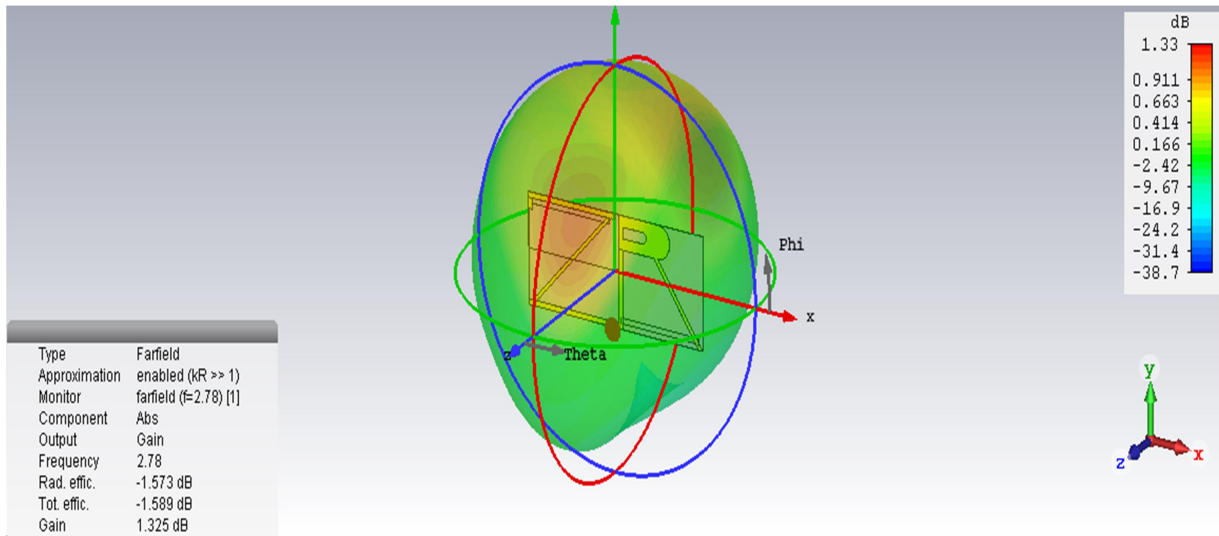
Figure III – 54 Diagramme de rayonnement pour les trois plans : (a) plan 3D, (b) plan polaire ($\phi=90$) et (c) plan polaire ($\phi=0$).

Le tableau suivant donne les valeurs trouvées par simulation du gain.

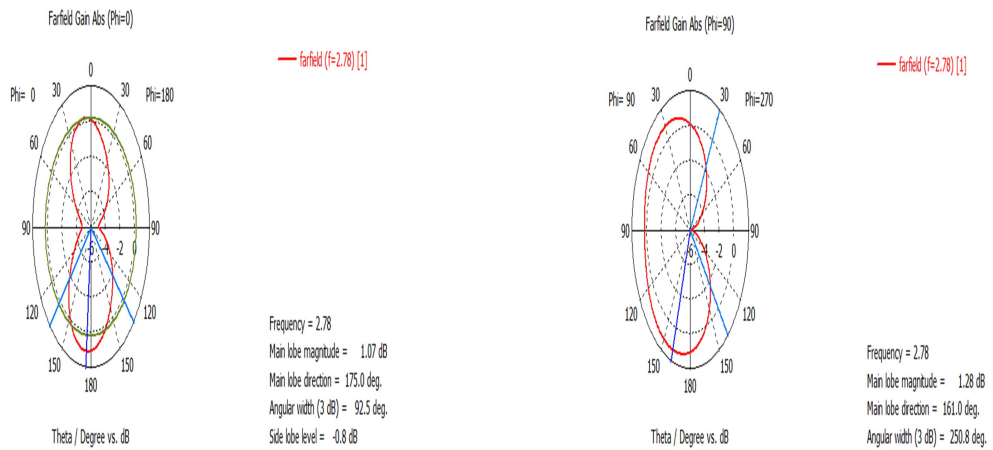
Le plan	plan 3D	plan polaire ($\phi=90$)	plan polaire ($\phi=0$).
Résultats de gain	2.17dB	2.16 dB	2.12 dB

➤ **Diagramme de rayonnement à $f = 2.78$ GHz**

La fréquence de résonance de la deuxième bande est $f=2.78$ GHz. Le diagramme de rayonnement à cette fréquence est représenté sur la figure III.55.



(a)



(b)

(c)

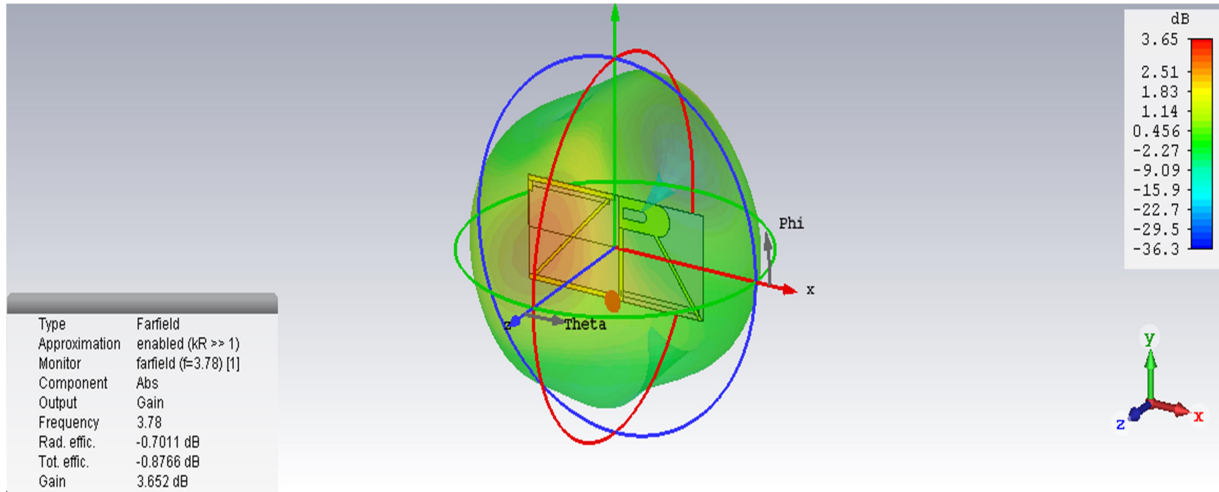
Figure III – 55 Diagramme de rayonnement pour les trois plans : (a) plan 3D, (b) plan polaire ($\phi=90$) et (c) plan polaire ($\phi=0$).

Le tableau suivant donne les valeurs trouvées par simulation du gain à la fréquence 2.78 GHz.

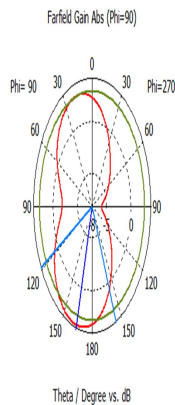
Le plan	plan 3D	plan polaire ($\phi=90$)	plan polaire ($\phi=0$).
Résultats de l'gain	1.33 dB	1.28 dB	1.07 dB

➤ **Diagramme de rayonnement à $f = 3.78$ GHz**

La fréquence de résonance de la troisième bande est $f=3.78$ GHz. Le diagramme de rayonnement à cette fréquence est représenté sur la figure III.56.



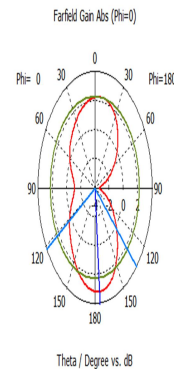
(a)



(b)

— farfield ($f=3.78$) [1]

Frequency = 3.78
 Main lobe magnitude = 3.63 dB
 Main lobe direction = 164.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 85.0 deg.
 Side lobe level = -0.8 dB



(c)

— farfield ($f=3.78$) [1]

Frequency = 3.78
 Main lobe magnitude = 3.16 dB
 Main lobe direction = 175.0 deg.
 Angular width (3 dB) = 104.8 deg.
 Side lobe level = -0.9 dB

Figure III – 56 Diagramme de rayonnement pour les trois plans : (a) plan 3D, (b) plan polaire ($\phi=90$) et (c) plan polaire ($\phi=0$).

Le tableau suivant donne les valeurs trouvées par simulation du gain à la fréquence 3.78 GHz.

Le plan	plan 3D	plan polaire ($\phi=90$)	plan polaire ($\phi=0$).
Résultats du Gain	3.65 dB	3.63 dB	3.16 dB

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, les différentes étapes de simulation et d'optimisation des systèmes de récupération et de conversion d'énergie ont été expliquées et présentées. La conception de ces systèmes a été réalisée en plusieurs étapes. La première étape consiste à concevoir et à optimiser le circuit de conversion RF-DC. Nous avons présenté, dans la première partie de ce troisième chapitre, le circuit de conversion RF-DC bi-bande constitué de deux doubleurs de tension. Un autre circuit de conversion en pont à quatre diodes Schottky a été conçu et optimisé.

La simulation et l'optimisation des circuits de conversion RF-DC a été effectuée sous ADS. Avant l'étape d'optimisation, des études paramétriques ont été conduites afin de déterminer la sensibilité du rendement de conversion vis-à-vis de certains paramètres importants et plus particulièrement, la charge (RL), les paramètres de la diode (RS, C j0), la capacité du filtre DC, les sections de lignes, Les résultats qui ressortent de cette étude nous ont permis de faire certains choix et de simplifier le processus d'optimisation.

La deuxième étape consiste à concevoir et à optimiser les antennes en utilisant le logiciel CST. Plusieurs antennes ont été présentées dans la deuxième partie de ce chapitre. Deux antennes proposées, antenne ZR mono-bande et antenne ZR multi-bandes ont été conçues et optimisées pour la récupération d'énergie. La troisième étape consiste à associer l'antenne et le circuit de conversion RF-DC.

Conclusion générale

Les sources d'énergie embarquées comme les piles et les batteries utilisées pour l'alimentation des systèmes communicants présentent une durée de vie limitée, nécessitent un remplacement périodique et un coût de recyclage. Une solution pertinente pour prolonger l'autonomie énergétique des systèmes communicants est leur alimentation à partir des ondes électromagnétiques existantes dans l'environnement et notamment dans les milieux urbains.

Dans le cadre de ce mémoire de master nous nous sommes intéressés à la conception et la réalisation d'un dispositif de récupération et de conversion d'énergie électromagnétique, sans fil à faible coût et à haut rendement de conversion RF-DC. Le principe c'est l'exploitation de l'énergie perdue des ondes électromagnétiques lors de la transmission d'énergie sans fil, suivie par un convertisseur des signaux radiofréquences (RF) en un signal continu (RF/DC). La puissance récupérée servira à l'alimentation à distance de dispositif électronique (capteurs, véhicule autonome,..) ou elle sera emmagasinée dans un accumulateur.

Ce travail regroupe deux thématiques différentes mais complémentaires. Dans la partie consacrée à la récupération d'énergie électromagnétique, deux antennes ont été étudiées, optimisées et caractérisées par simulation à l'aide du logiciel CST dans le but d'augmenter la puissance RF captée, mais aussi de simplifier les problèmes d'adaptation..

La première antenne proposée et réalisée, appelée antenne ZR, est une antenne mono-bande et la deuxième antenne proposée est une antenne multi-bandes.

La simulation et l'optimisation des circuits de conversion RF-DC a été effectuée sous ADS. Avant l'étape d'optimisation, des études paramétriques ont été conduites afin de déterminer la sensibilité du rendement de conversion vis-à-vis de certains paramètres importants et plus particulièrement, la charge (RL), les paramètres de la diode (RS, C j0), la capacité du filtre DC, les sections de lignes, Les résultats qui ressortent de cette étude nous ont permis de faire certains choix et de simplifier le processus d'optimisation.

Plusieurs perspectives à ce travail peuvent être énoncées :

- ❖ Conception d'un réseau d'antennes pour la récupération d'énergie électromagnétique.
- ❖ Etude de nouvelles topologies de circuits pour la conversion d'énergie.

Bibliographie du Chapitre I

- [1] G.A Dechamps, "Microstrip Microwave Antenna", third USAF symp. On antennas 1953.
- [2] H.Gutton, G. Baissinot, "flat Aerial For Ultra High Frequencies", French patten, N° 703113, 1955.
- [3] Van Bladel, J : "Some remarks on green's dyadic for infinite space", antennas and propagation, IEEE transactions. Vol.9,issue 6, November 1961, pp.563-566
- [4] I .J .Bahl and P.Bhartia, " Microstript Antenna", Dedham, Artech House, 1980.
- [5] A.K. BhaHacharyya "Long rectangular patch antenna with a single feed" IEEE Trams Antennas Propagate, Vol.38, pp. 987-993 July 1990
- [6] Mme. Yamina tighil doctorat en sciences - tidentification des antennes micorubans multicouches par la methode spectrale et les reseaux de neurones-univesiteferhatabbassetifufas(ALGERIE)
- [7] M. Diblng "Développement du concept de l'antenne à résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire", Université de Limoges, thèse de Doctorat, 20 mars 2006.
- [8]: E. O. Hammerstad and O. Jensen, "Accurate models for microstrip computer-aided design," IEEE MTT-S, 1980, Digest, pp. 407-409.
- [9] E. D HAMMERSTAD "Equations for micros trip circuit design", European Microwave conference, pp. 268- 272, 1975.
- [10] M. Tiaouine, "Analyse des Antennes micro rubans de formes arbitraires par la méthode des moments et le modèle générale de la cavité " thèse Doctorat. Université de Sétif 2007.
- [11] F. Chebbara, " Etude des caractéristiques de résonance et de rayonnement des antennes microbandes réalisées avec des matériaux ayant une anisotropie de type électrique et magnétique ", thèse doctorat Université de Batna, Juin 2011.
- [12] Y.T. LO, D. D Harrison D. Solomon, G A Deschamps and .F.R, Ore, "Study of microstrip antennas, microstrip phased Arrays, And Mircostrip Feed Networks ", Rome Air Development centre The Rep TR. 77-406, Oct.21, 1977.
- [13] P.A Turkis and C.A Balanis, (Finite-difference time-domain method for Antenna radiation), IEEE transactions Antennas and propagation Vol. 40, PP.334-340, March 1992
- [14] Hamerstad, E.O, "Equation for Microstrip circuit design", Proc. Fifth European Microwave, Conf, PP.268-272, September, 1975.

- [15] Garg, R ,Bhartia, P, Bahl, I. Ittipi boon, "A Microstrip Antenna Design handbook " Artech House Inc, 2001.
- [16].Constantine A. Balanis 1997, Antenna Theory, analysis and design ,New York, John Wiley & Sons, Inc.
- [17] K. Sarabandi and R. Azadegan, 'Design of an efficient miniaturized uhf planar antenna', Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 51, no. 6, pp. 1270–1276, June 2003
- [18] Constantine A. Balanis 1997, Antenna Theory, analysis and design ,New York, John Wiley & Sons, Inc.
- [19]: Mohammed, S.S.; Renald, C.; Shanmuganantham, 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

Bibliographie de chapitre II

- [1]. D. F. Sievenpiper, "Large aperture rectennabased on planarlens structures" Google Patents, 2008.
- [2]. B. Y. Lao, N. J. Schneier, D.A. Rowe, RE. Dietterle, E.J. Staples, J. Wise, "SAW oscillators in UHF Transit satellite links", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 29, nO 12, pp.1327-1333, 1981.
- [4] ÉTUDE ET CONCEPTION D'UNE RECTENNA POUR UN TRANSFERT D'ÉNERGIE SANS FIL POINT À POINT PAR FAISCEAUX MICRO-ONDES PAR STEVE EDEN FILA MBOMBOLO
- [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
- [5] Modélisation et Conception de Circuits de Réception Complexes pour la Transmission d'ÉnergieSans Fil à 2.45 GHz
- [6] Etude et conception d'un redresseur RF par BENDIB Sarra et ZERKAOUI Malika
- [7] Etude et conception d'un redresseurRF par BENDIB Sarra ZERKAOUI Malika
- [8] Conception et réalisation de rectenna en technologie guide d'onde coplanaire pour de faibles niveaux de puissance par Jérôme Rivière
- [9] Conception et Réalisation de Rectennas utilisées pour la Récupération d'énergie électromagnétique pour l'alimentation de Réseaux de capteurs sans fils.

- [10] Modélisation et Conception de Circuits de Réception Complexes pour la Transmission d'Énergie Sans Fil à 2.45 GHz par Hakim TAKHEDMIT
- [11] H. Lakhal, M. Dhieb, H. GharianietM. Lahiani, "Design of a high performance rectenna for wireless powering 2.45 Ghz RFIDs". In 2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA), pp. 138-145), 2015
- [12] A. Okba, S. Charlot, P.F. Calmon, A. Takacset H. Aubert, "Multiband rectenna for microwave applications". In 2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), pp. 1-4, 2016
- [13] C. Song, Y. Huang, J. Zhou, J. Zhang, S. Yuan et P. Carter, "A high-efficiency broadband rectenna for ambient wireless energy harvesting". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, no 8, p. 3486-3495, 2015
- [14] C.A. Balanis «Analysis Design, Third Edition» Copyright 2005 John Wiley & Sons, Inc. page 811
- [15] William C. Brown, "The History of Power Transmission by Radio Waves," IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-32. No. 9, September 1984.
- [16] Constantine A. Balanis, « Antenna theory, analysis and design »; third edition, Wiley-Interscience.
- [17] C.A. Balanis «Analysis Design, Third Edition» Copyright 2005 John Wiley & Sons, Inc. page 811
- [18] Antenne – Cours Universitaire Préparé par Dr Youssef DAHER Université Libanaise – Faculté de Génie – Branche 1
- [19] De Recherche- Rabih A Slim Conception Antenne WIFI - MicrorubanHFSS_Methodologie -Université Antonine Faculté des Ingénieurs en Télécommunications, Informatique
- [20]:http://www.highfrequencyelectronics.com/Archives/Mar09/HFE0309_Tutorial.pdf
- [21] J. -Y. Park, S.-M. Han et T. Itoh, "A rectenna design with harmonic-rejecting circular-sector antenna". Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE , 2004, vol. 3, no 1, p. 52-54.
- [22] M. Thompson and J. K. Fidler, "Determination of the impedance matching domain of impedance matching networks," IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap., vol. 51, no. 10, pp. 2098–2106, Oct. 2004.

[23]:WalidHaboubi. Développements de circuits Rectennabi-polarisation, bi-bande pour la récupération et conversion d'énergie électromagnétique à faible niveau. Electronique. Université Paris-Est, 2014. Français

[24]:European Radio communications Office Recommendation, ERC Recommendation 7003 (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.

[25] AbderrahimOkba, AlexandruTakacs, Hervé Aubert. Rectenna à 2.45 GHz utilisant une antenne à dipôle arrondi. Journées Nationales Micro-ondes, May 2017, Saint Malo, France. 6p., 2017. <hal-01596449> PP 35-38

[26] U. Olgun, C. -C. Chien et J. L. Volakis, "Design of an efficient ambient WiFi energy harvesting system". IET Microwaves, Antennas& Propagation, vol. 6, no 11, p. 1200-1206, 2012.

Bibliographie du Chapitre III

[1] 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

[2] Hewlett Packard, Technical data, "Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes".
http://www.hp.woodshot.com/hprfhlp/4_downld/products/diodes/hsms2850.pdf

[3] Etude de faisabilité de la récupération d'énergie électromagnétique ambiante,Dhaou Ben Béchir BOUCHOUICHA

[4] Design of an Efficient Rectifier Circuit for RF Energy Harvesting System ParnaKundu (Datta), JuinAcharjee and KaushikMandal

[5] Design, Simulation and Fabrication of RectennaCircuit at S - Band for Microwave Power Transmission ,Doan Huu Chuc1,*, Bach Gia Duong 2

[6] S. Riviere, F. Alicalapa, A Douyere and D. Lan Sun Luk, A compact rectenna device at low power, Progress In Electromagnetics Research C, vol.16, pp.137-146, 2010.

[7] K. Chaudhary, Babau R. Vishvakarma, Comparative study of rectenna configurations for Satellite solar power station, IPCSIT, vol.7(2011), pp.73-77, IACSIT Press, Singapore.

Résumé

Les sources d'énergie embarquées comme les piles et les batteries utilisées pour l'alimentation des systèmes communicants présentent une durée de vie limitée, nécessitent un remplacement périodique et un coût de recyclage. Une solution pertinente pour prolonger l'autonomie énergétique des systèmes communicants est leur alimentation à partir des ondes électromagnétiques existantes dans l'environnement et notamment dans les milieux urbains.

Notre travail porte sur l'étude, la conception et la réalisation d'un dispositif de récupération d'énergie sans fil à faible coût et à haut rendement de conversion RF-DC. Le principe c'est l'exploitation de l'énergie perdue des ondes électromagnétiques lors de la transmission d'énergie sans fil, suivies par un convertisseur des signaux radiofréquences (RF) en un signal continu (RF/DC). La puissance récupérée servira à l'alimentation à distance de dispositif électronique (capteurs, véhicule autonome,..) ou elle sera emmagasinée dans un accumulateur.

Plusieurs rectennas ont été conçues et optimisées dans le but d'augmenter la puissance RF captée, mais aussi de simplifier les problèmes d'adaptation.

Mots clés : Ligne micro ruban, Circuit d'adaptation, Antenne imprimée, Diode Schottky, redresseur, Rectenna, récupération d'énergie électromagnétique.

Abstract

On-board power sources such as batteries and batteries used for powering communicating systems have a limited life, require periodic replacement and a cost of recycling. A relevant solution for extending the energy autonomy of communicating systems is their power supply from existing electromagnetic waves in the environment and especially in urban areas.

Our work is focused on the study, design and implementation of a low-cost, high-efficiency RF-DC wireless energy recovery device. The principle is the exploitation of the lost energy of electromagnetic waves during the transmission of wireless energy, followed by a converter of radiofrequency (RF) signals into a continuous signal (RF / DC). The recovered power will be used for the remote power supply of electronic device (sensors, autonomous vehicle, ..) or it will be stored in an accumulator.

Several rectennas have been designed and optimized in order to increase the RF power captured, but also to simplify adaptation problems.

Key words: Microphone line, Adaptation circuit, Printed antenna, Schottky diode, Rectifier, Rectenna, Electromagnetic energy recovery..

ملخص

تتميز مصادر الطاقة الموجودة على متن الطائرة ، مثل البطاريات والبطاريات المستخدمة في تشغيل أنظمة الاتصال ، بعمر محدود ، وتتطلب استبدالاً دورياً وتكلفة إعادة التدوير. يتمثل أحد الحلول ذات الصلة لتوسيع استقلالية الطاقة لأنظمة الاتصال في تزويدها بالطاقة من الموجات الكهرومغناطيسية الموجودة في البيئة وخاصة في المناطق الحضرية.

منخفض التكلفة وعالي الكفاءة. المبدأ هو استغلال الطاقة المفقودة RF-DC يركز عملنا على دراسة وتصميم وتنفيذ جهاز لاسترداد الطاقة اللاسلكية سيتم استخدام الطاقة (RF / DC) إلى إشارة مستمرة (RF) للموجات الكهرومغناطيسية أثناء نقل الطاقة اللاسلكية ، يليه محول الترددات اللاسلكية المستردة لإمدادات الطاقة عن بعد من الأجهزة الإلكترونية (أجهزة الاستشعار ، مركبة مستقلة ، ..) أو سيتم تخزينها في تراكم

تم تصميم العديد من المستطيلات وتحسينها من أجل زيادة طاقة التردد اللاسلكي التي تم التقاطها ، ولكن أيضاً لتبسيط مشاكل التكيف

الكلمات المفتاحية: خط الميكروفون ، دائرة التكيف ، هوائي مطبوع ، صمام ثنائي شوتكي ، مقوم ، مستطيل ، استعادة الطاقة الكهرومغناطيسية