

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



Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Electronique

Mémoire de Fin d'Etudes pour l'Obtention du Diplôme de Master en
Télécommunications

Option : Systèmes des Télécommunications

Thème

**Etude et Conception de Quelques Structures d'Antenne
pour les Systèmes Rectenna**

Présenté par :

Mr. Abdellatif BELGUENBOUR

Encadré par :

Dr. Fayçal BOUKERROUM

Année universitaire 2020 / 2021

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier "ALLAH" le tout puissant et miséricordieux, qui m'a donné la force et la patience d'accomplir ce Modeste travail.

Je voudrais exprimer par ce modeste travail mes gratitudes, mes reconnaissances, mes grands remerciements à mes chers parents, qui ont tenu à m'élever à ce niveau d'éducation.

Je remercie également mon encadreur, Mr « Fayçal BOUKERROUM » pour m'avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques et aussi pour sa disponibilité.

Je termine ces remerciements en saluant les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de lire et juger ce travail.

A Ma Sœur, Nadia

MERCI !

Table des matières

Table des matières	iv
Liste des symboles	vii
Liste des acronymes	ix
Liste des figures	xi
Liste des tableaux	xiv
Introduction générale	1
Chapitre I : Généralité sur les systèmes de récupération de l'énergie électromagnétique	
I.1. Introduction.....	4
I.2. Aperçue sur les techniques de la récupération de l'énergie	5
I.2.1. L'énergie solaire.....	5
I.2.2. L'énergie mécanique	5
I.2.3. L'énergie thermique	5
I.2.4. L'énergie électromagnétique	6
I.3. Transmission sans fil d'énergie électromagnétique	6
I.3.1. Historique	6
I.3.2. Présentation et principe de fonctionnement d'un système TESF.....	8
I.3.3. Techniques de transmission d'énergie sans fil (TESF).....	9
I.3.3.1. Transfert non radiatif	10
I.3.3.2. Transfert radiatif	11
I.4. Quantification de la puissance rayonnée disponible dans le milieu environnant	12
I.4.1. Limites d'exposition aux champs électromagnétiques	12
I.4.2. Mesure de l'énergie RF ambiante (à jijel).....	13
I.5. Applications de la TESF	14
I.6. Conclusion	15
Chapitre II : Etude générale des systèmes Rectennas	
II.1. Introduction	17
II.2. Etude d'une Rectenna	18
II.2.1. L'antenne de réception.....	18
II.2.1.1. Caractéristiques d'antenne	19
II.2.2. Circuit de conversion RF/DC.....	22
II.2.2.1. Différentes topologies de redresseur	24
II.2.3. Circuit d'adaptation	27
II.2.4. Filtre HF.....	29

II.2.5. Filtre DC	29
II.2.6. Charge terminale	29
II.3. Performances d'une Rectenna	29
II.3.1. Influence de la fréquence	30
II.3.2. Influence de la puissance d'entrée	31
II.3.3. Influence de la charge de sortie	31
II.4. Réseaux de rectennas	31
II.5. Conclusion	32
Chapitre III : Les différents types d'antennes utilisées dans les systèmes Rectennas	
III.1. Introduction	34
III.2. Critères de choix de l'antenne	35
III.2.1. Taille de l'antenne	35
III.2.2. Gain et diagramme de rayonnement	35
III.2.3. Bande passante	36
III.3. Quelques types d'antennes utilisées dans les systèmes Rectennas	36
III.3.1. Réseaux d'antennes	36
III.3.2. Antennes à bande étroite, large bande et multi bande	37
III.3.3. Antennes à polarisation circulaire	38
III.3.4. Antennes à rejection d'harmoniques	39
III.3.5. Antennes électriquement petites, à fentes	40
III.3.6. Antennes à base des métamatériaux	42
III.3.7. Antennes reconfigurables	42
III.3.8. Antennes hybrides	43
III.4. Conclusion.....	44
Chapitre IV : Conception et simulation de quelques structures d'antennes	
IV.1. Introduction.....	46
IV.2. Outils de simulation	46
IV.2.1 Advanced Design System (ADS)	47
IV.2.2. High Frequency Structure Simulator (HFSS)	47
IV.3. Conception des antennes imprimées pour rectenna	47
IV.3.1. Méthodologie de conception	47
IV.3.2. Le filtre PBG	48
IV.3.3. Antenne patch à un seul élément sans filtre PBG	50
IV.3.3.1. Etude paramétrique sur le simulateur HFSS.....	52
IV.3.4. Antenne patch à un seul élément avec filtre PBG	55
IV.3.5. Réseau d'antenne 2x1 sans stub et sans filtre PBG.....	56

Table des matières

IV.3.6. Réseau d'antenne 2x1 sans stub et avec filtre PBG	58
IV.3.7. Réseau d'antenne 2x1 avec stub et sans filtre PBG	60
IV.3.8. Réseau d'antenne 2x1 avec stub et avec filtre PBG	62
IV.4. Comparaison des performances des antennes	64
IV.5. Conclusion	65
Conclusion générale	18
Annexe A: Logiciel HFSS.....	18
Annexe B: Logiciel ADS	18
Annexe C: Méthode d'optimisation sous HFSS	18
Annexe D: Fonction MATLAB	18
Références bibliographiques	18
Résumé.....	81

Liste des symboles

A_e	Ouverture effective d'antenne
c	Vitesse de la lumière
C	Capacité
C_j	Capacité de jonction
D	Diode
$D(\theta, \varphi)$	Directivité d'une antenne
ε_{eff}	Permittivité effective
ε_r	Permittivité relative
I_{DC}	Intensité du courant DC du signal de sortie
L, l	Longueur
G	Gain de l'antenne
h	Hauteur du substrat
L_{eff}	Longueur effective du patch
N	Nombre de rectennas
P	Densité de puissance
P_A	Puissance au niveau de l'antenne
P_{AV}	Puissance RF captée par l'antenne
P_{DC}	Puissance fournie à la charge
P_f	Puissance fournie par l'antenne
P_{in}	Puissance à l'entrée de circuit de conversion
P_r	Puissance rayonnée
P_{RF}	Puissance à l'entrée de l'antenne
P_S	Puissance de la source d'alimentation
R	Charge résistive
R_j	Résistance de jonction
R_L	Charge optimale de la rectenna

Liste des symboles

V_{DC}	Tension DC du signal de sortie
V_s	Tension générée par l'antenne
X_{ant}	Partie réactive de l'antenne
X_p	Impédance parallèle
X_s	Impédance série
Z_a	Impédance de l'antenne
Z_c	Impédance caractéristique
Z_{in}	Impédance d'entrée
η	Rendement d'antenne
η_G	Rendement de conversion global d'une rectenna
η_{RF-DC}	Rendement de conversion de redresseur
λ	Longueur d'onde
R_{pertes}	Résistance de pertes
R_{ray}	Résistance de rayonnement
S	Densité surfacique de puissance
S_{11}, Γ_{in}	Coefficient de réflexion
$U(\theta, \varphi)$	Intensité de rayonnement
U_{ISO}	Intensité de rayonnement d'une antenne Isotrope

Liste des acronymes

2D	D oux D imensions.
3D	T rois D imensions.
5G	F ifth G eneration technology for broadband cellular networks
AIEE	A merican I nstitute of E lectrical E ngineers.
ANF	A gence N ationale des F réquences.
AC	A lternating C urrent.
CPT	C apacitive P ower T ransfer.
DC	D irect C urrent.
DGS	D efected G round S tructure
EBG	E lectromagnetic B and G ap
EH	E nergy H arvesting.
FEM	F inite E lement M ethod
FCC	F ederal C ommunications C ommission.
GSM	G lobal S ystem for M obile C ommunication.
HFSS	H igh F requency S tructure S imulator
ICNIRP	I nternational C ommission on N on- I onizing R adiation P rotection.
IOT	I nternet O f T hings
IPT	I nductive P ower T ransfer.
LED	L ight E mitting D iode
LPT	L aser P ower T ransfer.
MPT	M icrowave P ower T ransfer.
PBG	P hotonic B and G ap
PC	C ircular P olarization.
PCE	P ower C onversion E fficiency.
RCC	R esonant C apacitive C oupling.
Rectenna	R ectifying A ntenna.
RF	R adio F requency.
RFEH	R adio F requency E nergy H arvesting.

Liste des acronymes

RFID	R adio F requency I dentification.
RF/DC	R egime A lternatif/ R egime C ontinue.
RIC	R esonant I nductive C oupling.
SHARP	S tationary H igh- A ltitude R elay P rogram.
SPS	S olar P ower S atellite.
SAR	S pecific A bsorption R ate.
TESF	T ransmission d' E nergie S ans F il.
UMTS	U niversal M obile T elecommunication S ystem
WHO	W orld H ealth O rganization.
Wi-Fi	W ireless F idelity.
WPT	W ireless P ower T ransmission.
WSN	W ireless S ensor N etwork

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1: Schéma fonctionnel d'un récupérateur d'énergie. [6]	5
Figure I.2: la Tour Wardencllyffe.	7
Figure I.3: Représentation schématique d'un Système de TESH par rayonnement micro-ondes. ...	8
Figure I.4: Méthodes du transfert d'énergie sans fil. [13]	9
Figure I.5: Schéma de principe pour TESH par couplage : a) inductif, b) inductif résonant. [15]	10
Figure I.6: Schéma de principe pour TESH par couplage : a) Capacitif, b) capacitif résonant [15]	11
Figure I.7: Mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Jijel. [2]	14
Figure I.8: Applications des systèmes de transfert d'énergie sans fil [14].	15

Chapitre II

Figure II.1: Blocs fonctionnels d'une rectenna classique.	18
Figure II.2: Les trois types de polarisation d'une antenne. [17]	19
Figure II.3: Diagramme de rayonnement : (a) Source isotrope, (b) Source directive. [17]	20
Figure II.4: Modèle équivalent de l'antenne de réception.	21
Figure II.5: Diodes Schottky : a) structure b) circuit équivalent.....	23
Figure II.6: Redresseur mono-diode en topologie série	24
Figure II.7: Redresseur mono-diode en topologie parallèle	25
Figure II.8: Redresseur multi-diode en topologie doubleur de tension.....	26
Figure II.9: Redresseur multi-diode en topologie multiplieur de tension.....	26
Figure II.10: Redresseur multi-diode en topologie doubleur de tension.....	27
Figure II.11: Réseaux d'adaptation (a) réseau en L (b) réseau en π (c) réseau en T.	27
Figure II.12: Exemple de redresseur utilisant une adaptation avec des lignes.....	28
Figure II.13: Association de rectennas en série.....	32
Figure II.14: Association de rectennas en parallèle.	32

Chapitre III

Figure III.1: Réseaux d'antennes avec 16 antennes (a) et 4 antennes (b). [24]	37
Figure III.2: Disposition de l'antenne à large bande extrait de [25].	38
Figure III.3: Rectenna avec antenne à réjection d'harmoniques par des trous dans le motif de l'antenne. [33]	40

Figure III.4: Rectanna avec antenne à réjection d’harmoniques par défaut de plane de masse. [34]	40
Figure III.5: Antennes patch utilisées dans le système TESF (a) patch circulaire avec fentes inscrites et (b) patch carré.	41
Figure III.6: Antenne reconfigurable. [43]	43
Figure III.7: Récupérateur d’énergie hybride solaire/RF. [44]	43
Chapitre IV	
Figure IV.1 : Structure PBG : a) Paramètres géométriques, b) Format 3D sous HFSS	49
Figure IV. 2 : Les paramètres S_{11} et S_{21} de la structure PBG	49
Figure IV. 3 : L’antenne Patch simple : a) Paramètres géométriques, b) Format 2D sous ADS,	51
Figure IV. 4 : Amplitude du coefficient de réflexion S_{11} de l’antenne patch simulée sous ADS et HFSS.	51
Figure IV. 5 : Diagramme de rayonnement en 2D et 3D de l’antenne Patch à 2.45 GHz.	52
Figure IV. 6 : Effets de la variation de la largeur W_p sur l’amplitude de S_{11}	53
Figure IV. 7 : Effets de la variation de la longueur L_p sur l’amplitude de S_{11} .	54
Figure IV. 8 : Effets de la variation de la profondeur y_0 sur l’amplitude de S_{11} .	54
Figure IV. 9 : Structure de l’antenne patch avec PBG sous HFSS.	55
Figure IV. 10 : Amplitude du coefficient de réflexion d’un patch à un seul élément avec PBG.	56
Figure IV. 11 : Diagramme de rayonnement de patch avec PBG à la fréquence 2.45 GHz simulé par HFSS : a) dans le plan $\theta (\varphi = 90^\circ)$, b) en 3D.	56
Figure IV. 12 : Réseau d’antenne 2x1 sans stub : a) Paramètres géométriques, b) Format 2D sous ADS, c) Format 3D sous HFSS.	57
Figure IV. 13 : Amplitude du coefficient de réflexion du réseau 2x1 sans stub et sans PBG.	58
Figure IV. 14 : Diagramme de rayonnement de l’antenne réseau sans stub simulé par HFSS à la fréquence 2.45 GHz : a) dans le plan $\theta (\varphi = 90^\circ)$ b) en 3D.	58
Figure IV. 15 : Modélisation en 3D sous HFSS de l’antenne réseau sans stub et avec PBG.	59
Figure IV.16 : Amplitude du coefficient de réflexion de l’antenne réseau sans stub et avec structure PBG.	59
Figure IV. 17 : Diagramme de rayonnement de l’antenne réseau avec PBG simulé par HFSS à la fréquence 2.45 GHz : a) en 2D, b) en 3D.	60
Figure IV. 18 : Réseau d’antenne 2x1 avec stub : a) Paramètres géométriques, b) Format 2D sous ADS.	60
Figure IV. 19 : Format 3D sous HFSS du Réseau d’antenne 2x1 avec stub	61
Figure IV.20 : Amplitude du coefficient de réflexion du réseau 2x1 avec stub et sans PBG.	61

Liste des figures

Figure IV.21 : Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau avec stub et sans PBG simulé dans HFSS à la fréquence 2.5 GHz : a) dans un plan vertical θ ($\varphi = 90^\circ$), b) en 3D..... 62

Figure IV.22 : Modèle de l'antenne réseau 2x1 avec structure PBG et avec stub sous HFSS. 62

Figure IV.23 : Amplitude du coefficient de réflexion de l'antenne réseau avec stub avec structure PBG. 63

Figure IV.24 : Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau avec stub avec PBG simulé par HFSS à la fréquence 2.45 GHz : a) en 2D, b) en 3D. 63

Figure IV.25 : Comparaison des amplitudes des coefficients de réflexion du réseau 2x1 conventionnel et du réseau 2x1 avec structure PBG et stubs. 64

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I.1: Comparaison entre différentes technologies de transfert d'énergie sans fil. [14]..... 12

Tableau I.2: Limites d'exposition du grand public aux champs électromagnétiques (France)..... 13

Chapitre II

Tableau II.1: Quelques propriétés des diodes Schottky utilisées dans la récupération d'énergie électromagnétique. 24

Chapitre IV

Tableau IV.1 : Paramètres géométriques du filtre PBG..... 49

Tableau IV.2 : Paramètres géométriques de l'antenne de base..... 51

Tableau IV.3 : Caractéristiques de l'antenne patch en fonction de largeur W_p 53

Tableau IV.4 : Caractéristiques de l'antenne patch en fonction de la longueur L_p 54

Tableau IV.5 : Caractéristiques de l'antenne patch en fonction de la profondeur d'alimentation y_0 55

Tableau IV. 6 : Comparaison des caractéristiques des différentes structures d'antennes étudiées. 64



Introduction générale



Introduction générale

L'électronique et les systèmes de communication a connu une évolution incontestable ces dernières années. Les progrès réalisés donnent des circuits de plus en plus performants, de plus en plus petits, mais surtout de plus en plus économes en énergie [1]. Cette évolution combinée aux avancées dans le domaine du numérique et de l'informatique ont permis l'expansion des applications liées à la portabilité des dispositifs électroniques.

Avec l'avènement des dispositifs sans fils, il est devenu de plus en plus courant d'utiliser des capteurs, des réseaux de capteurs et des actionneurs sans fil dans un large domaine d'applications (spatial, militaire, médical, domestique, ...) [2]. On trouve également dans ces dispositifs une source d'énergie embarquée sous forme de piles ou de batteries qui nécessitent des opérations de remplacement ou de rechargement périodique [3]. La conséquence directe est l'intrusion des chargeurs et câbles d'alimentation dans notre quotidien, ce qui tend de plus en plus à limiter la mobilité offerte par les appareils sans fils. Dans certains domaines d'application, les batteries ne peuvent tout simplement pas être utilisées en raison de leur taille ou de leur inaccessibilité. [4]

Une des voies proposées pour étendre la durée de vie des dispositifs sans fils passe par une récupération de l'énergie ambiante. Parmi les sources d'énergies disponibles, nous trouvons les sources de rayonnement électromagnétique, qui emmagasinent une quantité d'énergie et qui sont omniprésentes dans notre environnement, du KHz au GHz, avec de nombreuses antennes relais installées tout autour de nous. Bien que les niveaux de puissances accessibles soient faibles, la multitude des sources laisse envisager la possibilité d'une récupération d'énergie rayonnée en quantité suffisante pour un complément d'autonomie énergétique d'applications à faibles niveaux de consommation, dans le domaine des capteurs par exemple. [5]

Les systèmes de récupération d'énergie électromagnétique nécessitent une antenne de réception des ondes reliée à un système de conversion RF/DC formant ainsi une antenne redresseuse ou « Rectenna » (RECTifier-anTENNA). Chaque étage de ce système de récupération doit être étudié et optimisé en termes de maximisation de l'énergie récupérée. [6]

Dans ce mémoire, on s'intéresse à l'étude de quelques structures d'antenne utilisées pour la récupération d'énergie électromagnétique. Le présent manuscrit est constitué de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, on s'intéresse en premier lieu aux différentes sources et techniques de récupération d'énergie disponible dans l'environnement. Une brève étude des sources mécaniques, lumineuses, thermiques et électromagnétiques a été effectuée pour identifier les avantages et inconvénients de chacune d'entre elles. Cela permet de dresser un bilan et d'identifier la pertinence de la récupération de l'énergie RF ainsi que son positionnement par rapport aux autres systèmes.

La suite du chapitre présente le principe de la récupération de l'énergie RF ainsi que les techniques de transmission d'énergie sans fil. Pour finir, nous allons présenter des applications des systèmes de récupération d'énergie sans fil.

Dans le deuxième chapitre de ce mémoire, on effectuera une étude du système rectenna capable de capter les ondes rayonnées et les convertir en énergie DC. On rappellera les principales caractéristiques d'une antenne de réception (diagramme de rayonnement, l'adaptation, gain, directivité, impédance d'entrée, polarisation...). Puis, on discutera le principe de conversion du circuit de conversion RF/DC, avec ses différentes topologies. Par suite, on présentera des différentes techniques d'adaptation d'antenne avec le redresseur (par des stubs ou par des circuits LC). Enfin, on exposera les performances de la rectenna ainsi que les différentes topologies possibles d'un réseau de rectennas.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation des diverses antennes utilisées pour collecter les ondes électromagnétiques de l'environnement. Après avoir défini les critères de choix de nos antennes. On décrivera les plus importantes catégories d'antennes utilisés dans la littérature pour la récupération de l'énergie RF.

Le dernier chapitre sera réservé pour l'étude, la conception et la simulation sous HFSS (High Frequency Structure Simulator) et sous ADS (Advanced Design System) de quelques structures d'antennes utilisées avec les systèmes rectennas, on s'intéressera en particulier à l'antenne à réjection d'harmonique utilisant une structure PBG. Les résultats obtenus sous forme de courbes de coefficient de réflexion et des graphes du diagramme de rayonnement sont discutés et comparés et des conclusions sont tirées.

On termine le manuscrit par une conclusion générale.



Chapitre I



***Généralité sur les systèmes de
récupération de l'énergie
électromagnétique***

Généralités sur les systèmes de récupération de l'énergie électromagnétique

I.1. Introduction

Les progrès récents de la technologie ont conduit au développement de l'IOT (Internet des Objets), de l'électronique portable, des systèmes sans fil 5G, etc., ce qui nécessite un déploiement généralisé de capteurs souvent positionnés dans des endroits éloignés et ayant la capacité de communiquer sans fil les uns avec les autres. L'alimentation de ces dispositifs est souvent le facteur limitant, car nous devons dépendre de sources d'énergie et de batteries. Cela conduit à la tâche fastidieuse de l'élimination et du remplacement d'un nombre énorme de batteries, ce qui entraîne une pollution environnementale.

La récupération d'énergie offre une solution écologique et durable à ce problème. Elle consiste à absorber l'énergie ambiante et à la convertir en électricité pour alimenter la batterie ou les capteurs.

Ce premier chapitre est consacré à l'étude des systèmes de récupération de l'énergie électromagnétique. Pour bien situer le cadre, on commencera par différentes sources et techniques de récupération d'énergie ambiante. Un bref historique sera décrit afin d'avoir une idée sur la naissance et l'évolution de la transmission d'énergie sans fil. Par la suite on présentera les sources et les techniques de transmission d'énergie électromagnétique sans fil (TESF). On rappellera également l'architecture générale d'un système TESH. Enfin, on terminera le chapitre par un résumé de quelques applications récentes de la transmission sans fil.

I.2. Aperçu sur les techniques de la récupération de l'énergie

Le concept de la récupération d'énergie consiste à extraire de l'énergie à partir de l'environnement ambiant et à la transformer en électricité pour alimenter une charge soit directement ou soit à travers sa batterie interne. Plusieurs sources d'énergies sont capables de fournir les niveaux de puissances nécessaires au fonctionnement des capteurs. Le schéma fonctionnel d'un système typique de la récupération de l'énergie est présenté à la figure I.1.

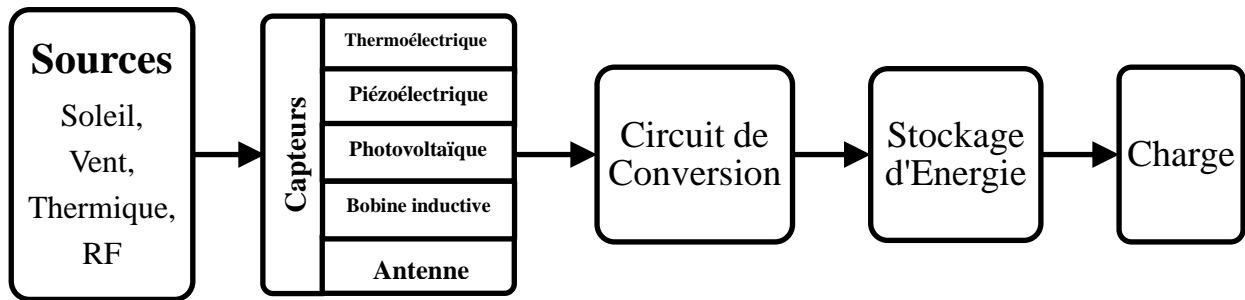


Figure I.1: Schéma fonctionnel d'un récupérateur d'énergie. [6]

I.2.1. L'énergie solaire

Dans ce cas, les rayonnements solaires sont transformés en énergie électrique grâce à des cellules photovoltaïques. Étant donné la forte densité de puissance générée, ce type de conversion est toujours en cours de développement et d'innovation technologique depuis plusieurs années (montres, calculatrices et plusieurs autres applications à base de piles solaires). Toutefois, le rendement de conversion de ces cellules solaires dépend de l'intensité du rayonnement et de l'allure spectrale de la lumière.

I.2.2. L'énergie mécanique

L'énergie mécanique peut provenir des vibrations ambiantes générées par des machines ou d'un bruit acoustique mais aussi des mouvements du corps humain. D'après [7], une estimation des puissances récupérées par les différentes sources d'énergies ambiantes a permis de classer l'énergie des vibrations ambiantes comme la deuxième source qui a la plus forte densité de puissance après l'énergie solaire. Pour la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique, il existe principalement trois méthodes : électrostatique, électromagnétique et piézoélectrique.

I.2.3. L'énergie thermique

Le principe consiste ici à générer de l'énergie électrique à partir d'une différence de température. Cette conversion est réalisée à l'aide d'un générateur thermoélectrique exploitant

l'effet Seebeck. En effet, pour un couple de matériaux semi-conducteurs (de type n et de type p), le courant électrique ainsi généré est proportionnel au gradient de température entre la jonction froide et la jonction chaude ainsi qu'au coefficient Seebeck caractéristique des matériaux thermoélectriques utilisés. Cette chaleur peut provenir du corps humain ou de machines thermodynamiques tels que les réfrigérateurs.

I.2.4. L'énergie électromagnétique

L'énergie électromagnétique est produite par des sources naturelles et des sources artificielles. Les sources naturelles comme le soleil, la terre et l'ionosphère émettent toutes des champs RF de faible niveau. Les sources artificielles de l'énergie électromagnétique sont principalement utilisées à des fins de télécommunications. La radiodiffusion et la télévision, les téléphones mobiles, les réseaux sans fil tels que le Wi-Fi, les téléphones sans fil, les radios de la police et des pompiers, les liaisons point à point et les communications par satellite produisent tous des rayonnements électromagnétiques. Les fours à micro-ondes, les radars, les appareils de chauffage et d'étanchéité industriels et diverses applications médicales sont d'autres sources de champs RF.

Avec la grande abondance des émetteurs radiofréquences sur la planète (GSM, WIFI, TV, etc.), les recherches se sont intéressées à la récupération d'énergie électromagnétique ambiante. La plupart de ces émetteurs sont omnidirectionnels, leur transmission est permanente dans le temps et ils souffrent moins de problèmes d'obstacles que les rayonnements solaires. Cependant, l'énergie que l'on peut récupérer de ces sources est souvent faible, répartie sur une large bande fréquentielle et variable d'un endroit à un autre. Ce type de récupération d'énergie est basé sur le principe de (TESF : Transport d'Energie Sans Fil). Ainsi, l'énergie rayonnée par une antenne émettrice sous forme d'onde électromagnétique est captée par un système de récupération d'énergie appelé RECTENNA (**recty**fining antenna) formé par une antenne réceptrice suivie d'un système de conversion RF/DC. [8]

I.3. Transmission sans fil d'énergie électromagnétique

I.3.1. Historique

Le transfert d'énergie sans fil a vu le jour il y a près de 200 ans. La chronologie ci-dessous décrit le développement du transfert d'énergie sans fil depuis le début.

1862-1888 : James Clerk Maxwell réalise une modélisation mathématique du comportement des radiations électromagnétiques. En 1888, Heinrich Rudolf Hertz réalise une

transmission sans fil d'ondes radio, validant les modèles mathématiques de Maxwell. L'appareil d'Hertz est considéré comme le premier transmetteur radio. [2]

1891-1894 : Nikola Tesla fait la démonstration du premier transfert d'énergie sans fil par induction électrostatique à l'aide d'une bobine d'induction haute tension devant l'AIEE (American Institute of Electrical Engineers) du Columbia Collège. Tesla fait la démonstration de l'illumination sans fil de lampes phosphorescentes de sa conception à l'Exposition universelle de Chicago. Il fait également la démonstration de la transmission sans fil de signaux devant une réunion de la National Electric Light Association à St. Louis. [9]

1894–1899 : Marconi a démontré la transmission radio sur une distance de 2.75 km. Nikola Tesla a démontré la transmission sans fil sur une distance d'environ 48 km en 1896. En 1899, la première expérience de transmission d'énergie sans fil fut réalisée par Nikola Tesla à Colorado Springs. [10]

1901–1917 : En 1901, la Tour Wardencllyffe de Tesla a été construite et c'était une démonstration commerciale et scientifique de la téléphonie sans fil, la radiodiffusion et la transmission d'énergie sans fil transatlantique. Cependant, cette tour n'a pas été complètement opérationnelle et a été démolie au cours la Première Guerre mondiale parce que le gouvernement américain craignait que les espions allemands puissent l'utiliser (Figure I.2). [3]



Figure I.2: la Tour Wardencllyffe.

1926–1968 : Hidetsugu Yagi publie son premier article sur l'antenne Yagi. William Brown a publié un article explorant les possibilités de transfert d'énergie par micro-ondes [11]. Un système utilisé pour transmettre sans fil l'énergie solaire captée dans l'espace a été proposé [12], qui sont reconnu comme le premier satellite solaire (SPS : solar power satellite).

1973–1998 : En 1977, William Brown a amélioré la conception des réseaux de rectenna (rectifying antenna) en introduisant des rectennas gravées en film mince. D'autres travaux ont été menés par la suite, le 17 septembre 1987 au centre de recherches sur les communications canadien, le projet SHARP (Stationary High Altitude Relay Program) dont le but était de faire voler un avion uniquement par un faisceau micro-onde a vu le jour [2]. En 1992, le projet MILAX a été menée au Japon sur une plateforme qui pèse 4,1 kg. L'énergie était fournie à l'avion via des micro-ondes à 2,41 GHz et le récepteur quant à lui, effectuait la conversion RF-DC avec un réseau de 288 Rectennas.

2007–2013 : En utilisant la résonance magnétique forte, le groupe de recherche WiTricity dirigé par le MIT a alimenté sans fil une ampoule de 60 W avec un rendement énergétique de 40% à une distance de 2 m. Intel a reproduit la mise en œuvre originale de 1894 de l'induction électrodynamique en alimentant sans fil une ampoule à proximité avec un rendement de 75 %. Sony a présenté un téléviseur sans fil alimenté par induction électrodynamique, 60 V sur 50 cm. Haier a présenté au CES 2010 un téléviseur LCD sans fil utilisant l'interface numérique domestique sans fil recherchée. [9]

I.3.2. Présentation et principe de fonctionnement d'un système TESH

Le transfert d'énergie sans fil (TESF) consiste à transférer de l'énergie RF d'une source (émetteur) à une charge (récepteur) à travers l'espace libre. Ce transfert consiste d'abord, à convertir l'énergie électrique continue en énergie RF moyennant une source RF (klystron, gyrotron, magnétron ...). Ensuite cette énergie RF est transmise par une antenne d'émission à travers l'espace libre. Enfin, un système de rectenna constitué d'une antenne de réception suivie d'un circuit de conversion RF-DC qui permet de capter et convertir cette énergie RF en énergie électrique DC, [3] puis transmettre cette énergie à la charge.

La figure I.3 schématise le processus de transmission d'énergie sans fil.

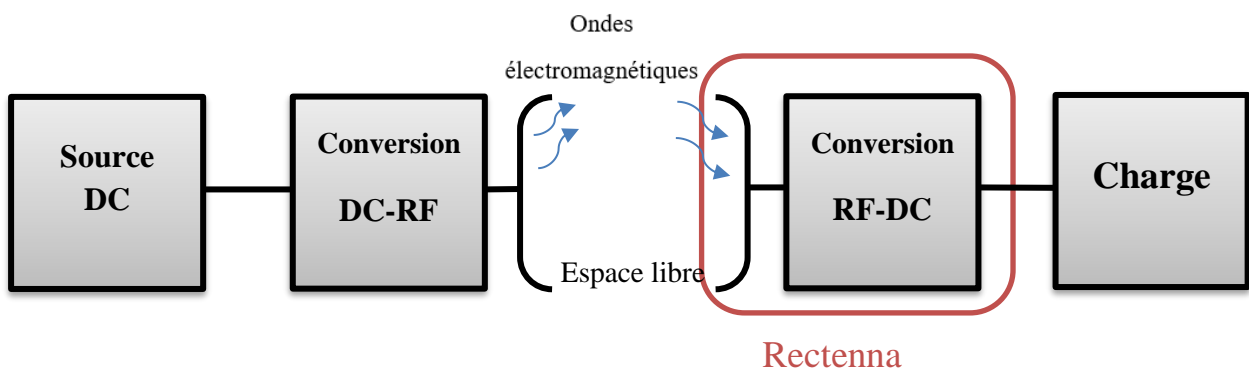


Figure I.3: Représentation schématique d'un Système de TESH par rayonnement micro-ondes.

Bien que cela représente un principe commun, chaque méthode de transmission sans fil possède son propre circuit de conversion de puissance, sa propre fréquence de fonctionnement et ses propres dispositifs électroniques de couplage, qui ont un impact sur la capacité de distance de transfert et l'efficacité de transmission. [6]

I.3.3. Techniques de transmission d'énergie sans fil (TESF)

Le transfert d'énergie sans fil peut être divisé en deux catégories principaux (Figure I.4) : le transfert non radiatif et le transfert radiatif.

- Le transfert non radiatif peut être divisé en deux types : Le transfert d'énergie par couplage inductif (IPT : Inductive Power Transfer) entre deux bobines, basé sur les champs magnétiques et le transfert d'énergie par couplage capacitif (CPT : Capacitive Power Transfer) entre deux électrodes métalliques, basé sur des champs électriques.
- Le transfert radiatif peut être divisé en deux catégories : le transfert d'énergie par micro-ondes (MPT : Microwave Power Transfer) et le transfert d'énergie optique par laser (LPT : Laser Power Transfer).

Par conséquent, le transfert d'énergie sans fil peut être typiquement classé en quatre types. Cependant, comme il y a eu relativement peu de recherche sur les lasers, il est souvent classé en trois types seulement.

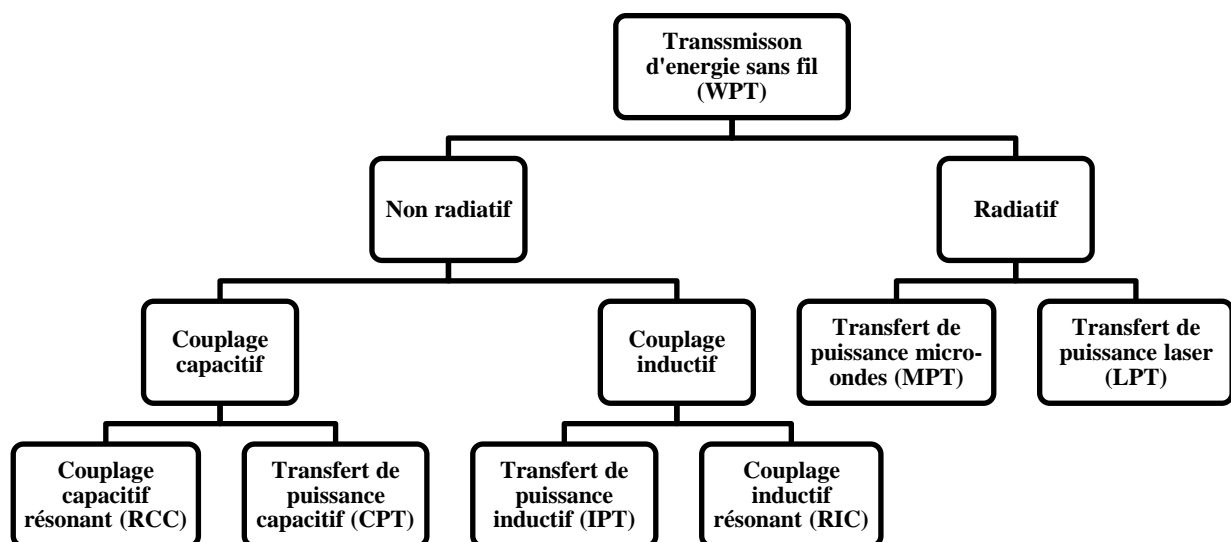


Figure I.4: Méthodes du transfert d'énergie sans fil. [13]

I.3.3.1. Transfert non radiatif

a. Transfert par couplage inductif

Le couplage inductif fonctionne sur des distances très faibles (en champ proche), typiquement de l'ordre de quelques centimètres, mais se caractérise par un très bon rendement. Cette technique est largement utilisée pour la recharge sans fil de la batterie interne des dispositifs tels que les dispositifs électroniques biomédicale implantable, les smartphones ou les souris sans fil. [14]

Le couplage inductif résonant (RIC : Resonant Inductive Coupling) est une technologie qui utilise le phénomène d'induction électromagnétique et réalise un transfert d'énergie sans fil avec une topologie de circuit composée de circuits résonnants des deux côtés. (Figure I.5 (b)).

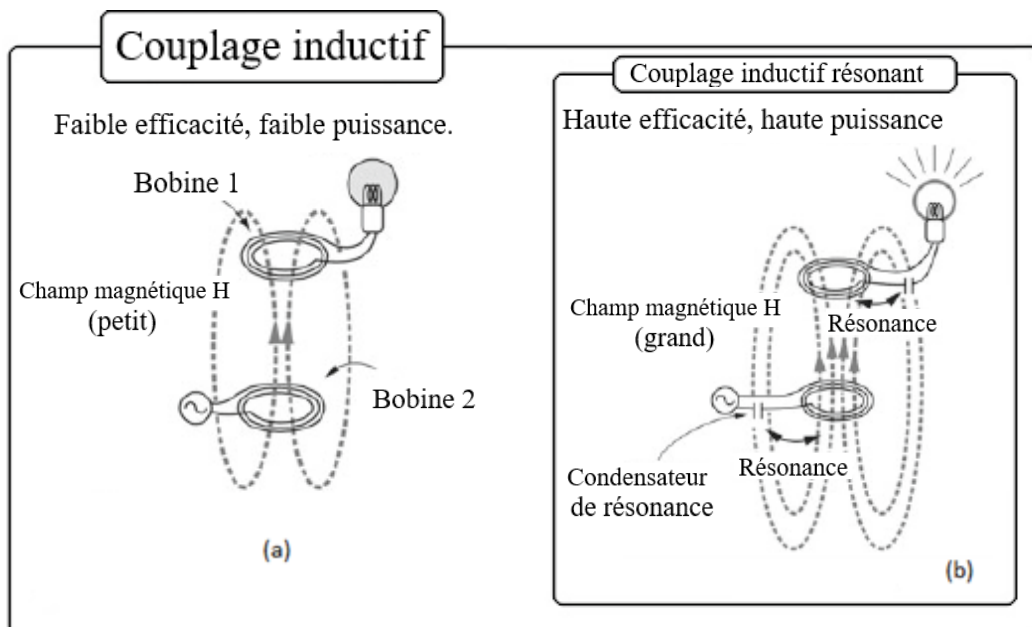


Figure I.5: Schéma de principe pour TESH par couplage : a) inductif, b) inductif résonant. [15]

b. Transfert par couplage capacitif

La technologie de transfert d'énergie sans fil capacitif utilise le champ électrique généré par les plaques métalliques du côté émetteur et du côté récepteur pour transférer l'énergie sans fil. Actuellement elle est moins utilisée que la technologie TESH à induction magnétique en raison de sa courte distance de transfert et du risque de champ électrique. Les systèmes de transfert d'énergie sans fil capacitif utilisent des champs électriques à haute fréquence pour transférer l'énergie. [14]

Le couplage capacitif résonant (RCC : Resonant Capacitive Coupling) est une méthode de couplage qui utilise un champ électrique et des circuits résonnants des deux côtés.

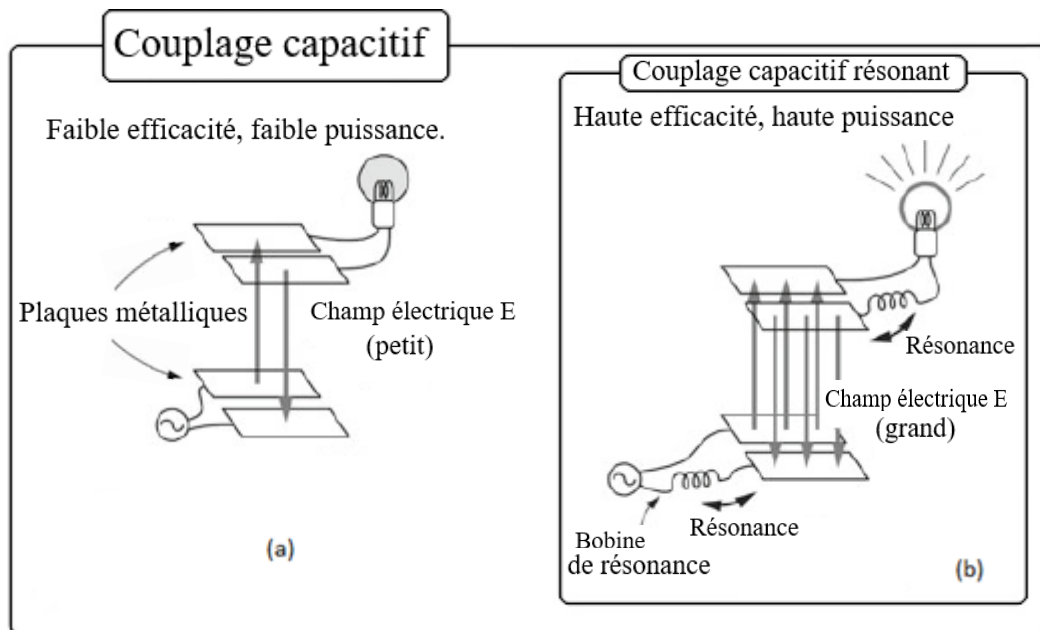


Figure I.6: Schéma de principe pour TESF par couplage : a) Capacitif, b) capacitif résonnant [15]

I.3.3.2. Transfert radiatif

a. Transfert par micro-ondes

Un système de transfert d'énergie sans fil par micro-ondes est constitué de trois parties : l'émetteur, la commande de faisceau et l'antenne de redressement de réception appelé rectenna. L'énergie hyperfréquence produite du côté émetteur est reçue et convertie en courant continu du côté récepteur. Le signal hyperfréquence est utilisé pour transmettre une énergie directionnelle sur une grande distance (généralement en kilomètres). Les rectennas servent à reconverter l'énergie en électricité.

b. Transfert par faisceaux laser

Dans cette méthode, dans un premier temps, l'énergie est convertie en ondes électromagnétiques par laser et transmise de l'autre côté. Dans la partie réceptrice, l'énergie reçue des faisceaux est à nouveau convertie en courant continu. Cette méthode peut être utilisée sur de longues distances sans aucun bruit et avec un petit équipement. Mais, cela manque d'efficacité car l'atmosphère absorbe l'énergie optique. [14]

Le tableau I.1 présente une comparaison entre les différentes technologies de TESF.

Technologie	Distance entre TX-RX	Fréquence	Directivité	Efficacité
Couplage inductif	Court	Faible Hz ~ MHz	Faible	Haute
Couplage capacitif	Court	Faible Hz ~ MHz	Faible	Haute
Rayonnement par Micro-ondes	Longue	Haute GHz ~ THz	Forte	Faible
Rayonnement par laser	Longue	Haute >THz	Forte	Faible

Tableau I.1: Comparaison entre différentes technologies de transfert d'énergie sans fil. [14]

I.4. Quantification de la puissance rayonnée disponible dans le milieu environnant

En fonction du milieu considéré, il est nécessaire de quantifier la puissance RF disponible dans le milieu environnement en termes de fréquence. La bande de fréquences avec la densité de puissance la plus élevée peut être sélectionnée pour estimer la puissance DC maximale récupérable.

Donc, lors de la conception de la rectenna, quelques éléments doivent être pris en compte, la densité de puissance en entrée en fait partie. En effet, l'impédance du circuit de conversion RF-DC dépend de la puissance RF en entrée, il est donc important de savoir quelle densité de puissance est susceptible d'éclairer la rectenna. Dans ce contexte, il est primordial de savoir que pour les applications terrestres, la densité de puissance ambiante ne peut pas dépasser une certaine valeur à cause des limites d'exposition aux champs électromagnétiques définies pour protéger l'environnement et les gens des effets néfastes du rayonnement électromagnétique.

I.4.1. 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 (WHO : World Health Organization), 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. [16]

Au niveau national, c'est l'ANF (Agence Nationale des Fréquences), qui se charge de réguler et de contrôler l'utilisation des bandes fréquentielles.

Le Tableau I.2 donne les valeurs limites des champs électrique et magnétique pour le grand public.

Games de fréquences	E_{eff} (V/m)	H_{eff} (A/m)
0 Hz – 1 Hz	–	32000
1 Hz – 8 Hz	10000	$32000/f^2$
8 Hz – 25 Hz	10000	$4000/f$
0.025 kHz – 0.8 kHz	$250/f$	$4/f$
0.8 kHz – 3 kHz	$250/f$	5
3 KHz – 150 kHz	87	5
0.15 MHz – 1 MHz	87	$0.73/f$
1 MHz – 10 MHz	$87/f^{1/2}$	$0.73/f$
10 MHz – 400 MHz	28	0.073
400 MHz – 2000 MHz	$1.375 f^{1/2}$	$0.0037 f^{1/2}$
2 GHz – 300 GHz	61	0.16
900 MHz	41	0.11
1.8 GHz	58	0.15
2.45 GHz	61	0.16

Tableau I.2: Limites d'exposition du grand public aux champs électromagnétiques (France).

I.4.2. Mesure de l'énergie RF ambiante (à jijel)

La figure I.7 présentent les mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Jijel menées par A. Khemar [2].

La puissance RF mesurée varie de 1 μW à 25 μW selon le point de mesure. On remarque que les niveaux de puissance sont faibles et qu'un maximum de 25 μW est mesuré à la " 84 rue Larbi Ben M'hidi". Ce signal est issu de l'antenne de l'opérateur téléphonique Mobilis.

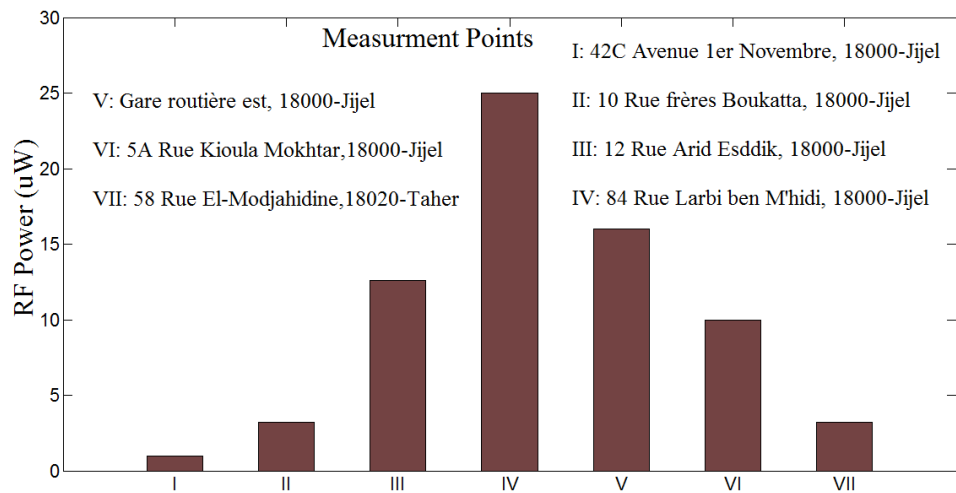


Figure I.7: Mesures de la densité de puissance aux différents points de la ville de Jijel. [2]

I.5. Applications de la TESH

La figure I.8 résume les nombreuses applications d'un système TESH et montre que celui-ci est devenu une partie importante de certains domaines fondamentaux. Dans le secteur des transports, le transfert d'énergie sans fil pour les véhicules électriques est une technologie prometteuse. Dans les dispositifs médicaux implantables, il constitue un moyen pratique, fiable et sûr d'alimenter l'énergie sans fil sans douleur pour les patients. Dans le domaine des applications électroniques grand public, TESH est utilisé dans les téléviseurs à LED, chargeant des appareils portables, tels que téléphones portables, tablettes et autres appareils, où la technologie TESH reflète le développement de ce type de construction. Enfin, les systèmes TESH sont utilisés dans les éclairages à LED, la détection sous-marine, les systèmes de défense militaire, les applications spatiales, etc. [14]



Figure I.8: Applications des systèmes de transfert d'énergie sans fil [14].

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté tout d'abord les différentes sources d'énergie ambiante utilisées pour rendre autonome certains dispositifs sans fil. Après, notre intérêt s'est porté vers la récupération d'énergie électromagnétique, et on a présenté d'une manière générale le système TESH. Enfin, on a montré certains domaines d'applications de la transmission d'énergie sans fil à l'heure actuelle.



Chapitre II

*Etude générale des systèmes
Rectennas*

Etude générale des systèmes Rectennas

II.1. Introduction

Les techniques d'alimentation classiques par pile ou par batterie restent difficiles à envisager dans certaines applications, elles sont limitées en autonomie, nécessitent des remplacements périodiques et leur recyclage est coûteux. Pour rendre ces systèmes et objets communicants plus autonomes en énergie et augmenter la durée de vie de la batterie, les systèmes de récupération d'énergie électromagnétique sont une alternative très intéressante. La récupération et la conversion de l'énergie RF en tension continue est possible grâce à l'utilisation de la rectenna.

Dans ce chapitre, on rappellera l'architecture générale d'une rectenna et son principe de fonctionnement. On donnera également un rappel sur les caractéristiques générales d'une antenne, l'adaptation, la diode Schottky, la topologie de redresseur, etc. Enfin, on terminera le chapitre par un résumé des topologies de réseau rectennas.

II.2. Etude d'une Rectenna

Une Rectenna est une antenne de redressement qui est un élément essentiel pour la transmission d'énergie sans fil par les micro-ondes. Elle est typiquement composée d'une antenne réceptrice suivie d'un circuit de redressement qui convertit l'énergie micro-onde en une énergie continue DC qui débitera sur un dispositif électronique à faible puissance.

Une rectenna classique peut être schématisé sous forme de cinq blocs fonctionnels, comme le montre la Figure II.1 :

Antenne de réception

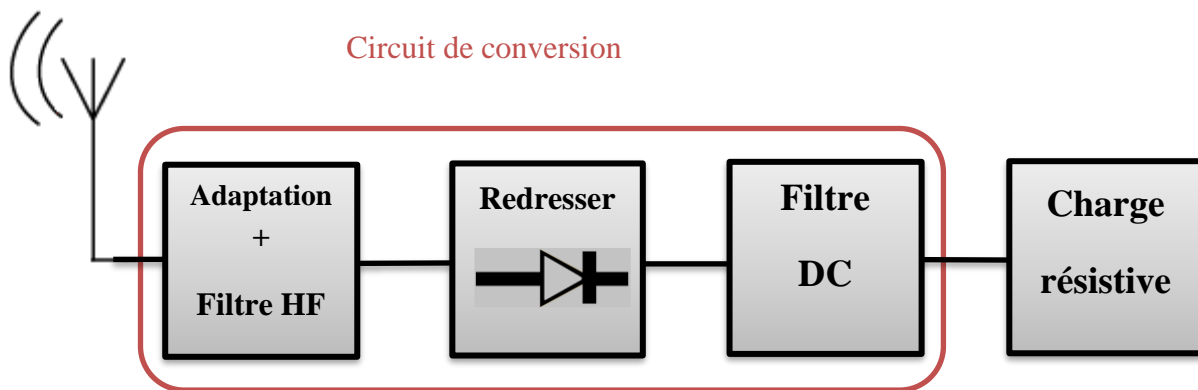


Figure II.1: Blocs fonctionnels d'une rectenna classique.

Dans la suite de ce chapitre, nous allons étudier en détail le système Rectenna.

II.2.1. L'antenne de réception

Une antenne est un élément passif définie par la norme comme étant un dispositif destiné à rayonner ou à recevoir des ondes électromagnétiques. L'antenne est donc la structure de transition entre la propagation libre dans le vide et la propagation guidée dans la matière. Son rôle est de collecter l'énergie RF dans le milieu ambiant et de la convertir en énergie électrique qui sera transmise au circuit de rectification.

Le choix de l'antenne associée au circuit de rectification dépend avant tout du type de charge à alimenter et de la nature de l'onde incidente. Nous retrouvons dans la littérature une diversité importante dans le choix des antennes. La grande majorité des auteurs utilisent des antennes patch et des dipôles. D'autres formes d'antennes, moins utilisées que les deux citées, ont un intérêt grandissant, la plus connue est l'antenne circulaire (de forme spirale sur plan) qui est de plus en plus utilisée dans les travaux récents [2]. Nous reviendrons plus en détail sur les types d'antennes utilisées pour les systèmes Rectenna dans le chapitre 3.

II.2.1.1. Caractéristiques d'antenne

Les performances de l'antenne peuvent être évaluées par plusieurs caractéristiques, à savoir le rendement, le gain, etc.

a. Polarisation

La polarisation d'une antenne est la propriété décrivant la variation temporelle de la direction et du module du champ électrique rayonné par cette antenne. Elle est caractérisée par la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique et observée à partir de la direction de propagation.

La polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique (*Figure II.2*). Selon la distribution de champ électrique.

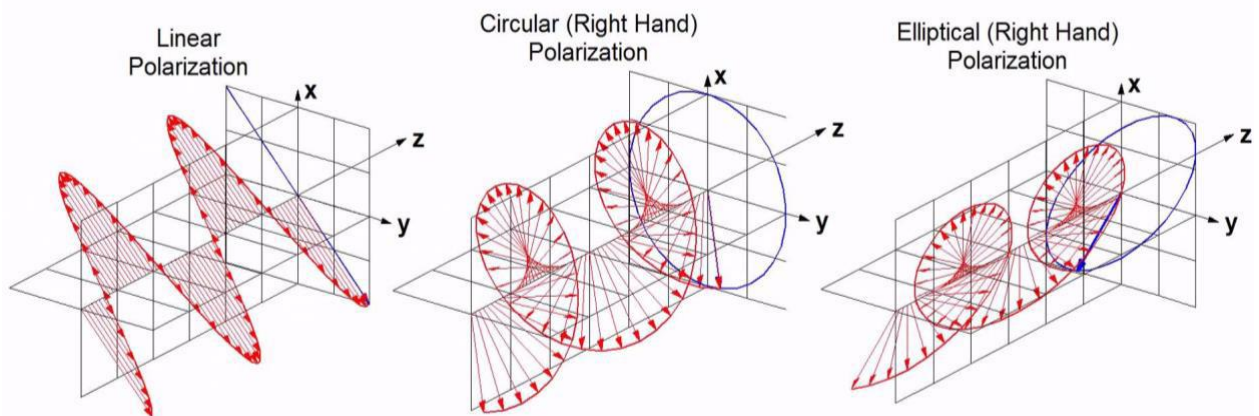


Figure II.2: Les trois types de polarisation d'une antenne. [17]

b. Diagramme de rayonnement

Un diagramme de rayonnement d'antenne est défini comme une représentation graphique des propriétés de rayonnement (puissance rayonnée) de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales. Dans la plupart des cas, le diagramme de rayonnement est déterminé dans la région du champ lointain et est représenté en fonction des coordonnées directionnelles. La propriété de rayonnement la plus préoccupante est la distribution spatiale omnidirectionnelle (*Figure II.3 (a)*) ou directif (*Figure II.3 (b)*) de l'énergie rayonnée en fonction de la position de l'observateur le long d'une trajectoire ou d'une surface de rayon constant.

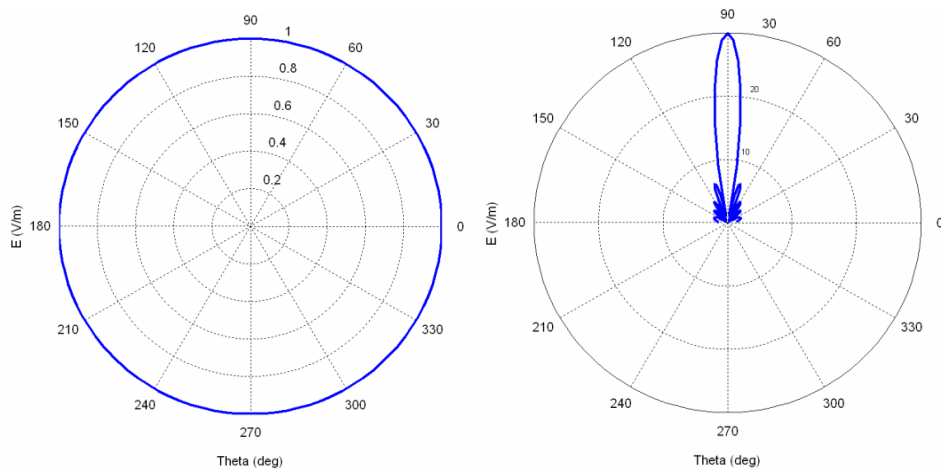


Figure II.3: Diagramme de rayonnement : (a) Source isotrope, (b) Source directive. [17]

c. Directivité, gain et rendement

Ces trois grandeurs permettent de caractériser la façon dont une antenne convertit la puissance électrique incidente en puissance électromagnétique rayonnée dans une direction particulière. Le gain et la directivité permettent de comparer les performances d'une antenne par rapport à l'antenne de référence qui est l'antenne isotrope.

La directivité d'une antenne dans une direction donnée est par définition le rapport de son intensité de rayonnement $U(\theta, \varphi)$ dans cette direction sur l'intensité de rayonnement d'une antenne de référence [17] :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{ISO}} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_r} \quad (II.1)$$

Le gain de l'antenne est étroitement lié à la directivité, c'est une mesure qui prend en compte le rendement de l'antenne ainsi que ses capacités directionnelles. La directivité est une mesure qui décrit uniquement les propriétés directionnelles de l'antenne. Le gain s'exprime en fonction de la directivité par :

$$G = \eta.D \quad (II.2)$$

Où : η est le rendement d'antenne définie par le rapport entre la puissance rayonnée P_r et la puissance fournie par l'antenne P_f :

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} \quad (II.3)$$

Le rendement est en général dégradé par les pertes de désadaptation d'impédance entre l'antenne et la ligne de transmission, les pertes dans le diélectrique et les pertes de conduction.

Le rendement de la rectenna est directement liée au rendement de l'antenne, il est donc important de la concevoir avec soin afin d'obtenir un rendement de rectenna élevé. [7]

d. Impédance d'entrée

L'antenne peut être modélisée par une source de tension alternative avec une impédance R_{ant} série comprenant la résistance de rayonnement R_{ray} , la résistance de pertes R_{pertes} et une partie réactive X_{ant} capacitive (ex : antenne patch) ou inductive (ex : antenne boucle).

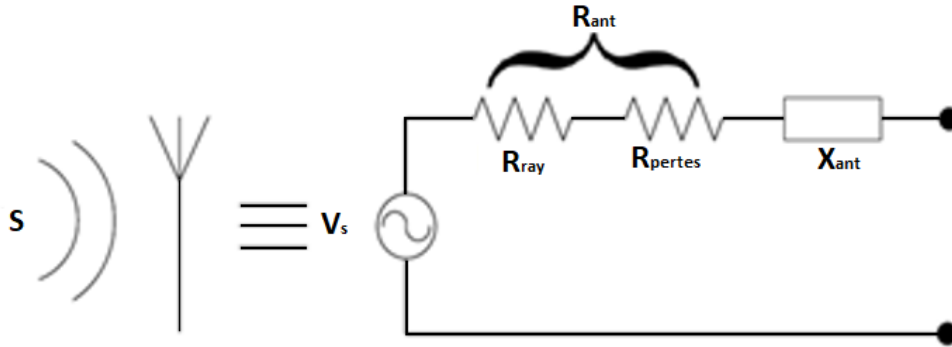


Figure II.4: Modèle équivalent de l'antenne de réception.

L'impédance d'entrée Z_{in} donnée par l'expression suivante [7] :

$$Z_{in} = R_{ant} + jX_{ant} = R_{ray} + R_{pertes} + jX_{ant} \quad (II.4)$$

e. Puissance récupérée

La puissance récupérée par l'antenne varie avec sa longueur, la proximité des corps environnants qui peuvent absorber ou réfléchir les signaux et aussi la hauteur de l'antenne par rapport à la terre, car cela détermine la phase et l'amplitude de l'onde réfléchie revenant du sol vers l'antenne.

Si S est la densité surfacique de puissance au niveau de l'antenne (à une longueur d'onde λ donnée), la puissance RF captée par l'antenne et dissipée dans une charge adaptée à l'antenne est donnée par :

$$P_{AV} = S.A_e \quad (II.5)$$

A_e : désigne l'ouverture effective de l'antenne donnée par la relation :

$$A_e = \frac{G.\lambda^2}{4\pi} \quad (II.6)$$

Où : λ est la longueur d'onde du signal reçu et G est le gain de l'antenne en réception.

Lorsque les pertes sont négligeables, la tension V_s générée par l'antenne, si elle est adaptée, est d'amplitude : [7]

$$V_s = 2\sqrt{2R_{ray}P_{AV}} \quad (II.7)$$

f. Adaptation et Coefficient de réflexion S_{11}

Une antenne est reliée à la source par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c (en général $Z_c = 50\Omega$). Pour assurer un transfert maximal de puissance entre l'alimentation et l'antenne, il est nécessaire d'assurer une adaptation d'impédance. L'adaptation permet d'annuler le coefficient de réflexion Γ_{in} ou S_{11} en entrée de l'antenne [18].

$$P_A = P_s(1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (II.8)$$

Avec : P_A : la puissance au niveau de l'antenne.

P_s : la puissance de la source d'alimentation.

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

$$S_{11} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_c}{Z_{in} + Z_c} \quad (II.9)$$

La condition d'adaptation d'antenne :

$$Z_c = Z_{in} \Leftrightarrow \Gamma_{in} = S_{11} = 0$$

Si l'adaptation n'est pas assurée, une partie de la puissance est renvoyée vers la source (ou rerayonnée par l'antenne dans le cas de la réception), appelée pertes de désadaptation. [15]

II.2.2. Circuit de conversion RF/DC

Généralement le circuit de conversion RF/DC est un système de conversion d'énergie RF en énergie électrique continue. En fonction de l'application, plusieurs technologies de conversion sont possibles :

- Convertisseur à base de tubes à vide : pour de fortes puissances avec des fréquences faibles.

- Convertisseur à base de transistors : pour les niveaux de puissance moyennes et les fréquences en dessous du GHz.
- Convertisseur à base de diodes Schottky : pour les faibles niveaux de puissance et tension avec des fréquences entre 800 MHz et plusieurs GHz. [16]

La fréquence de conversion et le niveau de puissance à convertir sont les critères principaux à prendre en compte dans le choix d'un mode de conversion. Dans le cas de la récupération d'énergie RF à très faible densité de puissance reçue (Rectenna), il est important de concevoir un circuit de redressement de forte sensibilité pour avoir une quantité de puissance DC exploitable. La sensibilité du redresseur est directement liée à la sensibilité des éléments utilisés.

Les diodes Schottky sont les plus utilisées grâce à leur fiabilité élevée, leur faible temps de commutation et leur sensibilité aux faibles niveaux de puissances (de l'ordre de -20 dBm). De plus, cette diode sera commutée naturellement par la tension alternative. [20]

La diode Schottky est un composant non-linéaire qui présente une tension de seuil plus faible (de l'ordre de 0.15 V) que la diode à jonction classique de type PN. Elle utilise une jonction métal/semi-conducteur à la place d'une jonction PN (Figure II.5 (a)). En revanche, sa limitation en fréquence est très supérieure à celle d'une simple jonction PN. Cette limitation peut être repoussée au-delà de 100 GHz avec des diodes Schottky à base d'arséniure de gallium.

Le modèle électrique d'une diode Schottky (Figure II.5(b)), est constitué d'une résistance série R_s du semi-conducteur, d'une capacité de jonction variable C_j et d'une résistance de jonction R_j montées en parallèle.

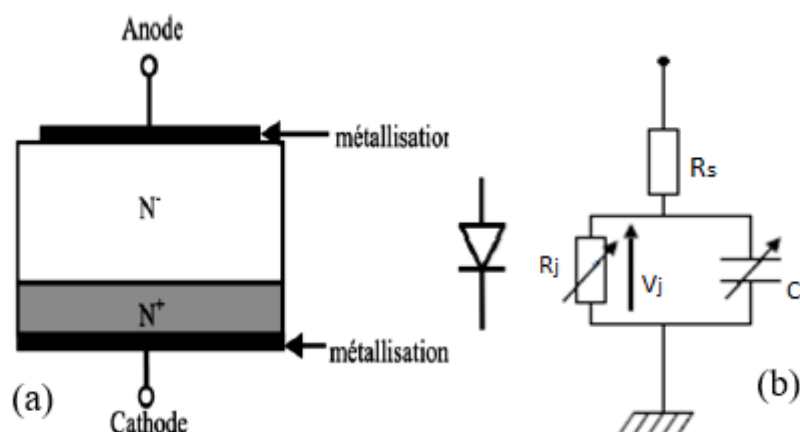


Figure II.5: Diodes Schottky : a) structure b) circuit équivalent.

Le tableau II.1 ci-dessous donne des valeurs de paramètres de quelques diodes Schottky fréquemment utilisées dans la récupération d'énergie électromagnétique. [3]

	Tension de claquage (V)	Courant de saturation (μA)	Capacité de jonction C_{j0} (pF)	Résistance de conduction (Ω)
Skyworks SMS 7630	2	5	0.14	20
Avago HSMS 2850	3.8	3	0.18	25
Avago HSMS 2860	7	0.05	0.18	6

Tableau II.1: Quelques propriétés des diodes Schottky utilisées dans la récupération d'énergie électromagnétique.

II.2.2.1. Différentes topologies de redresseur

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

a. Redresseur mono-diode

Il existe deux topologies de redresseur mono-diode : la topologie Série et la topologie Parallèle.

- **Topologie Série**

Dans la topologie série montrée par la Figure II.6, la diode est placée en série entre les deux filtres HF et DC sans lien direct avec le plan de masse. C'est la topologie la plus simple pour redresser le signal RF et la plus utilisée dans les applications de très faible puissance en entrée (de l'ordre de -15 dBm). Avec une telle configuration, le rendement de conversion ne peut en aucun cas dépasser les 50%, car la diode ne laissera passer que les alternances positives.

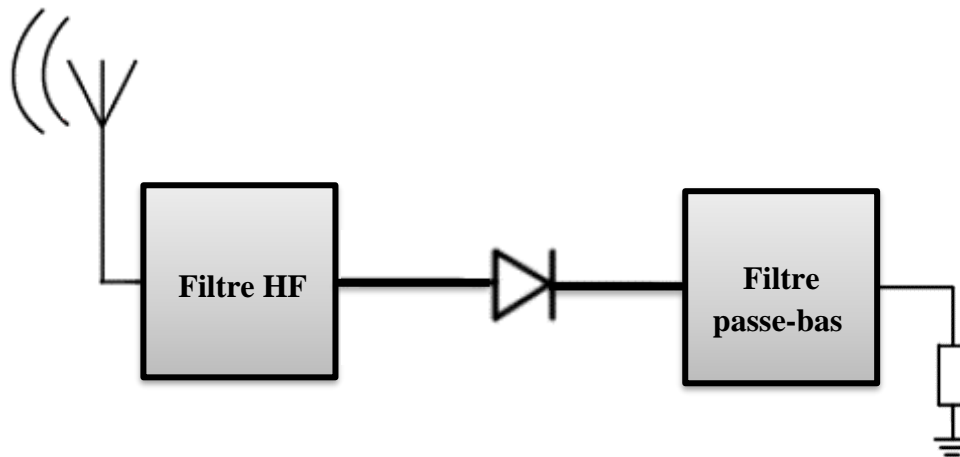


Figure II.6: Redresseur mono-diode en topologie série

- **Topologie Parallèle (shunt)**

Dans la topologie parallèle (Figure II.7), la diode est placée en parallèle entre les deux filtres HF et DC, avec l'une des terminaisons (anode ou cathode) est connectée au plan de masse. La diode est donc directement polarisée par la tension DC qu'elle génère.

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

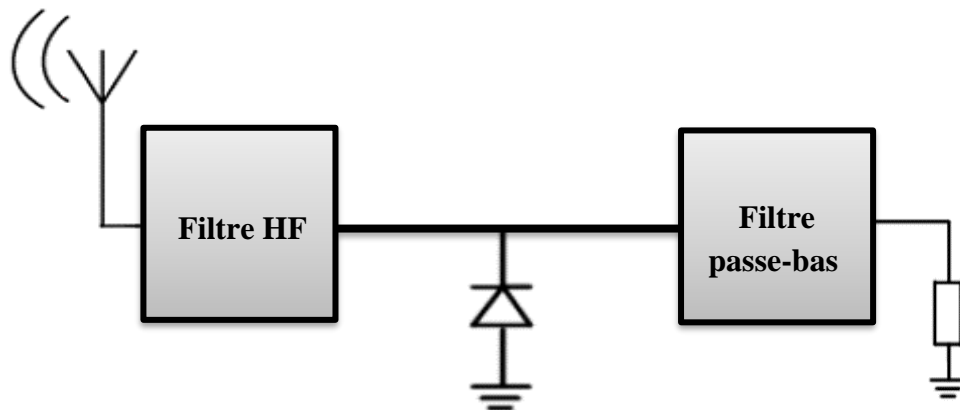


Figure II.7: Redresseur mono-diode en topologie parallèle

b. Redresseur multi-diodes

Afin d'augmenter la tension de sortie du circuit rectenna, des topologies en plusieurs diodes, ont été développées :

- Topologie Doubleur de tension
 - Topologie Multiplieur de tension
 - Topologie Pont de diodes
-
- **Topologie doubleur de tension**

Le doubleur de tension peut être vu (Figure II.8) comme l'association des deux topologies série et parallèle avec en plus une capacité de stockage en entrée. Cette structure effectue un redressement double alternance (positif et négatif), ce qui permet de produire une tension de sortie plus grande mais le rendement de conversion RF-DC est plus faible que celui du redresseur mono-diode.

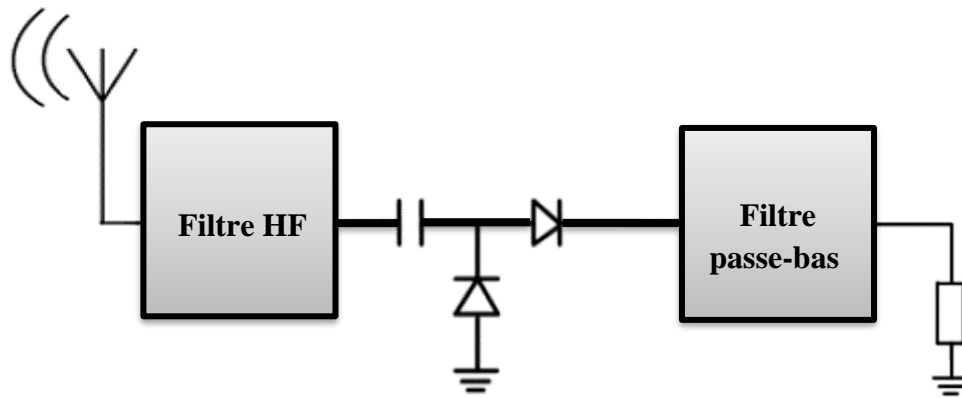


Figure II.8: Redresseur multi-diode en topologie doubleur de tension.

- **Topologie Multiplieur de tension**

Afin d'augmenter la tension de sortie, le circuit multiplicateur de tension consiste à cascader deux doubleurs de tensions (Figure II.9).

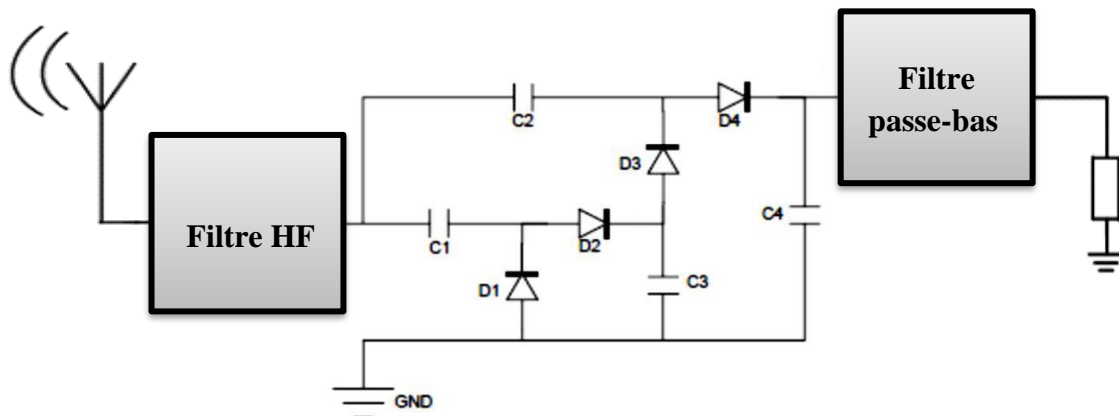


Figure II.9: Redresseur multi-diode en topologie multiplieur de tension.

- **Topologie Pont de diodes**

Le pont de diodes est souvent utilisé dans le redressement de signaux en basse fréquences. Comme pour le doubleur et le multiplieur, la topologie à pont de diodes permet un redressement double alternance ; pendant l'alternance positive, les diodes D4 et D1 sont passantes tandis que D3 et D2 sont bloquées. La tension aux bornes du filtre de sortie est la même qu'au niveau de l'entrée. Pendant l'alternance négative, les diodes D3 et D2 sont passantes et D4 et D1 sont bloquées. [16]

Généralement le pont de diodes (nommée aussi pont de Graetz) est utilisé en redressement de puissance BF. Cette topologie est représentée dans la figure II.10 :

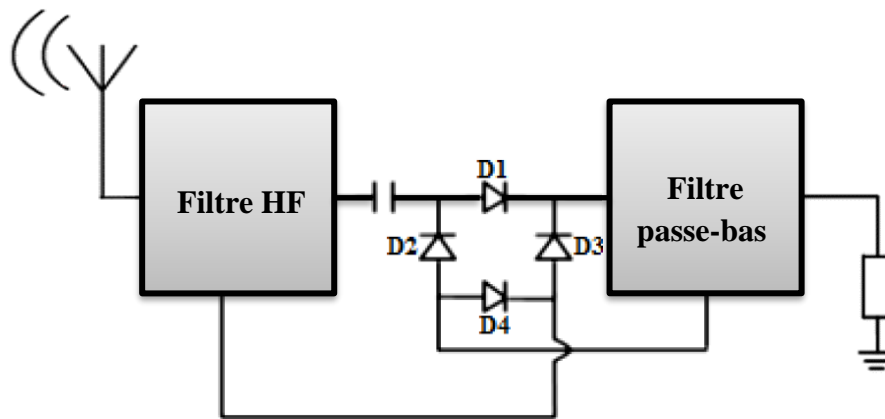


Figure II.10: Redresseur multi-diode en topologie doubleur de tension.

II.2.3. Circuit d'adaptation

Afin d'assurer un transfert maximal de puissance RF vers le redresseur et 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 Rectenna. Un réseau d'adaptation doit être insérer entre l'antenne et le redresseur. L'objectif est d'atteindre l'égalité entre l'impédance complexe de l'antenne est l'impédance complexe conjuguée du redresseur.

Le circuit d'adaptation peut être composé avec des composants localisés, des éléments distribués (tronçons de lignes) ou avec une combinaison des deux.

a. Adaptation par éléments localisés

Il s'agit généralement de circuit LC. Ce type de circuit présente l'avantage d'être flexible de manière que les composants localisés peuvent être enlevés et remplacés après la fabrication du circuit. [16]

Les topologies utilisées en général sont les réseaux en L, T et en π (figure II.11). Le choix du réseau d'adaptation dépend de l'objectif recherché.

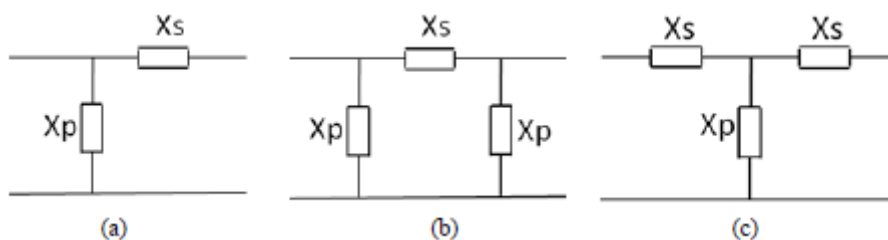


Figure II.11: Réseaux d'adaptation (a) réseau en L (b) réseau en π (c) réseau en T.

b. Adaptation par éléments distribués

Lorsque la limitation de fréquence est imposée par les composants localisés, 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 éléments localisés aux fréquences plus hautes.

Parmi les méthodes d'adaptation par éléments distribués on peut citer :

- Adaptation par une simple ligne de transmission on insert une simple ligne de longueur L bien déterminée entre l'antenne et le rectificateur.
- Adaptation par deux lignes successives on insert deux lignes successivement, le premier caractérisé par longueur L_1 et d'impédance caractéristique Z_{c1} , et la deuxième ligne est un transformateur quart d'onde de longueur ($L_2 = \frac{\lambda}{4}$) d'impédance caractéristique :

$$Z_{c2} = \sqrt{50 \times Z_{ant}} \quad (II.10)$$

Les contraintes de réalisation sont imposées sur la deuxième ligne.

- Adaptation par ligne et stub : est un mélange d'une ligne et un stub série ou parallèle.

La Figure II.12 expose un redresseur présenté dans [19] conçu pour une fréquence de 5,8GHz utilisé une adaptation par des lignes micro-ruban.

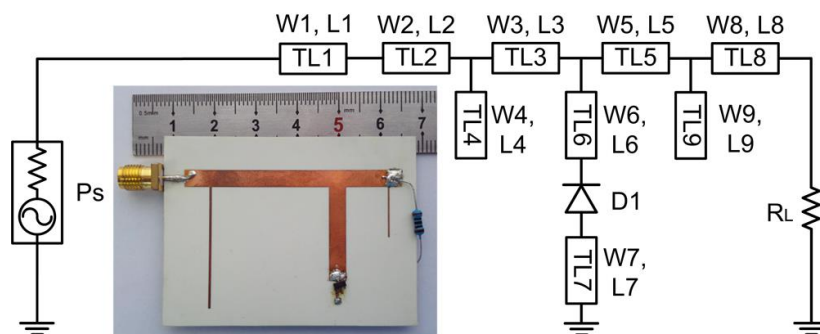


Figure II.12: Exemple de redresseur utilisant une adaptation avec des lignes.

c. Circuit d'adaptation mixte

Le circuit d'adaptation mixte est un mélange des deux types d'adaptation présentés plus haut (composantes localisés et éléments distribués).

II.2.4. Filtre HF

Le filtre d'entrée HF est un filtre passe-bande à double fonction situé entre l'antenne et le redresseur (Figure II.1). Il élimine les harmoniques d'ordre supérieur générés par le redresseur (à cause de la non linéarité de la diode Schottky), et l'adaptation de l'antenne au circuit de redressement. Sa fréquence de coupure est choisie entre la fréquence fondamentale à 2.45 GHz et la première harmonique.

Afin de réduire les dimensions de la rectenna ainsi que son coût, le filtre HF peut être directement intégré dans l'antenne de réception. Ce type d'antenne est appelé "Antennes à rejection d'harmoniques".

II.2.5. Filtre DC

Le filtre de sortie DC est un filtre passe-bas situé après le circuit de redressement, composé le plus souvent d'une capacité parallèle avec la charge, qui intervient pour bloquer les harmoniques RF et laisser passer la composante continue DC vers la charge. Le filtre DC est nécessaire pour maximiser l'efficacité de la diode.

II.2.6. Charge terminale

La charge résistive terminale représente généralement l'impédance d'entrée du dispositif à alimenter.

II.3. Performances d'une Rectenna

Le rendement de conversion et la tension de sortie sont les paramètres les plus importants à évaluer dans le circuit de rectenna. Ils dépendent essentiellement de la puissance RF, de la fréquence de travail et de la charge résistive à la sortie de la rectenna [20]. Ces grandeurs sont influencées par la quantité de puissance perdue dans les diodes, la qualité de l'adaptation d'impédance entre l'antenne et l'étage de rectification, ainsi que par l'efficacité de l'antenne.

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

$$\eta_{RF-DC} = \frac{P_{DC}}{P_{in}} \quad (II.11)$$

Où : P_{DC} : La Puissance fournie a la charge.

P_{in} : La Puissance à l'entrée de circuit de conversion.

Le rendement global d'une rectenna est généralement défini comme le rapport entre la puissance totale DC fournie à la charge et la puissance RF que l'antenne réceptrice serait capable d'injecter dans un circuit parfaitement adapté : [21]

$$\eta_G = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \quad (II.12)$$

avec P_{RF} La Puissance à l'entrée de l'antenne.

De manière générale, la puissance récupérée par une antenne est donnée par :

$$P_{RF} = \frac{P \cdot G \cdot \lambda^2}{4\pi} \quad (II.13)$$

avec : P : densité de puissance (en W/m²).

G : gain linéaire de l'antenne de réception.

λ : longueur d'onde utilisée.

Au niveau de la charge de sortie, la puissance DC fournie s'écrit, dans le cas d'une charge purement résistive :

$$P_{DC} = V_{DC} \times I_{DC} = \frac{V_{DC}^2}{R} \quad (II.14)$$

avec : R : Valeur de charge.

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

I_{DC} : Intensité du signal de sortie.

L'expression théorique du rendement de conversion devient alors :

$$\eta_G = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} = \frac{V_{DC}^2}{R} \cdot \frac{4\pi}{P \cdot G \cdot \lambda^2} \quad (II.15)$$

II.3.1. Influence de la fréquence

Le choix de la fréquence est imposé par la fréquence de la source émettrice, l'antenne et le redresseur doivent être accordé à la même fréquence. Pour les rectennas, les bandes visées sont généralement les bandes ISM (Industrielle, Scientifique et Médical). Comme pour tous les circuits RF, cette opération est réalisée à l'aide du circuit d'adaptation. Comme cela a été évoqué plus haut, ce dernier peut être composé de composants localisés tels que les capacités et les inductances ou des circuits équivalents en éléments distribués tels que les stubs et les lignes quart

d'onde. L'énergie RF ambiante peut être récupérée à une seule fréquence par une Rectenna mono-bande ou à plusieurs fréquences par une rectenna multi bandes.

II.3.2. Influence de la puissance d'entrée

Etant donné les fluctuations que peuvent connaître les sources d'énergie, les redresseurs sont généralement optimisés pour fonctionner sur une large dynamique de puissance RF, l'efficacité maximale est atteinte à une valeur précise de P_{in} , mais l'objectif est de garder un bon rendement sur une large plage autour de cette valeur.

En effet, la tension de seuil ainsi que sa résistance série limitent les performances de la diode quand la puissance en entrée est très faible. Mais quand P_{in} croît, la diode devient de plus en plus passante et par conséquent, l'efficacité augmente

II.3.3. Influence de la charge de sortie

La charge va également influencer le rendement global de la rectenna, l'efficacité est atteinte généralement pour une valeur spécifique de la charge, cette charge peut, ou pas, être la charge du capteur qui doit être alimenté. Il y a deux critères sur lesquels le raisonnement doit être fait lorsque nous parlons de la charge, à savoir la tension DC et l'efficacité. Si l'objectif est d'atteindre une tension DC maximale, il suffit d'augmenter la valeur de la charge en sortie. En revanche, si l'objectif est d'atteindre l'efficacité maximale, dans ce cas un travail d'optimisation doit être effectué afin de déterminer la charge optimale. Cette charge dépend, entre autres, de la puissance RF et de la fréquence. [16]

II.4. Réseaux de rectennas

Malgré que la consommation énergétique de certains systèmes a 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, telle que l'association en série, en parallèle ou en cascade. Ces topologies sont les plus utilisées et chaque configuration présente des caractéristiques spécifiques.

L'association en série d'un réseau de rectennas (Figure II.13) permet d'augmenter la tension de sortie DC. La charge résistive R_L de cette configuration est déterminée à partir de l'équation suivante :

$$R_L = N \times R \quad (II.16)$$

où R c'est la charge optimale d'un seul élément rectenna et N est le nombre d'éléments.

L'association en parallèle d'un réseau de rectennas (Figure II.14) 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 :

$$R_L = \frac{R}{N} \quad (II.17)$$

où R est la charge optimale d'un seul élément rectenna et N est le nombre d'éléments.

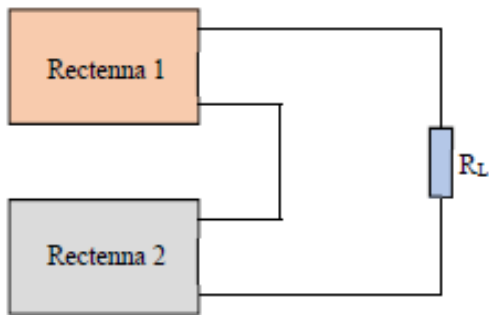


Figure II.13: Association de rectennas en série.

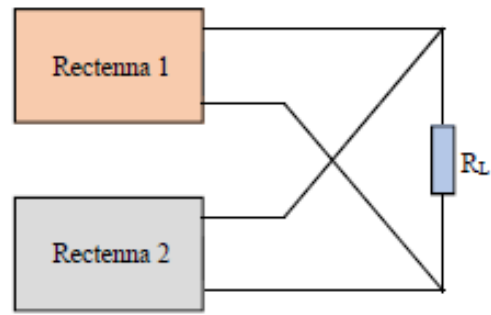


Figure II.14: Association de rectennas en parallèle.

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. [20]

II.5. Conclusion

Dans un premier temps on a présenté des généralités sur un système rectenna, sa structure et son principe de fonctionnement. On a abordé le principe de réception des signaux RF par les antennes, les principes de fonctionnement des redresseurs, indispensables à la conversion RF-RC et les divers filtres d'adaptation dont il faut nécessairement prendre en compte lors des calculs de récupération d'énergie sans fil par la rectenna.



Chapitre III



*Différents types d'antennes
utilisées dans les systèmes
Rectennas*

Différents types d'antennes utilisées dans les systèmes Rectennas

III.1. Introduction

Le terme rectenna est communément appelé antenne de redressement dans les systèmes TESH. Il s'agit d'une combinaison d'une l'antenne et d'un circuit redresseur. La capacité du système de récupération d'énergie sans fil est très importante et dépend de la capacité de chaque processus : la conversion du signal RF en AC à l'antenne de réception et à la conversion du signal AC en DC au circuit de redressement. Par conséquent, l'antenne de réception est l'un des principaux éléments du développement d'un système rectenna.

Il existe de multiples types d'antennes dans la littérature, mais toutes n'ont pas les mêmes caractéristiques. En fonction du scénario envisagé, certaines architectures d'antenne sont plus adaptées que d'autres. Cependant, d'autres critères sont à prendre en compte [1].

Dans ce chapitre, on va définir les types d'antennes qui ont une importance particulière. Puis, on présentera certains types particuliers d'antennes utilisées dans les systèmes rectenna.

III.2. Critères de choix de l'antenne

III.2.1. Taille de l'antenne

Avant de se concentrer sur les spécifications électromagnétiques de l'antenne, le premier critère que nous définissons est sa taille physique. En effet, pour s'imposer comme une solution alternative, le récupérateur d'énergie doit-être capable de collecter suffisamment d'énergie, mais aussi de s'intégrer dans son environnement de fonctionnement.

Les antennes cornets ou les antennes à réflecteur sont de parfaits exemples d'antennes difficilement intégrables [22]. Malgré leurs caractéristiques techniques (gain, diagramme de rayonnement...) qui pourraient convenir à nos applications, le volume occupé reste handicapant et ne permet pas de considérer ce genre d'antenne comme une solution envisageable. Nous faisons donc le choix d'utiliser uniquement des antennes imprimées pour lesquelles les dimensions restent compatibles avec une intégration. [1]

La demande croissante de dispositifs compacts nécessite des antennes de petite taille. Les antennes compactes imprimées/planaires sont donc un candidat idéal. En raison de leur faible coût, de leur profil bas, de leur nature conforme, les antennes micro ruban sont un bon candidat pour la communication sans fil. Une efficacité de conversion de puissance (PCE) élevé est la condition essentielle d'un bon système RFEH (Radio Frequency Energy Harvesting). En outre, certaines des autres caractéristiques souhaitables sont la miniaturisation sans dégradation de l'efficacité, la polarisation circulaire pour une perte de désadaptation minimale, un gain élevé, une large bande passante, le respect de la valeur SAR (Specific Absorption Rate) fixée par la Federal Communications Commission (FCC) et une tolérance élevée aux effets environnementaux. [6]

III.2.2. Gain et diagramme de rayonnement

Le gain d'une antenne, exprimé en dBi, est défini comme le rapport entre l'intensité maximum du rayonnement dans une direction, et l'intensité qui serait obtenue si l'antenne était une antenne isotrope, dans les mêmes conditions de fonctionnement.

Le diagramme de rayonnement est la représentation graphique du rayonnement d'une antenne dans l'espace. Il représente en 3D le gain de l'antenne en champ lointain en fonction des coordonnées spatiales. Dans la pratique, le diagramme de rayonnement 3D s'exprime sous la forme de deux diagrammes 2D, suivant le plan E et le plan H. Il est ainsi possible de visualiser la forme du diagramme de rayonnement, ainsi que le gain, sur un support 2D. Une antenne isotrope est une antenne qui rayonne la totalité de la puissance qui lui a été fournie de façon uniforme

dans l'espace. Cette antenne est idéale et n'est pas physiquement réalisable, elle est utilisée comme référence pour exprimer la directivité des antennes réelles. Une antenne quasi-isotrope, ou omnidirectionnelle, est une antenne avec des gains similaires pour la majorité des directions. Par opposition, une antenne directive a des propriétés de réception ou d'émission électromagnétique plus efficace dans une direction donnée. [1]

Une antenne directive sera donc plus pertinente pour un scénario de transfert de puissance entre la source et le récupérateur alors qu'une antenne quasi omnidirectionnelle correspondra plus à un scénario de récupération d'énergie opportuniste. De plus, pour optimiser le transfert d'énergie, nous devons maximiser le gain des antennes utilisées.

III.2.3. Bande passante

La bande passante de l'antenne est définie par le coefficient de réflexion en entrée. En effet, pour une récupération d'énergie optimale, les pertes dans la désadaptation d'impédance doivent être minimisées. Pour une application de récupération d'énergie, on considère comme suffisamment adaptée une plage de fréquence où le coefficient de réflexion en entrée est inférieur à -10 dB.

La répartition du spectre des fréquences impose une bande passante comprise entre 876 et 959 MHz correspondant à la plage de fréquence des canaux de communication pour le standard GSM 900 MHz et une bande passante comprise entre 2,412 et 2,483 GHz pour les standards WiFi et Bluetooth. Pour le dimensionnement de nos antennes, une bande passante plus large n'apporterait pas d'énergie supplémentaire et à contrario, une bande passante trop étroite nous priverait d'énergie disponible. [1]

III.3. Quelques types d'antennes utilisées dans les systèmes Rectennas

Les antennes utilisées dans les systèmes rectennas sont très variées. Il en découle un fonctionnement différent pour chacune d'elles. Nous présentons une forme de classement qui n'est pas le seul possible. Il consiste à mettre en avant la caractéristique fondamentale que l'on recherche dans un type d'antenne donné. Celui-ci est choisi en fonction de contraintes particulières, soit liées à la physique, soit imposées par le système.

III.3.1. Réseaux d'antennes

Dans un système de récupération d'énergie électromagnétique ambiante, une seule antenne de collecte n'est généralement pas suffisante car elle ne peut pas offrir une puissance suffisante à l'entrée du circuit de redressement. Une solution consiste à mettre en réseau les antennes pour augmenter la surface de collecte et de pair avec elle la puissance injectée ensuite au redresseur.

Une plus grande puissance injectée implique un meilleur rendement de conversion sous réserve de ne pas dépasser la bande de puissance de fonctionnement optimale de la diode. [23]

Dans [24], des réseaux d'antennes de 4 et 16 antennes patch groupés par paire sont utilisés. Des diviseurs de puissance combinent la puissance collectée par chaque antenne jusqu'à l'unique redresseur. Un tel réseau est simple à mettre en œuvre en micro-ruban et en monofréquence. Dans cette configuration, la conception des diviseurs de puissance pour acheminer la puissance collectée des antennes au redresseur est maîtrisée. Il faut cependant étudier le couplage et les effets parasites que peuvent causer les circuits environnants aux antennes du réseau. Mais, cette solution devient complexe pour des antennes multifréquences ou de technologies différentes que la ligne micro-ruban.

Figure III.1: Réseaux d'antennes extrait de la référence [24] : (a) à 16 antennes (b) à 4 antennes.

III.3.2. Antennes à bande étroite, large bande et multi bande

Les conceptions à bande étroite permettent d'obtenir un rendement élevé à la fréquence de résonance, mais la quantité de puissance de sortie est limitée à cette fréquence de résonance. Par contre, une conception large bande/multi bande peut accumuler plus de puissance sur la large bande et donc produire plus de sortie. Les antennes large bande nécessitent des circuits d'adaptation complexes pour faire correspondre l'antenne et la charge à des puissances d'entrée et des impédances de charge variables.

Dans [25] une rectenna à large bande a été présentée (figure III.2). Elle est composée d'une antenne spirale large bande, optimisée pour couvrir les principales bandes de fréquences où il y a de l'énergie RF à récolter (GSM900, GSM1800, UMTS2100 et WIFI). Cette antenne est associée à un redresseur bi-bande (GSM900- GSM1800) pour réaliser une rectenna complète. Des simulations source-pull ont été utilisées pour déterminer l'impédance optimale de la diode donnant le rendement de conversion maximal, dans les bandes de fréquences d'intérêt, pour de faibles niveaux de puissance RF d'entrée. Un réseau d'adaptation à large bande a ensuite été synthétisé pour assurer un fonctionnement optimal du redresseur dans les bandes GSM900 et GSM1800.

Figure III.2: Disposition de l'antenne à large bande extrait de la référence [25].

III.3.3. Antennes à polarisation circulaire

La capacité de rayonner et de recevoir de l'énergie RF dans n'importe quel plan avec des pertes minimales fait des antennes à polarisation circulaire (PC) un candidat important pour les systèmes RFEH [26]. Elles améliorent le PCE en réduisant les pertes dues au décalage de polarisation. Cependant, les méthodes utilisées pour obtenir un rayonnement à polarisation circulaire ont pour effet de réduire la largeur de bande [27]. La troncature des coins, les lignes droites, les fentes, les charges de stub et les fentes en forme de croix sont des méthodes utilisées pour obtenir une polarisation circulaire. Pour les techniques à alimentation unique, l'antenne est alimentée à une différence de phase de 45° par rapport à la perturbation pour obtenir un rayonnement PC. Cette méthode présente l'avantage d'une structure simple et compacte.

La méthode la plus simple pour obtenir une polarisation circulaire est la troncature des coins, c'est-à-dire la troncature des coins du patch. Elle conduit à un chemin de courant asymétrique le long de la diagonale qui produit deux fréquences de résonance différentes avec une différence de phase de 90° générant la PC mais au prix d'une bande passante et d'une efficacité réduite [28]. Les structures empilées, les conducteurs magnétiques artificiels et les métamatériaux sont des méthodes couramment utilisées pour surmonter la limitation de la bande passante étroite et pour obtenir un gain élevé [29].

L'une des méthodes les plus utilisées pour améliorer la bande passante d'une antenne PC est le concept de patch empilé. Dans cette méthode, un élément de patch parasite de même dimension que celui du patch est utilisé [30]. Une large bande passante est obtenue en raison du

couplage électromagnétique entre les éléments commandés et parasites pour générer des résonances proches les unes des autres, mais la limitation est l'augmentation de la taille globale.

L'anneau de fentes annulaires autour d'un patch circulaire pour le PC est rapporté dans la Référence [3], qui atteint une efficacité de conversion RF/DC de 25 % à une puissance d'entrée de 0 dBm, mais qui diminue considérablement à une puissance d'entrée de -20 dBm. Il utilise un substrat mince et flexible et souffre de pertes par flexion qui réduisent son efficacité.

III.3.4. Antennes à rejection d'harmoniques

Les composants non linéaires dans les antennes rectangulaires sont responsables de la génération des harmoniques de la fréquence fondamentale [32] qui sont réémises et causent des interférences électromagnétiques avec l'antenne et les circuits voisins, ce qui entraîne une dégradation des performances. Pour surmonter ce problème, des filtres passe-bas sont ajoutés entre l'antenne et le circuit redresseur, mais au prix d'une augmentation de la taille. Plusieurs conceptions d'antennes avec réjection des harmoniques, appelées filtrages, sont proposées pour les systèmes RFEH. Ils maximisent la puissance reçue à la fréquence désirée et suppriment les harmoniques par des modifications structurelles, comme un stub, une fente, un DGS, etc. La méthode est choisie en fonction de la distribution du courant sur le radiateur patch, du gain souhaité, du rendement, etc. [6]

La technique principale pour l'intégration de la fonction de filtrage dans l'antenne consiste à graver des stubs ou introduire des trous dans la forme de l'antenne. Ces modifications au motif de l'antenne sont réalisées pour perturber la propagation du courant dans l'antenne pour les harmoniques. [23]

Dans [33]. HUANG utilise un patch circulaire qui intègre le filtrage des harmoniques supérieures (Figure III.3), L'antenne à polarisation circulaire est obtenue grâce à des troncatures opposées dans la périphérie du patch. Des gravures à angle droit dans le patch circulaire modifient la propagation du courant dans le patch et décalent ainsi la fréquence de résonance des harmoniques. Cela permet le filtrage des seconde et troisième harmoniques d'ordre supérieur.

La seconde technique pour la réjection des harmoniques repose sur l'utilisation de défaut de plan de masse, également appelé Defected Ground Structure (DGS) comme dans [34]. La forme de l'antenne patch est classique mais grâce à un défaut de plan de masse (Figure III.4), la troisième harmonique est rejetée. La réjection de la seconde harmonique est réalisée grâce à une longueur de ligne d'amenée optimisée.

Figure III.3: Rectenna avec antenne à réjection d'harmoniques par des trous dans le motif de l'antenne extrait de la référence [33].

Figure III.4: Rectenna avec antenne à réjection d'harmoniques par défaut de plane de masse extrait de la référence [34].

III.3.5. Antennes électriquement petites, à fentes

La méthode la plus simple de miniaturisation des antennes est l'utilisation de matériaux à constante diélectrique élevée et à faibles pertes. Ils permettent de réduire la taille du patch car la longueur d'onde du guide est réduite, mais ils présentent également une bande passante étroite et un faible gain en raison de l'excitation des ondes de surface dans la couche du substrat. [35]

D'autres méthodes de miniaturisation consistent à utiliser des fentes, des plots de court-circuitage ou une optimisation géométrique. La figure III.5 illustre des antennes patch chargées de fentes pour des applications RFEH. L'inscription de fentes sur l'antenne est une méthode de miniaturisation largement utilisée où les fentes sont modélisées comme un circuit RLC équivalent qui fonctionne selon le principe de Babinet. En raison de la frange aux extrémités de la fente, le chemin du courant de surface est augmenté, ce qui entraîne une réduction de la taille. Les fentes réduisent l'ouverture de l'antenne et, par conséquent, son efficacité [36]. Dans la figure III.5 (a), des fentes non équilibrées à 45° par rapport à l'axe de l'emplacement de l'alimentation sont placées en diagonale sur le patch. À la fréquence de fonctionnement de 2,45 GHz, il présente une réduction de taille de 12 % par rapport au patch carré fonctionnant à la même fréquence.

La fente en méandres est un autre moyen de réaliser la miniaturisation des antennes. Une antenne patch carrée à méandres fonctionnant à 2,4 GHz présente une réduction de taille de 48 % comme le montre la figure III.5 (b) [37]. La distribution du courant de surface perturbée par la présence de fentes en méandre les oblige à augmenter le trajet du courant, ce qui entraîne la réduction de la fréquence de résonance. Le décalage d'impédance et le fonctionnement en bande

étroite entraînent une dégradation de l'efficacité. L'espacement entre les spires est également un critère important, car des spires très rapprochées peuvent entraîner une polarisation croisée qui réduit encore l'efficacité de l'antenne.

L'impédance réactive élevée des antennes électriquement petites est compensée par la mise en œuvre de fentes, d'encoches, etc., ce qui entraîne une faible résistance au rayonnement. Il en résulte un décalage d'impédance important entre l'impédance de la source et l'impédance d'entrée, ce qui détériore l'efficacité. Un circuit d'adaptation externe peut être ajouté pour réduire ce décalage, ce qui est réalisé au prix d'une augmentation du facteur de forme. [6]

Les structures à bande interdite électromagnétique et les structures défectueuses mises à la terre (DGS : Defective Grounded Structures) sont des méthodes alternatives pour concevoir des antennes microbandes compactes avec une efficacité raisonnable. Les différentes structures introduites dans le plan de masse (DGS) de l'antenne perturbent la distribution du courant dans le plan de masse [38]. Les surfaces DGS sont généralement modélisées à l'aide de circuits LC et RLC équivalents. L'augmentation de la partie inductive équivalente due au défaut introduit entraîne une constante diélectrique effective élevée et permet donc de réduire la taille du radiateur patch. Il a la capacité d'agir comme un coupe-bande pour une certaine gamme de fréquences, ce qui permet d'augmenter le gain puisque la puissance provenant du port d'entrée est distribuée uniquement dans la fréquence fondamentale [39]. Mais la découpe de fentes sur le plan de masse introduit un rayonnement en retour qui réduit le gain dans la direction souhaitée. Son effet sur le SAR doit être pris en compte lors de leur utilisation pour des applications portables. [13]

Figure III.5: Antennes patch utilisées dans le système TESF (a) patch circulaire avec fentes inscrites et (b) patch carré.

III.3.6. Antennes à base des métamatériaux

Les métamatériaux sont des matériaux artificiels qui peuvent avoir une permittivité négative et/ou une perméabilité négative dans la gamme de fréquences des micro-ondes. On y parvient en utilisant des éléments dont la taille et l'espacement sont faibles par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement [40]. Si les deux paramètres sont négatifs, le matériau présente un indice de réfraction négatif. Si la perméabilité et la permittivité du matériau sont proches de zéro, on parle de méta-matériaux à indice zéro. Ils sont modélisés à l'aide de différentes combinaisons d'inductance et de capacité en fonction de leurs structures qui peuvent être en parallèle ou en série avec le circuit équivalent de l'antenne. La modification des dimensions de la structure change l'impédance et donc la fréquence de résonance. Les métamatériaux en tant que superstrat ou l'utilisation d'une surface métamatériau entre le substrat et le radiateur fournissent un gain plus élevé par rapport aux structures avec un substrat métamatériau en raison du rayonnement arrière. Ils constituent un bon choix pour les systèmes portables et les systèmes RFEH et sont capables de concentrer l'énergie grâce à leur comportement de lentille, ce qui permet d'augmenter le gain. [6]

III.3.7. Antennes reconfigurables

La diversité de fréquence et de polarisation dans les communications sans fil a conduit au développement d'antennes reconfigurables pour les systèmes RFEH [26]. La reconfigurabilité est obtenue en changeant la structure de l'antenne, ce qui modifie ses propriétés de rayonnement. Elle permet d'améliorer la bande passante et de réduire la taille de l'antenne, car une seule antenne peut fonctionner à différentes fréquences. [41]

La reconfigurabilité peut être obtenue en découpant des fentes sur la surface du radiateur et en les reliant par des commutateurs. En fonction de la polarisation fournie, la longueur électrique du radiateur ainsi que sa distribution de courant sont modifiées, ce qui permet une diversité de fréquence et de polarisation. L'antenne patch reconfigurable en fréquence est obtenue en inscrivant des fentes dans un radiateur rectangulaire et en connectant la surface du patch à l'aide de diodes PIN [42]. Elle souffre d'un rayonnement arrière et son gain est donc faible aux deux fréquences de résonance (1,6 et 2,4 GHz). [13]

Dans [43], Shao et al. ont obtenu une large adaptation d'impédance en utilisant un réseau de phase à orientation de faisceau 2×2 . L'orientation du faisceau est obtenue en modifiant mécaniquement la position de l'alimentation, comme le montre la Figure III.6. En ajustant le trajet de l'onde à l'intérieur de la ligne de transmission, la différence de phase entre les éléments

rayonnants est contrôlée. Cependant, la largeur de bande d'impédance est étroite et l'orientation automatique du faisceau n'est pas possible.

Figure III.6: Antenne reconfigurable extrait de la référence [43].

III.3.8. Antennes hybrides

Les systèmes de récupération d'énergie hybrides sont des systèmes qui peuvent récupérer de l'énergie à partir de deux sources différentes, comme le soleil et l'énergie radiofréquence. Ils sont développés pour fournir un rendement meilleur que celui d'un seul collecteur d'énergie. Dans [44] Kyotori présente un collecteur d'énergie solaire/radiofréquence qui permet d'obtenir une meilleure puissance de sortie qu'un système RFEH à bande étroite. Les cellules solaires sont placées sur le patch où la distribution du courant est minimale, comme le montre la figure III.7. Les connexions en courant continu des cellules solaires ont un effet significatif sur les performances de l'antenne. La quantité de puissance obtenue à la sortie décroît en fonction des variations du rayonnement solaire et la taille de l'antenne est importante par rapport aux autres circuits de récupération. Les cellules solaires sont également intégrées à l'antenne F dans la Référence [24] où elles agissent comme plan de masse pour l'antenne. Cependant, les performances de cette antenne sont limitées à une bande étroite.

Figure III.7: Récupérateur d'énergie hybride solaire/RF extrait de la référence [44].

III.4. Conclusion

Différentes topologies d'antenne pour les systèmes RFEH ont été comparées en fonction de différents paramètres. La sélection de l'antenne pour la récupération d'énergie dépend du type d'application comme 5G, WSN, RFID, etc. Pour les capteurs basés sur l'internet des objets, une antenne compacte avec un gain élevé et une large bande passante est préférable. Pour les systèmes RFEH, une antenne avec un diagramme de rayonnement omnidirectionnel ou un réseau d'antennes est préférable afin qu'elle puisse recevoir des signaux de toutes les directions, ce qui améliore le PCE du système. Pour les applications portables, les rayonnements arrière de l'antenne doivent être minimaux, ce qui exige un plan de masse parfait. En outre, les antennes reconfigurables basées sur des métamatériaux à polarisation circulaire sont préférées pour le système RFEH afin d'obtenir une efficacité de conversion élevée.



Chapitre IV

**Conception et
simulation de quelques
structures d'antennes**

Conception et simulation de quelques structures d'antennes

IV.1. Introduction

Dans un système Retenna, les composants non linéaires sont responsables de la génération des harmoniques qui sont réémises vers l'entrée et causent des interférences électromagnétiques avec l'antenne et les circuits voisins. Ce phénomène entraîne une dégradation des performances du système. Pour surmonter ce problème, plusieurs méthodes de conception ont été proposées. L'une des méthodes les plus populaires est celle de la bande interdite photonique (ou PBG : Photonic Band Gap). La co-conception antenne-PBG est appelée "antenne à rejection d'harmonique" ou antenne filtrante.

Ce chapitre est consacré à la conception et la simulation de trois structures d'antennes imprimées avec et sans PBG utilisées avec les systèmes rectennas. On commencera l'étude par une présentation des deux logiciels de simulation électromagnétique utilisés dans ce travail. Par suite, on présentera la configuration et la conception des antennes proposées. A la fin, la discussion et la comparaison des résultats obtenus par les différentes simulations seront effectuées.

IV.2. Outils de simulation

Dans la phase de conception des antennes, l'utilisation d'un simulateur électromagnétique se révèle indispensable pour réduire les coûts liés à la réalisation et à la mesure [45]. Dans ce travail, les résultats de simulation sont obtenus à travers deux logiciels : ADS (Advanced Design System) et HFSS (High Frequency Structure Simulator). Dans ce qui suivra, on donnera un aperçu des deux logiciels.

IV.2.1 Advanced Design System (ADS)

Advanced Design System (ADS) produit par Keysight Technologies est un logiciel de conception électronique 2.5 D qui utilise la méthode la méthode des moments (MoM). Il offre un environnement optimisé pour la conception de produits électroniques notamment RF. Le logiciel prend en charge toutes les étapes du processus de conception : dimensionnement du circuit, simulation fréquentiel et temporel, vérification des règles de conception et simulation électromagnétique. Toutes ces fonctionnalités permettent de caractériser et d'optimiser un circuit électronique sans changer d'outil. En particulier, la fonctionnalité simulation électromagnétique de ADS est assurée par son module Momentum. Tous ces éléments de conception ont une importance lors du développement des circuits récupérateurs d'énergie RF. [18]

IV.2.2. High Frequency Structure Simulator (HFSS)

High Frequency Structure Simulator (HFSS) développé par ANSYS est un logiciel de simulation électromagnétique 3D qui utilise la méthode des éléments finis (FEM). Il s'agit de l'un des outils couramment utilisés pour la conception de structures électromagnétiques tels que les lignes de transmission et les antennes [18]. Dans notre cas, il nous permet d'optimiser tous les paramètres de nos antennes afin que leur fonctionnement corresponde à nos exigences. Il prend en charge tout le processus de conception de l'antenne, du dimensionnement à la simulation de ses performances.

IV.3. Conception des antennes imprimées pour rectenna

IV.3.1. Méthodologie de conception

Le travail proposé consiste à concevoir trois antennes patches fonctionnant dans la bande ISM : Antenne à un seul élément patch rectangulaire, réseau d'antenne 2x1 sans stub et réseau d'antenne 2x1 avec stub. Les trois antennes sont étudiées sur un substrat normal puis sur un substrat à bande interdite photonique (PBG).

Les conceptions proposées ont été étudiées à l'aide du simulateur Momentum de ADS. Ce logiciel d'analyse, ne supporte pas des substrats modifiés comme le PBG, par conséquent, les simulations ont été effectuées utilisant ce logiciel uniquement avec un substrat conventionnel. Pour cela, les structures avec les substrats PBG, ont été analysée à l'aide du simulateur Ansoft HFSS. En utilisant les résultats obtenus par ces deux logiciels, les dimensions des conceptions ont été optimisées afin d'améliorer les performances de nos antennes.

Notre objectif principal est la suppression des résonances aux fréquences harmoniques et la maximisation des performances de l'antenne en termes de gain et/ou de la directivité. Les principales étapes de conception et d'optimisation sont :

- Définition de la fréquence de fonctionnement ($f = 2.45$ GHz) et choix des paramètres du substrat (FR-4 époxy : $\epsilon_r = 4.4$ et $h = 1.6$ mm).
- Etude d'une ligne à micro-ruban 50Ω avec une structure PBG au plan de masse.
- Conception de l'antenne patch à un seul élément.
- Conception du réseau d'antenne 2×1 .
- Etude des performances du chaque conception sans et avec substrat PBG.

IV.3.2. Le filtre PBG

La structure PBG proposée illustrée par la figure IV.1 est constituée de 3×3 ouvertures carrées de dimensions 8×8 mm² gravées sur le plan de masse à une période de 16 mm (figure IV.1.a). La structure PBG est conçue à base des relations (extrait de [48]) suivantes :

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (IV.1)$$

$$a = \frac{\lambda_g}{4} \quad (IV.2)$$

$$r = \frac{\lambda_g}{2} \quad (IV.3)$$

avec :

λ_g : Longueur d'onde

ϵ_r : Diélectrique constante du substrat

c : Vitesse de la lumière

a : Longueur de l'ouverture

r : Période des ouvertures

f : Fréquence de résonance

Le signal source alimente une ligne micro-ruban 50Ω d'une largeur de 3 mm. Une optimisation (Annexe C) de la taille et la distance entre les ouvertures PBG a été effectuée afin de correspondre à la conception d'antenne et à la fonction de filtrage liée au PBG.

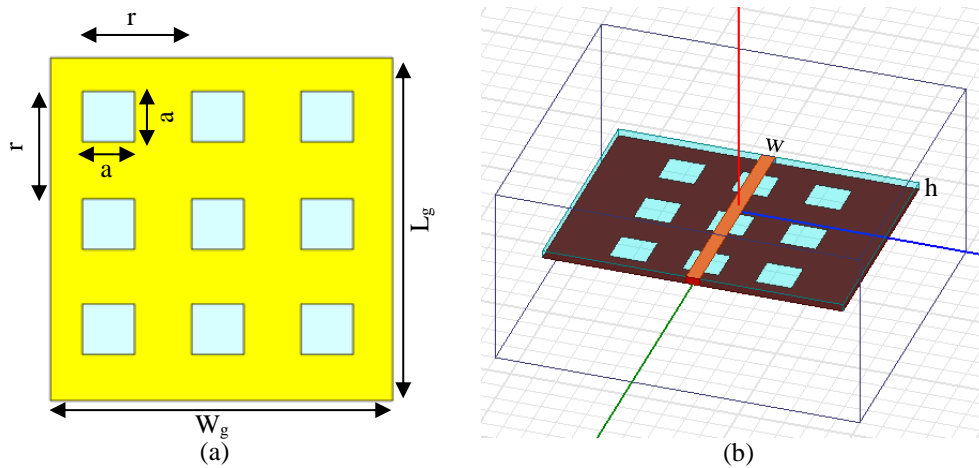


Figure IV.1 : Structure PBG : a) Paramètres géométriques, b) Format 3D sous HFSS.

Les paramètres géométriques du filtre PBG obtenus après optimisation sont regroupés dans le tableau ci-dessous :

Paramètres	W_g	L_g	h	w	r	a
Valeurs (mm)	66	50	1.6	3	16	8

Tableau IV.1 : Paramètres géométriques du filtre PBG.

La figure IV.2 donne les variations des paramètres S_{11} (réflexion) et S_{21} (transmission) en fonction de la fréquence de la structure PBG.

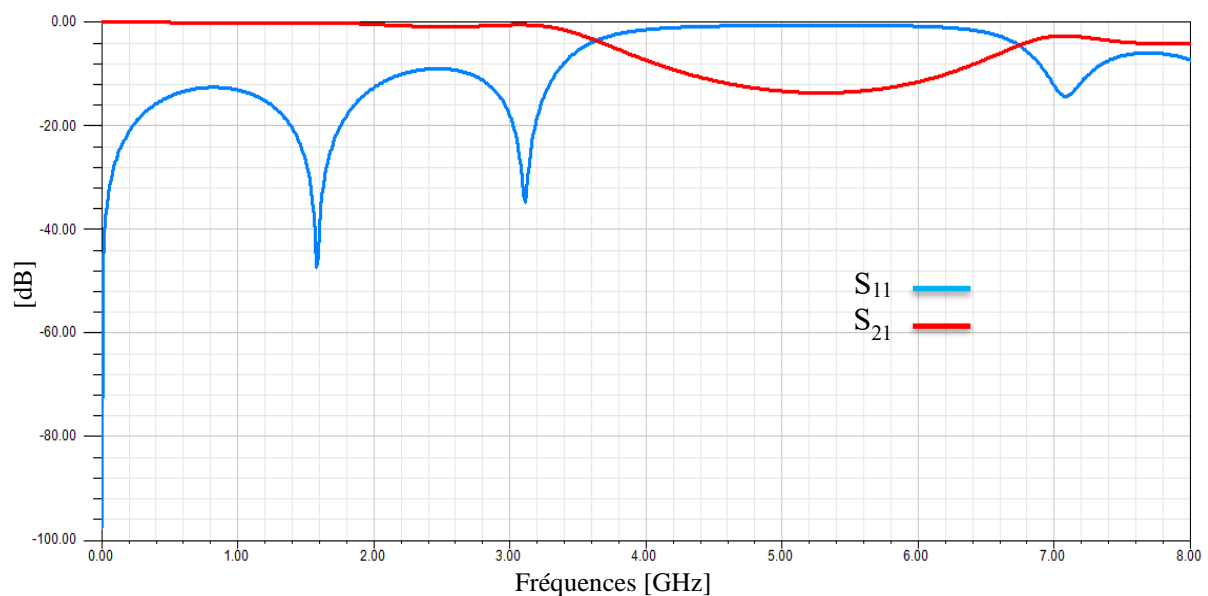


Figure IV. 2 : Les paramètres S_{11} et S_{21} de la structure PBG.

On observe que cette disposition du réseau PBG produit une atténuation supérieure à -4 dB dans la bande de fréquence de 3.4 à 6.8 GHz avec une atténuation maximale d'environ -15 dB à la fréquence 5.3 GHz.

IV.3.3. Antenne patch à un seul élément sans filtre PBG

L'antenne fonctionnant à la fréquence de 2,45 GHz est conçue sur un substrat FR-4 époxy d'une épaisseur de 1,6 mm et de permittivité relative $\epsilon_r = 4,4$. Les dimensions du patch (Figure IV.3.a) ont été calculées à l'aide des relations (extrait de [48]) suivantes :

$$W_p = \frac{c}{2f \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad (IV.4)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W_p}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (IV.5)$$

$$L_{eff} = \frac{c}{2f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (IV.6)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W_p}{h} + 0.246\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W_p}{h} + 0.8\right)} \quad (IV.7)$$

$$L_p = L_{eff} - 2\Delta L \quad (IV.8)$$

avec :

W_p : Largeur du patch

L_p : Longueur du patch

ϵ_{eff} : Diélectrique effective constante du substrat

L_{eff} : Longueur effective du patch

h : Hauteur du substrat

La longueur du plan de masse (L_g) et la largeur du plan de masse (W_g) ont été calculées avec les relations IV.9 et IV.10 respectivement (extrait de [38]) comme :

$$L_g \geq L_p + 6h \quad (IV.9)$$

$$W_g \geq W_p + 6h \quad (IV.10)$$

Le signal source alimente directement l'antenne patch à élément unique à travers une ligne à micro-ruban 50Ω d'une largeur de 3 mm et a une profondeur qui assure une bonne adaptation d'impédance.

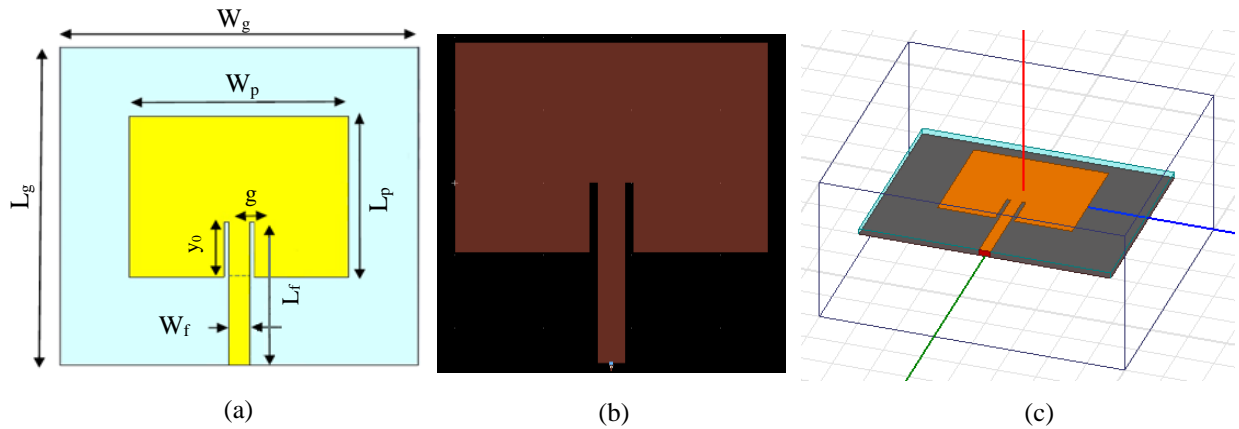


Figure IV. 3 : L'antenne Patch simple : a) Paramètres géométriques, b) Format 2D sous ADS, c) Format 3D sous HFSS.

Le tableau IV.2 donne les dimensions optimales de l'antenne à un seul élément.

Paramètres	W_g	L_g	W_p	L_p	W_f	L_f	g	y_0
Valeurs (mm)	66	50	35.3	28.8	3	24.8	1	9.2

Tableau IV.2 : Paramètres géométriques de l'antenne de base.

La figure IV.4 donne une comparaison des amplitudes du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence d'un patch à un seul élément obtenu par les logiciels HFSS et ADS.

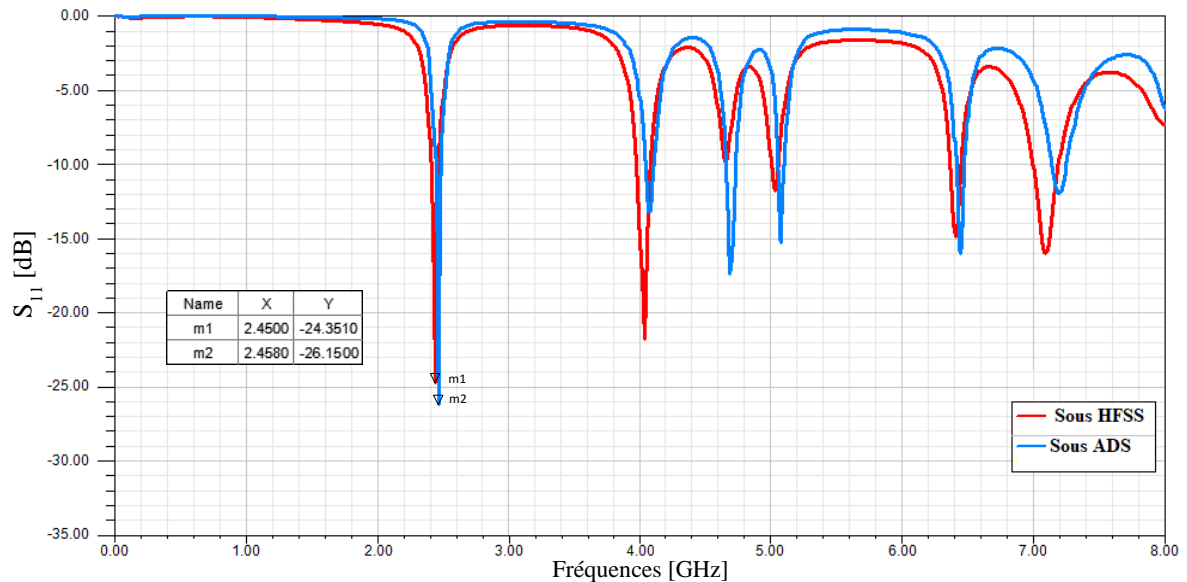


Figure IV. 4 : Amplitude du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne patch simulée sous ADS et HFSS.

On remarque des différences minimales avec un petit décalage fréquentiel entre les deux courbes obtenues par les deux simulateurs (Figure IV.4) (un coefficient de réflexion de -24.35 dB, -26.15 dB à la fréquence de résonance 2.45 GHz, 2.458 GHz respectivement par les logiciels HFSS et ADS). Ceci peut être expliqué par l'utilisation de deux méthodes de calcul différentes, à savoir : la méthode des moments pour ADS, la méthode des éléments finis pour HFSS.

La figure IV.5 montre le diagramme de rayonnement de l'antenne patch en 2D (dans le plan θ et $\varphi = 90^\circ$) et en 3D simulé sous HFSS à une fréquence de 2.45 GHz. On observe que le gain maximal de l'antenne à un seul élément est de valeur 5.71 dB avec un angle d'ouverture à -3 dB de 157.91° .

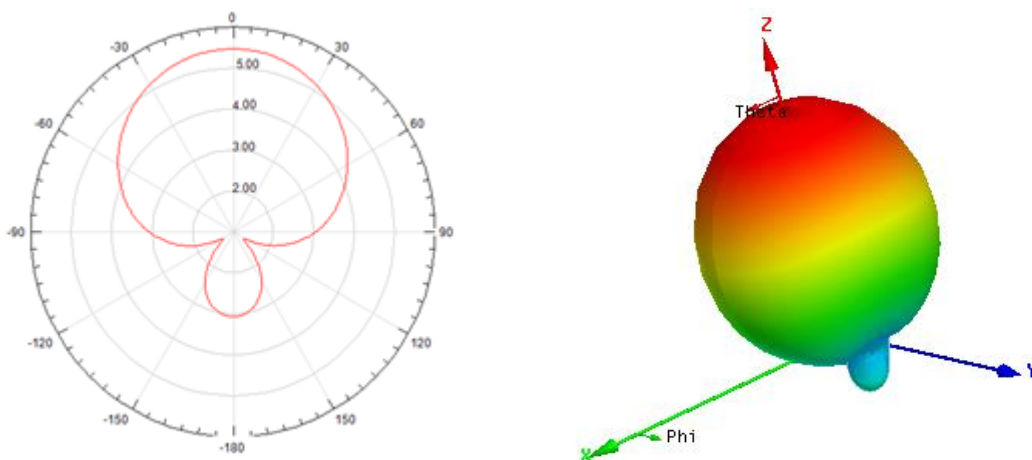


Figure IV. 5 : Diagramme de rayonnement en 2D et 3D de l'antenne Patch à 2.45 GHz.

IV.3.3.1. Etude paramétrique sur le simulateur HFSS

L'adaptation de l'antenne à une certaine fréquence dépend des dimensions (largeur L_p et la longueur W_p) du patch et de la profondeur du point d'alimentation y_0 . Afin d'étudier l'effet de ces paramètres sur la fréquence de résonance et l'adaptation de l'antenne, une étude paramétrique a été effectuée sur le logiciel HFSS. Cette analyse est basée sur la variation, à chaque fois, d'un seul paramètre tout en fixant les autres à leurs valeurs optimales.

a. Influence de la largeur W_p

Nous avons effectué des simulations de l'antenne patch avec une augmentation de 0.5mm de la largeur W_p . Les coefficients de réflexion pour différentes valeurs de W_p sont présentés sur la figure IV.6.

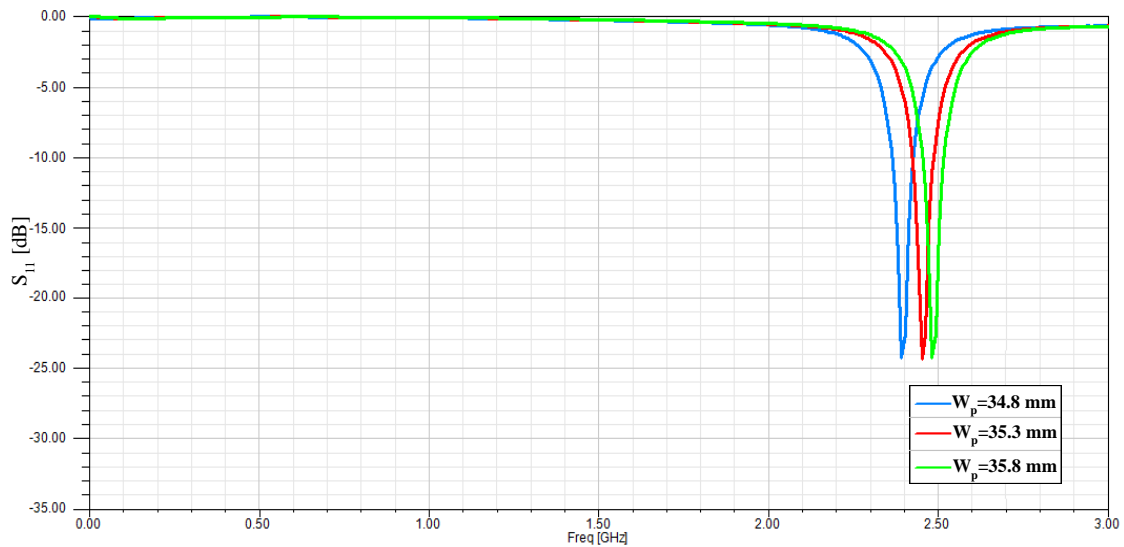


Figure IV. 6 : Effets de la variation de la largeur W_p sur l'amplitude de S_{11} .

Largeur de patch W_p (mm)	Fréquence de résonance (GHz)	Coefficient de réflexion (dB)
34.8	2.39	-24.27
35.3	2.45	-24.35
35.8	2.48	-24.30

Tableau IV.3 : Caractéristiques de l'antenne patch en fonction de largeur W_p .

On remarque un décalage relativement important de la fréquence de résonance avec un léger changement de l'amplitude du coefficient de réflexion. Ce qui montre que la variation de la largeur de l'antenne W_p influe sur la fréquence de résonance de l'antenne.

b. Influence de la longueur L_p

La figure IV.7 présente l'effet d'une variation de 0.5 mm de la longueur L_p du patch. On remarque cette fois un léger décalage de la fréquence de résonance autour de la fréquence 2.45 GHz avec un coefficient de réflexion $|S_{11}| = 24.35$ dB. Ce qui montre que la variation de la longueur de l'antenne L_p influe moins sur la fréquence de résonance de l'antenne et a un effet négligeable sur l'amplitude du coefficient de réflexion S_{11} .

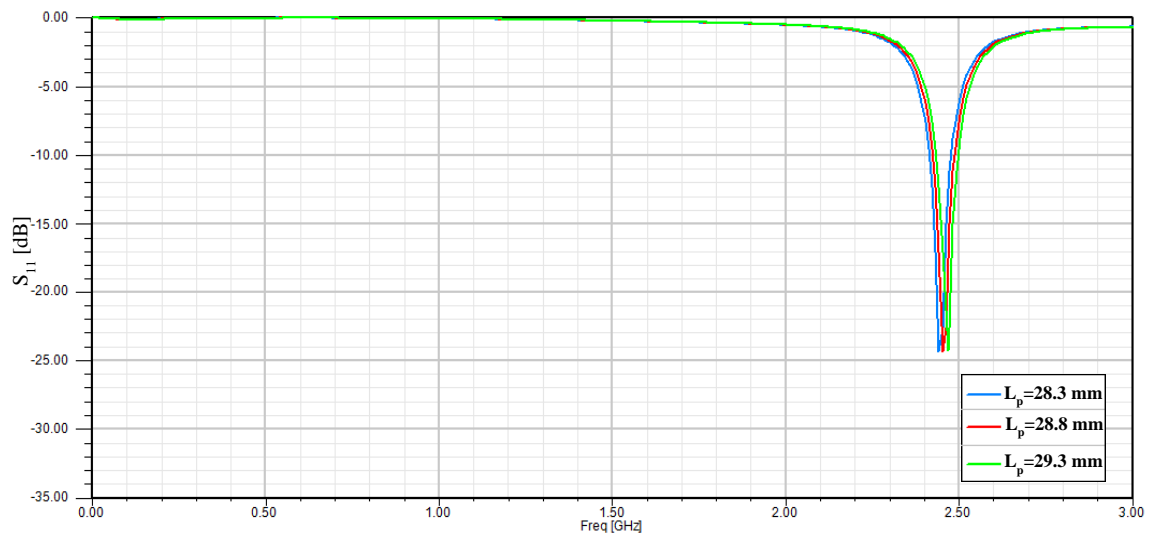


Figure IV. 7 : Effets de la variation de la longueur L_p sur l'amplitude de S_{11} .

Longueur de patch L_p (mm)	Fréquence de résonance (GHz)	Coefficient de réflexion (dB)
28.3	2.44	-24.34
28.8	2.45	-24.35
29.3	2.467	-24.33

Tableau IV.4 : Caractéristiques de l'antenne patch en fonction de la longueur L_p .

c. Influence de la profondeur du point d'alimentation y_0

Afin d'étudier l'effet de la profondeur du point d'alimentation de l'antenne. Nous avons effectué des simulations en variant le paramètre y_0 avec un pas de 2 mm dans l'intervalle de 5.2mm à 9.2mm. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure IV.8.

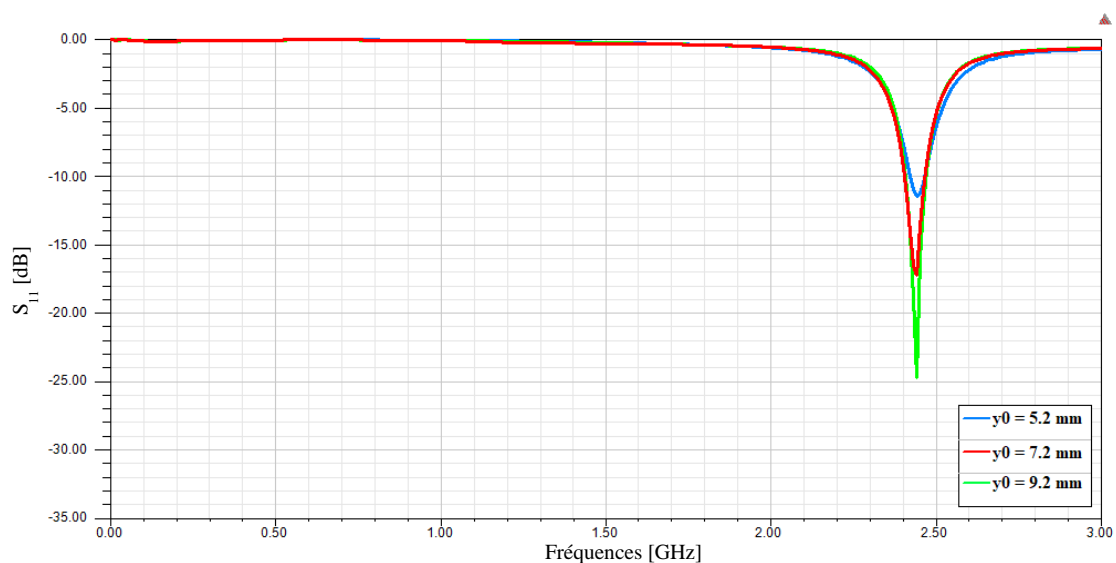


Figure IV. 8 : Effets de la variation de la profondeur y_0 sur l'amplitude de S_{11} .

Point d'alimentation y_0 (mm)	Fréquence de résonance (GHz)	Coefficient de réflexion (dB)
5.2	2.45	-11.45
7.2	2.45	-17.13
9.2	2.45	-24.35

Tableau IV.5 : Caractéristiques de l'antenne patch en fonction de la profondeur d'alimentation y_0 .

A partir des résultats obtenus on peut conclure que la diminution de la profondeur y_0 fournit une dégradation de l'adaptation, tandis que la fréquence de résonance reste constante à 2.45 GHz. Ceci montre que la variation la profondeur d'alimentation y_0 affecte uniquement l'amplitude du coefficient de réflexion.

Notons que la longueur de point d'alimentation y_0 optimisée pour le coefficient de réflexion maximale est égale à 9.2 mm.

IV.3.4. Antenne patch à un seul élément avec filtre PBG

La figure IV.9 présente la structure en 3D de l'antenne patch avec PBG modélisée sous HFSS.

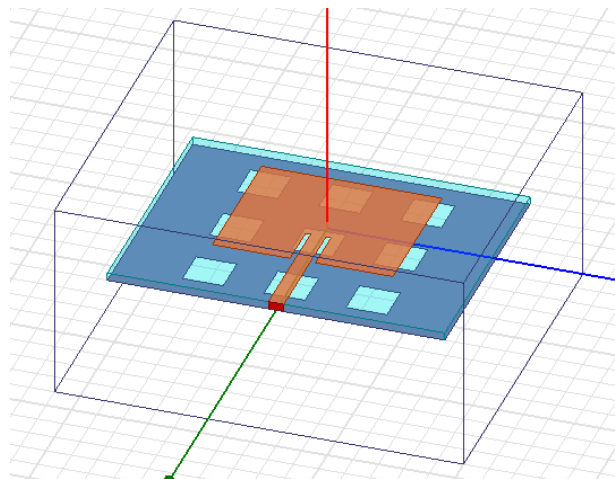


Figure IV. 9 : Structure de l'antenne patch avec PBG sous HFSS.

Les courbes de la figure IV.4 montre que plusieurs fréquences harmoniques sont produites au-dessus de 4 GHz. Par conséquent, la structure PBG est élaborée dans le plan de masse afin de supprimer les résonances à ces fréquences harmoniques. En même temps, le gain de l'antenne peut aussi être amélioré. L'effet du PBG sur les caractéristiques de l'antenne est observé en examinant le paramètre S_{11} sur la figure IV.10. On constate que les fréquences harmoniques supérieures à 4 GHz sont filtrées par la structure PBG.

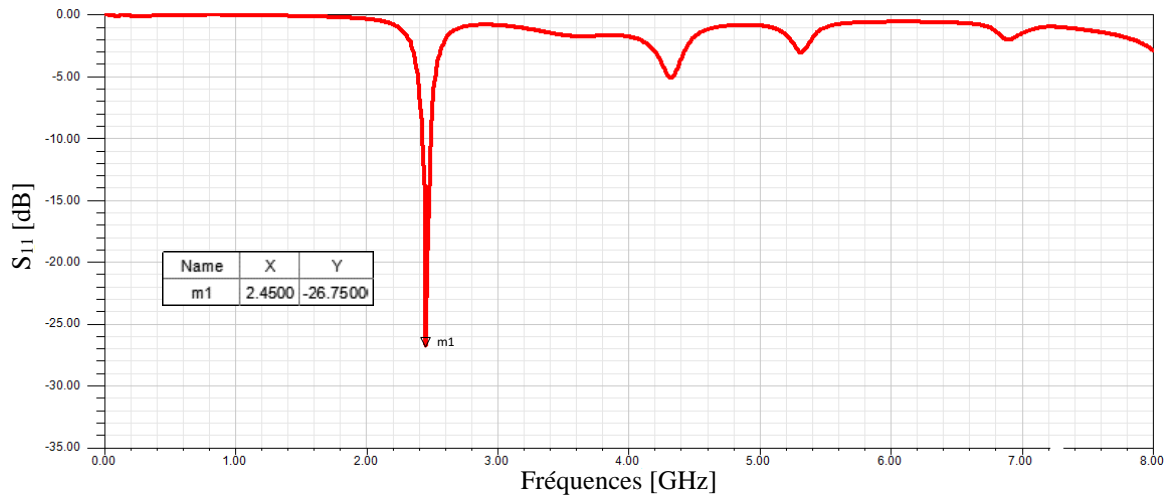


Figure IV. 10 : Amplitude du coefficient de réflexion d'un patch à un seul élément avec PBG.

Les figures IV.11.a et IV.11.b présentent respectivement le diagramme de rayonnement en 2D et en 3D de l'antenne avec une structure PBG obtenue par le simulateur HFSS à la fréquence 2.45 GHz. D'après ces figures, l'antenne rayonne dans sa direction de rayonnement max ($\theta=0^\circ$, $\varphi=90^\circ$) avec un gain de 6.72 dB.

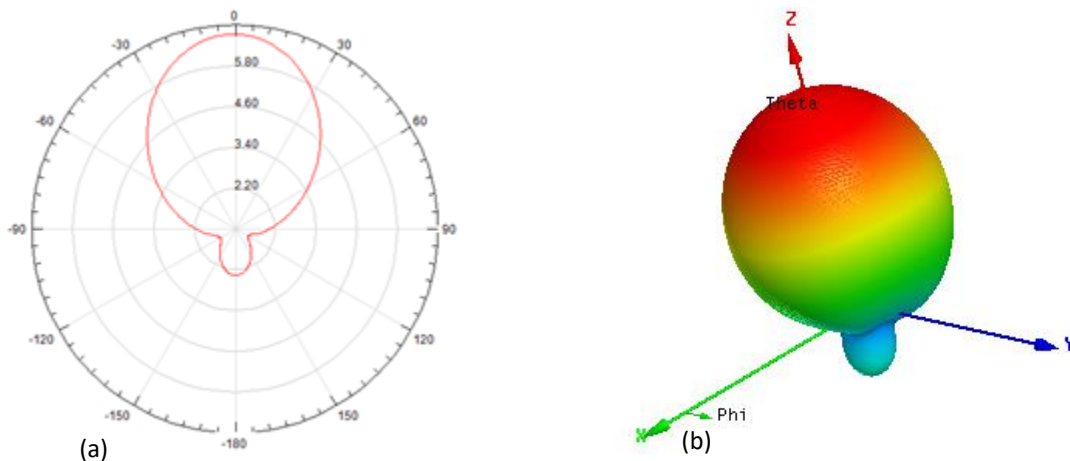


Figure IV. 11 : Diagramme de rayonnement de patch avec PBG à la fréquence 2.45 GHz simulé par HFSS : a) dans le plan θ ($\varphi = 90^\circ$), b) en 3D.

IV.3.5. Réseau d'antenne 2x1 sans stub et sans filtre PBG

La conception du réseau d'antenne 2x1 est réalisée en utilisant le patch à élément unique comme élément de base sur un substrat FR-4 de dimensions de 133 x 65 x 1,6 mm³ (Figure IV.12). Les paramètres de la structure sont choisis de manière à fixer l'impédance de la ligne principale à 50 Ω ($Z_1 = 50 \Omega$), qui se divise en deux lignes secondaire chacune d'une impédance de 100 Ω ($Z_2 = 100 \Omega$). Une certaine optimisation est effectuée utilisant la fonctionnalité "Optimetrics" de HFSS afin d'obtenir la meilleure adaptation du réseau d'antenne.

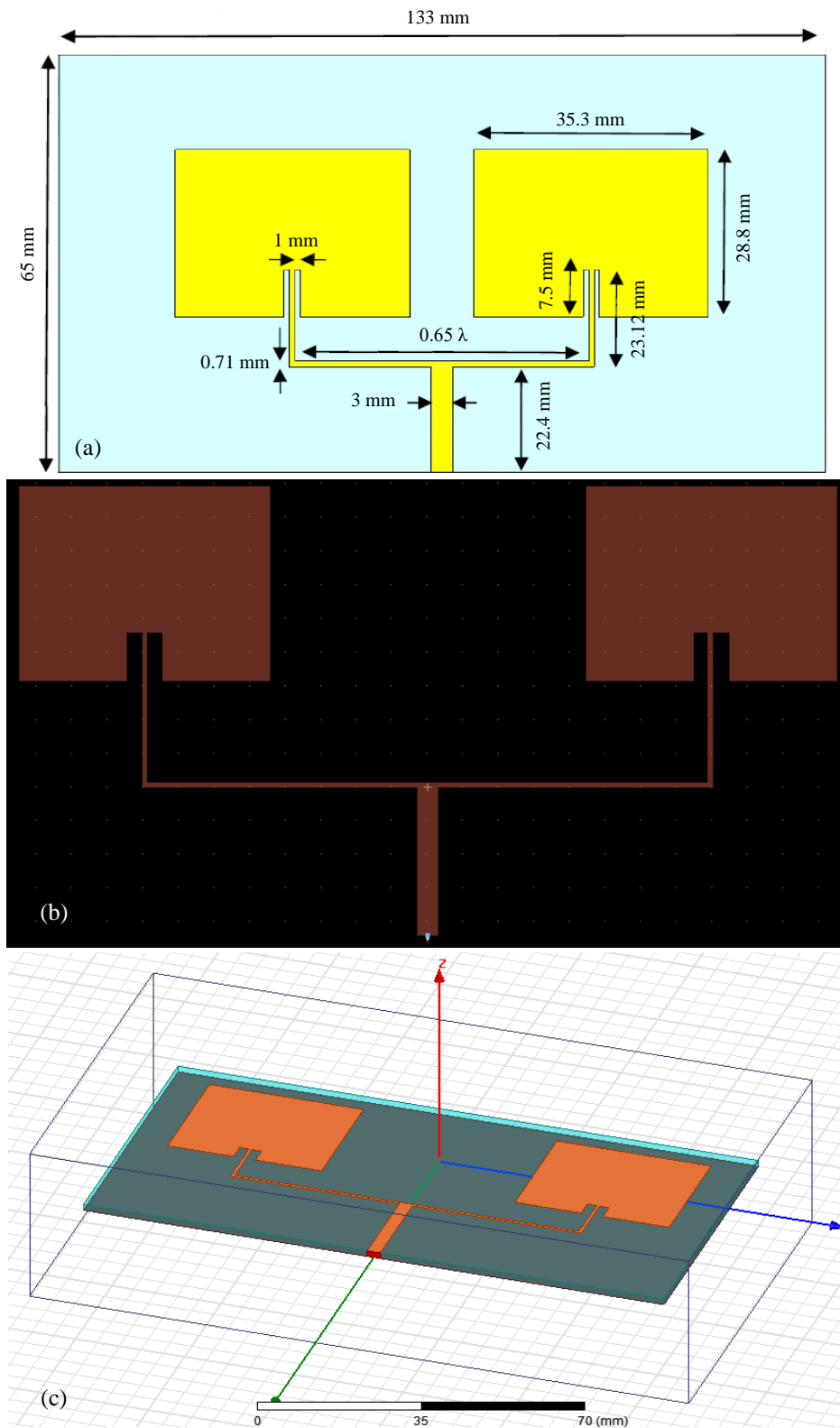


Figure IV. 12 : Réseau d'antenne 2x1 sans stub : a) Paramètres géométriques, b) Format 2D sous ADS, c) Format 3D sous HFSS.

Les coefficients de réflexion évalués dans la bande de fréquence de 0 à 8GHz sont montrés sur la Figure IV.13. A la fréquence de résonance on obtient, les valeurs -16.71 dB et -16,83 dB pour le coefficient de réflexion S_{11} à l'aide d'ADS et de HFSS. Ce résultat montre que l'antenne

n'est pas parfaitement adaptée. On retrouve également des résonances aux fréquences harmoniques supérieurs à 3.8 GHz.

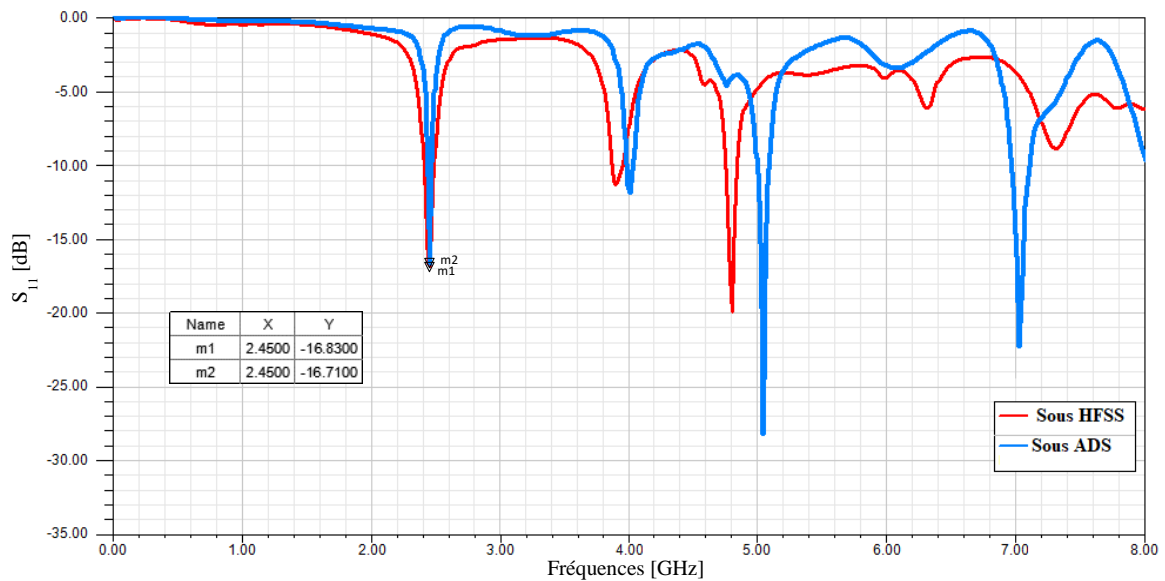


Figure IV. 13 : Amplitude du coefficient de réflexion du réseau 2x1 sans stub et sans PBG.

La Figure IV.14 montre le diagramme de rayonnement de cette antenne simulé à la fréquence 2.45 GHz. On constate que l'antenne proposée présente un rayonnement avec un angle d'ouverture $\theta(-3dB) = 50.64^\circ$ un gain de 8.65 dB dans le plan $\theta (\varphi = 90^\circ)$.

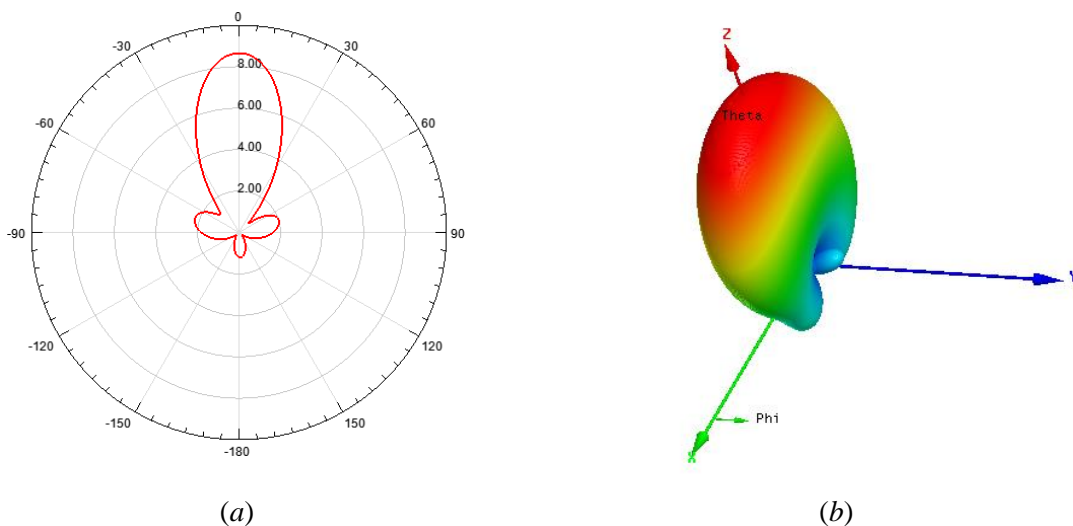


Figure IV. 14 : Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau sans stub simulé par HFSS à la fréquence 2.45 GHz : a) dans le plan $\theta (\varphi = 90^\circ)$ b) en 3D.

IV.3.6. Réseau d'antenne 2x1 sans stub et avec filtre PBG

Après le calcul (les relations IV.2 et IV.3), les carrés 8×4 de dimensions $8 \times 8 \text{ mm}^2$ sont gravés dans le plan de masse à la période de 16 mm. La figure IV.15 présente la modélisation sous HFSS du réseau d'antenne 2x1 sans stub et avec une structure PBG dans le plan de masse.

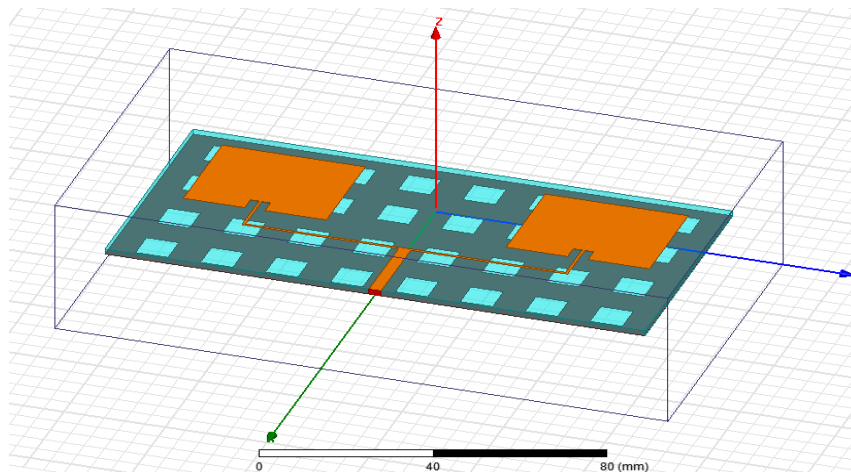


Figure IV. 15 : Modélisation en 3D sous HFSS de l'antenne réseau sans stub et avec PBG.

La figure IV.16 illustre les variations du module du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence du réseau d'antenne 2x1 sans stub avec structure PBG.

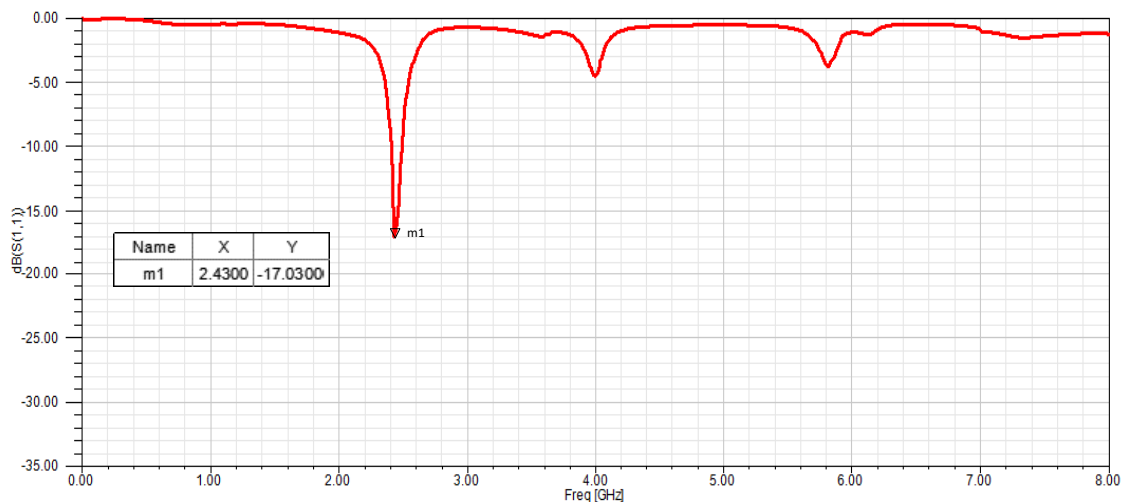


Figure IV.16 : Amplitude du coefficient de réflexion de l'antenne réseau sans stub et avec structure PBG.

On observe que les fréquences harmoniques supérieures à 3.8 GHz sont supprimées lorsque la structure PBG est gravée sur le plan de masse. Cette structure joue le rôle d'un filtre qui opère dans la bande de 3.8 GHz à 8 GHz. En outre, on observe que le coefficient de réflexion S_{11} du réseau sans stub vaut environ -16.83 dB à la fréquence de résonance 2.45 GHz, ce qui montre que l'adaptation de cette antenne n'est pas très bonne.

La figure IV.17 illustre le diagramme de rayonnement de l'antenne réseau avec PBG en 2D et 3D respectivement à la fréquence 2.45 GHz. On observe que le diagramme de rayonnement est directif avec un angle d'ouverture $\theta(-3dB) = 46.2^\circ$ et présente un gain de 8.91 dB dans la direction de rayonnement max ($\theta = 0^\circ$).

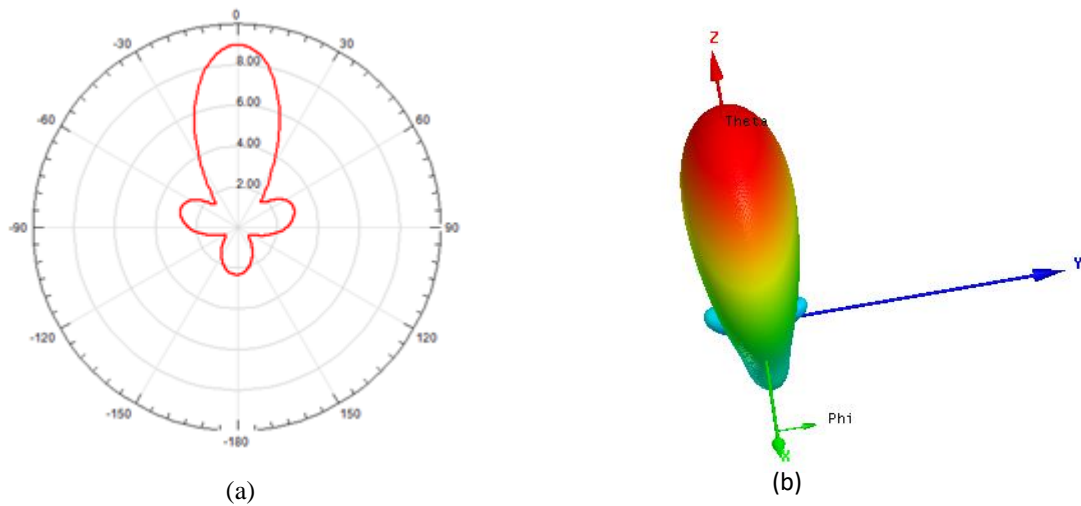


Figure IV. 17 : Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau avec PBG simulé par HFSS à la fréquence 2.45 GHz : a) en 2D, b) en 3D.

IV.3.7. Réseau d'antenne 2x1 avec stub et sans filtre PBG

La conception finale de notre antenne est une combinaison du réseau 2x1 précédent et d'un circuit à stub qui sera placé à l'entrée de la structure, comme il est illustré par la figure IV.18.

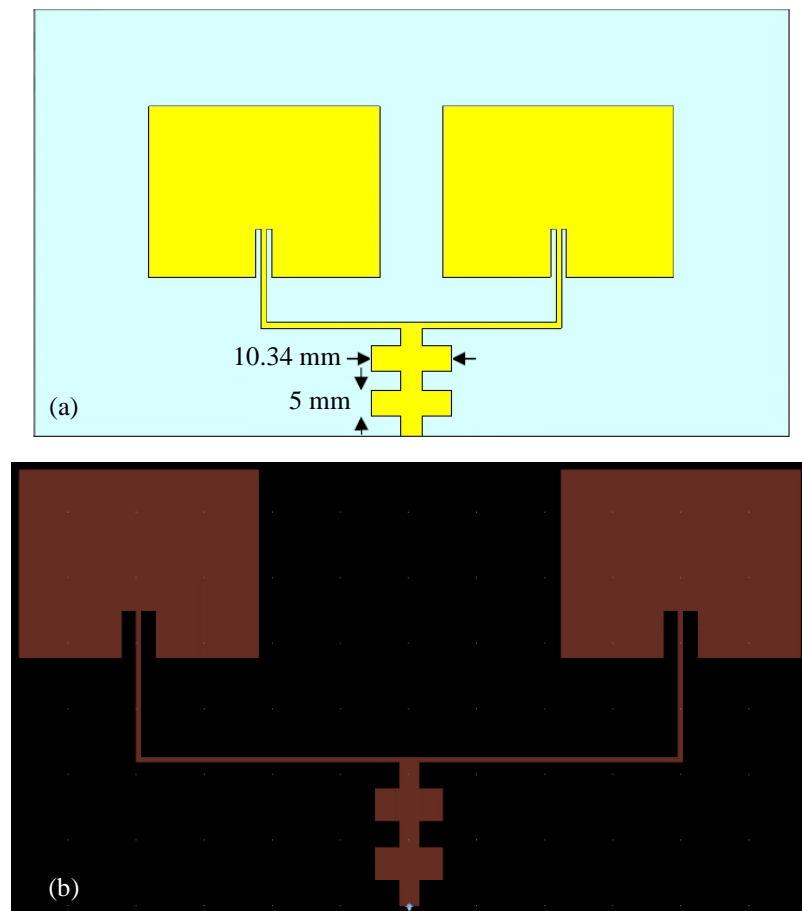


Figure IV. 18 : Réseau d'antenne 2x1 avec stub : a) Paramètres géométriques, b) Format 2D sous ADS.

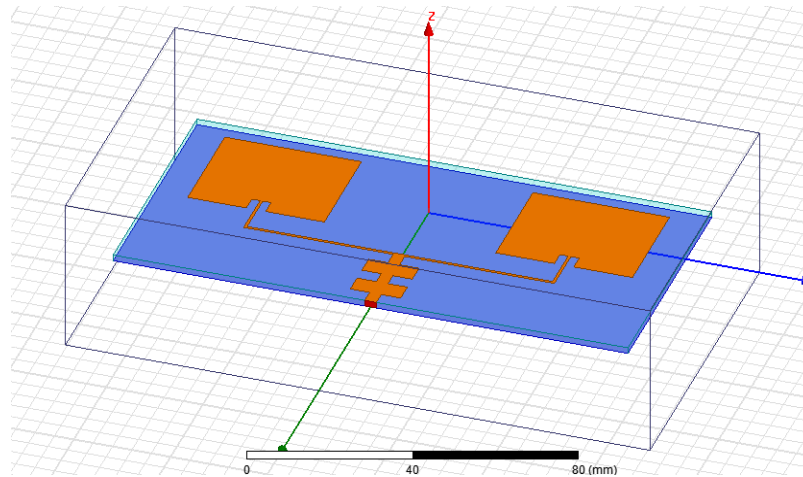


Figure IV. 19 : Format 3D sous HFSS du Réseau d'antenne 2x1 avec stub

L'évolution en fonction de la fréquence du coefficient de réflexion de l'antenne réseau avec stub et sans PBG est illustrée dans la figure IV.20. Les valeurs de -34.50 dB et de -33.85 dB sont obtenues respectivement à l'aide de ADS et de HFSS environ de la fréquence 2.45 GHz. Les résultats obtenus montrent que le stub a amélioré l'adaptation de l'antenne d'une manière considérable.

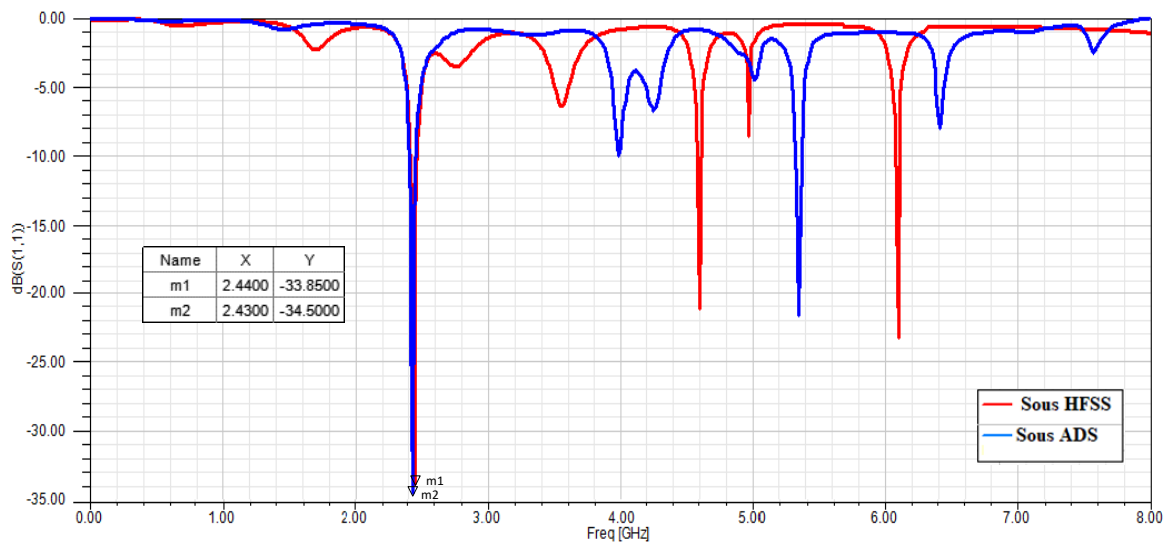


Figure IV.20 : Amplitude du coefficient de réflexion du réseau 2x1 avec stub et sans PBG.

La figure IV.21 présente le diagramme de rayonnement dans le plan vertical θ et en 3D simulé à la fréquence 2.45 GHz. On observe que l'antenne présente un diagramme de rayonnement assez directif ($\theta(-3dB) = 33.27^\circ$) et que le gain maximal obtenu à cette fréquence est de 9.24 dB.

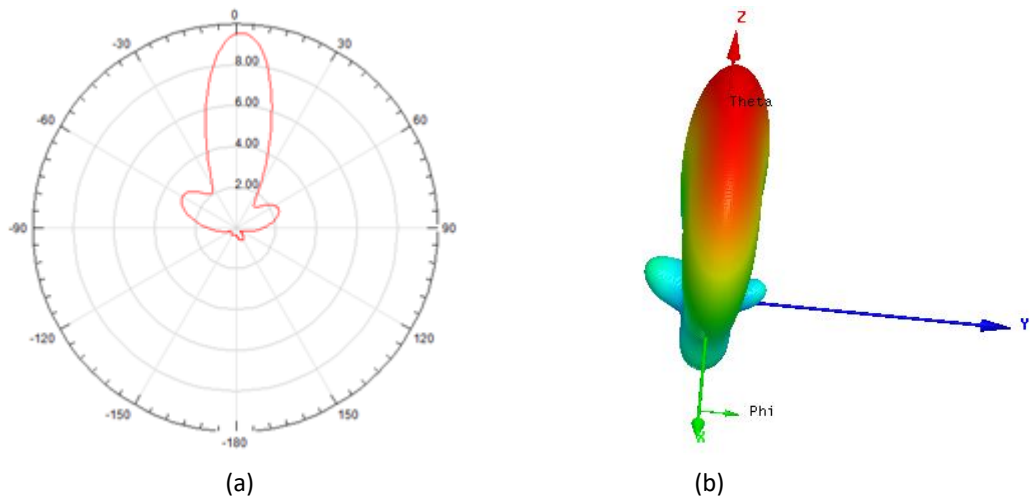


Figure IV.21 : Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau avec stub et sans PBG simulé dans HFSS à la fréquence 2.5 GHz : a) dans un plan vertical θ ($\varphi = 90^\circ$), b) en 3D.

IV.3.8. Réseau d'antenne 2x1 avec stub et avec filtre PBG

La structure du réseau d'antenne 2x1 avec stub et avec PBG modélisée sous HFSS est illustrée dans la figure IV.22.

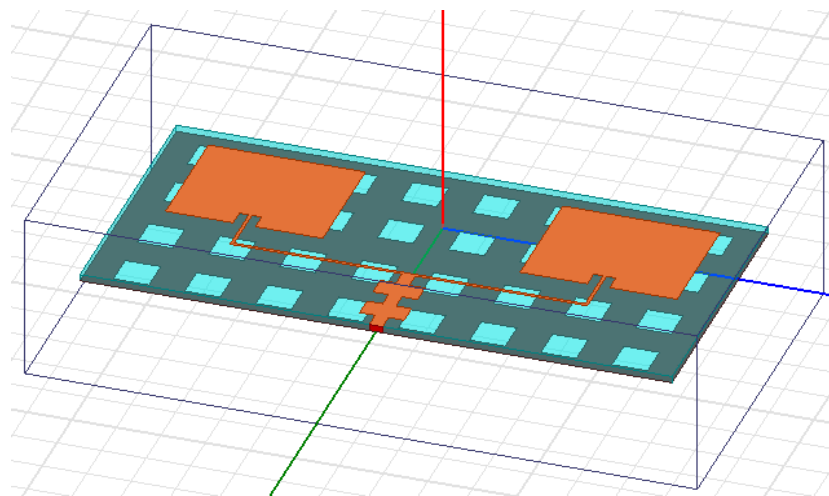


Figure IV.22 : Modèle de l'antenne réseau 2x1 avec structure PBG et avec stub sous HFSS.

La figure IV.23 montre le coefficient de réflexion simulé en fonction de la fréquence sous HFSS. On observe que les performances de l'antenne ont été améliorées d'une manière considérable. Les résonances aux fréquences harmoniques ont été supprimées et l'adaptation à la fréquence de résonance est parfaite avec un coefficient de réflexion de -33.82 dB.

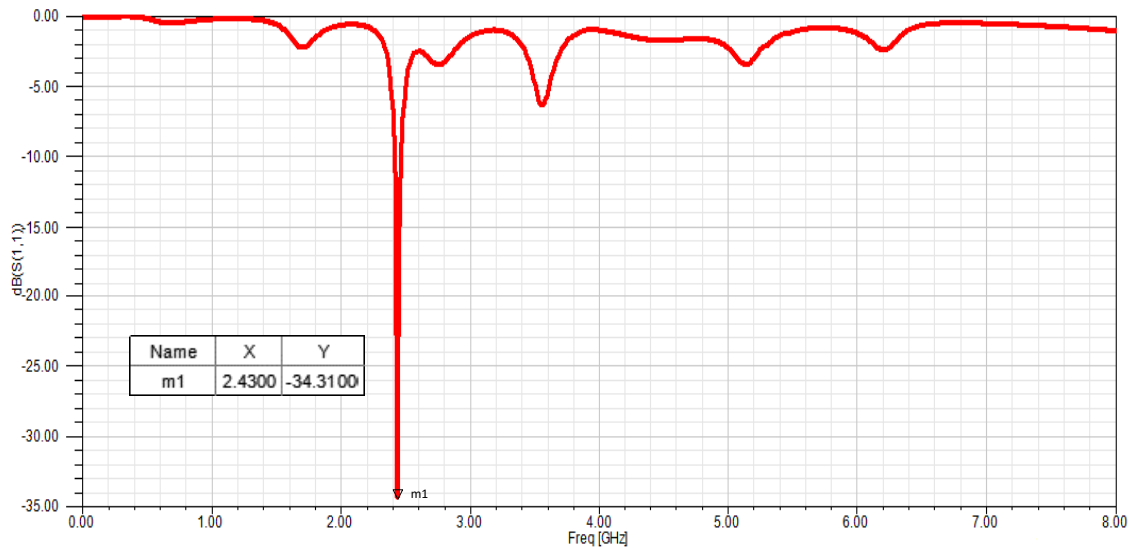


Figure IV.23 : Amplitude du coefficient de réflexion de l'antenne réseau avec stub avec structure PBG.

On observe aussi que le diagramme de rayonnement pour le réseau 2x1 avec stubs et PBG a un angle d'ouverture $\theta(-3dB) = 31.06^\circ$ avec un gain maximal qui vaut 10 dB.

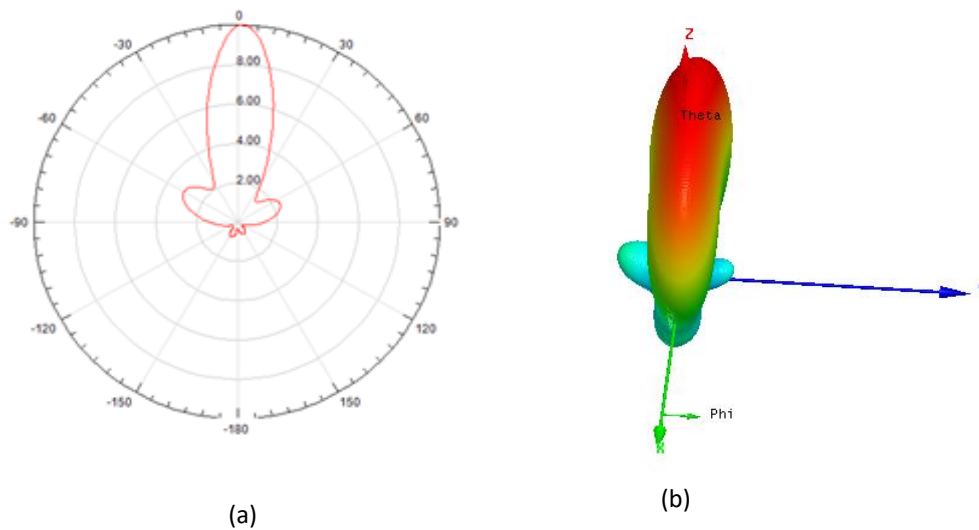


Figure IV.24 : Diagramme de rayonnement de l'antenne réseau avec stub avec PBG simulé par HFSS à la fréquence 2.45 GHz : a) en 2D, b) en 3D.

La figure IV.25 compare le réseau d'antenne 2x1 conventionnelle au réseau d'antenne 2x1 avec stubs et structure PBG.

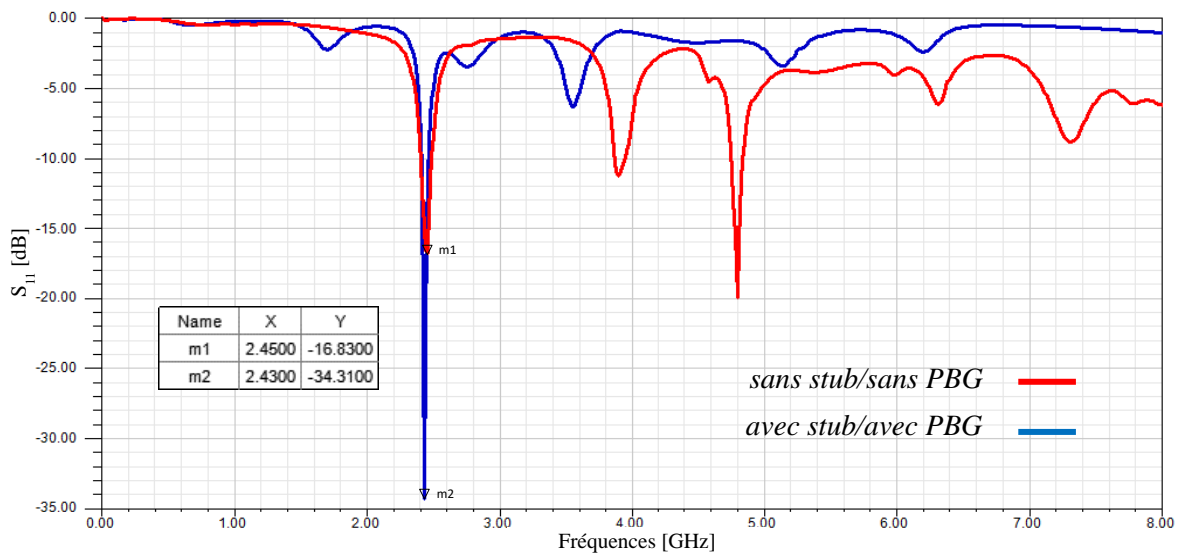


Figure IV.25 : Comparaison des amplitudes des coefficients de réflexion du réseau 2x1 conventionnel et du réseau 2x1 avec structure PBG et stubs.

IV.4. Comparaison des performances des antennes

Comme nous l'avons déjà mentionné, en plus de supprimer les fréquences harmoniques, la structure PBG joue un rôle important dans l'amélioration des performances d'antenne. Le tableau IV.6 résume et compare les caractéristiques obtenus pour les différentes antennes sous étude utilisant ADS et HFSS.

Structure d'antenne	Fréquence de résonance(GHz)		Coefficients de réflexion (dB)		Gain (dB)		L'angle d'ouverture
	HFSS	ADS	HFSS	ADS	HFSS	ADS	HFSS
Patch 1x1 sans PBG	2.45	2.45	-24.35	-26.15	5.71	5.43	157.91°
Patch 1x1 avec PBG	2.45		-26.75		6.72		101°
Réseau 2x1 sans stubs et sans PBG	2.45	2.45	-16.83	-16.71	8.65	8.59	50.64°
Réseau 2x1 sans stubs et avec PBG	2.43		-17.03		8.91		46.2°
Réseau 2x1 avec stubs et sans PBG	2.44	2.43	-33.85	-34.5	9.24	9.14	33.27°
Réseau 2x1 avec stubs et avec PBG	2.43		-34.31		10.02		31.06°

Tableau IV. 6 : Comparaison des caractéristiques des différentes structures d'antennes étudiées.

Commentaires et Remarques

L'analyse des résultats présentés dans le tableau IV.7 ci-dessous, nous permet de faire les remarques et tirées les conclusions suivantes :

- La fréquence de résonance est d'environ 2,45 GHz pour les différentes structures étudiées. Cela indique que les antennes conçues fonctionnent correctement à la fréquence centrale prévue.
- Le regroupement des antennes Patch en réseau permet d'obtenir une antenne plus performante avec un gain et une directivité plus importante.
- La comparaison des performances des antennes avec et sans PBG montre qu'en plus de la suppression efficace des harmoniques indésirables pour le bon fonctionnement de la rectenna, la structure PBG apporte aussi une amélioration de l'adaptation et du gain de l'antenne.
- L'adaptation de l'antenne réseau en ajoutant un circuit en Stub à son entrée et une opération fondamentale qui permet une amélioration considérable de son adaptation et son gain. On note une amélioration de l'adaptation d'environ 17dB pour l'antenne réseau avec et sans PBG. Tandis que les augmentations du gain pour cette antenne sont de 1.11dB et 0.59 dB pour les antennes avec et sans PBG respectivement.
- Les résultats du calcul obtenus par le simulateur ADS, basé sur la méthode des moments et ceux obtenus par le simulateur HFSS, basé sur la méthode d'éléments finis sont en général similaires.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre une étude de quelques structures d'antennes imprimées destinées à être utilisées avec les rectennas a été présentée. Ces structures intègrent des stubs et des motifs PBG dans le plan de masse. De bons résultats en matière de coefficient de réflexion, de fréquence de résonance, de gain pour l'antenne à élément unique et les réseaux d'antennes ont été obtenus. Les simulations effectuées montrent que le gain du patch à un seul élément a été considérablement amélioré en regroupant les antennes patch en réseau. L'efficacité de la structure PBG pour la suppression des harmoniques et des circuits à stubs pour l'amélioration de l'adaptation du gain a été démontrée.



Conclusion Générale



Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans la thématique de la récupération de l'énergie électromagnétique appliquée à l'alimentation des dispositifs sans fil comme des capteurs, des réseaux de capteurs et d'actionneurs à faible consommation. Cette étude porte sur la simulation, la conception et l'optimisation de quelques structures d'antennes fonctionnant à la fréquence 2.45 GHz et destinés à être utilisés avec des systèmes rectenna.

Trois structures différentes basées sur l'antenne patch rectangulaire ont été étudiées. La première structure présentée est une antenne patch mono-bande fonctionnant à 2.45 GHz avec des fréquences harmoniques supérieures à la fréquence 3.8 GHz. Les effets de la longueur, de la largeur et du point d'alimentation sur la fréquence de résonance et sur l'adaptation ont été étudiés. Afin de supprimer les harmoniques et améliorer les performances de l'antenne, on a ajouté une structure PBG dans le plan de masse de l'antenne, ce qui a permis une suppression efficace des résonances aux fréquences harmoniques.

La deuxième structure sous étude consiste en un réseau de deux antennes connectées en parallèle développée à base de l'antenne patch étudiée précédemment. La troisième structure réalisée utilise un circuit d'adaptation en stubs gravés sur la ligne d'alimentation du réseau d'antenne 2x1 avec le PBG. Les différentes simulations effectuées ont montré que la combinaison de l'antenne réseaux avec le PBG et le circuit à stubs permet une élimination efficace des fréquences harmoniques indésirables, ainsi qu'une amélioration considérable des performances de l'antenne.

Dans un travail futur, il sera intéressant de faire une étude approfondie des antennes agiles en fréquence, en diagrammes de rayonnement et/ou en polarisation. Ces types d'antennes se présentent comme des candidates pour satisfaire aux exigences imposées par les systèmes de récupération de l'énergie électromagnétique.

Logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator)

a.1. Présentation du logiciel HFSS

Ansoft (High Frequency Structure Simulator) est un logiciel de simulation électromagnétique qui permet de concevoir des structures en 3D. Il permet la modélisation et l'analyse électromagnétique des structures passives et tridimensionnelles. Ce logiciel intègre des simulations, des visualisations et une interface automatisée facile à utiliser pour résoudre rapidement et de façon efficace les problèmes électromagnétiques en 3D. C'est un outil permettant le calcul du comportement électromagnétique de la structure. Il aide l'utilisateur à analyser de diverses propriétés électromagnétiques de la structure telles que les paramètres S, les fréquences de résonance et les champs électromagnétiques.

Son principe de calcul est basé sur la méthode des éléments finis. Le simulateur possède des outils et un poste de traitement pour une analyse plus détaillée des structures en 3D. Il permet le calcul des points suivant :

- Les paramètres normalisés.
 - Les impédances caractéristiques des ports et leurs constantes de propagation.
 - Les quantités de base : champs proches et lointains.
- **Avantages et inconvénients :** Les avantages de cette méthode sont :
- Etude de structures très complexes.
 - Solution exacte aux nœuds du maillage.
 - HFSS utilise un algorithme nommé ALPS (Adaptative Lanczos Pade Sweep) qui lui permet de générer un maillage adaptatif automatiquement.
 - Prise en compte de la dépendance temporelle ou fréquentielle.
- **D'autre part, Les inconvénients sont :**
- Gourmande en ressources informatique (mémoire, temps...).
 - Solutions approximées.
 - Erreurs de calculs numériques.
 - Difficultés pour modéliser des structures très complexes.

a.2. L'interface HFSS

Sur la figure ci-dessous, on illustre la première fenêtre que l'utilisateur rencontre dès qu'il ouvre un nouveau projet. Le menu de projet contient un gestionnaire de tâches telles que l'ouverture et l'enregistrement des différents projets.

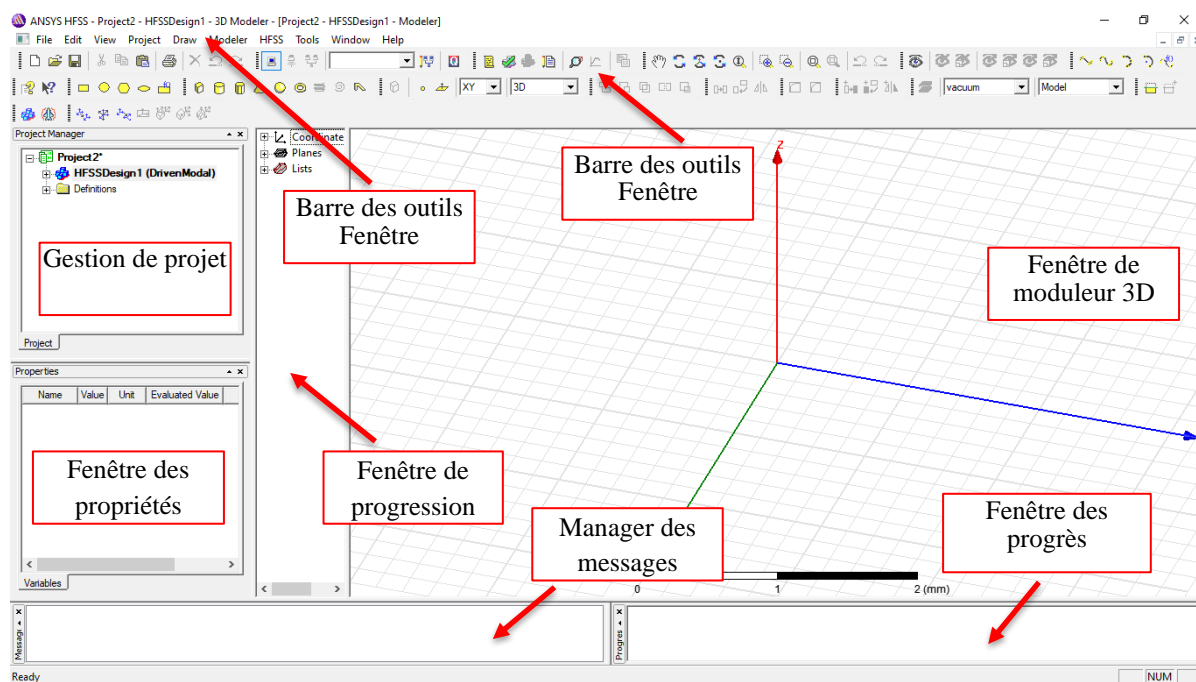


Figure A.1: L'interface HFSS

Pour concevoir une structure sous HFSS, la première étape est de dessiner le modèle géométrique de la structure qui doit être analysée. La seconde étape est de choisir les matériaux des divers objets pour la conception de la structure. Une définition précise des frontières pour la structure doit être faite, comme le conducteur magnétique où électrique parfait. Ces conditions respectivement des conducteurs électriques et magnétiques parfaits, et par conséquent les champs \vec{E} et \vec{H} sont respectivement normaux à ces plans.

Au niveau HFSS, un port ou une source de tension doit être défini pour exciter la structure. Une fois que la structure est complètement modélisée, l'analyse de la structure est lancée, ceci inclut la définition de divers paramètres tels que la fréquence à laquelle l'amélioration adaptative de la maille a lieu et le critère de convergence. Une fois la simulation terminée, un poste traitement des données de la solution nous permet de visualiser les valeurs des paramètres du diagramme de rayonnement en champ lointain.

a.3. Le processus de HFSS

Ansoft HFSS fournit un organigramme (figure A.2) facile à utiliser pour la conception de dispositifs passifs.

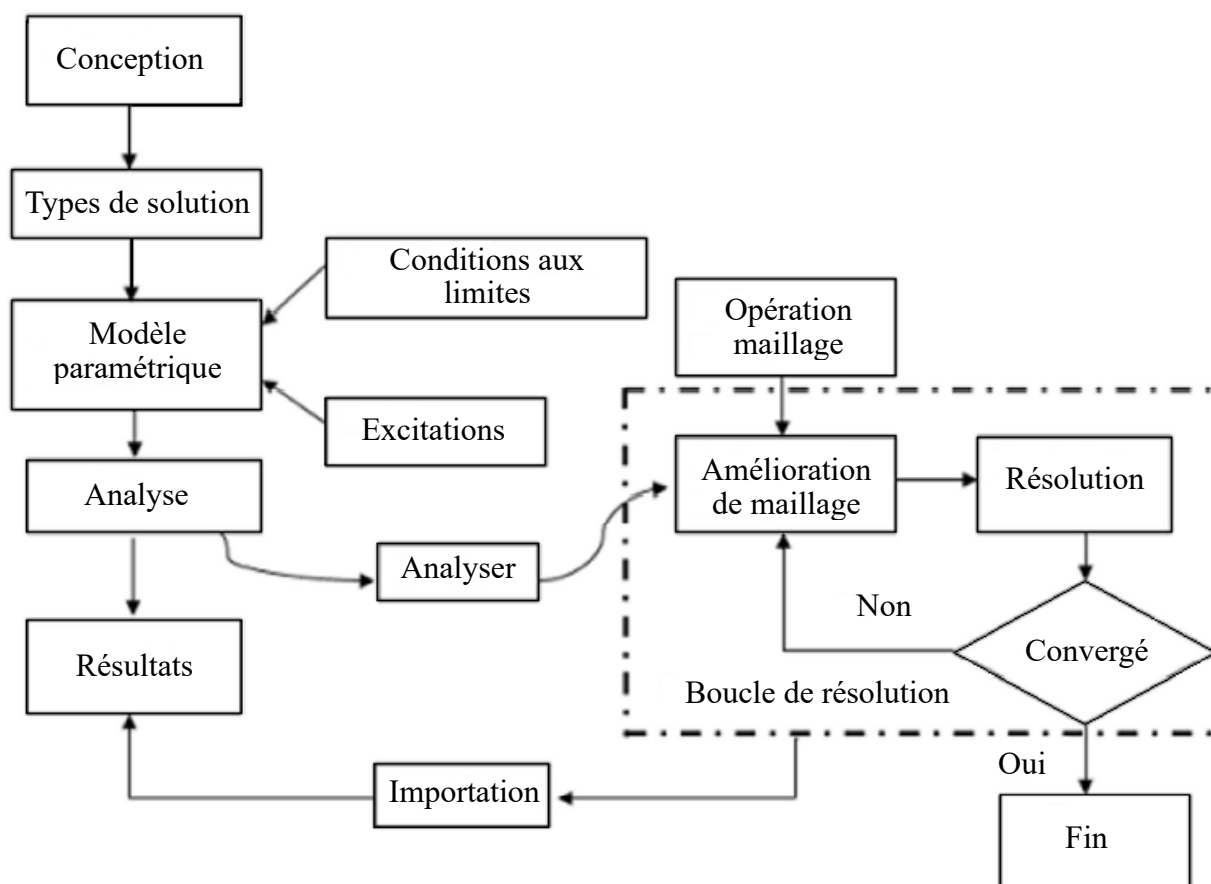


Figure A.2: Le processus HFSS.

La création des dessins et des modèles, nécessite les éléments suivants :

1. Parametric Model Generation : création de la géométrie, des frontières, et des excitations.
2. Analysis setup : définition des solutions d'installation et des fréquences de balayage.
3. Results : création des rapports des plans en 2D.
4. Solvloop : la solution du processus est entièrement automatisée.

Logiciel ADS (Advanced Design System)

b.1. Présentation du logiciel ADS

MOMENTUM d'ADS (HP – EEsof) est un simulateur électromagnétique 2.5D qui permet à la fois une analyse de circuit et une analyse électromagnétique. En effet, il prend en compte les vraies géométries dessinées par les concepteurs pour simuler le couplage et les effets parasites.

MOMENTUM peut alors être utilisé lorsque les modèles de circuit n'existent pas ou ne sont plus valables (ce qui est souvent le cas dans le domaine du millimétrique). Cependant, quelques conditions sont nécessaires pour utiliser ce type de logiciel :

- Les substrats doivent être homogènes et isotropes et de dimensions transversales infinies.
- Les plans de masse de dimensions infinies.

b.2. Principe de fonctionnement et de simulation.

➤ **Technique de maillage**

Ce logiciel est basé sur une méthode électromagnétique numérique appelée Méthode des Moments. Par cette technique, les conducteurs sont "maillés", divisés en éléments simples triangles ou rectangles. La taille des éléments simples n'est pas constante ce qui lui permet d'adapter les cellules à la géométrie de l'objet. Ainsi, en présence de discontinuités, les dimensions de la structure à étudier sont respectées.

Les courants surfaciques induits sur le conducteur sont décomposés dans une base de fonction sur chacune des cellules élémentaires. Ces coefficients sont les inconnus du problème.

Si le courant est fortement localisé, comme par exemple sur une ligne micro-ruban où il se propage principalement sur les bords, un maillage plus fin et plus dense peut alors être utilisé (fonction Edge Mesh du logiciel), pour représenter de façon plus précise le courant, tout en minimisant le temps de calcul grâce à un algorithme d'échantillonnage efficace.

➤ **Principe de superposition des couches**

Bien qu'il ne soit pas un logiciel 3D, MOMENTUM permet cependant de simuler des structures volumiques, si les conditions énoncées au début de ce paragraphe sont respectées.

Les éléments (Strip ou hole) sont alors superposés et les différentes couches peuvent être reliées entre elles par des vias. On définit l'ordre des couches c'est à dire leur positionnement par rapport aux substrats mis en jeu.

Il est donc important de noter ici que ce logiciel n'est pas adapté lorsque l'on cherche à étudier une antenne alimentée par sonde coaxiale. Pour simuler un tel dispositif, il faut insérer une ligne micro-ruban sous le plan de masse et relier l'élément rayonnant à la ligne par un via, ce qui souvent s'éloigne de la structure initialement souhaitée.

Par contre, lors d'une excitation par fente dans le plan de masse, MOMENTUM convient parfaitement. En effet la ligne micro-ruban sous le plan de masse et l'antenne sont définies en tant que STRIP et l'ouverture dans le plan de masse en tant que HOLE. Ainsi, la fente, souvent de très petites dimensions par rapport à celle de l'antenne, peut être correctement maillée, sans pour autant augmenter ni le volume ni le temps de calcul, ce qui est souvent le cas avec un logiciel 3D, figure (B.1).

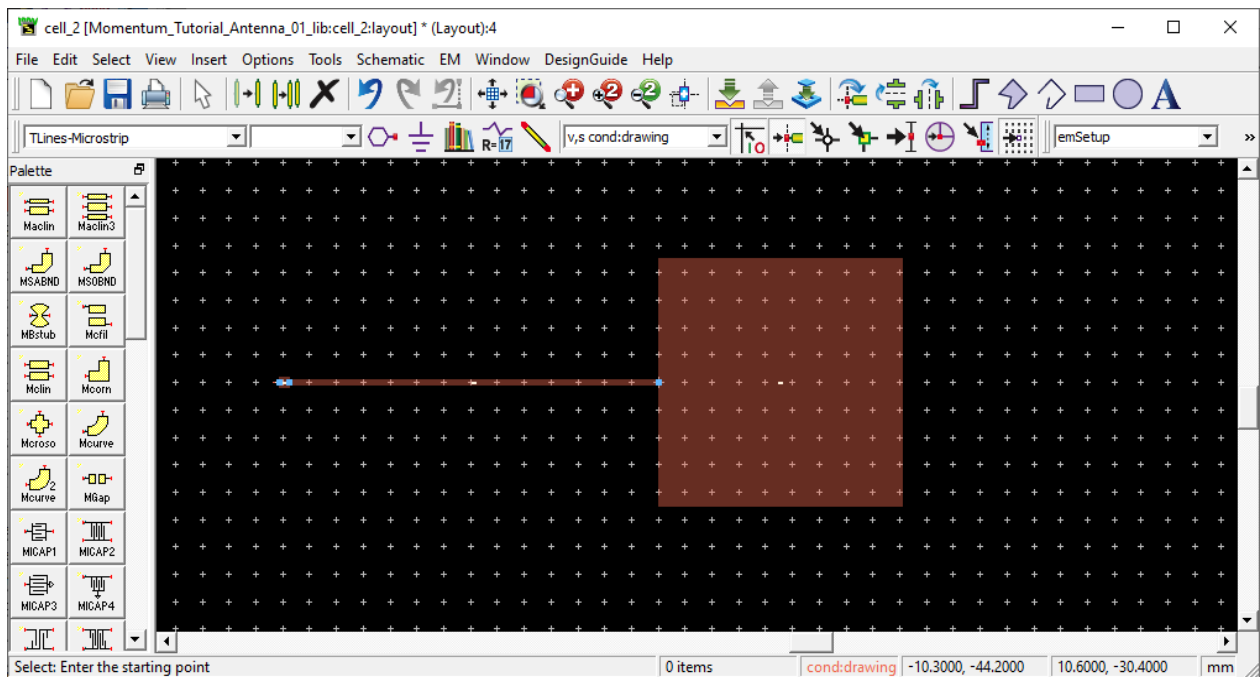


Figure B.1: Interface Layout d'ADS.

b.3. Compilation des substrats et génération du maillage

Une fois que les éléments sont dessinés et que le positionnement des différentes couches est effectué, on réalise une compilation des substrats dans la bande de fréquence utile, qui par l'intermédiaire des fonctions de Green va déterminer les caractéristiques sur tout le volume (soit à l'infini). Ces données pourront être sauvegardées et être ainsi réutilisées chaque fois que l'on se trouve dans les mêmes conditions d'utilisation.

La dernière étape avant la compilation est donc la génération automatique du maillage de la structure, généralement calculé à la plus haute fréquence.

b.4. Caractérisation de l'élément étudié

MOMENTUM utilise une méthode fréquentielle. Un calcul est nécessaire pour chaque fréquence désirée dans la bande à déterminer. Ceci peut donc demander un temps de calcul important si le pas fréquentiel est constant. Ainsi, une fonction appelée Adaptive Frequency Sampling, est un algorithme d'interpolation qui sélectionne automatiquement des fréquences et interpole les données. Des détails sur d'importants circuits sont modélisés en échantillonnant plus souvent la réponse quand les paramètres S évoluent rapidement, tout en minimisant le nombre total d'échantillons. Ceci permet donc des résultats précis à des coûts de calcul moindres.

Une fois la simulation terminée, de nombreuses sorties de résultats sont autorisées. Pour des lignes micro-ruban, les ports d'accès permettent de déterminer tous les paramètres module et phase.

Dans le cas d'antennes imprimées, en plus des paramètres S , des visualisations de courant animées, un abaque de Smith (ou un tracé séparé des impédances), ainsi que les diagrammes de rayonnement peuvent être obtenus. MOMENTUM simule les circuits conçus avec des conditions aux limites ouvertes ou fermées. Ces accès sont générés automatiquement et ne demandent pas de temps de calculs supplémentaires ou une augmentation en place mémoire.

Méthode d'optimisation sous HFSS

c.1. Introduction

Pour maximiser les caractéristiques du filtre et des antennes et ajuster l'adaptation à la fréquence de travail 2.45 GHz, un processus d'optimisation a été effectué utilisant l'utile « Optimetrics » sous HFSS pour trouver la meilleure conception ou plus appropriée parmi les conceptions possibles.

c.2. Le processus d'optimisation

1. Créer un modèle paramétré : HFSS>Design properties...
2. Définir les paramètres de conception à varier
 - Géométrie du modèle, propriétés des matériaux, etc.

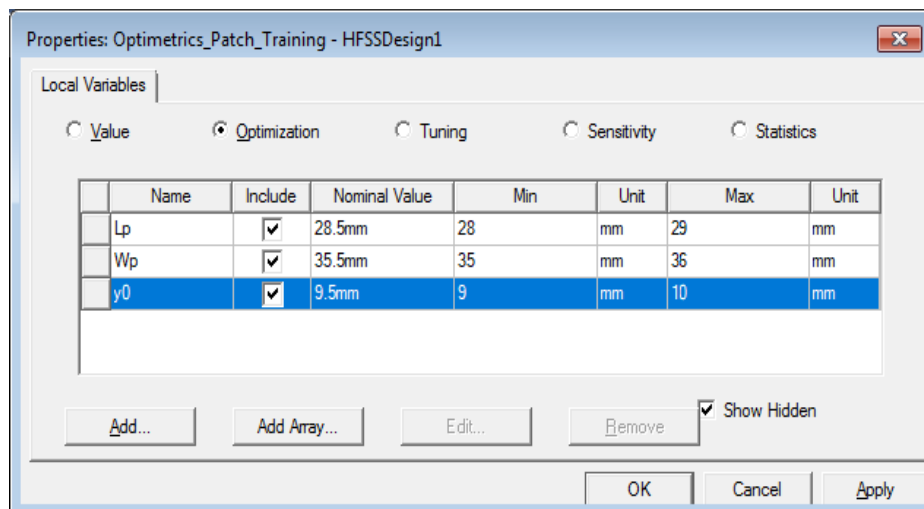


Figure C.1: paramètres de conception à varier.

3. Configuration d'« Optimetrics » : analyse d'optimisation
 - Identifier la fonction « Cost » et l'objectif d'optimisation.
 - La fonction « Cost » peut être basée sur n'importe quelle quantité de solution que HFSS peut être calculer.
 - Valeurs de champ, paramètres S et données de mode propre

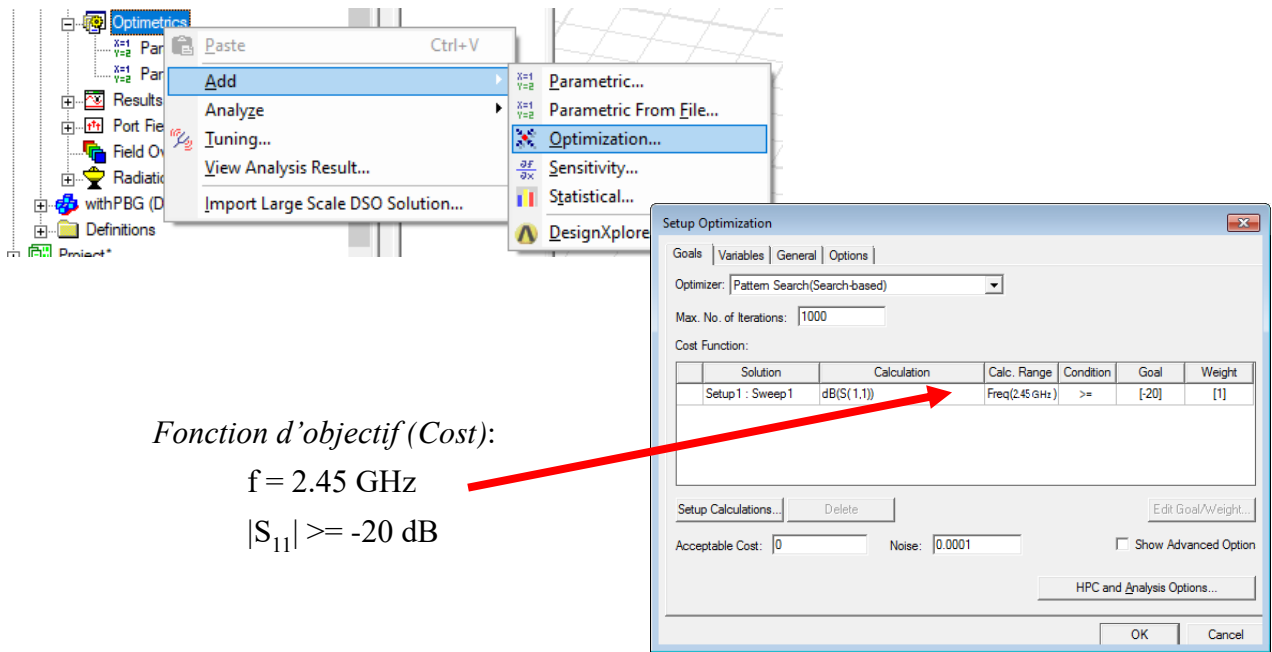



Figure C.2: Fonction d'objectif (Cost).

4. Visualisation des résultats : en cliquant sur l'icône  dans la barre d'outils.

– « Optimetrics » modifie les valeurs des paramètres de conception pour atteindre l'objectif.

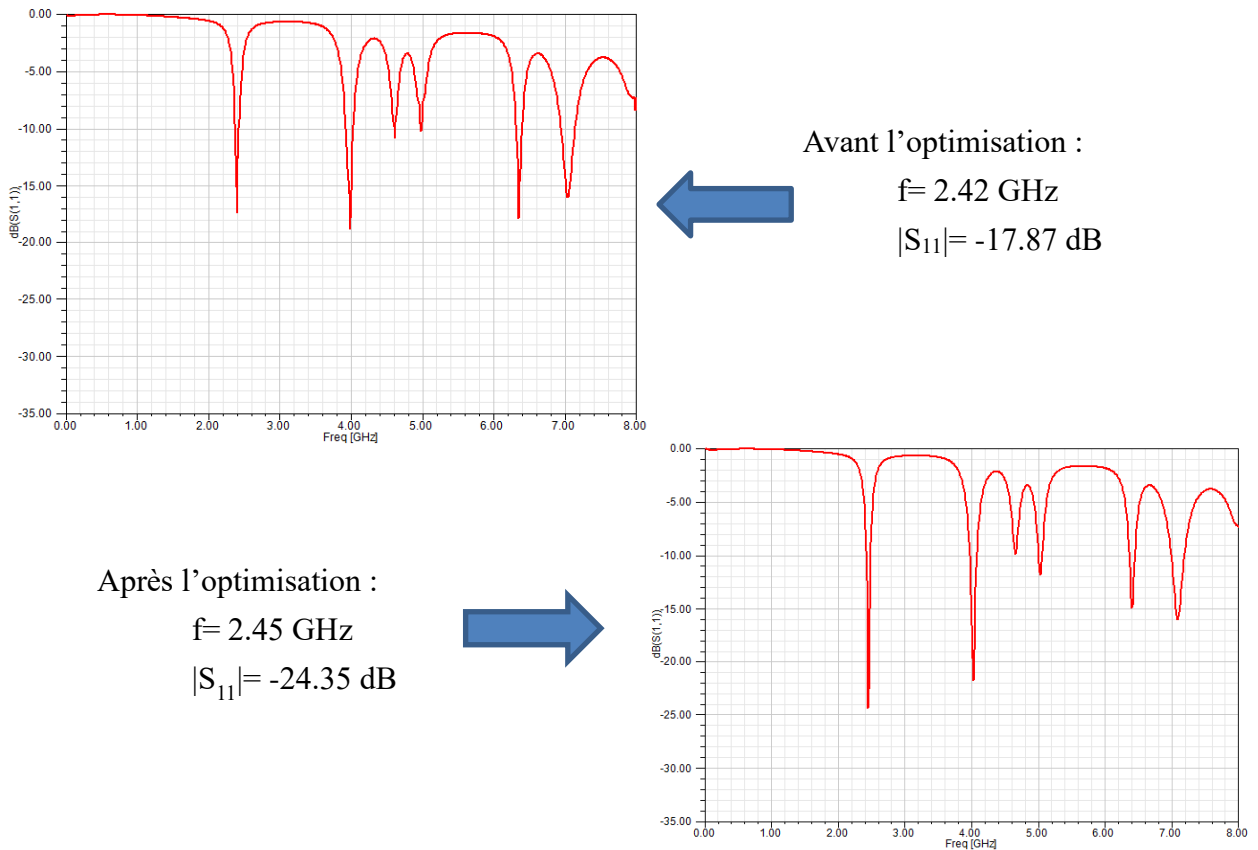


Figure C.3: Résultats d'optimisation (Exemple : patch 1x1 sans PBG).

Annexe D

Fonction MATLAB utilisée pour le calcul de dimensions d'antenne (Figure IV.3) et de démontions de structure PBG (Figure IV.1).

```
clc
clear all
format long

E_r=4.4           %dielectric constant
h=1.6            %substrate height (mm)
f=2.45          %resonant frequency (GHz)
f=f*1e9;
z=50            %input impedance (ohm)
c=3e8;         %light's speed (m/s)

W_p=(c/(sqrt((E_r+1)/2)*2*f))*1000           %patch width (mm)
E_eff=((E_r+1)/2)+ ((E_r-1)/2)* (1+((12*h)/W_p))^-0.5; %effective
dielectric constant
DL=((E_eff+0.3)*((W_p/h)+0.264))/((E_eff-
0.258)*((W_p/h)+0.8))* (0.412*h); %patch length extension
L_eff=(c/(2*f*sqrt(E_eff)))*1000; %effective length
L_p=L_eff-(2*DL) %patch length (mm)

lambda=(c/f)*1000; %wave length (mm)
k=(2*pi)/lambda;
x=k*(W_p);
i1=-2+cos(x)+(x*sinint(x))+(sin(x)/x);
g1=i1/(120*pi*pi); %self-conductance

a=@(th)((sin((x./2)).*cos(th))./cos(th)).^2).* (besselj(0,(k.*L_p.*sin(th)))) .
*(sin(th)).^3);
a1=integral(a,0,pi);
g12=a1/(120*pi*pi); %mutual conductance
R_in=1/(2*(g1+g12)); %input resistance

y0=(L_p/pi)*(acos(sqrt(z/R_in))) %inset feed depth

L_g=6*h+L_p %The minimum length of ground plane(mm)
W_g=6*h+W_p %The minimum width of ground plane (mm)

B=60*pi*pi/(z*sqrt(E_r));
m1=2*B-1;
m=log(m1);
n1=B-1;
n=log(n1);

lambda_g=lambda/sqrt(E_eff);
W_f=(2*h/pi)*(B-1-m+((E_r-1)/(2*E_r))*(n+(0.39*0.61)/E_r)) %feed with
L_f=lambda_g/4 %feed length
g=(4.65*10^-18*c*f)/sqrt(2*E_eff) %inset feed gap

b=lambda_g/4 %minimum length of PBG structure
gb=lambda_g/2 %minimum period of PBG structure
```

Références bibliographiques

- [1] R. Berges, "Dispositif conformable de récupération d'énergie radiofréquence : vers l'autonomie des objets communicants", Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bordeaux, 2018.
- [2] A. Khemar, "Alimentation hyperfréquence de dispositifs à faible consommation par la récupération de l'énergie EM", Thèse de Doctorat, Université de Jijel, 2018.
- [3] W. Haboubi, "Développements de circuits Rectenna bi-polarisation, bi-bande pour la récupération et conversion d'énergie électromagnétique à faible niveau", Thèse de Doctorat, Université Paris-Est, 2014.
- [4] A. Bouacida, "Chargeur de batteries sans fil pour voiture électrique gère par pic 16F877," mémoire de Master, Université Badji Mokhtar Annaba, 2018.
- [5] D. Bouchouicha, "Etude de faisabilité de la récupération d'énergie électromagnétique ambiante," Thèse de Doctorat, Université François-Rabelais de Tours, 2010.
- [6] S. K. Divakaran, D. D. Krishna and Nasimuddin, "RF energy harvesting systems: An overview and design issues," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 29, no. 1, pp. 21633, Nov. 2018.
- [7] M. Raju, M. Grazier, "ULP meets energy harvesting: A game-changing combination for design engineers," Texas Instruments, 2010. Available at:
<https://www.mouser.cn/pdfDocs/TI-ULP-meets-energy-harvesting-A-game-changing-combination-for-design-engineers.pdf>
- [8] M. Kanoun, "Contribution à l'étude et à la conception d'un système de transfert et de récupération d'énergie électromagnétique à 5.8 GHZ", Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, École nationale d'ingénieurs de Sfax, 2019.
- [9] T. Sun, X. Xie, and Z. Wang, *Wireless power transfer for medical microsystems*. Springer, New York, 2013.
- [10] W. C. Brown, "The history of power transmission by radio waves," *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 32, no. 9, pp. 1230-1242, Sep 1984.
- [11] W. C. Brown, "A survey of the elements of power transmission by microwave beam," *IRE International Convention Record*, vol. 9, no. 3, pp. 93-105, 1961.
- [12] P. E. Glaser, "Power from the sun: Its future," *Science*, vol. 162, no. 3856, pp. 857-861, Nov. 1968.
- [13] M. T. Nguyen, C. V. Nguyen, L. H. Truong, A. M. Le, T. V. Quyen, A. Masaracchia and K. A. Teague, "Electromagnetic field based WPT technologies for UAVs: A comprehensive survey," *Electronics*, vol. 9, no. 3, pp. 461, Mar. 2020.
- [14] A. Lakhdari, "Développement d'un système de transfert d'énergie sans fil: application au domaine biomédical", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf Oran, 2020.

[15] T. Imura, *Wireless Power Transfer: Using Magnetic and Electric Resonance Coupling Techniques*. Springer, Tokyo, 2020.

[16] A. Okba, "Conception et réalisation de Rectennas utilisées pour la récupération d'énergie électromagnétique pour l'alimentation de réseaux de capteurs sans fils", Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2017.

[17] F. Boukerroum, *Propagation d'ondes et Antennes*, université Mohamed Seddik Ben Yahia de Jijel, 2017.

Support cours disponible à:

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

[18] A. Boyer, *Antennes*, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2011.

Support cours disponible à:

http://www.alexandre-boyer.fr/alex/enseignement/cours_antennes_oct11_v4_5RT.pdf.

[19] H. Sun and W. Geyi, "A New Rectenna Using Beamwidth-Enhanced Antenna Array for RF Power Harvesting Applications," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1451–1454, 2017.

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

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

[22] S. D. Assimonis, S. N. Daskalakis and A. Bletsas, "Sensitive and efficient RF harvesting supply for batteryless backscatter sensor networks," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 4, pp. 1327-1338, Mar. 2016.

[23] J. Rivière, "Conception et réalisation de Rectenna en technologie guide d'onde coplanaire pour de faibles niveaux de puissance", Thèse de Doctorat, Université de la Réunion, 2016.

[24] Y. Tawk, J. Costantine, and C. G. Christodoulou, "An inverted-F antenna integrated with solar cells for energy harvesting," *9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, *IEEE*, pp. 1-2, Apr. 2015.

[25] J. Tissier and M. Latrach, "Broadband rectenna for ambient RF energy harvesting applications," *General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)*, *IEEE*, pp. 1-3, Aug. 2017.

[26] S. Shrestha, S. K. Noh et D. Y. Choi, "Comparative study of antenna designs for RF energy harvesting," *International Journal of Antennas and Propagation*, no. 10, pp 260-385, Jan. 2013.

[27] M. Sahal et V. N. Tiwari, "Review of circular polarization techniques for design of microstrip patch antenna," *In Proceedings of the International Conference on Recent Cognizance in Wireless Communication & Image Processing*, Springer, pp. 663-669, Avr. 2016.

[28] N. Hasan et SC. Gupta, "Corner truncated microstrip patch antenna," *International Journal of Advanced Technology in Engineering and Science*, vol. 2, no. 8, pp. 352-358, Aoû. 2014.

- [29] M. T. Islam, M. H. Ullah, M. J. Singh et M. R. I. Faruque, “A new metasurface superstrate structure for antenna performance enhancement,” *Materials Science*, vol 6, no. 8, pp. 3226-3240, Jui. 2013.
- [30] V. Anitha, S. S. Lakshmi, M. L. Lakshmi, K. A. Kumar, C.R. Teja et T.R. Reddy, “A circularly polarized stacked patch antenna using Polyflon substrate for wireless applications,” *International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA)*, vol. 2, no. 3, pp. 903-905, Jui. 2012.
- [31] J. Heikkinen, and M. Kivikoski, “Low-profile circularly polarized rectifying antenna for wireless power transmission at 5.8 GHz,” *IEEE Microwave and wireless components letters*, vol. 14, no. 4, pp. 162-164, Apr. 2004.
- [32] D. Allane, G. A. Vera, Y. Duroc, R. Touhami et S. Tedjini, “Harmonic power harvesting system for passive RFID sensor tags,” *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 64, no. 7, pp. 2347-2356, Jui. 2016.
- [33] F. J. Huang, T. C. Yo, C. M. Lee and C. H. Luo, “Design of circular polarization antenna with harmonic suppression for rectenna application,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 592-595, Mai. 2012.
- [34] Z. Harouni, L. Osman, and A. Gharsallah, “Efficient 2.45 GHz rectenna design with high harmonic rejection for wireless power transmission,” *International Journal of Computer Science Issues IJCSI*, vol. 7, no 5, pp. 424-427, Sep. 2020.
- [35] R. Waterhouse, *Microstrip Patch Antenna*, 2011.
- Support cours disponible à : <https://www.antenna-theory.com/antennas/patches/antenna.php>.
- [36] M. Qiu, M. Simcoe et G. V. Eleftheriades, “Radiation efficiency of printed slot antennas backed by a ground reflector,” In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Transmitting Waves of Progress to the Next Millennium*, vol. 3, pp. 1612-1615, Jui. 2000.
- [37] D. T. Notis, P. C. Liakou et D. P. Chrissoulidis, “Dual polarized microstrip patch antenna, reduced in size by use of peripheral slits,” In *34th European Microwave Conference*, vol. 1, pp. 125-128, Oct. 2004.
- [38] D. Guha et Y. M. Antar, *Microstrip and printed antennas: new trends, techniques and applications*, John Wiley & Sons, 2011.
- [39] N. Ripin, N. F. Ghazali, A. A. Sulaiman, N. E. A. Rashid et M. F. Hussain, “Size miniaturization & bandwidth enhancement in microstrip antenna on a couple circular ring DGS,” *International Journal of Latest Research in Science and Technology*, vol. 4, no. 4, pp. 27-30, Aoû. 2015.
- [40] N. Engheta et R. W. Ziolkowski, “A positive future for double-negative metamaterials,” *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 53, no. 4, pp. 1535-1556, Avr. 2005.
- [41] H. Sun, Y. X. Guo, M. He et Z. Zhong, “Design of a high-efficiency 2.45-GHz rectenna for low-input-power energy harvesting,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 929-932, Aoû. 2012.

- [42] H. Pal et Y. K. Choukiker, "Design of frequency reconfigurable antenna with ambient RF-energy harvester system," In *2016 International Conference on Information Communication and Embedded Systems (ICICES)*, IEEE, vol. 2, pp. 1-5, Jui. 2016.
- [43] S. Shao, K. Gudan, and J. J. Hull, "A mechanically beam-steered phased array antenna for power-harvesting applications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 58, no. 3, pp. 58-64, Jun. 2016.
- [44] K. Niotaki, A. Collado, A. Georgiadis, S. Kim et M. M. Tentzeris, "Solar / electromagnetic energy harvesting and wireless power transmission," *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, no. 11, pp. 1712-1722, Oct. 2014.
- [45] K. Allabouche, "conception et caractérisation de nouvelles topologies d'Antennes à Résonateurs Diélectriques : Application aux nouveaux systèmes de communications sans fil", Thèse de Doctorat, Université Sidi Mohamed ben Abdellah (Fès, Maroc), 2017.
- [46] Y. Kim, Y. J. Yoon, J. Shin and J. So, "X-band printed rectenna design and experiment for wirelss power transfer," *IEEE Wireless Power Transfer Conference, IEEE*, vol. 10, pp. 292-295, Mai. 2014.
- [47] F. Daout, S. Jacquet, X. Durocher et G. Holtzmer, "Conception, Simulation, Réalisation et mesure d'une antenne imprimée rectangulaire 2.4 GHz," *Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes (J3eA)*, vol. 8, pp. 11-13, Mar. 2009.
- [48] A. N. Aisyah, S. A. Hamzah et K. N. Ramli, "2x1 microstrip patch array antenna with harmonic suppression capability for rectenna," *Advances in Science Technology and Engineering Systems Journal*, vol. 2, no. 6, pp. 267-271, Dec. 2017.

Résumé

La récupération de l'énergie sans fil permet d'exploiter l'énergie ambiante RF disponible dans notre environnement en la convertissant en énergie continue à l'aide de la technologie de Rectenna. Le travail présenté dans ce mémoire est axé sur la conception et la simulation de trois antennes patch dédiées à la récupération de l'énergie RF. Ces antennes fonctionnent à la fréquence 2.45 GHz. L'objectif est d'améliorer les performances du système Rectenna. Les résultats de simulation ont permis de vérifier que la combinaison de l'antenne avec le PBG et les stubs est efficace pour l'élimination des fréquences harmoniques indésirables. De plus, les performances de l'antenne en termes de gain et de directivité ont été améliorées.

Mots-clés : Rectenna, structure PBG, Stubs, Antenne patch, Ligne à micro-ruban, Gain.

Abstract

Energy harvesting allows to exploit the ambient RF energy available in our environment by converting it into DC energy using Rectenna technology. The work presented in this master thesis focuses on the design and simulation of three patch antennas dedicated to RF energy harvesting. These antennas operate at the 2.45 GHz frequency. The objective is to improve the performances of the Rectenna system. Simulation results have allowed to verify that the combination of the antenna with the PBG and stubs is effective in eliminating unwanted harmonic frequencies. In addition, the performance of the antenna in terms of gain and directivity has been improved.

Key-words: Rectenna, PBG structure, Stubs, Patch antenna, Microstrip line, Gain.

المخلص

يعمل تجميع الطاقة اللاسلكية على تسخير طاقة التردد اللاسلكي المحيطة المتوفرة في بيئتنا عن طريق تحويلها إلى طاقة مستمرة باستخدام تقنية Rectenna. يركز العمل المقدم في أطروحة الماجستير هذه على تصميم ومحاكاة ثلاث هوائيات مطبوعة مخصصة لتجميع طاقة التردد اللاسلكي. تعمل هذه الهوائيات على تردد 2.45 جيجا هرتز. الهدف هو تحسين أداء نظام Rectenna. تحققت نتائج المحاكاة من أن توليفة الهوائي مع PBG والأوتاد فعالة في إزالة الترددات التوافقية غير المرغوب فيها. بالإضافة إلى ذلك، يزداد أداء الهوائي من حيث الكسب والاتجاه.

الكلمات الرئيسية: Rectenna، هيكل PBG، Stubs، هوائي مطبوع، خط الشريط المصغر، الكسب.