



Conception et caractérisation d'une Rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz

Zied Harouni

► To cite this version:

Zied Harouni. Conception et caractérisation d'une Rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz. Autre. Université Paris-Est, 2011. Français. NNT : 2011PEST1026 . tel-00682898

HAL Id: tel-00682898

<https://theses.hal.science/tel-00682898>

Submitted on 27 Mar 2012

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THÈSE

pour obtenir le grade de Docteur
de l'Université Paris-Est et de la Faculté des Sciences de Tunis

Spécialité: Électronique

Soutenue le 18 Novembre 2011 par

Zied HAROUNI

Conception et caractérisation d'une Rectenna à double polarisation Circulaire à 2.45 GHz

Directeurs de thèse

Ali GHARSALLAH

Laurent CIRIO

Jury

1. Odile PICON	Professeur des Universités, UPEMLV-ESYCOM	Présidente & Examinatrice
2. Hichem TRABELSI	Professeur à L'ESTI (TUNIS)	Rapporteur
3. Tan Phu VUONG	Professeur des Universités, Grenoble INP	Rapporteur
4. Ridha BOUALLEGUE	Professeur à Sup'Com de Tunis	Examineur
5. Ali GHARSALLAH	Professeur des Universités, Tunis El Manar (FST)	Co-Directeur de thèse
6. Laurent CIRIO	Maître de conférences, HDR, UPEMLV-ESYCOM	Co-Directeur de thèse
7. Henri BAUDRAND	Professeur des Universités, Toulouse (ENSEEIH)	Invité

À
Mon père et à ma mère
Mon frère et ma soeur

REMERCIEMENTS

Mes premiers remerciements iront à mes directeurs de thèse, M. Laurent CIRIO et M. Ali GHARSALLAH, qui m'ont accueilli dans leurs laboratoires respectifs ESYCOM et UCSHF et qui ont accepté d'encadrer cette thèse. Leurs précieux conseils et leur enthousiasme m'ont permis de valider ce travail de thèse. Qu'ils trouvent ici l'expression de mes sincères gratitude.

Ce travail n'aurait jamais pu aboutir sans la confiance de Mme Odile PICON. Je la remercie également pour tous ses encouragements, ses conseils avisés et ses propositions pertinentes qui m'ont permis de gagner un temps précieux et aidé à progresser dans mes travaux de thèse. Qu'elle trouve ici le témoignage de toute ma gratitude. J'exprime ma profonde reconnaissance à M. Lotfi OSMAN qui n'a jamais hésité à me consacrer de son temps, me guider, me conseiller, me transmettre les connaissances appropriées et m'aider à interpréter les différents résultats obtenus au fur et à mesure de l'avancement de ma thèse.

J'exprime ma sincère reconnaissance aux membres du jury, M. Tan Phu VUONG et M. Hichem TRABELSI pour avoir accepté la charge d'être rapporteurs de ma thèse ainsi qu'à M. Ridha BOUALLEGUE qui me fait l'honneur d'être examinateur. Je remercie également M. Henri BAUDRAND d'avoir accepté notre invitation. Je tiens aussi à témoigner toute ma reconnaissance à Mme Marjorie GRZESKOWIAK pour sa contribution à cette recherche, riche d'enseignements.

Je remercie M. David DELCROIX pour la réalisation des prototypes des circuits ainsi que pour son aide à la mise en service de la chambre anéchoïque.

Je remercie vivement M. Stéphane PROTAT pour son aide si précieuse et ses conseils tout au long du déroulement de ce travail de thèse. Je tiens également à remercier M. Kamel NAFKHA et M. Lassad LATRACH avec lesquels j'ai eu le plaisir de partager mes connaissances ainsi que des moments d'amitié et de complicité très sincères.

Toute ma reconnaissance ira aussi à mon ami Marouen que je remercie pour sa serviabilité, son soutien et sa sympathie. Un grand merci à Imen, Issam et Fatiha pour leur influence positive sur mon chemin ainsi qu'à toutes celles et tous ceux qui m'ont apporté leurs aides et leurs encouragements.

Je ne terminerai pas mes remerciements sans avoir une pensée sympathique pour mes camarades et amis du Doctorat qui savent si bien rendre agréable le cadre de travail.

TABLE DES MATIERES

Liste des abréviations.....	7
Liste des figures.....	8
INTRODUCTION GENERALE.....	11
CHAPITRE I : ETAT DE L'ART	15
I.1 INTRODUCTION.....	16
I.2 LA TRANSMISSION D'ENERGIE SANS FIL PAR MICRO-ONDE.	17
I.2.1 Historique.....	17
I.2.2 Principe de la transmission d'énergie sans fil	18
I.2.3 Structure de base d'une rectenna.....	20
I.3 CIRCUIT DE CONVERSION.....	21
I.3.1 Diode Schottky.....	21
I.3.2 Topologie série.....	22
I.3.3 Topologie parallèle	23
I.3.4 Topologie doubleur de tension.....	23
I.3.5 Topologie en pont de diodes modifié.....	24
I.4 LES ANTENNES IMPRIMEES	24
I.4.1 Structure micro-ruban	24
I.4.2 Les antennes patches.....	25
I.4.3 Techniques d'excitation d'une antenne patch micro-ruban.....	27
I.4.3.1 Introduction	27
I.4.3.2 Alimentation par ligne micro-ruban	27
I.4.3.3 Alimentation par sonde coaxiale	28
I.4.3.4 Alimentation par couplage par fente	28
I.4.3.5 Alimentation par couplage par proximité.....	29
I.5 QUELQUES TRAVAUX SUR LA CONCEPTION ET LA REALISATION DES RECTENNAS UTILISANT DES ANTENNES PATCHS.....	30
I.5.1 Rectenna avec antenne microstrip à rejection d'harmoniques	30
I.5.2 Rectenna à double fréquence à polarisation circulaire	31
I.5.3 Rectenna à double diode	31
I.6 PROBLEMATIQUE	32
I.7 CONCLUSION	32
I.8 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	33
CHAPITRE II : MODELISATION GLOBALE ET OPTIMISATION DES CIRCUITS MICRO-ONDES ACTIFS NON LINEAIRES PAR LA METHODE ITERATIVE : APPLICATION AUX RECTENNAS	38
II.1 INTRODUCTION	39
II.2 DEVELOPPEMENT DE LA METHODE	40

II.2.1 Formulation des conditions aux limites	40
II.2.2 Le concept d'onde.....	41
II.2.3 Opérateur de réflexion dans le domaine spectral	43
II.2.4 Opérateur de diffraction dans le domaine spatial.....	44
II.2.4.1 Domaine métallique	45
II.2.4.2 Domaine diélectrique	45
II.2.4.3 Domaine de la source	46
a – Cas où la source d'excitation est bilatérale.....	46
b – Cas où la source d'excitation est unilatérale	47
c – Cas de la région d'une impédance de surface.....	48
II.2.5 Le processus itératif	49
II.3 APPLICATION : ETUDE D'UNE LIGNE MICRO-RUBAN	52
II.4 CIRCUITS CONTENANT DES ELEMENTS LOCALISES	53
II.5 ANALYSE D'UNE RECTENNA AVEC LA METHODE ITERATIVE	56
II.6 CONCLUSION	61
II.7 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	62

CHAPITRE III : PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT D'UNE ANTENNE A DOUBLE POLARISATION CIRCULAIRE ALIMENTEE PAR COUPLAGE PAR FENTE. 63

III.1 INTRODUCTION	64
III.2 L'ANTENNE PATCH MICRO-RUBAN.....	65
III.3 TECHNIQUES D'EXCITATION D'UNE ANTENNE MICRO-RUBAN.....	65
III.3.1 Introduction	65
III.3.2 Excitation par couplage par fente	66
III.4 POLARISATION D'UNE ANTENNE	69
III.5 ETUDE DE LA STRUCTURE DE L'ANTENNE COUPLEE PAR FENTE COMPLETE.....	71
III.5.1 Introduction	71
III.5.2 Etude de l'antenne à double polarisation circulaire couplée par fente en croix.....	71
III.6 ETUDE PARAMETRIQUE DE L'ANTENNE	73
III.6.1 Introduction	73
III.6.2 Influence de A sur le fonctionnement de l'antenne	73
III.6.3 Influence de Ls sur le fonctionnement de l'antenne	75
III.6.4 Influence de Ws sur le fonctionnement de l'antenne.....	76
III.6.5 Influence du gap d'air sur le fonctionnement de l'antenne.....	77
III.7 CARACTERISTIQUES DE L'ANTENNE ETUDIEE	78
III.7.1 Coefficients de réflexion et d'isolation.....	78
III.7.2 Etude des caractéristiques de rayonnement dans le plan azimutal.....	79
III.7.3 Etude des courants de surface.....	81
III.7.4 Caractéristiques de polarisation circulaire.....	82
III.8 OPTIMISATION ET VALIDATION DE L'ANTENNE PAR LA MESURE.....	83
III.8.1 Mesure des paramètres S_{ij}	83
III.8.2 Mesure des caractéristiques de rayonnement	84

III.9 ANTENNE A COUPLAGE PAR PROXIMITE A REJECTION D’HARMONIQUES.....	86
III.9.1 Introduction	86
III.9.2 Antenne alimentée par proximité	86
III.9.3 Etude de la structure DGS sur une ligne micro-ruban	88
III.9.4 Antenne alimentée par proximité avec DGS	89
III.9.5 Réalisation et mesure de l’antenne	92
III.10 CONCLUSION	94
III.11 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	95
 CHAPITRE VI : ETUDE ET CONCEPTION D’UNE RECTENNA A DOUBLE POLARISATION CIRCULAIRE A 2.45 GHZ.	 97
IV.1 INTRODUCTION	98
IV.2 CONCEPTION ET REALISATION D’UN SYSTEME DE CONVERSION RF-DC.....	98
IV.3.1 Conception du redresseur	98
IV.2.1.1 Choix du substrat.....	98
IV.2.1.2 Choix de la diode.....	99
IV.2.1.3 Choix de la topologie	99
IV.2.2 Simulation du circuit de redressement sous ADS	100
IV.2.2.1 Redresseur série	100
IV.2.2.2 Etude de l’adaptation du redresseur série	101
IV.2.2.3 Influence de la charge RL sur le rendement	102
IV.2.2.4 Influence de la capacité C sur le rendement	103
IV.2.2.5 Influence de la longueur de la ligne entre diode et capacité	103
IV.2.2.6 Influence de la résistance série Rs de la diode sur le rendement	104
IV.2.2.7 Influence de la capacité de jonction Cj0 sur le rendement	104
IV.2.2.8 Influence de la puissance RF sur le rendement	105
IV.2.3 Réalisation du redresseur	105
IV.3 RESULTATS DE MESURE DE LA RECTENNA	107
IV.4 CONCLUSION.....	112
IV.5 REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	113
 CONCLUSION GENERALE	 114
 ANNEXE A : DEFINITION D’ONDES INCIDENTES ET REFLECHIES	 117
 ANNEXE B : TRANSFORMATION RAPIDE EN MODE: FAST MODE TRANSFORMATION (FMT)	 120
 Liste des publications et communications	 124

LISTE DES ABREVIATIONS

- TESF** : Transport d'Energie Sans Fil.
- ISM** : Industriel Scientifique et Médical.
- SPS** : Solar Power Satellite.
- WPT**: Wireless Power Transportation.
- HF** : Hyperfréquences.
- RF** : Radio Frequency.
- HB** : Harmonic Balance.
- RFID** : Radio Frequency Identification.
- IEEE** : Institute of Electrical and Electronics Engineers.
- NASA** : National Aeronautics and Space Administration.
- DC** : Direct Current.
- FDTD** : Finite Difference Time Domain.
- LSSP** : Large Signal S-Parameter.
- TLM** : Transmission Line Matrix.
- MoM** : Method of Moment.
- WCIP** : Wave Concept Iterative Process.
- AWPL** : Antennas and Wireless Propagation Letters.

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 – Diagramme d'un systeme TESF.	18
Figure 1.2 – Rendement de transmission en fonction de τ	19
Figure 1.3 – Schéma bloc d'une rectenna.	20
Figure 1.4 – Modèle électrique equivalent d'une diode schottky.....	21
Figure 1.5 – Schéma synoptique de la topologie serie.....	22
Figure 1.6 – Schéma synoptique de la topologie parallèle.	23
Figure 1.7 – Schéma synoptique de la topologie doubleur de tension.	23
Figure 1.8 – Schéma synoptique de la topologie en pont de diodes modifié.....	24
Figure 1.9 – Structure d'une antenne micro-ruban.....	24
Figure 1.10 – Trajectoires des rayons dans une antenne patch.....	26
Figure 1.11 – Alimentation par ligne micro-ruban d'une antenne patch.	27
Figure 1.12 – Alimentation par sonde coaxiale d'une antenne patch.	28
Figure 1.13 – Alimentation par couplage par fente.	29
Figure 1.14 – Alimentation par couplage par proximité.	30
Figure 1.15 – Rectenna avec une simple antenne micro-ruban.	30
Figure 1.16 – Rectenna à double frequence.....	31
Figure 1.17 – Rectenna à double diode.	31
Figure 2.1 – Domaine de résolution des conditions aux limites.	40
Figure 2.2 – Définition des ondes incidentes et des ondes réfléchies.....	42
Figure 2.3 – Circuit équivalent de la source bilaterale	46
Figure 2.4 – Circuit équivalent de la source unilaterale dans le milieu 1	47
Figure 2.5 – Processus iératif	50
Figure 2.6 – Organigramme d'un processus itératif	51
Figure 2.7 – (a) Différentes regions de la structure d'étude. (b) Différentes régions du plan de discontinuité Ω	52
Figure 2.8 – Convergence des paramètres de la matrice [s] en fonction du nombre d'itérations	52
Figure 2.9 – Circuit planaire contenant un élément localisé.....	53
Figure 2.10– Circuit équivalent du circuit planaire avec diode schottky.....	55
Figure 2.11 – Structure simple couche de la rectenna contenant une diode schottky.....	57
Figure 2.12 – Schéma de la rectenna discrétisé en pixels.	57
Figure 2.13 – Photo de la rectenna	58
Figure 2.14 – Distribution du champ électrique $ E_x $ en V/m sur le plan de l'interface à 2.45 GHz.....	59
Figure 2.16 – Convergence de l'admittance vue par la source (Y_{in}) en fonction de nombre des itérations à 2.45GHz....	60
Figure 2.17 – Rendement : simulation (Itérative) et mesure.....	60
Figure 3.1 – Configuration d'une antenne micro-ruban.	65
Figure 3.2 – Configuration d'une antenne patch à couplage par fente.	66
Figure 3.3 – Variation de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la longueur du stub.....	67
Figure 3.4 – Impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de la longueur de la fente.....	68

Figure 3.5 – Ellipse de polarisation.	70
Figure 3.6 – Antenne à double polarisation circulaire alimentée par couplage par fente en croix.	72
Figure 3.7 – (a) Photo de la ligne d'alimentation, (b) Photo de l'élément rayonnant, (c) Fente de couplage.....	73
Figure 3.8 – Influence de A sur le fonctionnement de l'antenne.	74
Figure 3.9 – Influence de Ls sur le fonctionnement de l'antenne.	76
Figure 3.10 – Influence de Ws sur le fonctionnement de l'antenne.....	77
Figure 3.11 – Structure de l'antenne avec la couche d'air.	78
Figure 3.12 – Coefficient de réflexion en fonction du gap d'air et de l'épaisseur du substrat.	78
Figure 3.13 – Coefficient de réflexion (a), coefficient d'isolation entre les deux ports (b).	79
Figure 3.14 – Composante E_ϕ normalisée en dB du champ rayonné lointain à $\theta^\circ = 0$	80
Figure 3.15 – Diagramme de rayonnement, (a) E téta ($\phi = 0^\circ$), (b) E phi ($\phi = 0^\circ$).	81
Figure 3.16 – Répartition en fonction du temps du champ électrique sur le patch.	82
Figure 3.17 – Rapport axial (a) en fonction de la fréquence, en fonction de l'élévation (b).	83
Figure 3.18 – Coefficients de réflexion mesurés et simulés en fonction de la fréquence.	84
Figure 3.19 – Coefficient d'isolation entre les deux ports de l'antenne.	84
Figure 3.20 – Rapport axial en fonction de la fréquence.	85
Figure 3.21 – Rapport axial en fonction de l'angle d'élévation téta.	85
Figure 3.22 – Diagramme de rayonnement dans le plan E ($x\hat{o}z$) : (a) E téta, (b) E phi.	86
Figure 3.23 – Antenne à couplage par proximité.....	87
Figure 3.24 – Schéma équivalent d'une antenne à couplage par proximité.....	87
Figure 3.25 – Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L.	87
Figure 3.26 – Ligne micro-ruban avec DSG.....	88
Figure 3.27 – Coefficient de réflexion d'une ligne micro-ruban avec et sans DGS.	88
Figure 3.28 – Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L.	89
Figure 3.29 – Antenne à couplage par proximité à rejection d'harmoniques.	89
Figure 3.30 – Coefficient de réflexion de l'antenne avec DGS.	90
Figure 3.31 – Coefficient de réflexion pour différentes positions de la fente.....	91
Figure 3.32 – Distribution du champ électrique pour les différentes fréquences.	92
Figure 3.33 – Réalisation et mesure de l'antenne.	92
Figure 3.34 – Résultats de simulation et de mesure de S11 de l'antenne en fonction de la fréquence.	93
Figure 3.35 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne (plan E).	93
Figure 4.1 – Circuit de redressement série sous Harmonic Balance.....	101
Figure 4.2 – Le paramètre S11 du redresseur série.....	102
Figure 4.3 – Influence de la charge RL sur le rendement.	102
Figure 4.4 – Influence de la capacité C sur le rendement.	103
Figure 4.5 – Influence de la longueur de la ligne sur le rendement.	103
Figure 4.6 – Influence de la résistance RS sur le rendement.	104
Figure 4.7 – Influence de la capacité Cj0 sur le rendement.....	104
Figure 4.8 – Influence de la puissance RF sur le rendement.	105
Figure 4.9 – Banc de mesure.	105
Figure 4.10 – Banc expérimental pour mesurer le circuit.....	106

Figure 4.11 – Structure du circuit de redressement.	107
Figure 4.12 – Structure de la rectenna à double polarisation circulaire.....	108
Figure 4.13 – Banc de mesure de la rectenna dans une chambre anéchoïque.....	108
Figure 4.14 – Tension DC mesurée à la sortie de la rectenna aux ports 1 et 2 pour une onde incidente à polarisation linéaire.	110
Figure 4.15 – Mesure du rendement de la rectenna en fonction de la densité de puissance pour une onde incidente à polarisation linéaire.....	111

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Durant les dernières décennies, la transmission et la conversion de puissance solaire-micro-onde de l'espace vers la terre (SPT¹) et plus généralement la transmission de puissance micro-onde sans fil (WPT²) sont devenues de nouvelles technologies alternatives pour résoudre les problèmes mondiaux de l'énergie avec notamment l'épuisement des sources d'énergies fossiles. L'idée consistait à utiliser un faisceau micro-onde pour transmettre l'énergie solaire récupérée et convertie vers la terre. Les puissances mises en jeu étaient ici importantes. Aujourd'hui, avec l'avènement des dispositifs sans fils, une des préoccupations majeures consiste à améliorer l'autonomie énergétique des dispositifs communicants (capteurs, réseaux de capteurs...). On souhaite en effet s'affranchir de l'utilisation des batteries ou piles, coûteuses dans les opérations de recharge, de remplacement et lors du recyclage. Ces dispositifs sont certes beaucoup moins gourmands en énergie mais avec des problématiques similaires à ceux évoqués plus haut. En effet, l'une des principales exigences d'un système de transmission de puissance est le rendement de conversion entre la source (mécanique, électromagnétique, solaire, vibratoire,...) et la puissance convertie continue qui alimentera le dispositif.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes focalisés sur la récupération et la conversion d'énergie hyperfréquence en puissance continue dans la bande ISM (Industrial Scientific Medical) centrée à 2.45 GHz. Dans un premier temps du côté de l'émetteur, l'énergie électrique DC est convertie en énergie micro-onde à l'aide d'une source RF. Ensuite, cette énergie est rayonnée dans l'espace libre par une antenne d'émission adaptée. Enfin, du côté du récepteur, une partie de l'énergie rayonnée est captée par un circuit spécifique appelé Rectenna (Rectifying Antenna) qui convertit l'énergie RF en une puissance DC qui débitera sur une charge résistive, celle-ci modélisant le circuit à alimenter. De façon générale, un circuit rectenna conventionnel comprend une antenne de réception suivie d'un circuit de conversion RF-DC à caractéristique non-linéaire puisqu'il intègre une diode schottky. Ce circuit contient également souvent un filtre d'entrée HF, un filtre de sortie DC et une charge résistive.

Traditionnellement, les dipôles ou les antennes patch imprimées sont utilisés comme élément de captation dans la conception des rectennas. Les antennes imprimées sont compactes, de faibles épaisseurs, d'un coût de fabrication modéré et peuvent être conformées sur des surfaces non planes. En fonction de la forme et du nombre d'éléments rayonnants, il est possible de générer tout type de polarisation, de diagramme de rayonnement et de gain.

¹ Solar Power Transmission

² Wireless Power Transmission

Parmi les polarisations utilisées lors de la transmission d'une onde électromagnétique, on remarque que la polarisation circulaire (CP) est bien souvent retenue lors de la conception des rectennas. Bien que plus complexe à mettre au point, elle permet dans ce cas d'éviter les variations de la tension de sortie, et donc de la puissance, lors du désalignement possible entre l'émetteur ou le récepteur.

Dans le cadre de ce travail de thèse, nous proposons de concevoir une rectenna à double polarisation circulaire dédiée aux applications de récupération et de conversion d'énergie RF à la fréquence de 2,45 GHz. Cette rectenna utilisera une antenne à double polarisation circulaire gauche et droite et comportera deux accès distincts selon le type de polarisation choisie. Elle sera constituée de trois niveaux de métallisation et de deux substrats. L'élément rayonnant et la ligne d'alimentation imprimée planaire seront séparés par un plan de masse où une fente de couplage électromagnétique sera gravée de façon à assurer l'alimentation RF de l'antenne. La rectenna comportera aussi un circuit de redressement situé sur chaque accès de l'antenne afin de convertir les ondes RF captées en une tension continue.

Le manuscrit comporte quatre chapitres. Nous donnerons dans le premier chapitre un état de l'art sur la transmission d'énergie sans fil par micro-onde ainsi que les différentes topologies des circuits de rectification. Nous présenterons également le principe de fonctionnement des antennes imprimées ainsi que les techniques d'alimentation. Nous conclurons ce chapitre en présentant quelques exemples de travaux sur les rectennas qui utilisent une antenne imprimée.

Nous verrons dans le deuxième chapitre une nouvelle méthode permettant la modélisation globale de la rectenna en utilisant une méthode numérique itérative pour optimiser tout le circuit. Une impédance de surface a été utilisée pour modéliser l'élément actif (diode Schottky). Nous donnerons une formulation théorique de la méthode et de l'élément actif utilisé. Nous mettrons également en avant dans ce chapitre la validation et la faisabilité de la théorie par rapport aux résultats de mesure obtenus.

Nous présenterons dans le troisième chapitre le principe de fonctionnement de l'antenne à double polarisation circulaire (droite ou gauche) alimentée par couplage à travers une fente gravée dans le plan de masse. Une étude du comportement électromagnétique de l'antenne et la caractérisation de la polarisation circulaire seront présentées. Le dimensionnement de l'antenne sera effectué à partir de cette analyse. Cette antenne sera ensuite exploitée pour assurer la fonction d'élément de captation dans la rectenna. Nous présenterons dans la dernière partie de ce chapitre une variante de cette antenne. Il s'agit d'une antenne alimentée par couplage de proximité et à rejection

d'harmoniques. Elle utilise les structures DGS (Defect Ground Structure), ce qui permet de rejeter les harmoniques à 4.9 GHz et 7.35 GHz.

Le quatrième et dernier chapitre sera consacré à l'étude d'une rectenna à double polarisation circulaire. Nous ferons l'étude isolée du circuit de redressement à configuration série et insisterons sur la prise en compte de tous les paramètres relatifs à ce circuit et qui influenceront le rendement de conversion. L'étude par la simulation sera effectuée à l'aide d'un simulateur électromagnétique 3D et d'un simulateur circuit (Harmonic Balance). Des mesures seront effectuées et comparées aux résultats obtenus par simulation de façon à valider l'étude.

Le circuit de rectification sera intégré à l'antenne et mesuré en chambre anéchoïque. Nous montrerons comment il est possible d'avoir une rectenna de dimensions réduites avec de bons rendements sur chacun de ses deux accès.

Nous concluons ce document en présentant un certain nombre de perspectives futures à ce travail.

Chapitre I

Etat de l'art

I.1 Introduction

A l'heure actuelle, nous vivons dans un monde où la consommation d'énergie ne cesse de s'accroître, les besoins énergétiques augmentent de manière considérable tandis que les réserves s'épuisent peu à peu. La consommation d'énergie mondiale dépend environ de 40% du pétrole, les profits dégagés par celui-ci sont donc au cœur de la problématique économique et géopolitique. Ainsi, une alternative à ces énergies fossiles serait les énergies renouvelables, malheureusement en faible émergence et ne couvrant actuellement qu'environ 13% des besoins énergétiques mondiaux. En effet, le soleil, l'eau, le vent, le bois et les autres produits végétaux sont autant des ressources naturelles capables de générer de l'énergie grâce aux technologies développées par les hommes. En outre, le soleil peut être considéré comme à l'origine de la plupart des énergies renouvelables à notre disposition: énergie éolienne, photovoltaïque, etc. Le rayonnement solaire constitue une ressource 10000 fois supérieure à la consommation mondiale d'énergie, ressource qui serait inépuisable et disponible continuellement si l'on se situait dans l'espace. De ce fait, le principe de transport d'énergie sans fil, qui a vu le jour il y a de cela près d'un siècle, apparaissait dans ce contexte comme une alternative intéressante. Ce concept, dans le cadre d'une fourniture d'énergie propre et écologique à la planète, consiste à collecter l'énergie solaire disponible durablement en orbite terrestre avant de la transférer vers une station de réception via des ondes RF. Son relatif faible impact sur l'environnement en fait une énergie d'avenir face au problème de la gestion des déchets du nucléaire et aux émissions de gaz à effet de serre.

L'idée de la transmission d'énergie sans fil par micro-onde a été introduite par W.C. Brown [1], [2], spécialiste de la fabrication de tubes d'émission micro-onde dans les années 1960. Brown participa dans le cadre d'un projet RAMP¹ aux travaux de recherche et développement pour la mise en œuvre d'une plate-forme d'observations héliportées stationnaires [3] en haute altitude, dans la bande ISM à 2.45GHz. La première réalisation a eu lieu en 1963 sur une maquette de plate-forme guidée en altitude par des câbles. Le rendement ($\eta_{DC/RF}$) qui est le rapport de la puissance DC sur la puissance RF, mesuré était de l'ordre de 13% [3]. En 1983 des travaux de conception et de réalisation d'une rectenna, avec un rendement de conversion de 85%, ont été menés avec succès [4]. En 1991, K. Chang et T.W. Yoo ont développé une rectenna intégrée à 35 GHz avec un rendement de 33 % pour des puissances d'entrée de l'ordre de 60 mW [5].

¹ Raytheon Airborn Microwave Plateform

Les principales applications se situent dans les domaines suivants:

- les prothèses médicales, organes artificiels, monitoring: une littérature abondante décrit des principes d'alimentation de pompes cardiaques par ce moyen [6];
- la recharge d'un véhicule électrique et plus généralement de dispositifs "nomades": téléphones mobiles, outillage électroportatif, accessoires électroménagers [7];
- la robotique pour accroître les degrés de liberté et leur autonomie [8];
- les applications telles que le chauffage par induction ou l'éclairage [9].

I.2 La transmission d'énergie sans fil par micro-onde

I.2.1 Historique

Cela fait plus de 100 ans que la notion de transmission d'énergie sans fil fut introduite par Nicolas TESLA. Il avait exploité les ondes électromagnétiques pour transporter, sans ligne, l'électricité n'importe où dans le monde. Au début du 20^{ème} siècle, il fit construire une tour de transmission à Long Island (New York), mais à l'époque, les connaissances en TESH (Transmission d'Energie Sans Fil) n'étaient qu'empiriques (au niveau des sources de puissances notamment) et le projet fut abandonné.

Durant la première et la seconde guerre mondiale, l'utilisation des ondes HF pour les transmissions radars ainsi que l'évolution des technologies et des semi-conducteurs ont contribué à l'essor de la recherche dédiée au TESH. En 1969, Peter Glaser présente le concept de SPS² qui, associé à celui de TESH, pourrait être une solution de fourniture énergétique alternative et écologique à notre planète.

Dans cette voie, l'expérimentation terrestre de GoldStone de 1975 menée par Raytheon Co constitue une étape importante de validation du concept de TESH. La démonstration d'un système pilote, dont le fonctionnement en laboratoire avait abouti à un rendement global de 54%, a été certifiée par le service de qualité de la JPL³.

² Solar Power Satellite

³ Acronyme anglais: J.P.L pour Jet Propulsion Laboratory (NASA).

En outre, en 1980, le département de l'énergie américain a manifesté son intérêt pour cette technologie en initiant un travail de recherche sous la direction de Bill Brown. Toutefois, en dépit d'importants travaux de recherche et de nombreuses publications, peu de prototypes ou de démonstrateurs ont été réalisés. En Avril 1994, lors d'une conférence au CNES à Paris, Peter Glaser a proposé une voie dans la conduite du projet SPS.

Une des étapes de base est la réalisation de nouvelles démonstrations terrestres originales et écologiques de transport d'énergie sans fil. A la lumière de ces propositions, le laboratoire d'Electronique, d'Energétique et des Procédés "LE²P" s'est investi dès 1994 dans un projet d'envergure qui proposait de démontrer dans un avenir proche la faisabilité à échelle humaine d'un transport d'énergie sans fil. En collaboration avec l'équipe japonaise de l'ISAS, ce projet d'étude de cas avait pour but d'étudier toutes les conséquences et toutes les contraintes relatives à l'utilisation du TESF pour alimenter l'îlet de Grand Bassin situé au fond d'une vallée encaissée de l'île de La Réunion accessible uniquement en marche à pied [10].

Pour se faire, un prototype de démonstration fut élaboré et présenté à la conférence internationale WPT'01 au campus du Tampon. Les caractéristiques du prototype furent définies afin de transmettre une puissance continue à l'émission de 800W sur une distance de propagation de 40m. En réception, la puissance était collectée par un réseau de radio piles comprenant 2376 antennes dipôles réparties sur une surface de 11.76 m² [11].

1.2.2 Principe de la transmission d'énergie sans fil

Comme le montre le schéma synoptique de la figure 1.1, un système de transmission d'énergie sans fil est constitué d'un bloc de conversion d'énergie continue en énergie micro-onde capable d'assurer la transmission en espace libre par l'intermédiaire d'une antenne émettrice. La réception est assurée par une antenne réceptrice suivie d'un système de redressement RF-DC. Chaque élément du système TESF peut être caractérisé par son efficacité.

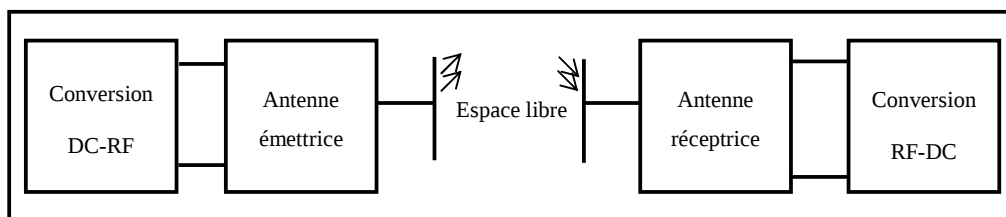


Figure 1.1 – Diagramme d'un système TESF.

En 1975, les travaux publiés par Brown et Dickinson [1] font état d'un rendement de conversion expérimental de 54%. Les tailles et les dimensions des éléments constituant un système de TESF sont en relation directe avec le rendement de conversion et l'efficacité de transmission. En

effet, les travaux menés notamment par Goubau et kogelnik [12], [13] ont montré que l'efficacité ou le rendement de transmission était lié à un paramètre τ défini par :

$$\tau = \frac{\sqrt{A_t \cdot A_r}}{\lambda \cdot d}$$

où

A_t : aire équivalente à l'émission;

A_r : aire équivalente à la réception;

λ : distance séparant l'émetteur et le récepteur.

Le bilan de liaison d'une chaîne de transmission peut être défini soit en utilisant le concept de gain ou en utilisant le concept d'aire équivalent.

La puissance reçue est donnée par :

$$P_r = \frac{P_t}{\lambda^2 d^2} A_t A_r$$

Le paramètre τ étant proportionnel au champ reçu, la figure 1.2 montre la variation du rendement en fonction du paramètre τ [1]. Plus τ augmente, plus le rendement (P_{DC}/P_t) est important. Par conséquent, τ est très critique pour le dimensionnement des antennes.

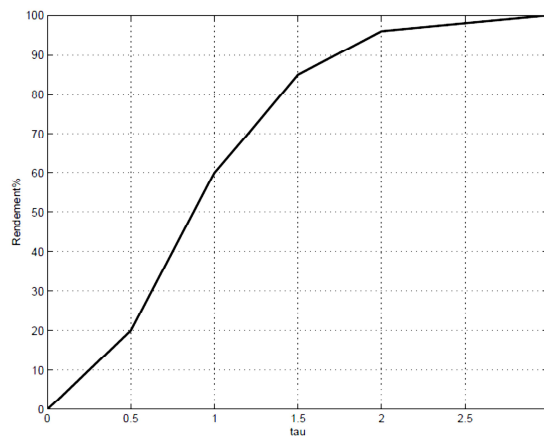


Figure 1.2 – Rendement de transmission en fonction de τ [1].

Dans ce travail, nous nous intéresserons uniquement à l'étude de la partie réception, celle-ci pouvant avoir plusieurs topologies.

I.2.3 Structure de base d'une rectenna

L'élément fondamental d'un système de récupération d'énergie sans fil est la rectenna "rectifying antenna". Une rectenna est composée essentiellement d'une antenne réceptrice suivie d'un circuit de redressement qui convertit l'énergie micro-onde en une énergie continue DC. Généralement, les rectennas sont conçues en technologie imprimée, et cela pour des raisons de coût, de compatibilité et de facilité de réalisation [14], [15], [16], [17], [18], [19], [20],[21]. Le schéma bloc d'une rectenna classique est montré sur la figure 1.3 ci-dessous.

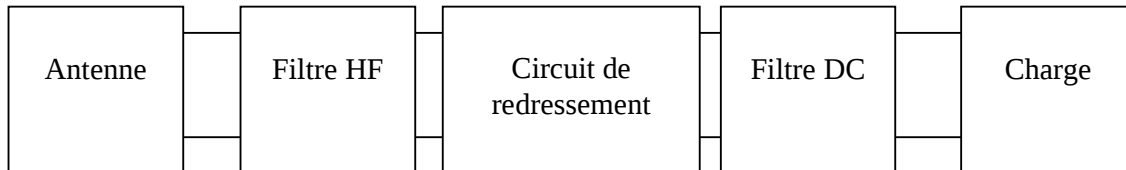


Figure 1.3 – Schéma bloc d'une rectenna.

Pour la partie antenne, des dipôles et des patches à polarisation circulaire et à gain élevé sont les plus utilisés. La polarisation circulaire est une caractéristique très importante dans la conception des rectennas, elle permet de garder une tension DC pratiquement inchangée avec la rotation du récepteur (rectenna) ou de l'émetteur [16], [18], [19], [20], [21].

Pour le circuit de redressement, différentes configurations peuvent être utilisées pour convertir l'énergie RF en énergie DC, comme les ponts et les demi-ponts de diodes, ainsi que les diodes série et shunt. Les diodes Schottky sont néanmoins les plus utilisées dans ce type d'applications [19].

Le filtre d'entrée HF est un filtre passe-bas à double fonction. Il assure d'une part la rejection des harmoniques créées par le circuit de redressement (qui est un circuit non linéaire), et l'adaptation de l'antenne au circuit de redressement d'autre part [14], [15], [22]. Ce filtre HF peut être directement intégré dans l'antenne de réception, pour obtenir ce qu'on appelle une antenne à rejection d'harmoniques [23], [24]. Ce type d'antennes est notamment intéressant du fait qu'il réduit les dimensions de la rectenna ainsi que son coût.

Le filtre de sortie DC est un filtre passe-bas comprenant une capacité en parallèle avec la charge. Ce filtre laisse passer la puissance DC et bloque l'énergie RF. La distance entre la diode et la capacité de sortie est utilisée pour ajuster la capacitance de la diode, ce qui est nécessaire pour maximiser l'efficacité de la diode.

I.3 Circuit de conversion

I.3.1 Diode Schottky

Le circuit de redressement est basé sur une ou plusieurs diodes Schottky, il utilise une jonction métal/semi-conducteur à la place d'une jonction PN comme pour les diodes conventionnelles. Pour une polarisation directe (d'environ 1mA), les diodes Schottky ont une tension de seuil qui se situe dans la gamme de 0.15V à 0.45V. Ils possèdent un temps de transition faible, ce qui les rend rapide en commutation. La diode Schottky que nous avons utilisée est optimisée pour fonctionner entre 915 MHz et 5.8 GHz [25], son modèle électrique équivalent est montré dans la figure 1.4 ci-dessous.

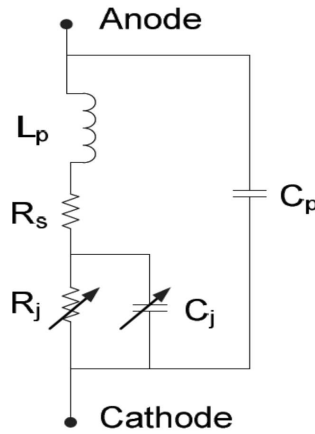


Figure 1.4 – Modèle électrique équivalent d'une diode Schottky.

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

$$I_d = I_s \left(e^{\left(\frac{q}{N.K.T} \times V_d \right)} - 1 \right)$$

où:

N: coefficient d'émission;

q: charge de l'électron ($1.6 \times 10^{-19} C$);

T: température du circuit ($^{\circ}K$);

K: constante de Boltzmann ($1.380662 \times 10^{-23} JK^{-1}$);

V_d : tension aux bornes de la diode.

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

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

C_{j0} : Capacité de jonction à polarisation nulle (pF);

P_b : Potentiel de jonction (V);

M : Coefficient de variation de jonction;

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

$$C_d = tt \times \frac{I_s \cdot q}{N \cdot k \cdot T} \times e^{\frac{q}{N \cdot k \cdot T} V_d}$$

où tt est le temps de transit.

I.3.2 Topologie série

Dans cette configuration donnée par la figure 1.5, la diode est connectée en série entre le circuit d'adaptation et le filtre de sortie [26], [27], [28].

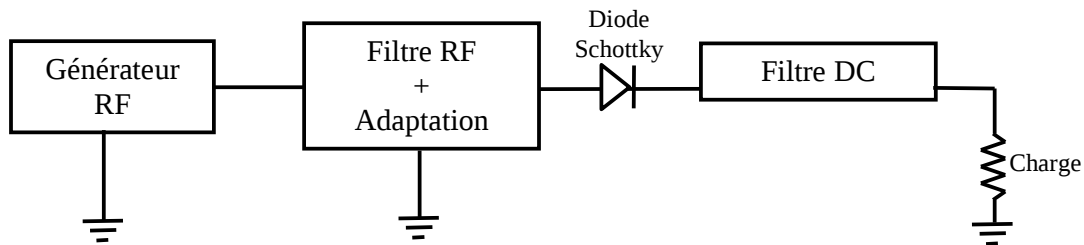


Figure 1.5 – Schéma synoptique de la topologie série.

L'avantage de cette topologie est principalement lié à sa réalisation et sa conception. Elle est mieux adaptée aux lignes micro-rubans. En outre, la caractérisation et la modélisation de la diode en série sont plus aisées que celles en parallèle.

I.3.3 Topologie parallèle

Dans cette configuration, la diode est placée en parallèle entre les deux filtres HF et DC, avec l'anode ou la cathode connectée au plan de masse [23], [29], [30], [31], [32]. La diode se retrouve par conséquent polarisée par la tension DC générée.

La figure 1.6 montre le schéma bloc de cette topologie parallèle.

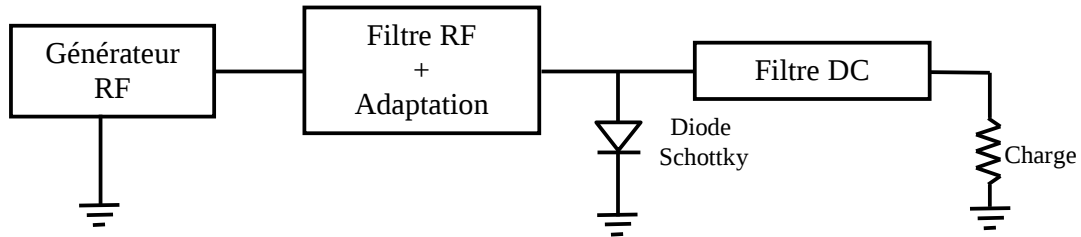


Figure 1.6 – Schéma synoptique de la topologie parallèle.

I.3.4 Topologie doubleur de tension

Le doubleur de tension comporte une capacité série et deux diodes Schottky. Dans cette topologie et en fonctionnement DC, les deux diodes se retrouvent en série avec la charge, et la tension de sortie peut par conséquent être doublée [24], [33] (figure 1.7).

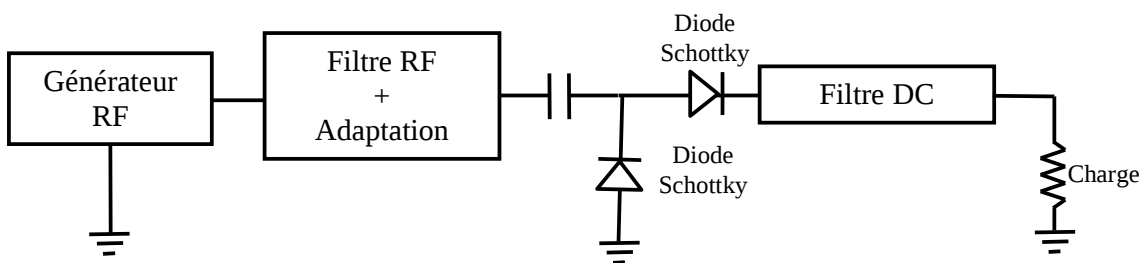


Figure 1.7 – Schéma synoptique de la topologie doubleur de tension.

La détection du rendement des deux diodes permet d'avoir un détecteur avec une sensibilité double de la tension habituelle.

I.3.5 Topologie en pont de diodes modifié

Dans cette topologie, le circuit de conversion est sous forme d'un pont de diode modifié à 4 diodes. Le circuit en technologie micro-ruban [34].

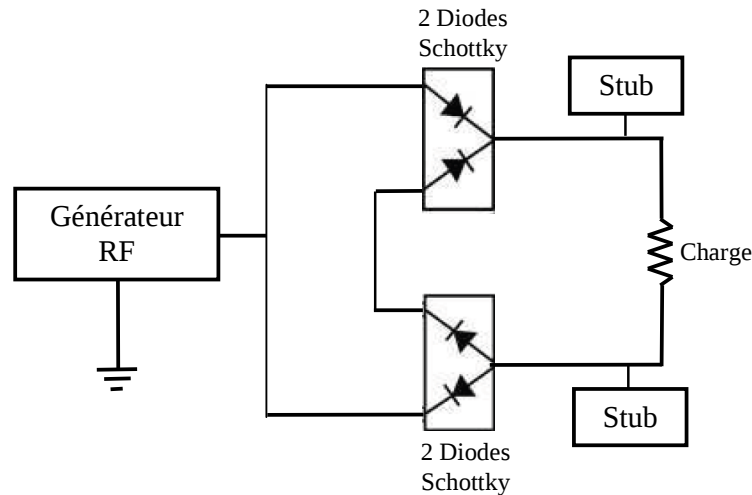


Figure 1.8 – Schéma synoptique de la topologie en pont de diodes modifié.

I.4 Les antennes imprimées

I.4.1 Structure micro-ruban

La technique des circuits imprimés, qui a révolutionné le domaine de l'électronique, s'est peu à peu étendue à celui des hyperfréquences. Elle y a d'abord été employée pour réaliser des lignes de transmission, des circuits et un peu plus tard des antennes [35]. Un circuit imprimé est formé d'un substrat mince en matériau isolant (diélectrique) sur lequel sont déposées de fines couches métalliques. En hyperfréquences, il est usuel de métalliser tout un côté du substrat (plan de masse), tandis que l'autre côté n'est que partiellement recouvert de métal (conducteur supérieur). Nous parlons alors de structure micro-ruban (figure 1.9).

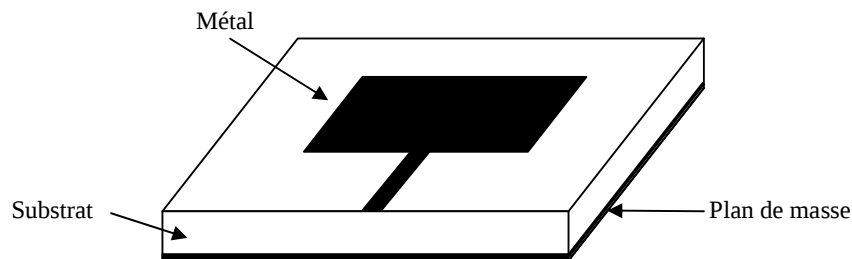


Figure 1.9 – Structure d'antenne micro-ruban.

La faible épaisseur des substrats est un atout majeur pour les antennes qui sont destinées aux applications aérospatiales. De plus, comme certains substrats sont flexibles, il est envisageable de plaquer ces antennes sur la surface externe d'un satellite ou d'un avion. On parle alors d'antennes conformées [36], [37].

L'emploi de masques et de techniques photolithographies ou mécaniques permet de reproduire en grand nombre des pièces pratiquement identiques. Pour les antennes, on peut ainsi assembler des éléments rayonnants pour former des réseaux. Cette propriété de duplication est aussi attrayante pour la production en grande série d'antennes destinées à la réception directe de télévision par satellite [38], [39]. Leur faible encombrement et leur poids réduit font également de ces antennes des bonnes candidates pour les applications nécessitant des petites antennes comme les systèmes de communication courte distance par exemple [40]. Pour ce type d'application, l'encombrement de l'antenne est un facteur plus important que le gain.

Ces divers avantages sont assortis d'inconvénients non négligeables. Les substrats utilisés pour la conception d'antennes micro-rubans (appelées aussi antennes imprimées ou antennes patches) sont à pertes. Il en résulte une perte de rendement car les lignes de champs se concentrent dans le substrat diélectrique qui se caractérise par sa tangente de pertes. Les pertes dans le métal sont une source de problème pour les applications très hautes fréquences. La présence d'ondes de surface peut produire des couplages parasites entre éléments, ce qui rend difficile le contrôle des lobes secondaires d'une antenne réseau. Comme on fait le plus souvent usage de structures résonnantes, la bande passante obtenue n'est que de quelques pourcents. Pour l'élargir, il faut combiner plusieurs résonances. Il est important de noter également que la réalisation d'antennes patches à grande pureté de polarisation n'est pas une opération facile à mettre en œuvre.

I.4.2 Les antennes patches

Pour comprendre comment fonctionne une antenne patch, considérons la coupe donnée sur la figure 1.10. Au point **a** du conducteur supérieur, on considère une source ponctuelle (densité de courant de surface) qui rayonne dans toutes les directions, une partie du signal émis est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains des rayons aboutissent sur l'arrête du conducteur (point **b**) qui les diffracte.

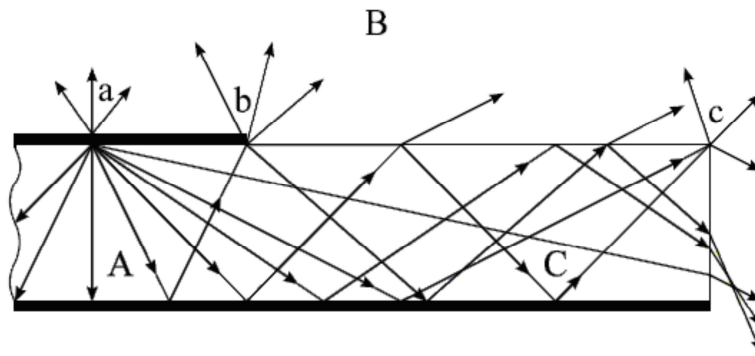


Figure 1.10 – Trajectoires des rayons dans une antenne patch.

Cette figure peut être divisée en trois régions distinctes:

A. Dans le substrat, entre les deux plans conducteurs, les rayons sont les plus concentrés. Le champ électromagnétique s'accumule dans cette région de l'espace. Cette propriété est très utile pour la propagation du signal le long d'une ligne micro-ruban.

B. Dans l'air, au-dessus du substrat, le signal se disperse librement dans l'espace et contribue au rayonnement de l'antenne. Comme les courants de surface circulent surtout sur la face inférieure du conducteur supérieur (côté diélectrique), le rayonnement est surtout émis par le voisinage immédiat des arêtes. Certains modèles simplifiés mettent à profit cette constatation: ils considèrent le rayonnement d'un ensemble de fentes fictives situées sur le pourtour de l'antenne.

C. Certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Il s'agit du mécanisme de la réflexion totale dont font usage les fibres optiques. Une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique, ne contribuant pas directement au rayonnement de l'antenne. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat (point c), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite. Dans le cas d'une antenne en réseau, l'onde de surface crée un couplage entre les éléments du réseau. Le diagramme de rayonnement de l'antenne peut être perturbé par la présence d'onde de surface, notamment au niveau de lobes secondaires.

La méthode des rayons, empruntée à l'optique géométrique, donne une illustration simple des phénomènes dont l'antenne patch est le siège. Elle n'est en revanche pas utilisable pour leurs calculs, les dimensions de l'antenne étant de l'ordre de la longueur d'onde.

I.4.3 Techniques d'excitation d'une antenne patch micro-ruban

I.4.3.1 Introduction

L'antenne patch micro-ruban peut être alimentée par plusieurs techniques qui peuvent être classées en deux catégories: avec contact et sans contact. Dans la première technique, la puissance RF est alimentée directement au patch rayonnant en utilisant un élément de liaison comme une ligne micro-ruban. Dans la deuxième technique, un couplage de champ électromagnétique est fait pour le transfert de puissance entre la ligne micro-ruban et le patch rayonnant. Les quatre techniques d'alimentations les plus utilisées sont la ligne micro-ruban, la sonde coaxiale, le couplage par fente et le couplage par proximité.

I.4.3.2 Alimentation par ligne micro-ruban

Dans ce type de technique d'alimentation, une ligne micro-ruban est reliée directement au bord du pavé micro-ruban comme le montre la figure 1.11. La largeur de la ligne ajustera l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation. En effet, cette technique d'alimentation présente un avantage puisque l'antenne et le circuit d'alimentation sont gravés sur le même substrat. Le but de l'encoche gravée sur le patch est de faire correspondre l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation à l'impédance d'entrée du patch sans avoir besoin d'éléments supplémentaires. Ceci est réalisé en contrôlant la bonne profondeur de l'encoche.

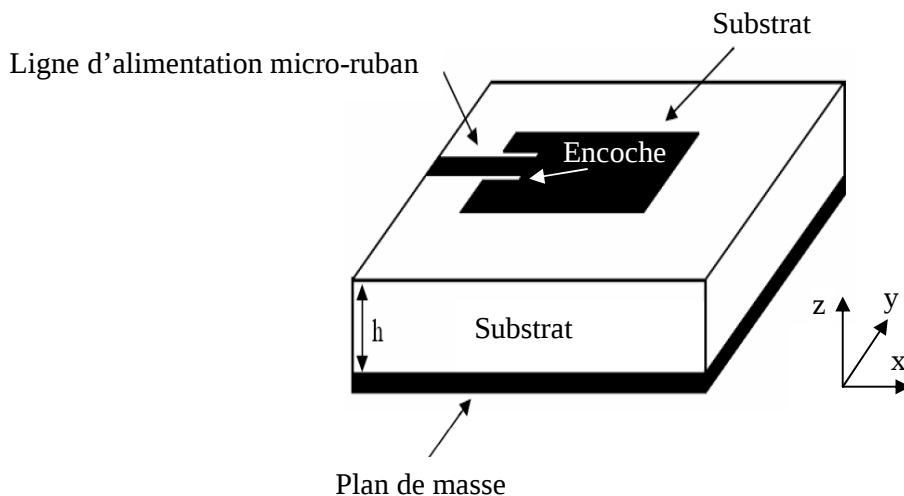


Figure 1.11 – Alimentation par ligne micro-ruban d'une antenne patch.

Il s'agit donc d'une technique d'alimentation relativement simple car elle offre une facilité de fabrication, une simplicité de modélisation et une bonne adaptation d'impédance. Cependant, en raison de l'augmentation possible de l'épaisseur du substrat diélectrique utilisé, les ondes de surface

et le rayonnement parasite de l'alimentation augmentent aussi, ce qui a pour effet la dégradation de la bande passante de l'antenne [41]. En outre, le rayonnement parasite de l'alimentation donne lieu à un rayonnement indésirable dû à la polarisation croisée.

I.4.3.3 Alimentation par sonde coaxiale

L'alimentation par sonde coaxiale est une technique très couramment utilisée pour l'alimentation des antennes patchs micro-rubans. Comme le montre la figure 1.12, le conducteur interne du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique pour être soudé au patch, tandis que le conducteur extérieur est relié au plan de masse. Le principal avantage de ce type d'alimentation est la possibilité de placer la sonde coaxiale à n'importe quel endroit à l'intérieur du patch afin de rechercher l'adaptation. Cette méthode d'alimentation est simple à concevoir.

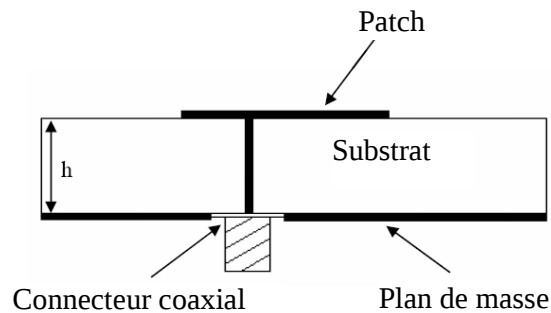


Figure 1.12 – Alimentation par sonde coaxiale d'une antenne patch.

I.4.3.4 Alimentation par couplage par fente

Dans ce type de technique d'alimentation, le plan de masse sépare le patch rayonnant et la ligne d'alimentation, figure 1.13. Le couplage entre les deux éléments est obtenu grâce à une fente ou une ouverture dans le plan de masse. La fente de couplage est généralement centrée sous le patch entraînant ainsi une baisse de polarisation croisée à cause de la symétrie de la configuration. Le couplage entre la ligne d'alimentation et le patch est déterminé par la forme, la taille et l'emplacement de l'ouverture ou de la fente. Dans cette technique d'alimentation, le rayonnement parasite est réduit au minimum.

En règle générale, afin d'optimiser le rayonnement du patch, une constante diélectrique élevée est utilisée pour le substrat inférieur, tandis qu'une épaisseur plus grande et une constante diélectrique faible sont utilisées pour le substrat supérieur [41]. L'inconvénient majeur de cette configuration réside dans la difficulté de fabrication due à la présence de plusieurs couches, ce qui a pour effet d'augmenter l'encombrement de l'antenne et le coût.

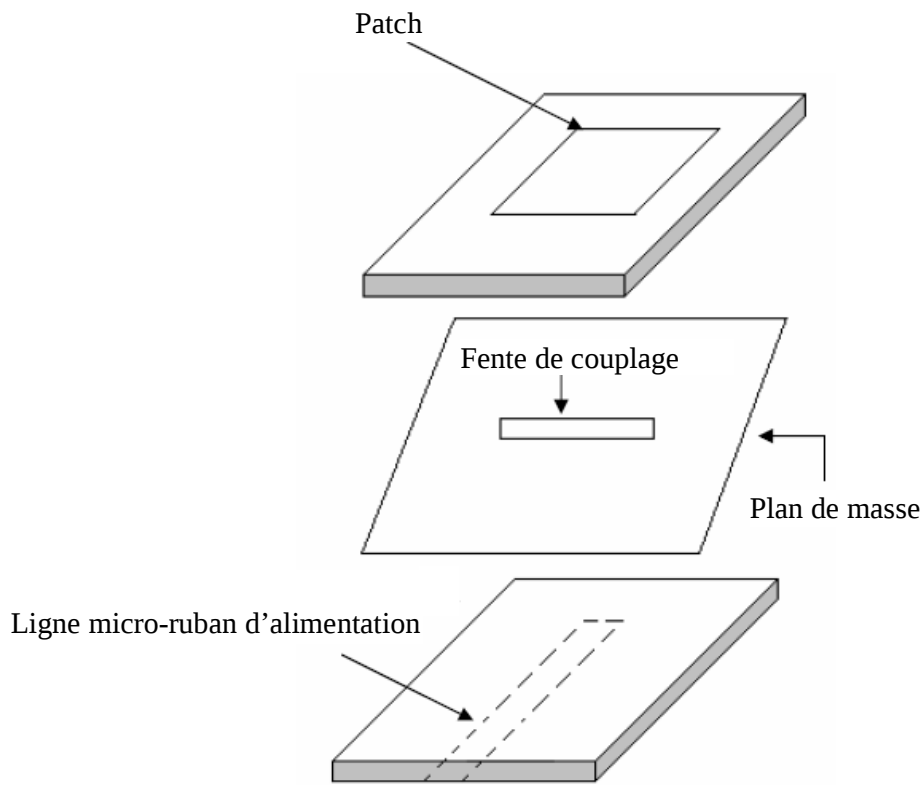


Figure 1.13 – Alimentation par couplage par fente.

I.4.3.5 Alimentation par couplage par proximité

Il s'agit en fait d'une technique d'alimentation par couplage électromagnétique. Comme le montre la figure 1.14, deux substrats diélectriques sont utilisés de sorte que la ligne d'alimentation se situe entre les deux substrats, tandis que le patch se retrouve au dessus du substrat supérieur. Le principal avantage de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine le rayonnement parasite de l'alimentation et fournit une bande passante élevée due à l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne [41]. Ce système offre aussi le choix entre deux milieux diélectriques, l'un pour le patch et l'autre pour la ligne d'alimentation afin d'optimiser les performances de l'antenne. L'adaptation peut être obtenue en contrôlant la profondeur de la ligne d'alimentation sous le patch et la largeur du patch. L'inconvénient majeur de ce type d'alimentation est la difficulté de fabrication due à la superposition de deux couches diélectriques, et donc l'imprécision au niveau de l'alignement des couches. Notons enfin qu'il y a une augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne et du coût.

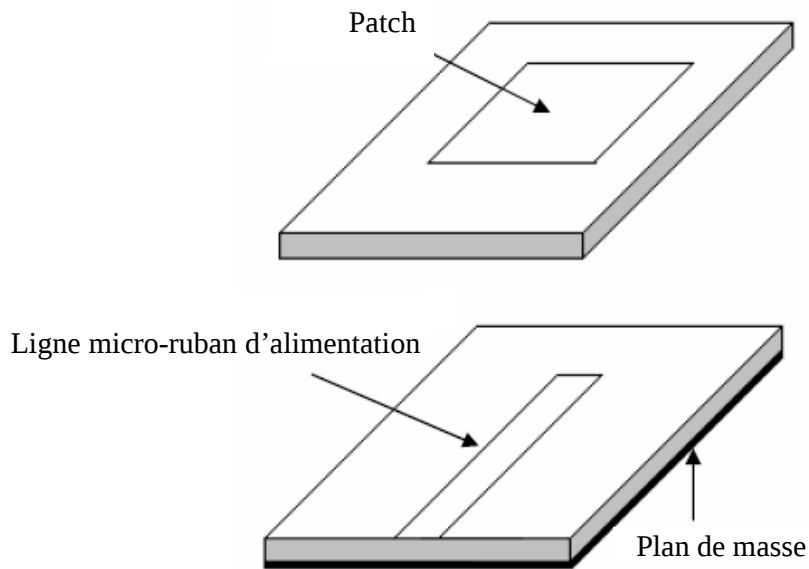


Figure 1.14 – Alimentation par couplage par proximité.

I.5. Quelques travaux sur la conception et la réalisation des rectennas utilisant des antennes patches

I.5.1 Rectenna avec une antenne micro-ruban à rejection d'harmoniques

La figure 1.15 montre le schéma d'une rectenna en topologie parallèle connectée à un patch circulaire à la fréquence 2.4 GHz. La rectenna, gravée sur le RT/ Duroid 5870, utilise une diode Schottky HSMS 2820 pour le circuit de redressement. Cette rectenna développée par J. Y. Park est capable d'éliminer les harmoniques générées par la diode avec la forme spécifique de l'antenne [23]. Son rendement de conversion est de 77.8% pour une charge de 150 Ω .

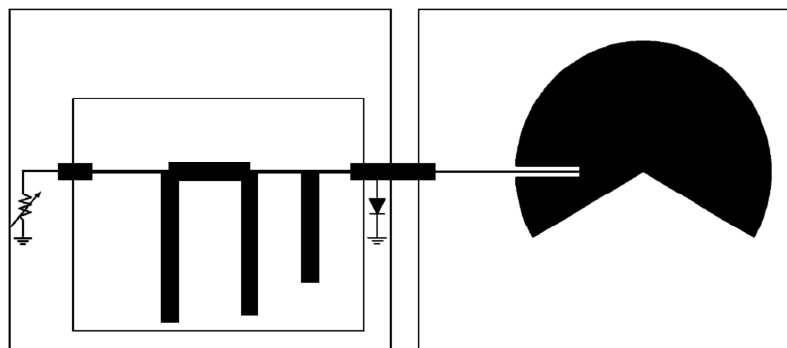


Figure 1.15 – Rectenna avec une simple antenne micro-ruban.

I.5.2 Rectenna à double fréquence à polarisation circulaire

La figure 1.16 présente une rectenna conçue par Jouko Heikkinen [43] et travaillant à deux fréquences 2.45 GHz et 5.8 GHz. Cette rectenna se compose de deux fentes en anneaux formant l'élément rayonnant, et de deux circuits de redressement gravés de l'autre côté du substrat.

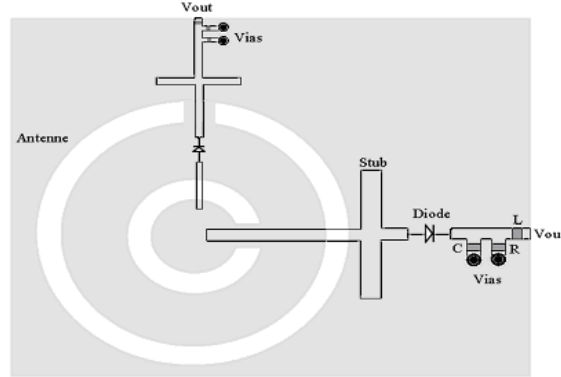


Figure 1.16 – Rectenna à double fréquence.

La différence de dimensions sur les fentes en anneaux et les lignes et leurs positions orthogonales font que la rectenna possède deux fréquences de travail et que l'antenne génère une polarisation circulaire. La rectenna est réalisée sur un substrat RO4232, une tension DC de sortie de 2V et de 1V sont respectivement obtenues aux 2 fréquences 2.45 GHz et 5.8 GHz. Les rendements de conversion pour les deux fréquences sont respectivement 62% et 19%.

I.5.3 Rectenna à double diode

Dans ce travail, une nouvelle structure de rectenna à polarisation circulaire était présentée par Yu-Jiun Ren [44] dont le circuit comporte une ou deux diodes, figure 1.17. La rectenna se compose d'une ligne coplanaire, d'une antenne carrée tronquée et d'un filtre passe-bande pour bloquer les harmoniques générées par le circuit de conversion.

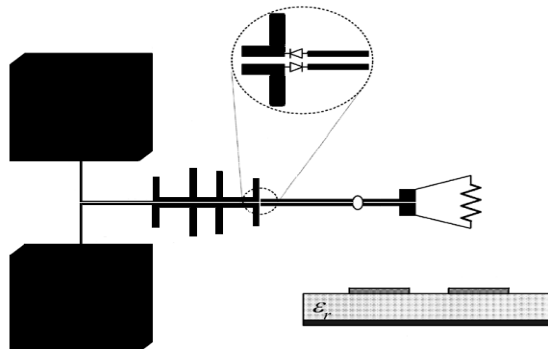


Figure 1.17 – Rectenna à double diode.

La rectenna est imprimée sur un substrat Rogers Duroid 5880, elle peut fournir au moins deux fois la tension continue de sortie qu'une rectenna traditionnelle avec seulement une diode. Le dispositif à double diode atteint un rendement de conversion RF-DC de 76% à 5.8 GHz. Une structure en réseau a été développée de façon à fournir une tension de sortie plus élevée.

I.6 Problématique

En ce qui concerne la partie réception et malgré plusieurs travaux menés et validés par de nombreux résultats [45], [46] et [47], d'autres pistes de recherches concernant l'optimisation des systèmes de redressement restent encore à explorer et à développer, en particulier :

- L'optimisation de la rectenna complète sous un même environnement de simulation;
- Le choix de la structure d'antenne la plus appropriée et du type de polarisation pour une efficacité d'antenne optimisée;
- La modélisation exacte du redresseur (diode Schottky) pour plusieurs puissances RF;
- Avoir une structure la plus compacte possible pour application dans les systèmes de communications mobiles.

C'est pourquoi, nous aborderons au travers des chapitres suivants ces différentes pistes de recherches en confrontant à chaque étape de modélisation les résultats de simulation obtenus avec les résultats de mesures effectuées.

I.7 Conclusion

Nous avons rappelé dans ce chapitre les principales topologies des circuits de conversion et les antennes patchs utilisées en tant qu'élément de captation du champ électromagnétique. Nous avons également présenté quelques travaux sur les rectennas. Celles-ci utilisent des antennes patch à double fréquence, à polarisation circulaire et intégrant une ou deux diodes. Dans les chapitres suivants, nous montrerons que notre contribution portera sur les systèmes de récupération d'énergie RF qui comporteront des éléments actifs (diode Schottky) utilisant la technologie micro-ruban. Nous indiquerons que la technique d'alimentation par couplage par fente est la solution la plus appropriée pour notre application. En effet, avec ce type d'alimentation, nous pouvons facilement réduire l'interférence de rayonnement entre l'élément rayonnant et l'élément actif.

I.8 Références bibliographiques

- [1] W.C. Brown, "The history of power transmission by radio waves", IEEE transaction on microwave theory and technique, Vol MTT-32, N9, pp. 1230-1242, Sept. 1984.
- [2] W. C. Brown and E.E Eves, "Beamed Microwave power transmission and its applications to space", IEEE transaction on microwave theory and technique, Vol. 40. No.6, pp. 197-200, June 1992.
- [3] W.C. Brown, "Experiments Involving a Microwave Beam to Power and Position a helicopter", IEEE transactions on aerospace and electronic systems, Vol.AES-5, No.5, pp.4583-4585, 1964.
- [4] W.C. Brown and J. F. Triner, "Experimental thin-film, etched-circuit rectenna", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Dallas, TX*, pp. 185-187, June 1982.
- [5] T.W. Yoo and K. Chang, "35 GHz Integrated Circuit Rectifying Antenna with 33% Efficiency", Electronics Letters, vol. 27, no. 23, Nov. 7, 1991, pp 2117-.2120
- [6] Goubau G. and Schwering F, "On the guided propagation of electromagnetic wave beam", IRE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP9, pp.248-256, 1961.
- [7] Sakamoto H, Washimiya S, "Magnetic coupled power and data transferring system with detachable transformer", IEEE transactions on magnetics, Vol 32, No.5, pp.4983-4985, Sept. 1996.
- [8] Kawamura A, Ishioka K, Hirai J, "Wireless transmission of power and information through one high-frequency resonant AC link inverter for robot manipulator applications", IEEE transaction on industry applications, vol. No.32, pp. 503-508, mai/juin 1996.
- [9] Electronique Hebdo No.237, "L'induction rajeunit le principe de l'éclairage public", p.38, Oct. 1996.
- [10] Lan Sun Luk J. D, Celeste A, Romanacce P, Chane Kuang Sang L, Gatina J. C, "Point to point wireless power transportation in Reunion Island", Equipe ACTES, Congrès IAF97, Turin, Oct. 1997.

- [11] Chane Kuang Sang L, "Stratégie de contrôle hybride d'un magnétron verrouillé par injection pour un Transport d'Energie Sans Fil par Onde Hyperfréquence", Thèse soutenue à l'Université de la Réunion, Faculté des Sciences et Technologies, 2002.
- [12] Goubau G, Schwering F, "On the guided propagation of electromagnetic wave beams" *IRE Transactions Antennas and Propagation*. Vol. AP-9, pp248-258, May 1961.
- [13] H. Kogelnik and T. Li, "Laser Beams and Resonators", *Applied Optics*, Vol. 5, Issue.10, pp. 1550-1567, Oct. 1966.
- [14] J. A. G. Akkermans, M. C. van Beurden, G. J. N. Doodeman, and H. J. Visser "Analytical Models for Low-Power Rectenna Design", *IEEE Antenna and Wireless Propagation letters*, Vol 4, pp 187-190, 2005.
- [15] Jamal Zbitou, Mohamed Latrach and Serge Toutain, "Hybrid Rectenna and Monolithic Integrated Zero-Bias Microwave Rectifier", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, NO.1, pp 147-152, January 2006.
- [16] Yu-Jiun Ren and Kai Chang, "5.8-GHz Circularly Polarized Dual-Diode Rectenna and Rectenna Array for Microwave Power Transmission", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, No. 4, pp 1495-1502, April 2006.
- [17] James O. McSpadden, Lu Fan, and Kai Chang "Design and Experiments of a High Conversion-Efficiency 5.8-GHz Rectenna", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 46, No. 12, pp 2053-2060, December 1998.
- [18] Berndie Strassner and Kai Chang, "Highly Efficient C-Band Circularly Polarized Rectifying Antenna Array for Wireless Microwave Power Transmission", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No. 6, pp 1347-1356, June 2003.
- [19] Berndie Strassner and Kai Chang, "5.8 GHz Circularly Polarized Dual-Rhombic-Loop Traveling-Wave Rectifying Antenna for Low Power-Density Wireless Power Transmission Applications", *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, Vol. 51, No. 5, pp 1548-1553, May 2003.

- [20] Berndie Strassner and Kai Chang, "5.8-GHz Circularly Polarized Rectifying Antenna for Wireless Microwave Power Transmission", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 50, No. 8, pp 1870–1876, August 2002.
- [21] Hu Hao and Kong Li, "A Novel 5.8 GHz Circularly Polarized Rectenna for Microwave Power Transmission", *Antennas, Propagation and EM Theory, ISAPE 2008. 8th International Symposium*.
- [22] Alexandre Douyère, "Méthodologie de synthèse et d'optimisation de radiopile bornée à un domaine de fonctionnement", *Thèse soutenue à l'Université de la Réunion, 2008*.
- [23] Ji-Yong Park, Sang-Min Han and Tatsuo Itoh, "A Rectenna Design with Harmonic-Rejecting Circular-Sector Antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, pp 52–54, 2004.
- [24] T.-C. Yo, C.-M. Lee, C.-M. Hsu and C.-H. Luo, "Compact Circularly Polarized Rectenna With Unbalanced Circular Slots", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 3, March 2008, pp 882–886.
- [25] Hewlett Packard, Technical data, "Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes".
http://www.hp.woodshot.com/hprfhhelp/4_downld/products/diodes/hsms2850.pdf
- [26] J. Zbitou, M. Latrach and S. Toutain, "Hybrid Rectenna and Monolithic Integrated Zero-Bias Microwave Rectifier", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, Jan. 2006, pp 147–152.
- [27] A. Douyere, J.D. Lan Sun Luk and F. Alicalapa, "High efficiency microwave rectenna circuit: modelling and design", *Electronics Letters*, vol. 44, no. 24, Nov. 20, 2008.
- [28] J.A.G. Akkermans, M.C. van Beurden, G. J. N. Doodeman, and H. J. Visser, "Analytical models for low-power rectenna design", *IEEE Antennas Wireless Propag. Letters*, vol. 4, 2005, pp 187–190.

- [29] Y.-J Ren and K. Chang, "5.8-GHz Circularly Polarized Dual-Diode Rectenna and Rectenna Array for Microwave Power Transmission", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, April 2006, pp 1495–1502.
- [30] Y.-J. Ren, M.F. Farooqui and K. Chang, "A Compact Dual-Frequency Rectifying Antenna With High-Orders Harmonic-Rejection", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 7, July 2007, pp 2110–2113.
- [31] B. Strassner and K. Chang, "5.8-GHz Circularly Polarized Dual-Rhombic-Loop Traveling-Wave Rectifying Antenna for Low Power-Density Wireless Power Transmission Applications", *IEEE Trans. On Microw. Theory and Techniques*, vol. 51, no. 5, May 2003, pp 1548–1553.
- [32] Y.-H. Suh and K. Chang, "A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45 and 5.8 GHz wireless power transmission", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 7, Jul. 2002, pp 1784–1789.
- [33] A. Costanzo, F. Donzelli, D. Masotti and V. Rizzoli, "Rigorous Design of RF Multiresonator Power Harvesters", *European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2010, Barcelona, Spain, April 12–16, 2010*.
- [34] H. Takhedmit, B. Merabet, L. Cirio, B. Allard, F. Costa, C. Vollaie and O. Picon, "A 2.45 GHz Low Cost and Efficient Rectenna", *4th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2010, 12-16 April, Barcelona*.
- [35] J.Q. Howell, "Microstrip Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 23, No.1, pp. 90–93, January 1975.
- [36] R.E. Munson, "Conformed Microstrip Antennas and Microstrip Phased Array", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 22, N° 1, pp. 74–78, January 1974.
- [37] G.G. Sanford, "Conformal Microstrip Phased Array for Aircraft Tests with ATS-6", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 26, No. 5, September 1978, pp. 642–646.

- [38] L. Bekraoui, "Low Cost Broadband Microstrip Antenna for Satellite-TV Reception", *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, July 1999, pp. 916–919.
- [39] M. Fujita, K. Takano, S. Tanaka, Y. Utumi, T. Murata, "Experimental Results on Multibeam Receiving Antenna for Satellite Broadcasting", *Proc. of IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology*, Dana Point, California, 21–25 May 2000, pp. 117–120.
- [40] M.A. Kossel, H. Benedickter, W. Bächtolt, R. Küng, J. Hansen, "Circularly polarized, Aperture-coupled Patch Antennas for a 2.4 GHz RFID System", *Microwave Journal*, Vol. 42, No. 11, November 1999, pp. 20–44.
- [41] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", *John Wiley & Sons, Inc., Third Edition*, 2005.
- [42] Ramesh Garg, "Microstrip antenna design handbook", *Artech House*, 2001, 845 pages.
- [43] Jouko Heikkine and Markku Kivikoski, "A Novel Dual-Frequency Circularly Polarized Rectenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 2, pp.330–333, 2003.
- [44] Yu-Jiun Ren and Kai Chang, "5.8-GHz Circularly Polarized Dual-Diode Rectenna and Rectenna Array for Microwave Power Transmission", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp 1495–1502, April 2006.
- [45] Larry W. E. and Abdur R. K, "A compact Dual-Polarized 8.51GHz Rectenna for High-Voltage (50V) Actuator Applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, N°1, pp 111–120, January 2000.
- [46] James O. Mc S. and Richard M. D, "A Novel Oscillating Rectenna for Wireless Microwave Power Transmission", *IEE MTT-S*, pp 1161–1163, 1998.
- [47] Heikkinen J. and Kivikoski M, "Performance and Efficiency of the Planar Rectennas for Short-Range Wireless Power Transfer at 2.45GHz", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 31, No.2, pp 86–91, Oct. 2001.

Chapitre II

Modélisation globale et optimisation des circuits micro-ondes actifs non linéaires par la méthode itérative : Application aux rectennas.

II.1 Introduction

La simulation des circuits micro-ondes devient, de plus en plus, une étape clé de leur conception. En effet, le coût élevé des technologies et le temps mis œuvre pour la réalisation d'une fonction de l'électronique analogique (oscillation, mélange, déphasage, commutation, amplification, balayage de fréquence, ...) rendent impossible l'approche classique qui consiste à tester plusieurs maquettes d'essai pour y apporter les améliorations nécessaires. Le concepteur doit disposer d'un outil de simulation pour prévoir les performances d'un composant ou d'un circuit fonctionnant sous différentes conditions.

Depuis plusieurs années, les chercheurs se sont penchés sur l'élaboration des logiciels de CAO permettant la simulation de différents circuits actifs opérant dans le domaine des micro-ondes. L'élaboration d'un logiciel performant répondant aux besoins des concepteurs passe forcément par :

- Le développement des modèles permettant de simuler les caractéristiques du circuit dans différents modes de fonctionnement;
- L'élaboration des techniques d'extraction des paramètres de ces modèles;
- La maîtrise des méthodes de calcul permettant de résoudre les équations décrivant le comportement du système étudié.

Plusieurs méthodes numériques ont été développées pour modéliser et étudier des circuits micro-ondes en technologie micro-ruban à savoir les méthodes intégrales et différentielles. Face à la complexité de ces circuits, ces méthodes ont été réajustées pour la mise en œuvre d'une approche itérative en ondes transverses. De nombreuses études ont été menées avec cette approche pour étudier des circuits planaires simples ou multicouches de forme arbitraires et comportant des éléments passifs et des circuits planaires intégrant des éléments actifs (diode, transistor).

C'est dans ce contexte et dans le but de répondre aux nouveaux besoins de la modélisation des circuits planaires intégrant des éléments actifs que se situe notre travail de recherche. Notre approche portera ainsi sur la modélisation globale d'une rectenna qui contient un élément non linéaire (diode Schottky). Nous introduisons une nouvelle mise en équation de la méthode itérative pour étudier des circuits micro-ondes actifs.

La méthode itérative notée "WCIP" (Wave Concept Iterative Process) est une méthode intégrale basée sur le concept d'onde, pour la résolution des problèmes de diffraction électromagnétique et l'analyse des circuits planaires. Elle fait appel à la transformée de Fourier Rapide en Mode (FMT) (Annexe B). Cette méthode repose sur la manipulation des ondes incidentes et réfléchies au lieu du champ électromagnétique [1], [2], [3], [4], [5]. Ainsi, la méthode définit deux opérateurs, un dans le domaine spatial et l'autre dans le domaine spectral. Elle est différente des autres méthodes intégrales (Méthodes des moments, Méthode de Galerkin,...), différentielles (F.D.T.D) [6-7], et à élément finis, et ne fait usage ni du produit scalaire, ni d'inversion matricielle. Appliquée en espace guidé, elle permet de définir l'impédance vue par la source d'un guide d'onde rectangulaire comportant des discontinuités métalliques.

II.2 Développement de la méthode

II.2.1 Formulation des conditions aux limites

Considérons un plan d'interface (P) (figure 2.1). Ce plan est partiellement métallisé et contient une source de champ (électrique ou magnétique).

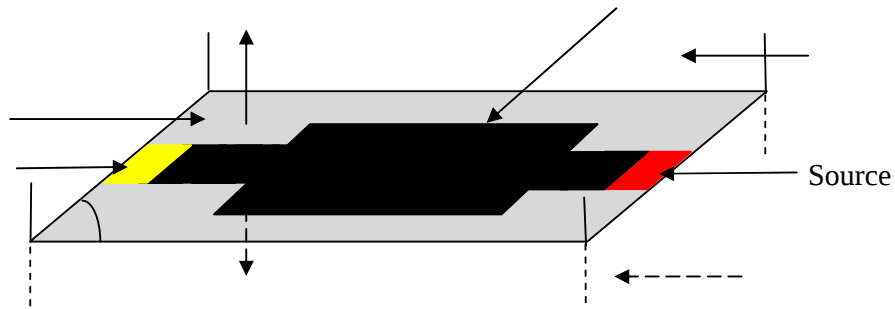


Figure 2.1 – Domaine de résolution des conditions aux limites.

Sur les différents sous domaines, les conditions de continuité s'écrivent selon l'équation (2.1). Le champ magnétique H est nul sur le diélectrique (D). Le champ électrique E est nul sur le métal (M).

$$\text{Sur le domaine de la source, nous pouvons écrire : } E = E_0 - z_0(n \wedge H) \quad (2.1)$$

où E et H sont les deux composantes du champ électromagnétique.

Dans tout ce qui suit, nous notons la face supérieure du plan (P) par (1) et la face inférieure par (2).

Si nous considérons ces deux faces du plan (P), nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} E_1 = E_2 = 0 & (M) \\ J_1 + J_2 = 0 & (D) \\ E = E_0 - z_0 (J_1 + J_2) & (P) \end{cases} \quad (2.2)$$

J_i est défini par le produit vectoriel suivant: $J_i = n_i \wedge H_i$ où n_i est le vecteur unitaire normal à P_i et orienté du plan P vers l'extérieur (soit vers la région 1 ou 2 en fonction de la région à considérer). De part et d'autre de (P), nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} J_1 = \hat{Y}_1 E_1 \\ J_2 = \hat{Y}_2 E_2 \end{cases} \quad (2.3)$$

où $\hat{Y}_1$ et $\hat{Y}_2$ sont deux opérateurs donnés dans [2].

La traduction des conditions aux limites en termes d'équation d'onde permet d'étendre la formulation du problème aux limites au cas plus complexe des conditions aux limites. Ainsi, les variables ne sont plus les deux composantes du champ électromagnétique, mais une combinaison linéaire de celles-ci.

II.2.2 Le concept d'onde

Soient deux régions distinctes caractérisées par $(\epsilon_{r1}, \mu_1, \sigma_1)$ et $(\epsilon_{r2}, \mu_2, \sigma_2)$ séparées par un plan P d'épaisseur négligeable ($\sigma = \infty$) sur laquelle est imprimé un circuit. Nous définissons les deux plans fictifs P_1 et P_2 , infiniment voisins de plan P , figure 2.2. Ces deux plans symbolisent la séparation entre le domaine spatial et le domaine spectral pour les deux milieux (1) et (2).

En excitant la structure par une source de champ électrique E_0 , on pourra générer les ondes $(B_1^{(0)}$ et $B_2^{(0)})$ de part et d'autre du plan P . Ces ondes seront réfléchies par les moitiés supérieure et inférieure du boîtier pour donner naissance aux ondes $(A_1^{(1)}$ et $A_2^{(1)})$. Ces dernières constituent les ondes incidentes de l'itération suivante. Elles se diffractent sur le plan du circuit donnant naissance aux ondes $(B_1^{(1)}$ et $B_2^{(1)})$. Celles-ci seront à leurs tours réfléchies par les moitiés inférieure et supérieure du boîtier pour donner ensuite des ondes incidentes de la deuxième itération notées $(A_1^{(2)}$ et $A_2^{(2)})$ et ainsi de suite jusqu'à la convergence [8].

Avec $B_i^{(0)} = \frac{E_0}{2\sqrt{Z_{0i}}}$: vecteur d'excitation relative à la source utilisée. L'expression de $B_i^{(0)}$ dépend de la nature de la source.

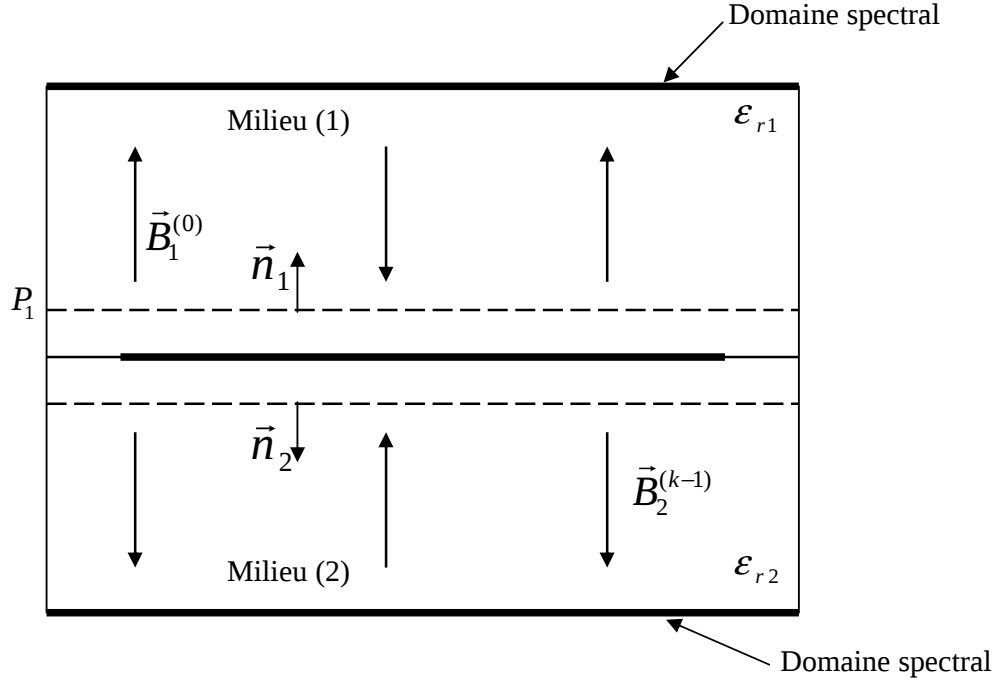


Figure 2.2 – Définition des ondes incidentes et réfléchies.

Les amplitudes de ces ondes incidentes et réfléchies sur l'interface sont exprimées en fonction des champs électriques et de la densité des courants par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} A_i \\ B_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} & \frac{\sqrt{Z_{0i}}}{2} \\ \frac{1}{2\sqrt{Z_{0i}}} & -\frac{\sqrt{Z_{0i}}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_i \\ J_i \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

A_i et B_i sont respectivement les ondes incidentes et réfléchies dans le plan P_i (Annexe (A)). Z_{0i} désigne l'impédance d'onde du milieu i , (i est l'indice de milieu ($i=1, 2$)), et a pour expression $Z_{0i} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_i \epsilon_0}}$, cette valeur est calculée à partir du rapport $\frac{|E_i|}{|H_i|}$. Elle est réelle dans le cas particulier où le milieu est sans pertes et elle est complexe dans le cas général de milieu à pertes.

E_i et H_i désignent respectivement le champ magnétique et électrique tangentiels à la surface (P).

Les expressions des grandeurs électromagnétiques sont définies à partir de l'équation (2.5) et se mettent sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} E_i \\ J_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{Z_{0i}} & \sqrt{Z_{0i}} \\ \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} & -\frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_i \\ B_i \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

II.2.3 Opérateur de réflexion dans le domaine spectral

A chaque demi-espace de part et d'autre du plan P, on associe une relation de fermeture donnée par l'équation suivante :

$$J_i = \hat{Y}_i E_i \quad (2.6)$$

$\hat{Y}_i$ est l'opérateur admittance associé au demi-espace entourant la surface (P) du côté du milieu 'i'. Un développement spectral est donné par l'équation (2.7).

$$\hat{Y}_i = \sum_{mn} |f_{mn}^{TE}\rangle Y_{mn,i}^{TE} \langle f_{mn}^{TE}| + \sum_{mn} |f_{mn}^{TM}\rangle Y_{mn,i}^{TM} \langle f_{mn}^{TM}| \quad (2.7)$$

D'après l'équation (2.5) on peut déduire la relation suivante :

$$\begin{cases} E_i = \sqrt{Z_{0i}} B_i + A_i \sqrt{Z_{0i}} \\ J_i = \frac{A_i}{\sqrt{Z_{0i}}} - \frac{B_i}{\sqrt{Z_{0i}}} \end{cases} \quad (2.8)$$

En combinons l'équation (2.8) avec l'équation de relation de fermeture (2.6), on peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{A_i}{\sqrt{Z_{0i}}} - \frac{B_i}{\sqrt{Z_{0i}}} = Y \sqrt{Z_{0i}} (B_i + A_i) \\ A_i \left(\frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} - Y \sqrt{Z_{0i}} \right) = B_i \left(Y \sqrt{Z_{0i}} + \frac{1}{\sqrt{Z_{0i}}} \right) \end{cases} \quad (2.9)$$

La relation entre les ondes incidentes et réfléchies est déduite par l'équation suivante :

$$B_i = \frac{1 - Z_{0i} Y}{1 + Z_{0i} Y} A_i \quad (2.10)$$

Lorsque le guide d'onde est court-circuité à la hauteur h par un plan de masse, l'expression de l'opérateur réflexion est donnée par la relation (2.11) :

$$\begin{cases} \Gamma_i^\alpha = \frac{1 - Z_{0i} Y_{mn,i}^\alpha}{1 + Z_{0i} Y_{mn,i}^\alpha} \frac{\text{Coth}(\gamma_{mn,i} h_i)}{\text{Coth}(\gamma_{mn,i} h_i)} \\ Y_{mn,i}^{\text{TE}} = \frac{\gamma_{mn,i}}{j\omega\epsilon_0\mu_0}, Y_{mn,i}^{\text{TM}} = \frac{j\omega\epsilon_0\mu_0}{\gamma_{mn,i}}, \alpha = \text{TE, TM} \end{cases} \quad (2.11)$$

et si le guide est infini (sans capot), c'est-à-dire la structure est ouverte, l'expression devient :

$$\begin{cases} \Gamma_i^\alpha = \frac{1 - Z_{0i} Y_{mn,i}^\alpha}{1 + Z_{0i} Y_{mn,i}^\alpha} \\ \gamma_{mn,i} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - k_0^2 \epsilon_{ri}} \end{cases} \quad (2.12)$$

k_0 étant le nombre d'ondes dans le vide à la fréquence de travail et $\gamma_{mn,i}$ la constante de propagation dans le milieu i.

m, n : désignant l'indice relatif aux modes ;

a : correspondant à la dimension du circuit suivant l'axe (ox) ;

b : Correspondant à la dimension du circuit suivant l'axe (oy) ;

μ_0 : Permittivité magnétique du vide ;

ϵ_0 : Permittivité électrique du vide ;

ϵ_{ri} : Permittivité relative du milieu i ;

ω : Pulsation angulaire égale à $2\pi.f$.

La relation entre les ondes dans le domaine spectral sera :

$$\begin{pmatrix} B_i^{\text{TE}} \\ B_i^{\text{TM}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Gamma_i^{\text{TE}} & 0 \\ 0 & \Gamma_i^{\text{TM}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_i^{\text{TE}} \\ A_i^{\text{TM}} \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

i = 1,2 est l'indice de milieu, TE et TM : indice des modes.

II.2.4 Opérateur de diffraction dans le domaine spatial

La relation dans le domaine spatial est déterminée par l'opérateur de diffraction qui généralise les conditions aux limites et les conditions de continuité sur les différents domaines constituant l'interface de discontinuité (P) de la structure. Dans ce sens, nous pouvons définir trois opérateurs relatifs aux trois domaines (métal, diélectrique et source).

Pour bien décrire le circuit dans le domaine spatial, nous allons discrétiser l'interface sous forme de pixels et nous introduisons les échelons d'Heaviside, H_m , H_d et H_s sachant que $H_m = 1$ sur le métal et 0 ailleurs, $H_d = 1$ sur le diélectrique et 0 ailleurs, et $H_s = 1$ sur la source et 0 ailleurs.

II.2.4.1 Domaine métallique

Le champ électrique tangentiel de part et d'autre de la discontinuité est nul sur le métal, ce qui s'exprime par :

$$\begin{cases} E_1 = E_2 = 0 \\ J_1 + J_2 = J_0 \end{cases} \quad (2.14)$$

En remplaçant ces grandeurs par leurs expressions données en (2.5), l'égalité précédente devient alors :

$$\sqrt{Z_{01}}(A_1 + B_1) = \sqrt{Z_{02}}(A_2 + B_2) = 0 \quad (2.15)$$

Ce qui permet d'en déduire que:

$$\begin{cases} B_1 = -A_1 \\ B_2 = -A_2 \end{cases} \quad (2.16)$$

Les deux relations précédentes peuvent se mettre sous la forme d'un système matriciel liant les ondes incidentes et les ondes réfléchies au niveau de (P) en fonction de la fonction génératrice de domaine métallique H_m :

$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -H_m & 0 \\ 0 & -H_m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

II.2.4.2 Domaine diélectrique

Les conditions de continuité et les conditions aux limites des champs électromagnétiques transverses sur le domaine diélectrique impliquent que la densité de courant totale est nulle et que le champ électrique de part et d'autre de la discontinuité est identique, d'où la relation :

$$\begin{cases} E_1 = E_2 \\ J_1 + J_2 = 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

En termes d'ondes, les équations du système (2.18) deviennent :

$$\begin{cases} \frac{1}{\sqrt{Z_{01}}}(A_1 - B_1) = -\frac{1}{\sqrt{Z_{02}}}(A_2 - B_2) \\ \sqrt{Z_{01}}(A_1 + B_1) = \sqrt{Z_{02}}(A_2 + B_2) \end{cases} \quad (2.19)$$

Pour satisfaire les propriétés électromagnétiques sur le domaine diélectrique, l'équation (2.15) doit être résolue simultanément afin d'établir le système liant les ondes réfléchies et les ondes incidentes. Ce système est exprimé en fonction de la génératrice diélectrique H_d et les composantes relatives au milieu, il est décrit par les relations suivantes :

$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{n^2-1}{n^2+1}Hd & \frac{2n}{n^2+1}Hd \\ \frac{2n}{n^2+1}Hd & \frac{n^2-1}{n^2+1}Hd \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

$$\text{Avec: } n = \sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}}$$

II.2.4.3 Domaine de la source

a- Cas où la source d'excitation est bilatérale

La relation liant les ondes réfléchies aux ondes incidentes sur le domaine de la source est établie à partir des conditions qui seront définies en considérant deux types d'excitation distinctes. Si la source génère des ondes de part et d'autre de l'interface de discontinuité de telle sorte que les champs soient identiques dans les deux milieux, cette source est appelée source bilatérale. Le schéma électrique équivalent à ce type d'excitation est illustré par la figure 2.3.

L'impédance équivalente de deux milieux prend l'expression suivante :

$$Z_0 = \frac{Z_{01}Z_{02}}{Z_{01} + Z_{02}} \quad (2.21)$$

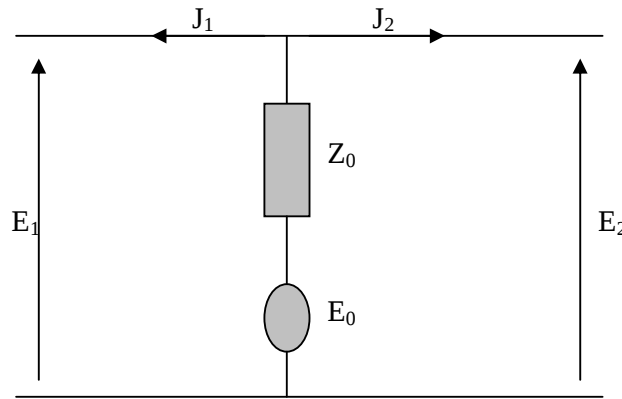


Figure 2.3 – Circuit équivalent de la source bilatérale.

Les conditions aux limites sur le domaine de la source sont déduites à partir du circuit équivalent :

$$E_1 = E_2 = E_0 - Z_0(J_1 + J_2) \quad (2.22)$$

En exprimant cette équation en termes d'ondes, on obtient :

$$\begin{cases} \sqrt{Z_{01}}(A_1 + B_1) = E_0 - Z_0 \left[\frac{1}{\sqrt{Z_{01}}}(A_1 - B_1) + \frac{1}{\sqrt{Z_{02}}}(A_2 - B_2) \right] \\ \sqrt{Z_{02}}(A_2 + B_2) = E_0 - Z_0 \left[\frac{1}{\sqrt{Z_{01}}}(A_1 - B_1) + \frac{1}{\sqrt{Z_{02}}}(A_2 - B_2) \right] \end{cases} \quad (2.23)$$

La relation entre les ondes incidentes et les ondes réfléchies sera :

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-1+n_1+n_2}{1+n_1+n_2} H_s & \frac{2n}{1+n_1+n_2} H_s \\ \frac{2n}{1+n_1+n_2} H_s & \frac{-1-n_1+n_2}{1+n_1+n_2} H_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_{01} \\ B_{02} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} B_{01} \\ B_{02} \end{pmatrix} = \frac{1}{1+n_1+n_2} \begin{pmatrix} \frac{E_0}{\sqrt{Z_{01}}} \\ \frac{E_0}{\sqrt{Z_{02}}} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (2.24)$$

avec $n = \frac{Z_0}{\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}$, $n_1 = \frac{Z_0}{Z_{01}}$, $n_2 = \frac{Z_0}{Z_{02}}$, où Z_{01} et Z_{02} sont les impédances intrinsèques de deux

milieux.

b- Cas où la source d'excitation est unilatérale

Une source planaire peut générer des ondes dans un seul milieu, c'est une source unilatérale, la face de la source qui ne produit pas des ondes sera métallisée dans ce cas. Le circuit équivalent dans le cas où la source génère des ondes dans le premier milieu est illustré dans la figure 2.4.

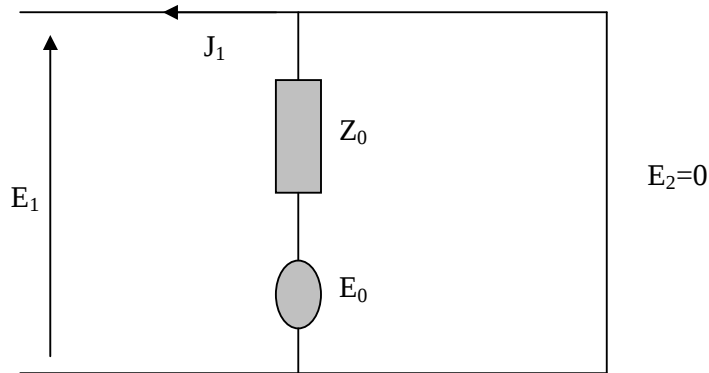


Figure 2.4 – Circuit équivalent de la source unilatérale dans le milieu 1.

Les conditions aux limites seront :

$$\begin{cases} E_1 = E_0 - Z_0 J_1 \\ E_2 = 0 \end{cases} \quad (2.25)$$

La relation entre les ondes incidentes et réfléchies sera:

$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -H_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{E_0}{\sqrt{Z_{01}}} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.26)$$

De la même façon, pour une source unilatérale qui rayonne dans le milieu 2, nous aurons :

$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -H_s & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E_0}{\sqrt{Z_{01}}} \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

Dans le cas d'une polarisation perpendiculaire aux murs magnétiques, la source agit comme un métal, la relation entre les ondes sera :

$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -H_s & 0 \\ 0 & -H_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \end{pmatrix} \quad (2.28)$$

En regroupant les relations entre les ondes incidentes et réfléchies pour chaque domaine, on trouve l'expression de l'opérateur de diffraction Γ_p au niveau de l'interface (Ω) qui contient le circuit.

$$\Gamma_\Omega = \begin{pmatrix} -H_m - \frac{-1+n_1+n_2}{1+n_1+n_2} H_s + \frac{1-N^2}{1+N^2} H_d & \frac{2N}{1+N^2} H_d + \frac{2n}{1+n_1+n_2} H_s \\ \frac{2N}{1+N^2} H_d + \frac{2n}{1+n_1+n_2} H_s & -H_m - \frac{-1-n_1+n_2}{1+n_1+n_2} H_s + \frac{1-N^2}{1+N^2} H_d \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

Ainsi, nous avons déterminé l'opérateur diffraction au niveau de l'interface dans le domaine spatial, il nous reste à déterminer la relation entre les ondes dans le domaine spectrale.

c- cas de la région d'une impédance de surface

Par définition, l'impédance de surface Z_s permet généralement de mettre en relation le champ E avec le courant J sur tout domaine de l'interface de discontinuité Ω , ce qui se traduit en équation par :

$$\vec{E} = Z_s \cdot \vec{J} \quad (2.30)$$

Pour les cas particuliers, cette équation donne $Z_s=0$ sur le domaine métallique, et $Z_s = \infty$ sur le domaine diélectrique.

Sur la région occupée par une impédance de surface, les conditions aux limites et de continuité des champs tangentiels permettent d'écrire:

$$\begin{cases} \vec{E}_1 = \vec{E}_2 = \vec{E} = Z_s \cdot \vec{J} \\ \vec{J} = \vec{J}_1 + \vec{J}_2 \end{cases} \quad (2.31)$$

En remplaçant $\vec{E}_1$, $\vec{E}_2$, $\vec{J}_1$ et $\vec{J}_2$ par les équations de la relation (2.31), on peut écrire:

$$\begin{cases} \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = \sqrt{Z_{02}}(\vec{A}_2 + \vec{B}_2) \\ \sqrt{Z_{01}}(\vec{A}_1 + \vec{B}_1) = Z_s \cdot \left(\frac{\vec{A}_1 - \vec{B}_1}{\sqrt{Z_{01}}} + \frac{\vec{A}_2 - \vec{B}_2}{\sqrt{Z_{02}}} \right) \end{cases} \quad (2.32)$$

ce qui donne en représentation matricielle:

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_s(Z_{02} - Z_{01}) + Z_{01}Z_{02}}{Z_s(Z_{01} + Z_{02}) - Z_{01}Z_{02}} \hat{H}_z & \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_s(Z_{01} + Z_{02}) - Z_{01}Z_{02}} \hat{H}_z \\ \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_s(Z_{01} + Z_{02}) - Z_{01}Z_{02}} \hat{H}_z & \frac{Z_s(Z_{01} - Z_{02}) + Z_{01}Z_{02}}{Z_s(Z_{01} + Z_{02}) - Z_{01}Z_{02}} \hat{H}_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$\hat{H}_z$ étant l'échelon de Heaviside défini comme suit: $\hat{H}_z = \begin{cases} 1 & \text{sur la région impédance de surface} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$

L'expression de l'opérateur de diffraction reliant les ondes réfléchies aux ondes incidentes sur la région de l'impédance de surface est déduite de la relation (2.33), soit:

$$\Gamma_\Omega = \begin{bmatrix} \frac{Z_s(Z_{02} - Z_{01}) + Z_{01}Z_{02}}{Z_s(Z_{01} + Z_{02}) - Z_{01}Z_{02}} & \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_s(Z_{01} + Z_{02}) - Z_{01}Z_{02}} \\ \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_s(Z_{01} + Z_{02}) - Z_{01}Z_{02}} & \frac{Z_s(Z_{01} - Z_{02}) + Z_{01}Z_{02}}{Z_s(Z_{01} + Z_{02}) - Z_{01}Z_{02}} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

II.2.5 Le processus itératif

Le processus itératif consiste à établir une relation de récurrence entre les ondes incidentes et réfléchies dans deux domaines différents comme l'indique le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \vec{B} = \hat{\Gamma}_\Omega \vec{A} + \vec{B}_0 \\ \vec{A} = \hat{\Gamma} \vec{B} \end{cases} \quad (2.35)$$

Le passage d'un domaine à l'autre est assuré par FMT et FMT^{-1} . La figure 2.5 résume le processus itératif.

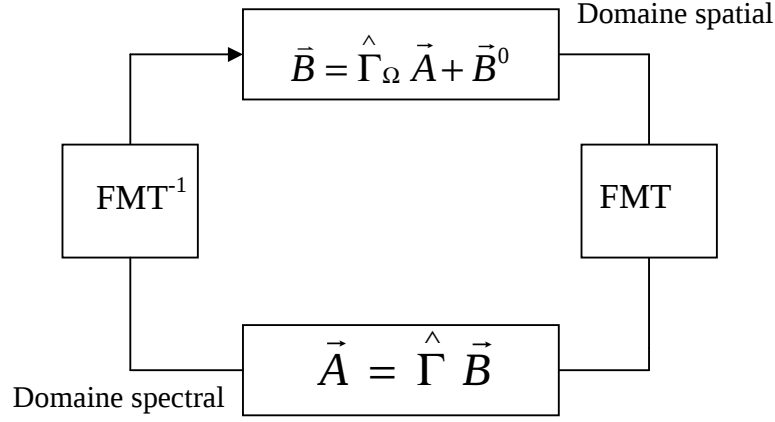


Figure 2.5 – Processus itératif

A l'initialisation ($k=0$), la structure est supposée être excitée par une source unitaire (échelon) bilatérale qui génère des ondes de part et d'autre de la discontinuité (P), la source considérée est polarisée suivant la direction (ox). Initialement, nous supposons qu'il n'existe pas d'ondes incidentes dans les régions 1 et 2, ce qui se traduit par $A_1^{(0)} = A_2^{(0)} = 0$.

Ainsi, nous pouvons exprimer les composantes de la source selon les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{1x}^{(0)} = \frac{E_0}{(1+n_1+n_2)\sqrt{Z_{02}}} \\ B_{2x}^{(0)} = \frac{E_0}{(1+n_1+n_2)\sqrt{Z_{01}}} \\ B_{1y}^{(0)} = B_{2y}^{(0)} = 0 \end{array} \right. \quad (2.36)$$

A la première itération et après avoir subi la Transformation Rapide en Mode (F.M.T), ces ondes seront réfléchies sur les parties supérieure et inférieure du boîtier donnant naissance à de nouvelles ondes incidentes $A_1^{(1)}$ et $A_2^{(1)}$. Exprimées dans le domaine spectral, ces ondes sont déterminées par les expressions de (2.37) :

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{1,mn}^{(1),\alpha} = \hat{\Gamma}_1^{\alpha} B_{1,mn}^{(0),\alpha} \\ A_{2,mn}^{(1),\alpha} = \hat{\Gamma}_2^{\alpha} B_{2,mn}^{(0),\alpha} \end{array} \right. \quad (2.37)$$

avec $\alpha = TE$ ou TM .

Après avoir subi la $(F.M.T)^{-1}$, ces dernières sont diffractées par (P) et donnent à leurs tours naissance aux ondes $B_1^{(1)}$ et $B_2^{(1)}$ formulées par :

$$\begin{pmatrix} B_1^{(1)} \\ B_2^{(1)} \end{pmatrix} = \hat{\Gamma}_\Omega \begin{pmatrix} A_1^{(1)} \\ A_2^{(1)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_{01} \\ B_{02} \end{pmatrix} \quad (2.38)$$

A la 2^{ème} itération, l'opérateur de réflexion $\hat{\Gamma}_1^\alpha$ (resp. $\hat{\Gamma}_2^\alpha$) agit sur les ondes $B_1^{(2)}$, (resp. $B_2^{(2)}$) pour générer les ondes $A_1^{(k+1)}$ (resp. $A_2^{(k+1)}$) orientées vers la discontinuité (P). Cette étape est exprimée par les relations suivantes :

$$\begin{cases} A_1^{(2)} = \hat{\Gamma}_1^\alpha B_1^1 \\ A_2^{(2)} = \hat{\Gamma}_2^\alpha B_2^1 \end{cases} \quad (2.39)$$

Pour généraliser, le processus itératif se résume par l'algorithme donné par la figure 2.6.

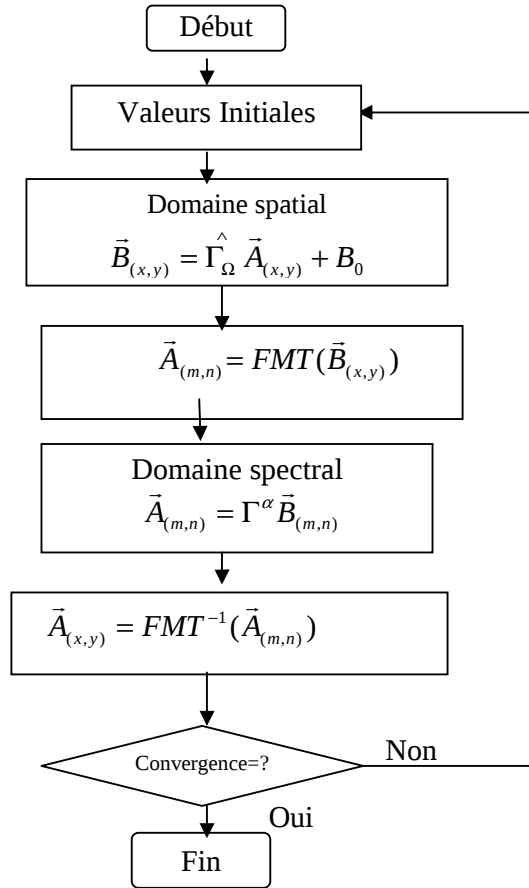


Figure 2.6 – Organigramme du processus itératif.

II.3 Application : Etude d'une ligne micro-ruban

Nous proposons d'appliquer la méthode itérative FMT-WCIP à l'étude d'une ligne micro-ruban terminée par un court-circuit (figure 2.7).

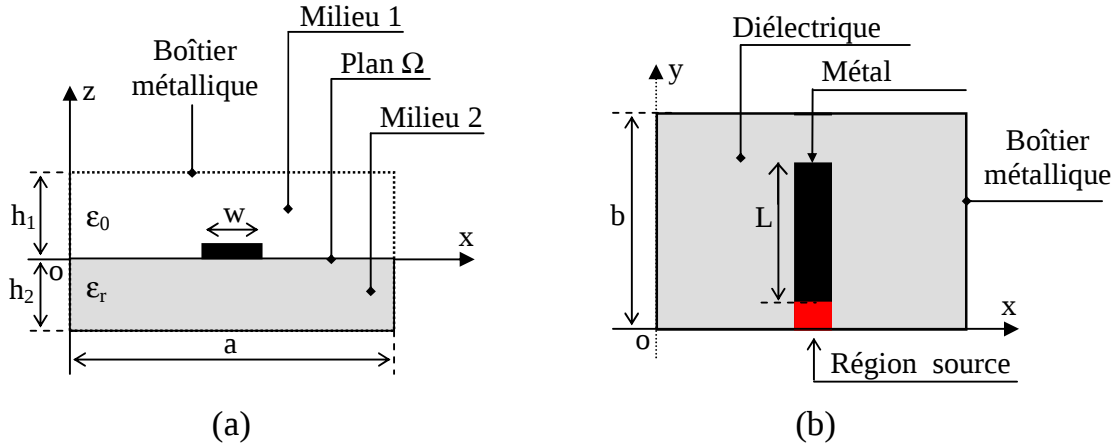


Figure 2.7 – (a) Différentes régions de la structure d'étude.
(b) Différentes régions du plan de discontinuité Ω .

Bien qu'elle soit simple, cette structure nous permettra de tester l'efficacité de la méthode et de dégager les points forts qui vont nous permettre par la suite de caractériser des structures de géométrie plus complexes. La structure possède les caractéristiques suivantes: $a=b=20\text{mm}$, largeur de la ligne $W=1.25\text{mm}$, hauteur du diélectrique $h_2=0.79\text{mm}$, hauteur du diélectrique $h_1=10.h_2$, $\epsilon_r=3$ et longueur de la ligne $L=8.3\text{mm}$. La figure 2.8 représente la convergence en fonction du nombre d'itérations. Nous remarquons que la convergence est atteinte à partir de 150 itérations. Le temps de calcul pour atteindre la convergence dans la bande $[3-10]\text{ GHz}$ avec un pas de 0.5 GHz est de $1\text{mn } 22\text{s}$.

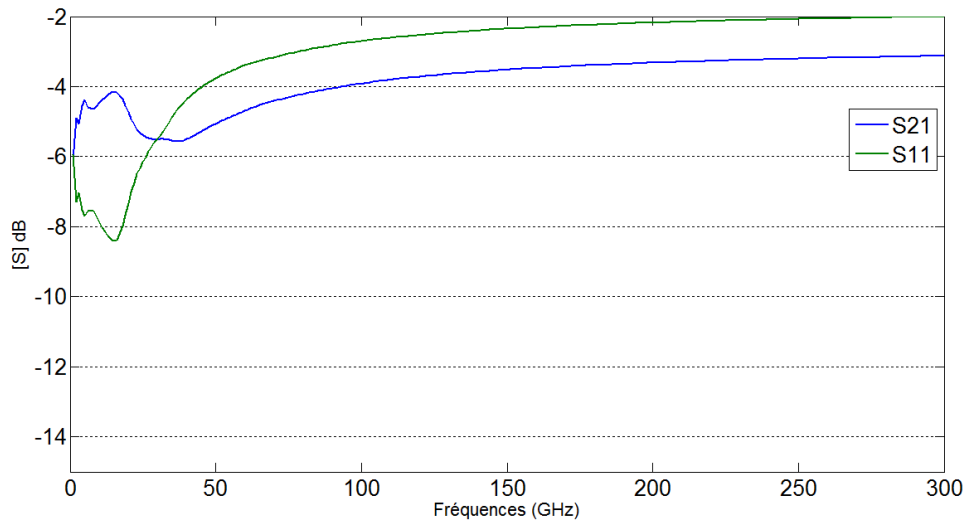


Figure 2.8 – Convergence des paramètres de la matrice $[S]$ en fonction du nombre d'itérations.

II.4 Circuits contenant des éléments localisés

Dans cette partie, nous nous intéressons à l'étude des structures planaires micro-ondes intégrant des diodes pour pouvoir assurer des fonctions spécifiques. Plusieurs travaux de recherches ont été menés pour caractériser ce type de structures. A titre d'exemple, nous pouvons citer les travaux utilisant la méthode FDTD [6], [7] et ceux faisant appel à la méthode TLM. La figure 2.9 présente un élément localisé inséré dans un circuit planaire.

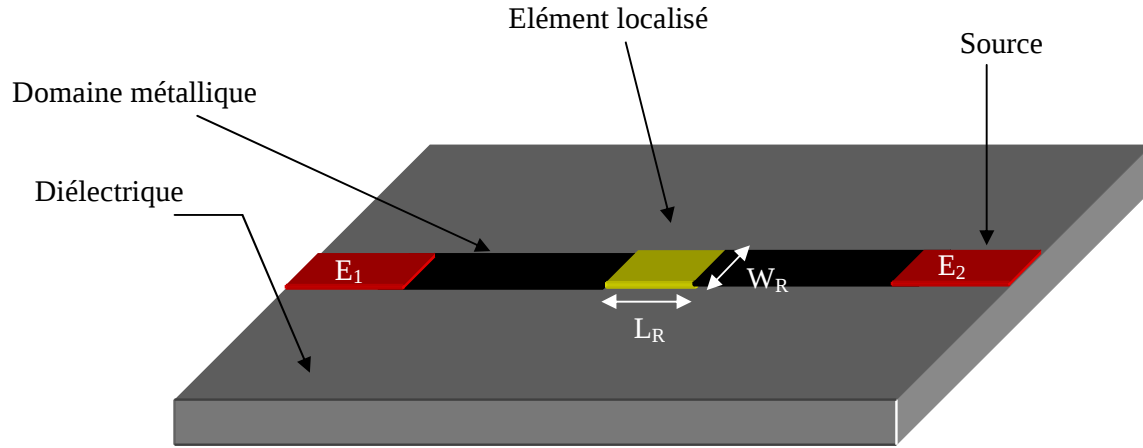


Figure 2.9 – Circuit planaire contenant un élément localisé.

Soit Z_L l'impédance de circuit équivalent de l'élément, le champ électrique dans le domaine de l'élément est lié à la tension V_L par l'équation :

$$V_L = \int_0^{L_R} E(x, y).dx \quad (2.40)$$

La densité de courant tangentiel est liée à l'intensité de courant par :

$$I_L = \int_0^{W_R} J(x, y).dy \quad (2.41)$$

Les dimensions de l'élément localisé sont très petites devant la longueur d'onde de travail λ_g ($L_R \ll \lambda_g$ et $W_R \ll \lambda_g$), on peut supposer alors que E et J sont uniformes dans le domaine de l'élément.

(2.40) et (2.41) deviennent :

$$\begin{aligned} V_L &= E \cdot L_R \\ I_L &= J \cdot W_R \end{aligned}$$

Ainsi, on peut définir l'impédance de surface Z_s par :

$$Z_s = \frac{E}{J} = \frac{W_R}{L_R} \frac{V_L}{I_L} = \frac{W_R}{L_R} Z_L \quad (2.42)$$

$\frac{W_R}{L_R}$ est le facteur de forme de l'élément localisé et Z_L est l'impédance de son circuit

équivalent.

Pour étudier un circuit contenant un tel élément par la méthode itérative qui est basée sur le concept d'ondes, il faut déterminer la relation entre les ondes incidentes et les ondes réfléchies dans son domaine, et l'ajouter dans l'expression de l'opérateur diffraction dans le domaine spatial.

Soit H_z la matrice relative au domaine de l'élément, les conditions aux limites sur ce domaine sont : $E = Z_s J$.

En termes d'ondes, nous aurons :

$$\sqrt{Z_{01}}(A_1 + B_1) = Z_s \left(\frac{1}{\sqrt{Z_{01}}} (A_1 - B_1) + \frac{1}{\sqrt{Z_{02}}} (A_2 - B_2) \right) \quad (2.43)$$

L'opérateur diffraction sur ce domaine sera :

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha H_z & \beta H_z \\ \chi H_z & \delta H_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{Z_s(-Z_{01} + Z_{02}) - Z_{01}Z_{02}}{Z_s(Z_{01} + Z_{02}) + Z_{01}Z_{02}} \\ \beta &= \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_s(Z_{01} + Z_{02}) + Z_{01}Z_{02}} \\ \chi &= \frac{2Z_s\sqrt{Z_{01}Z_{02}}}{Z_s(Z_{01} + Z_{02}) + Z_{01}Z_{02}} \\ \delta &= \frac{-Z_s(-Z_{01} + Z_{02}) - Z_{01}Z_{02}}{Z_s(Z_{01} + Z_{02}) + Z_{01}Z_{02}} \end{aligned}$$

L'opérateur diffraction donné par (2.34) devient :

$$\Gamma_\Omega = \begin{pmatrix} -H_m - \frac{-1+n_1+n_2}{1+n_1+n_2} H_s + \frac{1-N^2}{1+N^2} H_d + \alpha H_z & \frac{2N}{1+N^2} H_d + \frac{2n}{1+n_1+n_2} H_s + \beta H_z \\ \frac{2N}{1+N^2} H_d + \frac{2n}{1+n_1+n_2} H_s + \chi H_z & -H_m - \frac{-1-n_1+n_2}{1+n_1+n_2} H_s + \frac{1-N^2}{1+N^2} H_d + \delta H_z \end{pmatrix} \quad (2.45)$$

– **Elément localisé non-linéaire: la diode Schottky**

Le circuit équivalent du circuit avec la diode Schottky est illustré sur la figure 2.10.

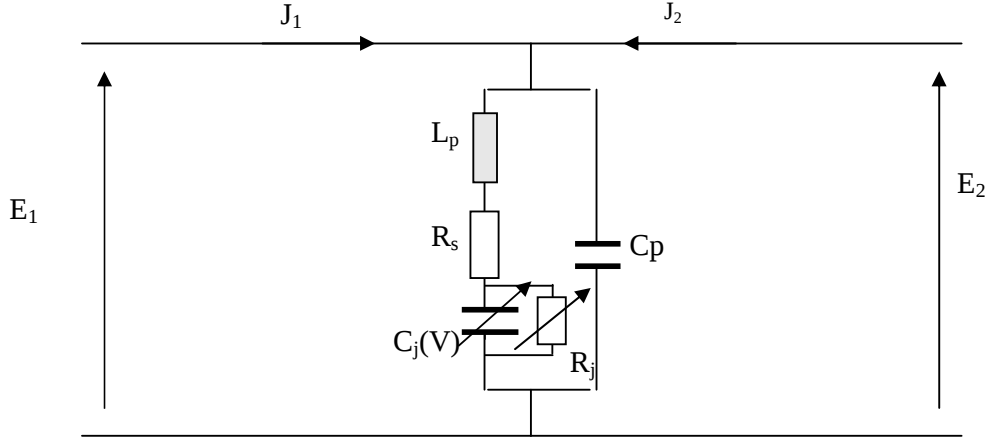


Figure 2.10 – Circuit équivalent du circuit planaire avec diode Schottky.

$C_p = 0,05 \text{ pF}$ étant une capacité parasite et $L_p = 0,5 \text{ nH}$ une inductance parasite,

$C_j(V)$ est une capacité variable, $C_j(V) = \frac{C_j(0)}{\sqrt{1 - \frac{V}{\phi}}}$ Où $C_j(0) = 1 \text{ pF}$ est la capacité de jonction à la

polarisation nulle et $\phi = 0,7$ s'appelle le potentiel intégré (built-in potentiel).

Les conditions aux limites dans le domaine de la diode Schottky données par le circuit équivalent sont :

$$E_1 = \left(j\omega L_p + R_s + \frac{\frac{R_j}{\omega C_j}}{\left(\left(\frac{1}{\omega C_j} \right)^2 + R^2 \right)^{1/2}} \right) J_1$$

$$E_2 = \frac{1}{j\omega C_p} J_2$$

$$E_1 = E_2 = Z_s (J_1 + J_2)$$

$$\text{or : } \frac{V}{\phi} \ll 1 \Rightarrow \sqrt{1 - \frac{V}{\phi}} \approx \left(1 + \frac{V}{2\phi} \right)$$

Pour cette diode, le facteur de forme est égal à 1.

L'opérateur diffraction pour le domaine de la diode sera :

$$\begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{K_2}{K_1} H_L & \frac{K_3}{K_1} H_L \\ 0 & \frac{1 - j\omega C_p Z_{02}}{1 - j\omega C_p Z_{02}} H_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

avec :

$$K_1 = \frac{\alpha}{\sqrt{Z_{01}}} + Z_{01} + 2 \left(\frac{\alpha}{Z_{01}} \right)$$

$$K_2 = \frac{\alpha}{\sqrt{Z_{01}}} - Z_{01} + 2 \left(\frac{\alpha}{Z_{01}} \right)$$

$$K_3 = \frac{-1}{j\omega C_p \sqrt{Z_{02}}} \left(\frac{2j\omega C_p Z_{02}}{1 + j\omega C_p Z_{02}} \right)$$

$$\omega = 2 \pi \text{Freq}$$

$$\alpha = j\omega L_p + R_s + \frac{\frac{R_j}{\omega C_j}}{\left(\left(\frac{1}{\omega C_j} \right)^2 + R^2 \right)^{1/2}}$$

II.5 Analyse d'une rectenna avec la méthode itérative

Nous proposons dans ce dernier paragraphe l'analyse d'un circuit rectenna à 2.45 GHz en technologie micro-ruban préalablement étudié par Alexandre Douyère et al. [9]. Il est formé d'une antenne patch rectangulaire à polarisation linéaire et d'un circuit de conversion série à diode Schottky. Les deux parties de la rectenna ont été adaptées sur des impédances de 50 Ω . De plus, la ligne d'alimentation entre l'antenne et le circuit de conversion a une largeur $W1 = 2$ mm et présente une impédance caractéristique de 50 Ω . La diode Schottky a été rigoureusement modélisée par une impédance de surface et introduite dans le calcul de la méthode. Pour pouvoir reconstituer le processus de la mesure d'une rectenna complète illuminée par une onde plane incidente à l'intérieur d'une chambre anéchoïque, la simulation globale basée sur la méthode itérative a été utilisée. Les distributions du champ électrique et du courant surfacique ont été calculées. Elles seront présentées et exploitées afin de montrer les performances du circuit rectenna en termes de rendement et de compacité. Les résultats obtenus seront systématiquement comparés aux mesures. Dans ce cas, la structure est excitée par une onde plane à incidence normale ($\theta = \phi = 0$) avec une polarisation suivant (ox).

La figure 2.11 présente la rectenna utilisant une diode Schottky. Le circuit est composé d'une antenne patch carrée à polarisation linéaire et un circuit de conversion série. De plus, un circuit d'adaptation entre l'antenne et le circuit de conversion a été conçu. La rectenna est imprimée sur un substrat verre téflon ($\epsilon_r=3.2$, $\text{tg } \delta=0.003$ et $h=0.762$ mm). Les dimensions du boîtier sont $a=91\text{mm}$ et $b=99$ mm. Le nombre d'itérations nécessaires à la convergence des résultats est obtenu à partir de 200 itérations.

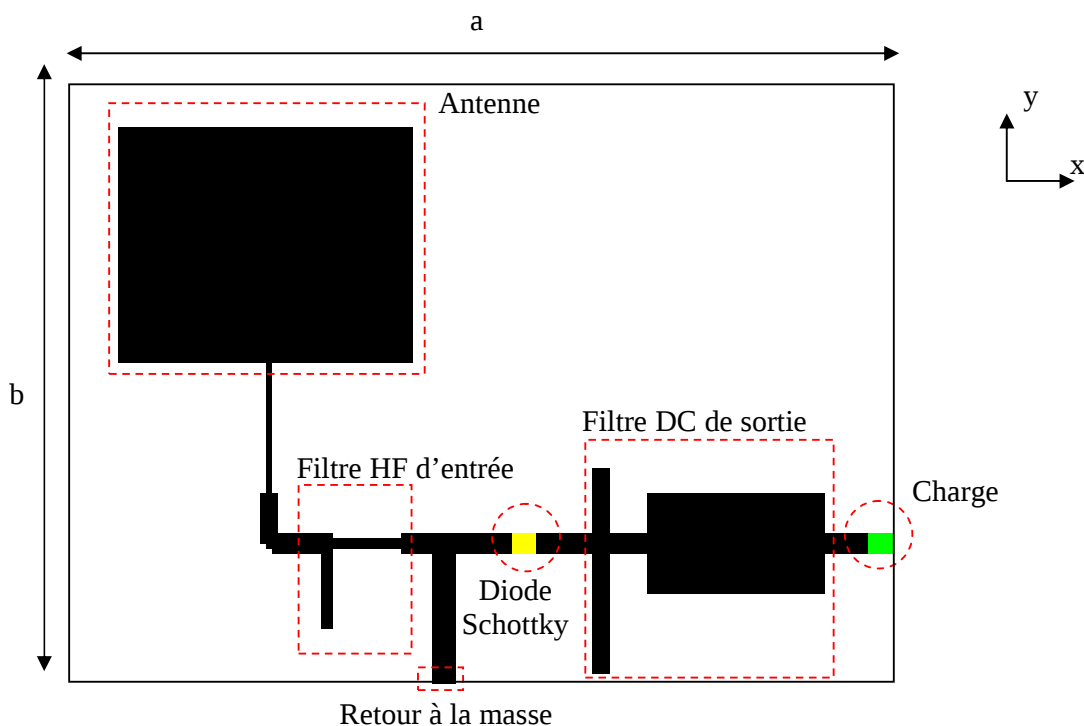


Figure 2.11 – Structure simple couche de la rectenna contenant une diode Schottky.

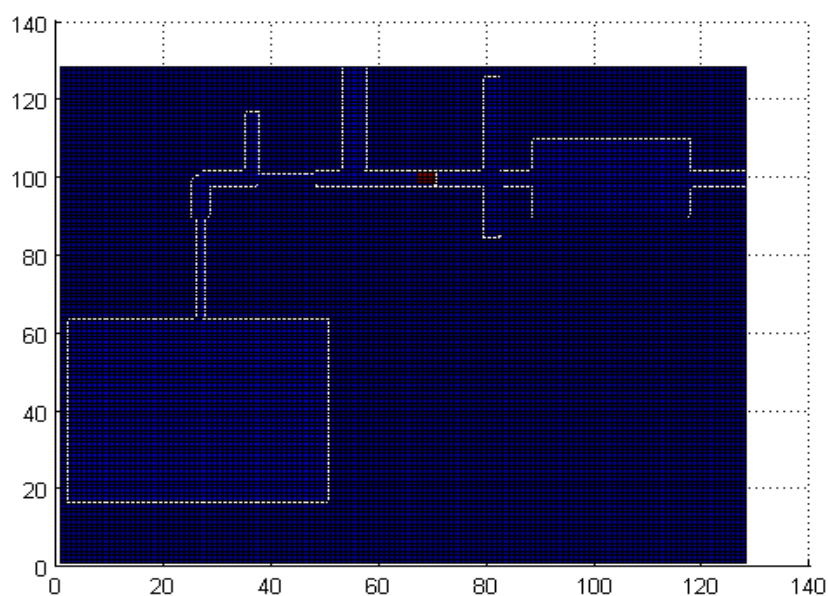


Figure 2.12 – Schéma de la rectenna discrétisée en pixels.

La structure totale est synthétisée à l'aide d'un maillage de 128×128 pixels dont les dimensions élémentaires sont $\Delta x = 0,71\text{mm}$ et $\Delta y = 0,77\text{mm}$. La discrétisation du plan du circuit est donnée à la figure 2.12.

Le domaine spatial contient essentiellement deux sous-domaines, à savoir le domaine spatial contenant le métal, le diélectrique et la charge, et le domaine fréquentiel qui contient le domaine de la source qui forme l'onde plane incidente. Nous devons déterminer l'opérateur de diffraction dans chaque domaine en se basant sur les conditions aux limites relatives à chaque domaine. Le maillage du domaine spatial se fait en divisant l'interface contenant le circuit en pixels rectangulaires, par conséquent, nous pouvons définir une matrice relative à chaque domaine. (H_m : domaine métallique, H_d : domaine diélectrique et H_s : domaine de la diode et H_c : domaine de la charge) qui prend la valeur 1 dans les pixels qui représentent le domaine et la valeur 0 ailleurs. La photo de la rectenna est exposée sur la figure 2.13.

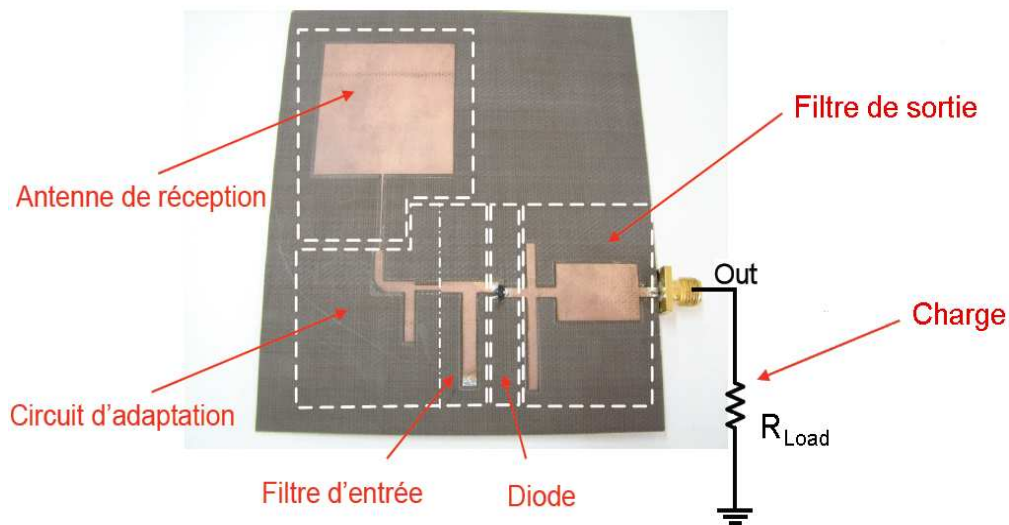


Figure 2.13 – Photo de la rectenna [9].

Les représentations en 3D des champs électriques (figure 2.14) et des densités de courant (figure 2.15) à la fréquence 2.45 GHz obtenus après un temps de calcul de 1mn 05s montrent que les conditions aux limites sont respectées en tout point de l'interface contenant le circuit puisque la somme des densités de courant est nulle sur le diélectrique et la densité des champs est nulle sur le métal.

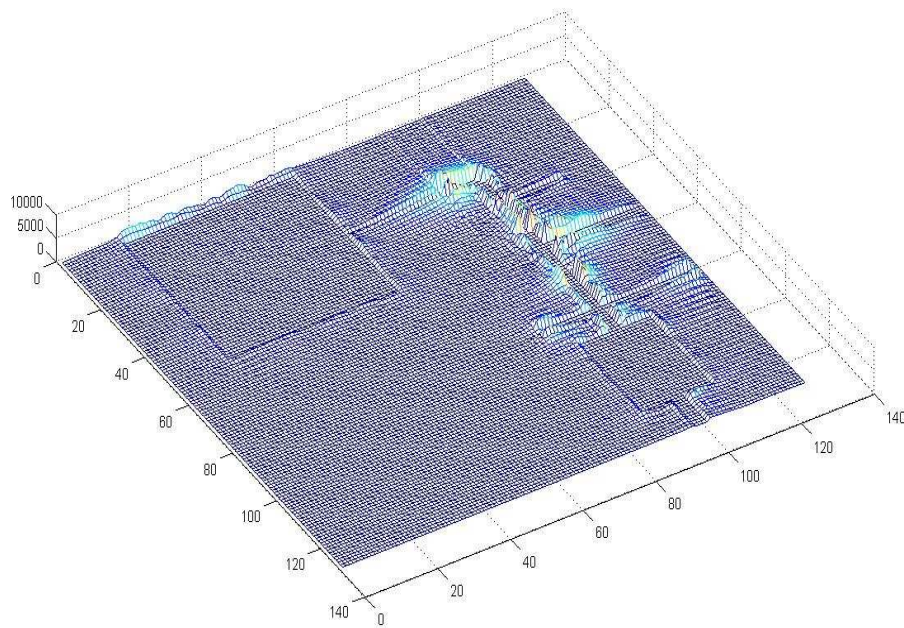


Figure 2.14 – Distribution du champ électrique $|E_x|$ en V/m sur le plan de l'interface à 2.45GHz.

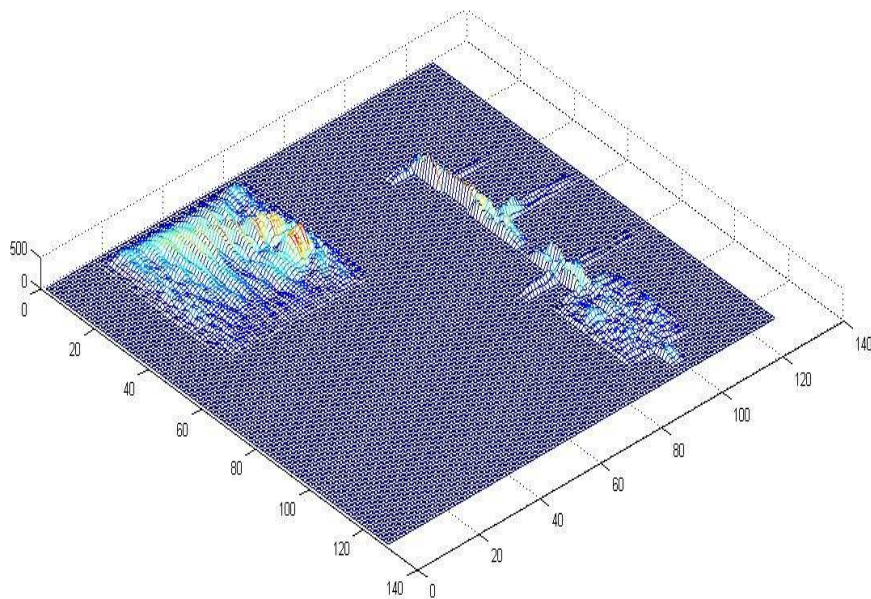


Figure 2.15 – Distribution de la densité courant électrique $|J_x|$ en Ampère/m sur le plan de l'interface à 2.45GHz.

Pour qu'un dispositif électrique (hyperfréquence – R.F – basse fréquence ou autre) soit exploitable, il faut qu'il présente un état stable au cours de sa simulation. Ainsi, grâce à l'étude de convergence de l'admittance vue par la source (Y_{in}) en fonction de nombre d'itération, nous pouvons conclure que la stabilité électrique est obtenue.

La courbe de la figure 2.16 montre que la convergence de l'admittance vue par la source (Y_{in}) est atteinte assez rapidement, en moins de 200 itérations.

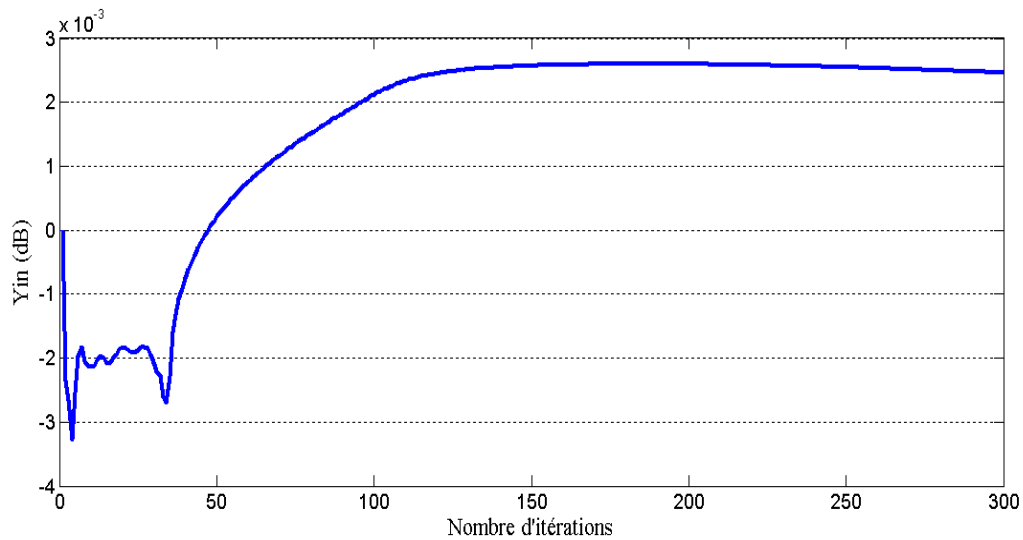


Figure 2.16 – Convergence de l’admittance vue par la source (Y_{in}) en fonction de nombre des itérations à 2.45GHz.

L’analyse se termine en comparant les résultats de simulation aux résultats de mesure. D’après les courbes présentées sur la figure 2.17, le rendement maximum de la rectenna est obtenu pour une puissance de 15dBm et pour une charge de 200Ω. Les résultats de simulation obtenus avec la méthode itérative sont comparés aux résultats de mesure de la référence [9]. Le rendement de la rectenna relevé pour des densités de puissance allant de 0 à 35 mW est tracé sur la figure 2.17. Nous remarquons qu’il y a une bonne concordance entre les deux allures. Le bon accord entre WCIP et les résultats de mesures est indéniable.

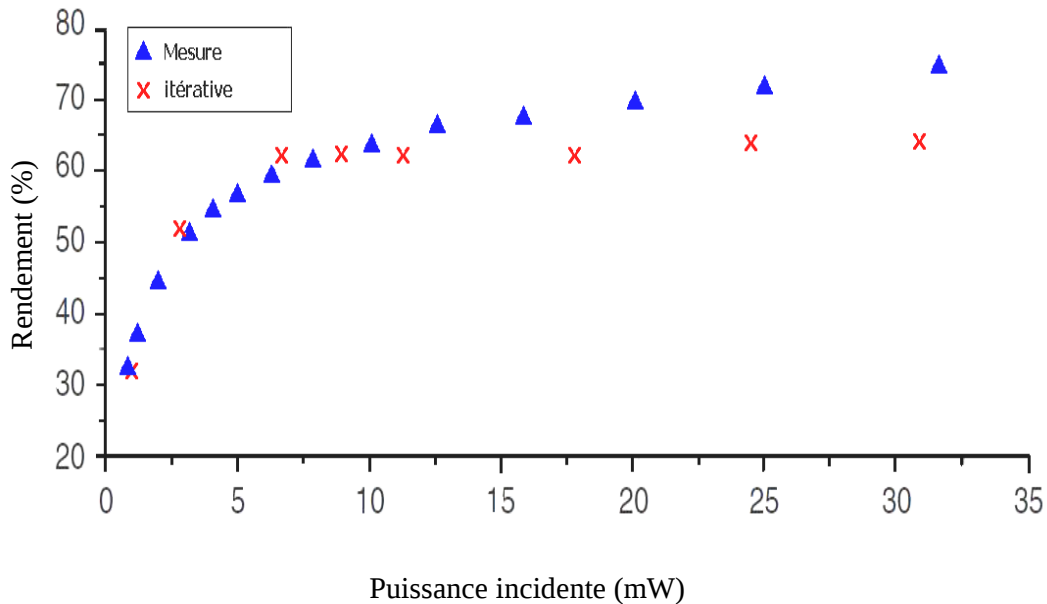


Figure 2.17 – Rendement : simulation (Itérative) et mesure [9].

II.6 Conclusion

La première partie de ce chapitre a été réservée à la présentation et au développement de la méthode itérative pour l'étude des structures planaires. Nous avons utilisé la méthode pour déterminer une caractérisation globale d'un circuit de récupération d'énergie (Rectenna) intégrant un élément actif non-linéaire (diode Schottky).

La méthode itérative utilisée pourrait être appliquée pour modéliser la diode par une impédance de surface. Un programme en Matlab a été élaboré pour la simulation de la méthode. La comparaison de nos résultats avec ceux de la littérature valide notre approche.

II.7 Références bibliographiques

- [1] A. Gharsallah, A. Gharbi and H. Baudrand, "Efficient analysis of multiport passive circuits using iterative technique," *Electromagnetics*, vol. 21, 2001, pp. 73–84.
- [2] N. Sboui, "Contribution à l'étude des circuits planaires par une méthode itérative", Thèse de doctorat, Faculté des Sciences de Tunis, Tunisie, 2002.
- [3] H. Baudrand, R.S. N'gongo, "Applications of wave concept iterative procedure", *Recent RE. Devel. Microwave an Tech vol 1*, pp 187–197, 1999.
- [4] N. Sboui, A. Gharsallah, H. Baudrand, A. Gharbi, "Global Modeling of Microwave Active Circuits by an Efficient Iterative Procedure", *IEE Proc.–Microw. Antennas Propag.*, Vol. 148, No. 3. June 2001.
- [5] Z. Harouni, L. Osman, M. Yeddes, A. Gharsallah et H. Baudrand, "Efficient Electromagnetic Modeling of Dual–Gate Transistor with Iterative Method using Auxiliary Sources", *World Aacademy of science, engineering and technology issue 70*, pp 611 – 614, Oct. 2010.
- [6] W.Sui, D.A.Christensen, and C.H.Durney "Extending the two dimensional FDTD method to hybrid electromagnetic systems with active and passive lumped elements" *IEEE Trans Microwave Theory Techn.* 40, pp 724–730, 1992.
- [7] P.Ciampolini, P.Mezzanotte, L.Roselli, D.Sereni, R.Sorrentino and P.Torti "Simulation of HF circuits with FDTD technique including non ideal lumped elements" *IEEE MTT–S Symp Dig*, pp 361–364, 1995.
- [8] N. Sboui, A. Gharsallah, H. Baudrand, A. Gharbi, "Design and Modeling of RF MEMS Switch by Reducing the Number of Interfaces," *Microw. and Opt. Technol. Lett vol. 49*, No. 5, pp 1166–1170, May 2007.
- [9] A. Douyére, J.D. Lan Sun Luk and F. Alicalapa, "High efficiency microwave rectenna circuit: modelling and design," *Elect. lett.* Vol. 44, No. 24, pp 1409 – 1410, November 2008.

Chapitre III

Principe de fonctionnement de l'antenne à double polarisation circulaire alimentée par couplage par fente.

III. 1 Introduction

Ce chapitre a pour but de présenter une antenne en technologie micro-ruban dont l'originalité est de générer une double polarisation circulaire à partir de deux niveaux de métallisation, d'une seule ligne d'alimentation à 2 accès et d'un patch parfaitement carré. L'application visée par cette antenne est la réception des fréquences radio dans la bande ISM centrée à 2.45GHz. Pour ce type d'application, nous avons opté pour les antennes à technologie planaire (antennes patches) car leurs procédés de fabrication sont bien connus et, en plus, ils sont de faible coût (réalisation par photolithographie ou par micro gravure). Un encombrement réduit et un faible poids sont les deux autres avantages de cette technologie. D'autre part, nous avons préféré utiliser une antenne patch alimentée par couplage électromagnétique car ce type d'alimentation offre des bandes passantes plus importantes comparées à une alimentation à contact direct sur un des bords de l'antenne via une ligne imprimé et de plus, il y a une isolation du circuit de conversion.

Dans une optique de miniaturisation des circuits rectennas et d'amélioration de leur rendement, le filtre d'entrée HF peut être directement intégré dans l'antenne de réception en utilisant des antennes à rejection d'harmoniques [1], [2], [3], [4]. Cela permet de diminuer les dimensions du circuit ainsi que les pertes.

L'antenne qui sera présentée dans ce chapitre conserve l'utilisation de 3 niveaux de métallisation. Elle utilisera par ailleurs le couplage électromagnétique qui existe entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant pour générer la polarisation circulaire à travers une fente en croix dans le plan de masse sans toutefois perturber la forme de l'élément rayonnant. Nous utiliserons un patch parfaitement carré car il est capable de générer des polarisations rectilignes suivant n'importe quelle direction en fonction du point d'excitation. Ce patch carré sans perturbation géométrique permettra également de conserver la symétrie du diagramme de rayonnement.

Enfin, nous nous intéresserons au fonctionnement de l'antenne et présenterons ensuite les résultats de mesures obtenus, et nous terminerons ce chapitre par l'étude de quelques structures d'antennes à couplage électromagnétique notamment une antenne couplée par proximité utilisant les structures DGS (Defect Ground Structure) pour la rejection d'harmoniques [5].

III.2 L'antenne patch micro-ruban

Comme nous l'avons déjà précisé, l'antenne patch micro-ruban se compose d'un patch constitué d'une couche métallique très mince (généralement en cuivre) d'une fraction de longueur d'onde, placée au-dessous d'un plan de masse séparé par un substrat diélectrique. Les antennes patchs micro-rubans présentent de nombreux avantages, elles sont légères et peuvent, en plus, être conçues pour fonctionner sur une large gamme de fréquences (1– 40 GHz). Elles peuvent également être combinées pour former des réseaux linéaires ou planaires pouvant ainsi générer des polarisations linéaire, double et circulaire. Ces antennes sont peu coûteuses, elles sont fabriquées par de simples gravures, ce qui les rend très utiles en tant qu'antennes actives intégrées offrant ainsi l'opportunité de fabriquer des antennes micro-rubans émetteur et récepteur compactes selon différentes formes et configurations. Cependant, seules des antennes micro-rubans de forme carrée seront considérées dans notre travail.

L'élément de base de l'antenne est un conducteur mince de dimension $L \times W$ situé sur un substrat diélectrique soutenu par un plan de masse conducteur. Cette configuration, exposée dans la figure 3.1 est largement exploitée dans la littérature [6].

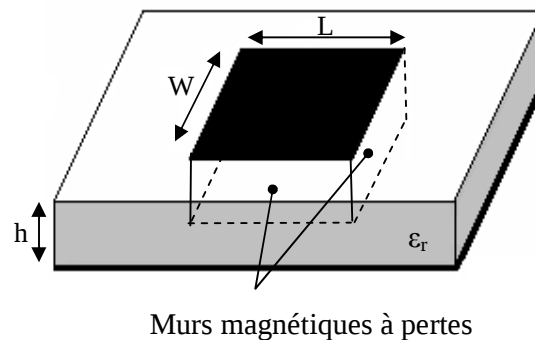


Figure 3.1 – Configuration d'une antenne micro-ruban.

III.3 Techniques d'excitation d'une antenne micro-ruban

III.3.1 Introduction

L'adaptation d'impédance est une opération très importante dans l'alimentation d'une antenne quelque soit la technique utilisée, car c'est elle qui garantit que la plupart de la puissance est transférée de l'alimentation vers l'élément rayonnant, c'est-à-dire le patch. En plus de l'adaptation d'impédance, il y a les rayonnements parasites et les pertes par ondes de surface qui sont causés par des discontinuités comme les raccords de coudes d'adaptation et des transformateurs d'impédance.

Nous avons déjà précisé dans le chapitre I que les types d'alimentation d'antennes patches les plus connus sont l'excitation par câble coaxial, par ligne coplanaire, par proximité, par ligne micro-ruban et par couplage par fente. Cette dernière sera détaillée dans la partie suivante puisque nous utiliserons cette technique pour la conception de notre antenne.

III.3.2 Excitation par couplage par fente

Dans cette technique, la ligne d'alimentation est séparée du patch par un plan de masse commun. L'élément rayonnant est gravé sur le substrat supérieur de l'antenne tandis que la ligne d'alimentation est gravée sur le substrat inférieur. L'énergie est couplée de manière électromagnétique à travers une ouverture (fente) dans le plan de masse. L'épaisseur et les constantes diélectriques de ces deux substrats peuvent ainsi être choisies de façon indépendante pour optimiser les fonctions distinctes de rayonnement et de circuit. La fente de couplage rectangulaire est la plus utilisée pour ce genre de structures. Cette fente est généralement centrée par rapport au patch où le champ magnétique est maximum. Pour un maximum de couplage, il a été suggéré qu'une fente rectangulaire rayonnante, parallèle aux deux bords, soit utilisée [7], [8]. Deux mécanismes de couplage très semblables sont créés, l'un entre la ligne d'alimentation et la fente et l'autre entre la fente et l'élément rayonnant. La figure 3.2 montre la configuration de l'antenne patch à couplage par fente.

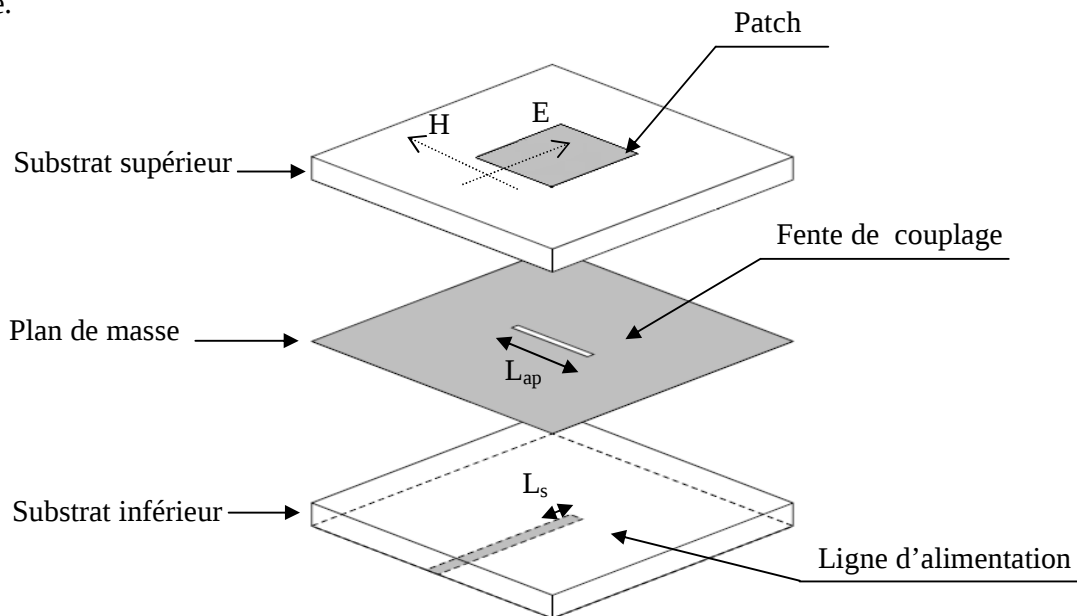


Figure 3.2 – Configuration d'une antenne patch à couplage par fente.

L'antenne micro-ruban couplée par fente présente un nombre important d'avantages notamment dans le dimensionnement et l'optimisation des paramètres. Les figures 3.3 et 3.4

montrent l'abaque de Smith typique pour ce genre d'antennes indiquant respectivement les résultats de la variation de la longueur du stub (L_s) et de la fente (L_{ap}) [8].

Afin de comprendre le fonctionnement de l'antenne, une étude paramétrique a été faite sur :

- **la constante diélectrique du substrat de l'antenne** : elle affecte principalement la bande passante et l'efficacité du rayonnement de l'antenne. Pour une faible valeur de permittivité, on peut avoir une bande passante plus large avec une réduction d'ondes de surface.

- **l'épaisseur du substrat de l'antenne** : elle affecte la bande passante et le niveau de couplage. Il en résulte qu'un substrat plus épais donne naissance à une bande passante plus large, mais avec moins de couplage pour une fente donnée.

- **la longueur du patch** : elle fixe la fréquence de résonance de l'antenne.

- **la largeur du patch** : elle fixe la résistance de résonance de l'antenne. Plus le patch est grand, plus cette résistance est faible.

- **la constante diélectrique du substrat de la ligne d'excitation** : elle est liée à la qualité de circuit micro-ruban, sa valeur varie typiquement entre 2 à 10.

- **l'épaisseur du substrat de la ligne d'excitation** : Plus cette épaisseur est grande, moins les rayonnements sont engendrés par la ligne d'alimentation. Par contre, les pertes sont plus importantes. Un compromis de $0,01\lambda$ à $0,02\lambda$ est généralement recommandé.

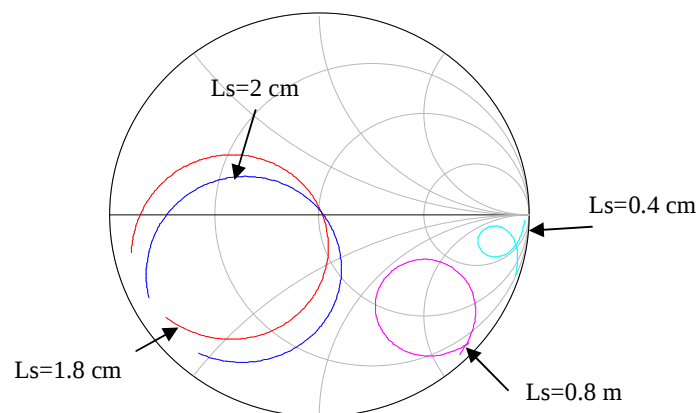


Figure 3.3 – Variation de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la longueur du stub.

– **la longueur du stub (L_s)** : Nous remarquons, d’après les courbes de l’abaque de Smith représenté à la figure 3.3, que plus le rayon du cercle augmente, plus le couplage augmente [8]. Nous voyons bien que pour $L_s = 2$ cm, nous avons un couplage important. En outre, à la fréquence de travail, nous avons une bonne adaptation proche de 50Ω .

– **la largeur de la fente** : La largeur de la fente affecte également le niveau de couplage, mais pas comme sa longueur. Le rapport de la longueur et de la largeur de cette fente est généralement de 1/10.

– **la position de la ligne d'excitation par rapport à la fente** : Pour un maximum de couplage, la ligne d'excitation doit être positionnée perpendiculaire à l'axe de la fente. L'inclinaison de la ligne d'excitation par rapport à la fente provoque une réduction du couplage, de même pour le positionnement de la ligne d'excitation au bord de la fente.

– **la position du patch par rapport à la fente** : Pour un couplage maximum, le patch doit être centré sur la fente. Le déplacement du patch par rapport à la fente dans la direction du plan H a peu d'effet. Par contre, en le déplaçant par rapport à la fente dans la direction du plan E (résonance), il diminue le niveau de couplage.

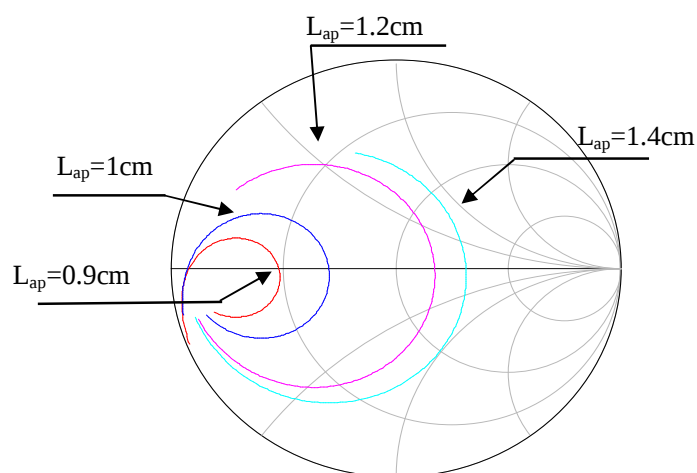


Figure 3.4 – Impédance d’entrée de l’antenne pour différentes valeurs de la longueur de la fente.

– **la longueur de la fente (L_{ap})** : Le niveau de couplage est principalement déterminé par la longueur de la fente, ainsi que le niveau de rayonnement arrière. Nous constatons d’après la figure 3.4 ci-dessus que la réduction de la longueur de la fente entraîne la diminution du rayon du cercle de

l'impédance et le déplacement de son centre vers un court-circuit. Ceci reflète par conséquent la dégradation du facteur de couplage entre la ligne et l'antenne [8].

Depuis la première apparition d'antennes micro-rubans couplées par fente, plusieurs géométries ont été proposées. L'avantage de ce type d'antennes est de s'adapter à la technologie d'antennes imprimées et à leurs structures multicouches.

Nous présentons ci-après quelques modèles existants depuis l'apparition de la géométrie de base:

- **l'élément rayonnant** : L'antenne couplée par fente utilisant un patch rectangulaire a été présentée en détail par P.L. Sullivan et D.H. Schaubert [8]. Depuis lors, d'autres formes comme les patches circulaires [9], les patches empilés [10] et les patches avec des fentes de charge [11] ont été conçues. La plupart de ces modifications ont pour but de fournir une plus large bande passante.

- **la forme de la fente** : La forme de la fente de couplage a un impact significatif sur le couplage entre la ligne d'excitation et le patch. Dans la majorité d'antennes micro-rubans couplées par fente, une fente de couplage rectangulaire est utilisée donnant ainsi un meilleur couplage qu'avec les fentes rondes. Des fentes avec des extrémités élargies telles que os de chien [12], nœud papillon [12] ou en forme de H [13] peuvent en outre améliorer le couplage.

- **les types de ligne d'alimentation** : La ligne d'alimentation micro-ruban peut être remplacée par d'autres lignes planaires comme strip-line, coplanaire, guide d'ondes diélectriques et autres. Par contre, le niveau de couplage peut être réduit avec ce genre de lignes.

III.4 Polarisation d'une antenne

Une antenne rayonne une onde qui, en champ lointain, présente localement les propriétés d'une onde plane. La polarisation de cette onde est par définition caractérisée par la projection, dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en zone lointaine. Le champ électrique lointain peut s'écrire, en un point fixé, comme suit [14] :

$$\frac{E_{\theta}^2(t)}{E_{\theta m}^2} + \frac{E_{\phi}^2(t)}{E_{\phi m}^2} - 2 \cos \alpha \cdot \frac{E_{\theta}(t) \cdot E_{\phi}(t)}{E_{\theta m} \cdot E_{\phi m}} - \sin^2 \alpha = 0 \quad (3.1)$$

Cette équation définit l'ellipse de polarisation du champ rayonné, figure 3.5.

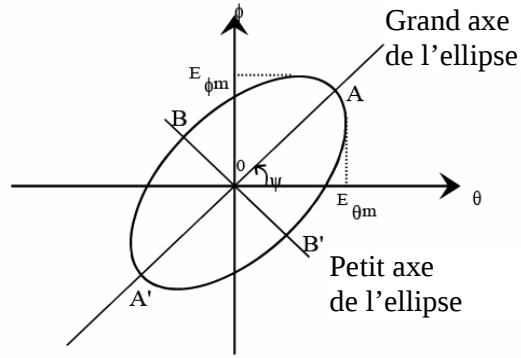


Figure 3.5 – Ellipse de polarisation.

Pour caractériser une polarisation, le taux d'ellipticité ou rapport axial est pris en compte. Il est défini par:

$$T = \frac{\text{grand diamètre de l'ellipse}}{\text{petit diamètre de l'ellipse}} = \frac{a}{b} \quad (3.2)$$

qui est un paramètre généralement exprimé en dB par la relation:

$$T(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left(\frac{a}{b} \right) \quad (3.3)$$

Grâce à ce critère, il est possible de déterminer la nature de la polarisation.

- la polarisation rectiligne ou linéaire ($T \rightarrow \infty$ ou $T = 0$) est obtenue quand le champ reste parallèle à une direction au cours du temps: l'ellipse devient un segment de droite.
- la polarisation circulaire ($T = 1$) droite ou gauche est obtenue lorsque les deux champs sont de même amplitude ($E_{\theta m} = E_{\phi m}$) et en quadrature de phase: l'ellipse devient alors un cercle.

Dans notre cas, seule la polarisation circulaire nous intéresse. Dans la plupart des cas, il est très difficile d'obtenir une polarisation circulaire parfaite, le terme de polarisation elliptique est alors employé.

Comme pour la polarisation circulaire, la polarisation elliptique correspond à la somme des deux ondes planes dont les champs électriques ne sont pas de même amplitude mais perpendiculaires et déphasés de $\pm \pi/2$ ou dont les champs sont de même amplitude mais de déphasage différent de $\pm \pi/2$.

III.5 Etude de la structure de l'antenne couplée par fente complète

III.5.1 Introduction

Pour avoir une polarisation circulaire à partir d'un patch parfaitement carrée, il faut généralement utiliser deux alimentations qui vont générer deux modes à polarisation rectiligne, orthogonaux entre eux et en quadrature de phase. Il est possible de générer une polarisation gauche ou droite selon la phase appliquée à chacun des ports d'excitation. En ce qui nous concerne, nous allons étudier une structure d'antenne utilisant une ligne à double accès couplée par une fente en croix.

III.5.2 Etude de l'antenne à double polarisation circulaire couplée par fente en croix

Le but de cette étude est la conception d'une antenne patch fonctionnant dans la bande ISM à 2.45 GHz. Pour cela, une étude détaillée sera menée dans ce paragraphe afin de comprendre le fonctionnement de l'antenne. En effet, le couplage par fente présente un avantage en termes de pureté de polarisation. Ceci est dû à la séparation par le plan de masse de l'élément rayonnant et de la ligne d'alimentation, ce qui permet de limiter l'interférence du rayonnement parasite sur le diagramme de rayonnement et par conséquent augmenter les performances de l'antenne, notamment le gain. La structure de l'antenne est montrée sur la figure 3.6.

L'antenne à double polarisation circulaire alimentée par couplage par fente comprend une fente en croix. Les quatre points de couplage sont déphasés d'une distance de $\lambda_g/4$ créant ainsi un déphasage de 90° tout au long de la ligne d'alimentation. L'avantage de cette structure réside dans la simplicité de la génération de la polarisation circulaire dans les deux sens, gauche et droite, avec une sélection de l'un des ports pour l'alimentation et en reliant l'autre à une charge 50Ω .

En choisissant, comme substrat inférieur de la ligne, du Arlon 25 N de permittivité relative $\epsilon_{r1} = 3.38$ et d'épaisseur $h_1 = 1.524$ mm, et pour le substrat supérieur du patch du RT/DUROID 5880 de permittivité relative $\epsilon_{r2} = 2.2$ et d'épaisseur $h_2 = 3.175$ mm, il est possible de déterminer les dimensions approximatives de l'antenne pour pouvoir résonner à 2.45 GHz. Après optimisation avec HFSS [15] qui est un logiciel commercial utilisant la méthode des éléments finis.

Les dimensions de l'antenne sont les suivantes, elles sont exprimées en millimètres :

$$A= 33.6, W_L=3.45, L_s=24.32, W_s=0.625, h_1=1.524, h_2=3.175, W=100, L=100.$$

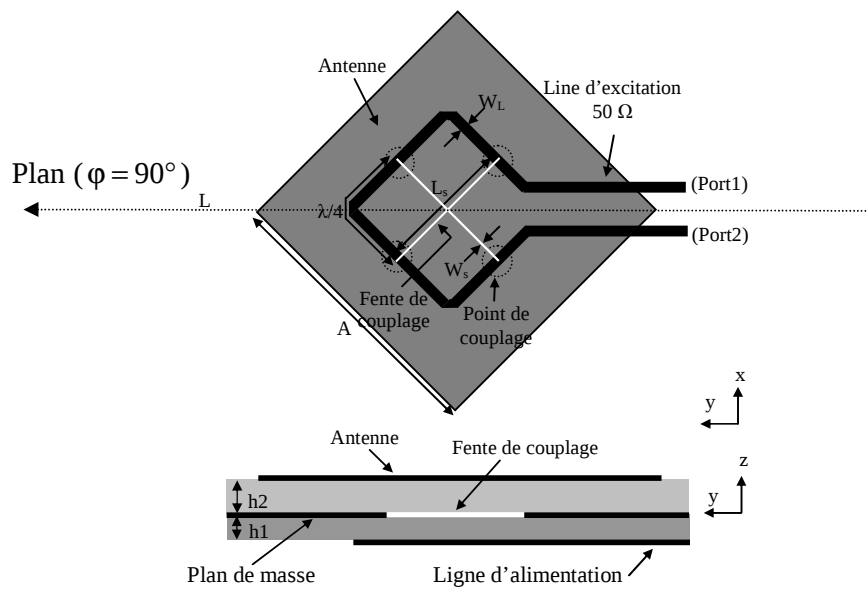
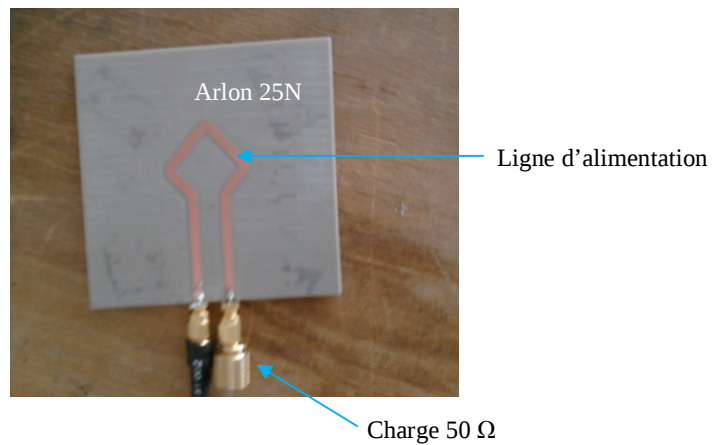
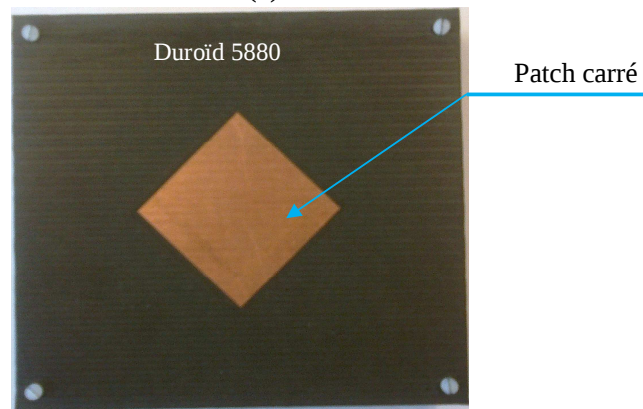


Figure 3.6 – Antenne à double polarisation circulaire alimentée par couplage par fente en croix.

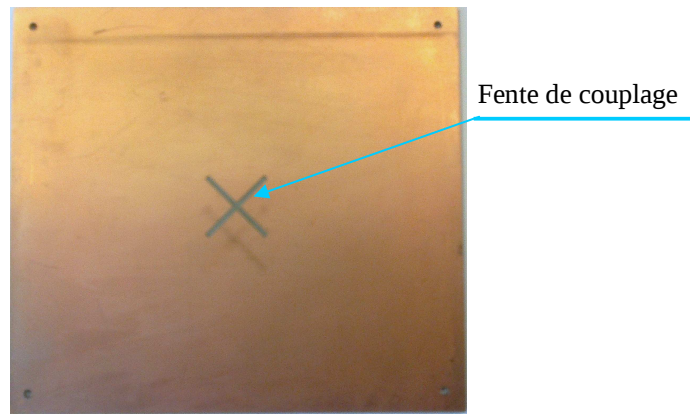
La figure 3.7 montre la photo de l'antenne réalisée au laboratoire ESYCOM à l'Université Paris-Est Marne-la-Vallée.



(a)



(b)



(c)

Figure 3.7 – (a) Photo de la ligne d'alimentation, (b) photo de l'élément rayonnant, (c) fente de couplage.

III.6 Etude paramétrique de l'antenne

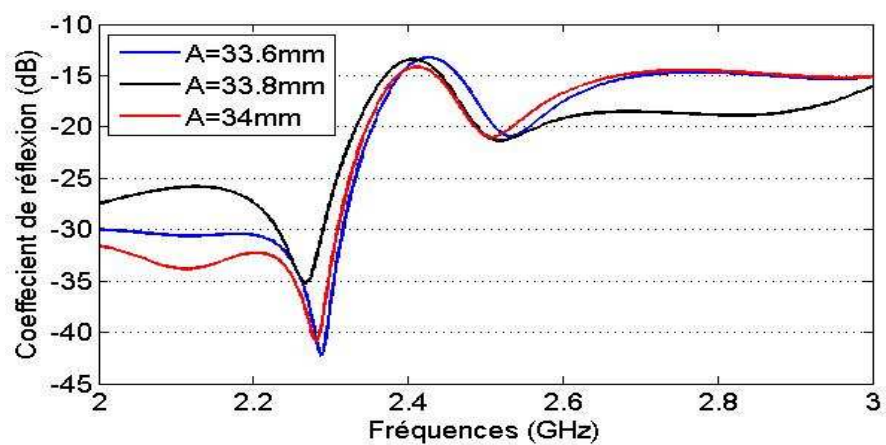
III.6.1 Introduction

Un des paramètres qui permet de bien comprendre le fonctionnement de l'antenne à polarisation circulaire duale alimentée par couplage par fente est l'impédance d'entrée. Nous présenterons uniquement la partie réelle de cette impédance. Comme nous l'avons indiqué dans le chapitre précédent, le comportement de l'antenne est défini à partir de certains paramètres. Les épaisseurs et les constantes diélectriques des deux substrats resteront fixes car il n'est pas possible, sur le plan expérimental, de les faire varier avec un pas régulier.

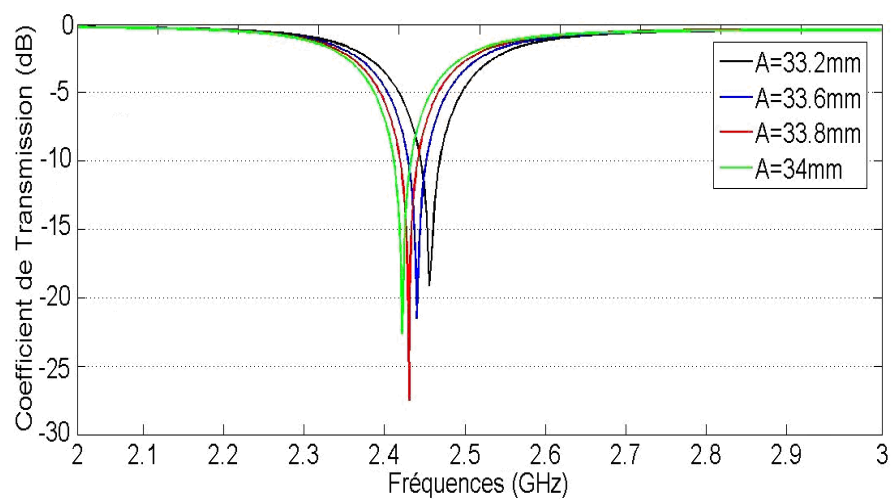
L'influence de la largeur de la ligne micro-ruban (w_L) ne sera pas non plus prise en compte dans cette étude car elle modifierait de façon trop importante le fonctionnement de l'antenne (modification de l'impédance caractéristique), ce qui fausserait l'interprétation des résultats.

III.6.2 Influence de A sur le fonctionnement de l'antenne

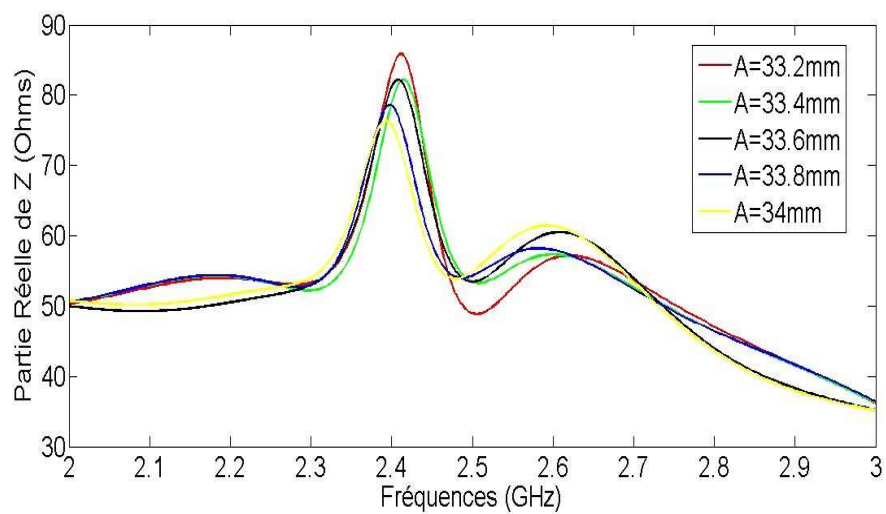
La taille du patch est certainement le paramètre le plus important en ce qui concerne la fréquence de résonance. Le changement de la longueur du patch s'accompagne d'une modification de la fréquence de l'antenne, figure 3.8. Nous remarquons que lorsque la longueur du patch augmente, il en résulte un décalage vers les basses fréquences des coefficients de réflexion et de transmission entre les deux ports. Il en est de même pour la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne.



(a)



(b)

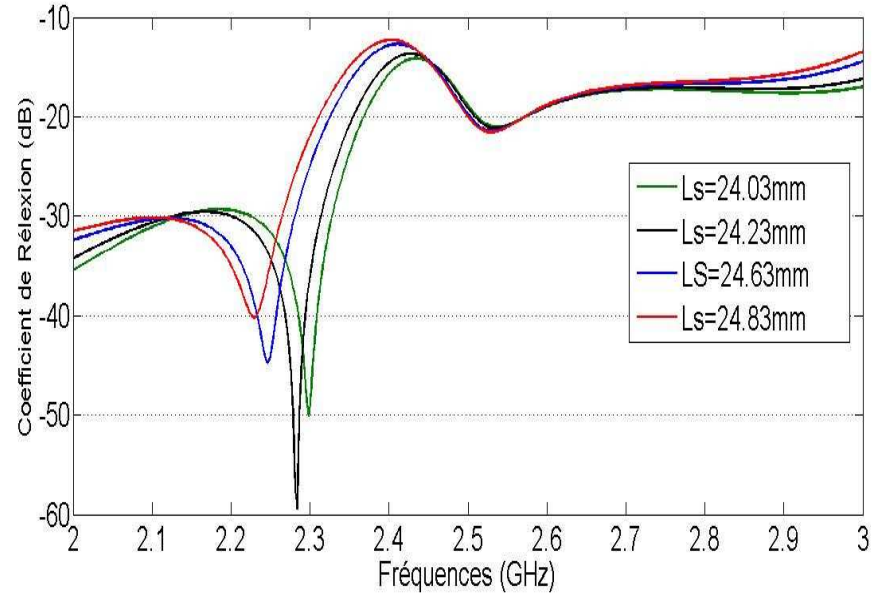


(c)

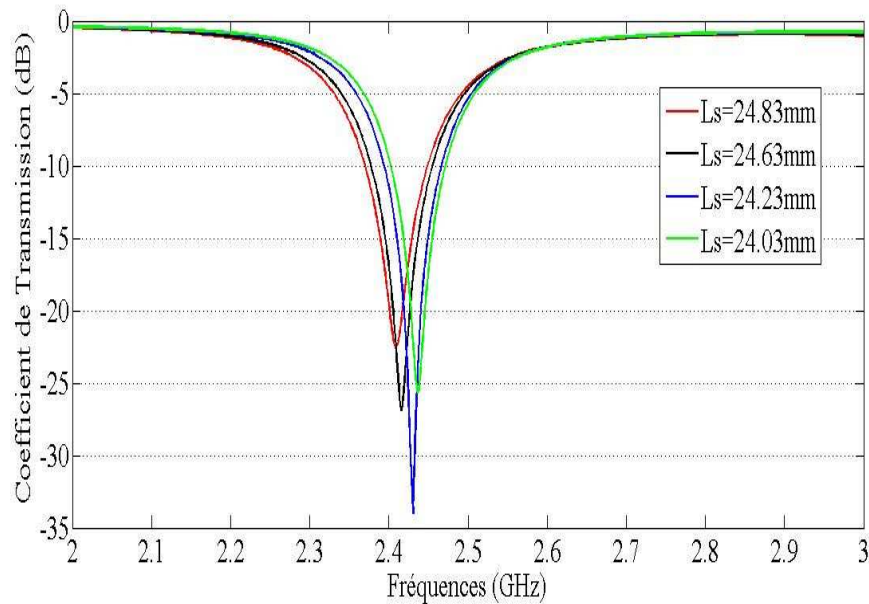
Figure 3.8 – Influence de A sur le fonctionnement de l'antenne.

III.6.3 Influence de L_s sur le fonctionnement de l'antenne

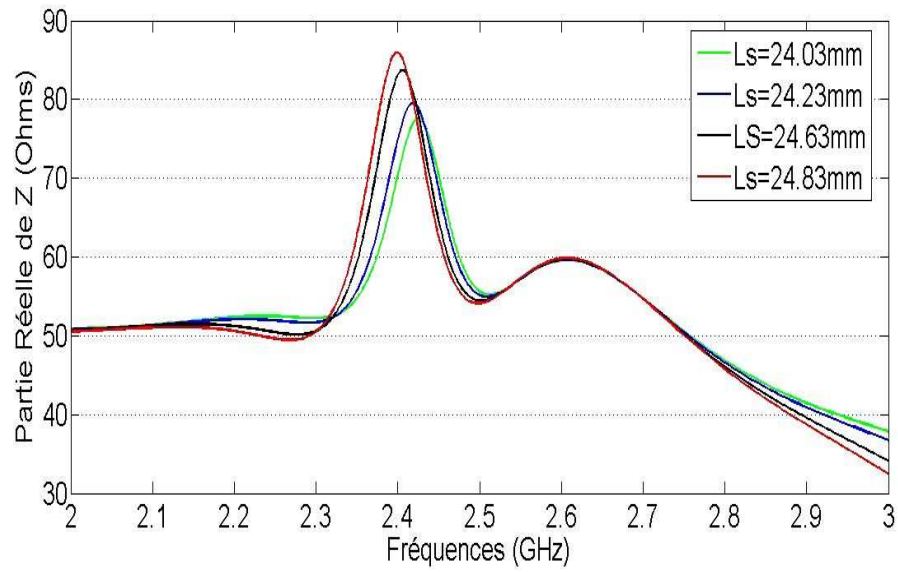
Nous nous intéressons maintenant au paramètre L_s qui définit la longueur de la fente de couplage. Le comportement de l'antenne en fonction de ce paramètre est représenté sur la figure 3.9. Nous pouvons y voir que la bande passante reste quasiment constante avec plus de 40%, et que par rapport au coefficient de transmission, l'influence de ce paramètre est inversement proportionnelle à l'isolation entre les deux ports car celui-ci se décale légèrement vers la droite lorsque L_s augmente.



(a)



(b)



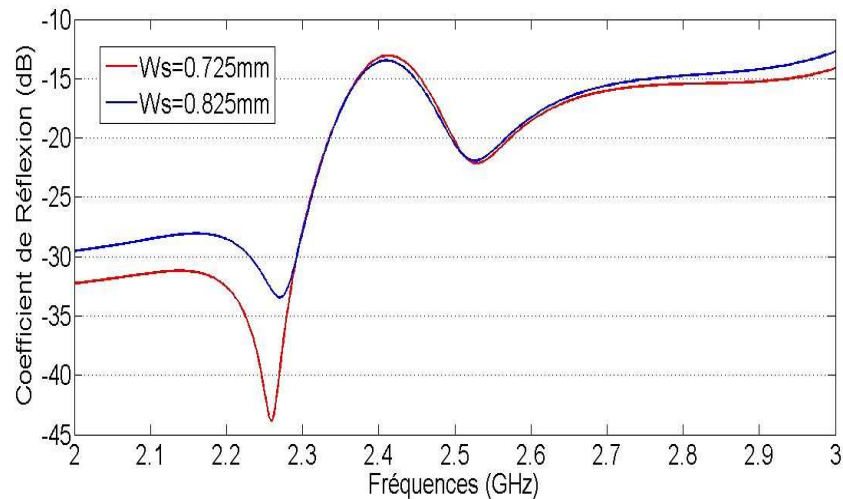
(c)

Figure 3.9 – Influence de L_s sur le fonctionnement de l'antenne.

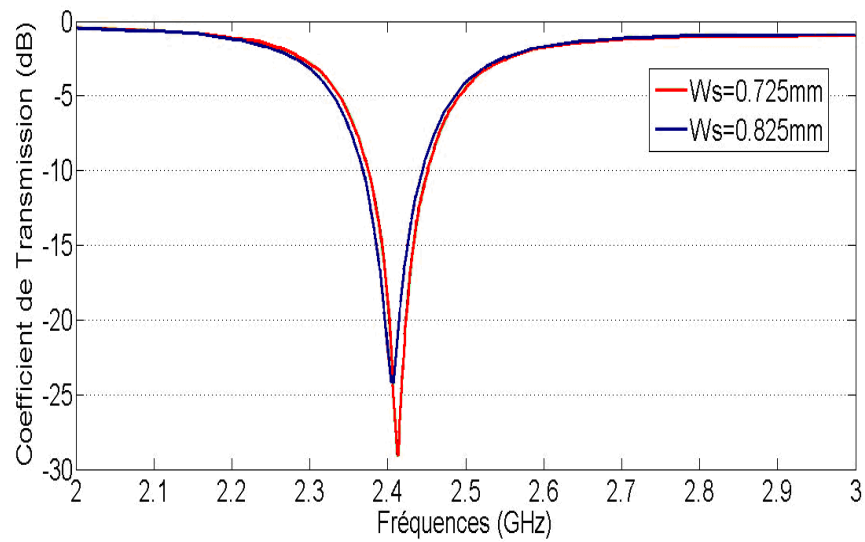
L'augmentation de L_s entraîne un décalage de la partie réelle de l'impédance vers la gauche.

III.6.4 Influence de W_s sur le fonctionnement de l'antenne

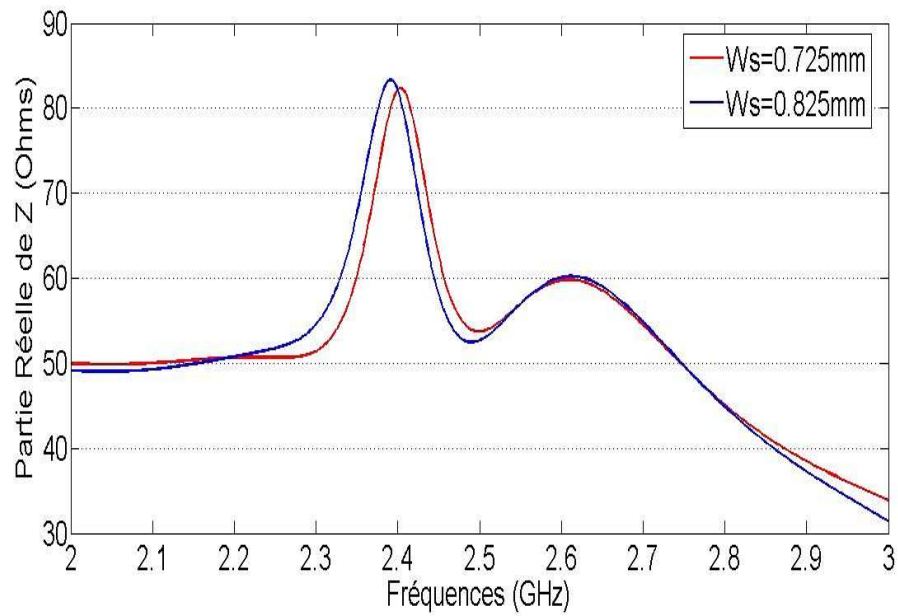
La figure 3.10 nous montre l'évolution du fonctionnement de l'antenne en fonction du paramètre W_s . Nous remarquons que l'antenne reste adaptée (< -10 dB) tout au long la bande 2 à 3 GHz. Le coefficient d'isolation est moins sensible pour les variations de W_s .



(a)



(b)



(c)

Figure 3.10 – Influence de W_s sur le fonctionnement de l'antenne.

III.6.5 Influence du gap d'air sur le fonctionnement de l'antenne

Dans la pratique, et lors de la réalisation de l'antenne multicouche, il existe une couche d'air de $120\mu\text{m}$ qui apparaît au dessus de plan de masse coté Duroïd, figure 3.11.

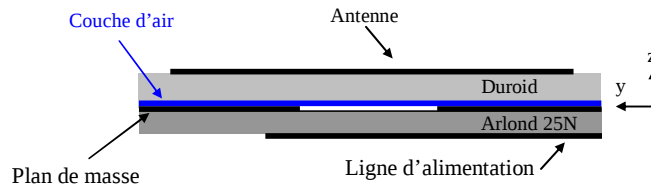


Figure 3.11 – Structure de l’antenne avec la couche d’air.

C’est pourquoi, une étude paramétrique sur l’influence de cette couche d’air sur l’antenne s’avère nécessaire. Comme le montre la figure 3.12, plus cette couche d’air (Air) augmente, plus la fréquence de résonance se décale vers les hautes fréquences.

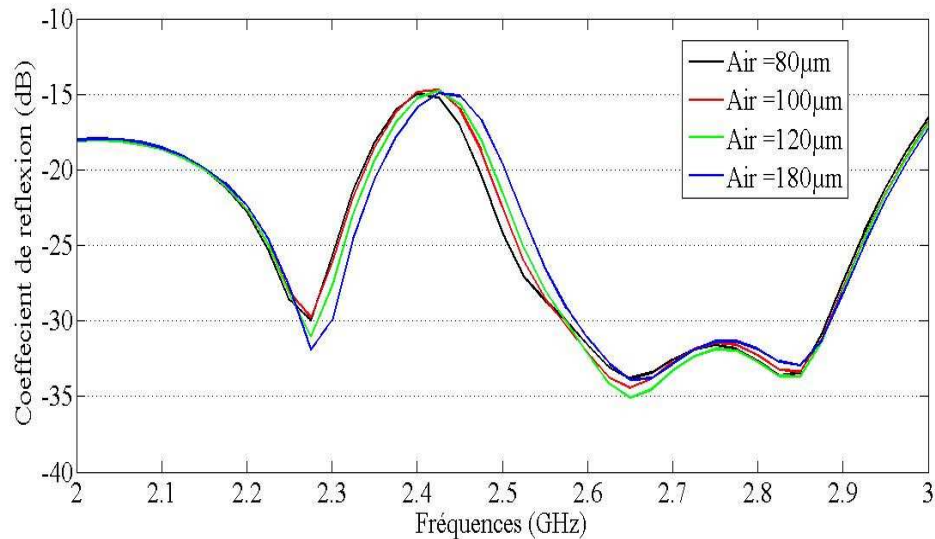
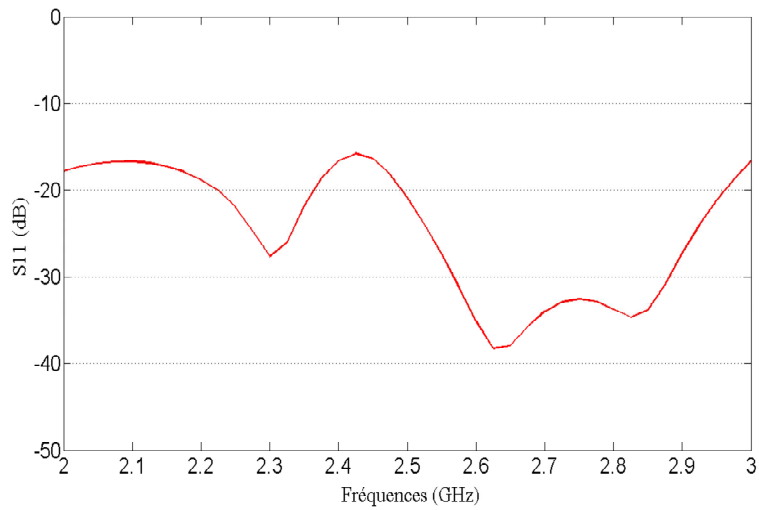


Figure 3.12 – Coefficient de réflexion en fonction du gap d’air et de l’épaisseur du substrat.

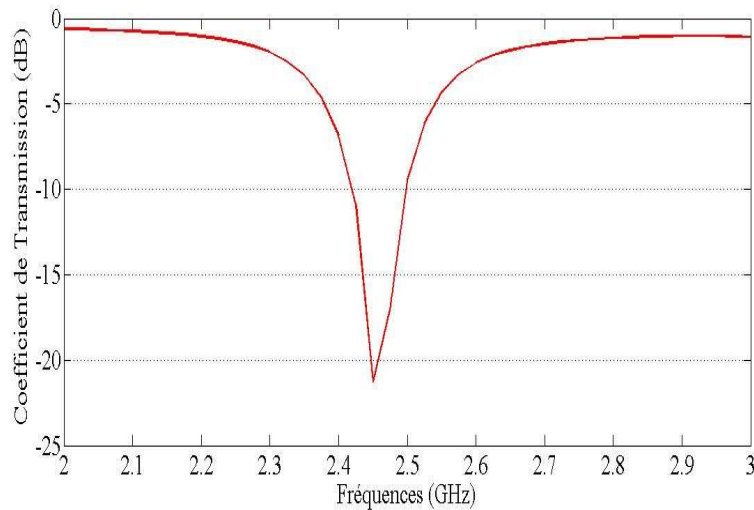
III.7 Caractéristiques de l’antenne étudiée

III.7.1 Coefficients de réflexion et d’isolation

Les résultats de simulation de l’antenne, en termes de coefficient de réflexion et d’isolation sont présentés sur les figures 3.13 (a) et (b) respectivement ($h_{\text{air}}=120 \mu\text{m}$). L’antenne reste adaptée entre 2 et 3 GHz (les dimensions de l’antenne sont données par la figure 3.6).



(a)



(b)

Figure 3.13 – Coefficient de réflexion (a), coefficient d'isolation entre les deux ports (b).

Il y a une bonne isolation entre les deux ports d'alimentation à la fréquence de travail 2.45 GHz, sa valeur est d'environ 20 dB.

III.7.2 Etude des caractéristiques de rayonnement dans le plan azimutal

La figure 3.14 montre la distribution de la composante E_ϕ du champ électrique sur le patch. Cette composante, normalisée en dB, du champ rayonné lointain pour $\theta = 0^\circ$ et ϕ variant de 0° à 360° , figures 3.14 (d) et (e), atteint un maximum de champ dans une direction et un champ très faible à 90° de la position du maximum.

Les directions obtenues correspondent à des résultats attendus. En effet, en excitant l'antenne via le port 1 et avec une seule fente, nous obtenons une polarisation linéaire dans les directions de 45° et 135° respectivement, figures 3.14 (a) et 3.14 (b). Dans le cas où les deux fentes sont superposées et croisées, nous aurons une polarisation circulaire, la composante E_ϕ décrit presque un cercle, figure 3.14 (e).

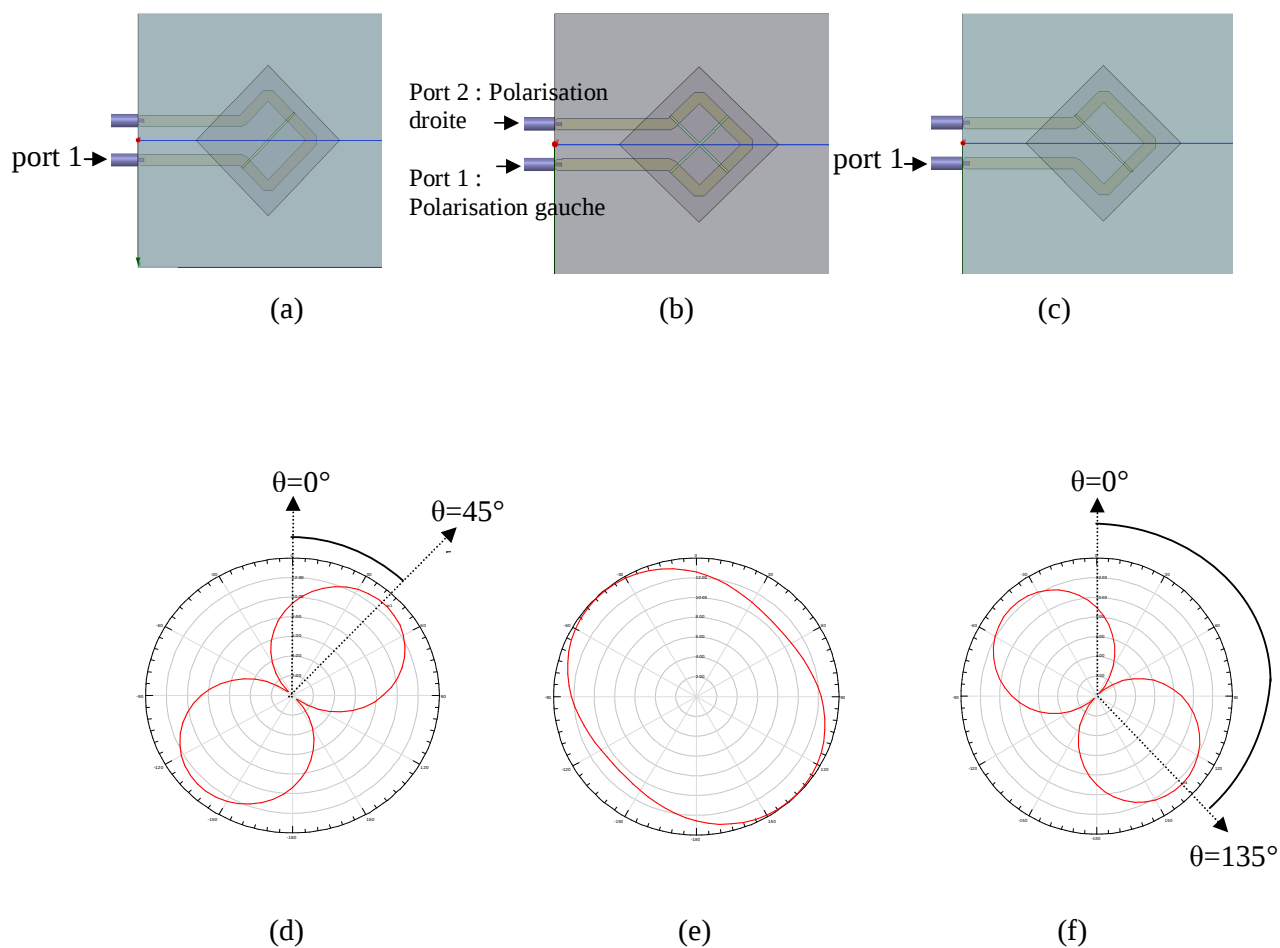


Figure 3.14 – Composante E_ϕ normalisée en dB du champ rayonné lointain à $\theta=0^\circ$.

Le diagramme de rayonnement simulé pour la fréquence 2.45GHz dans le plan E ($x\hat{o}z$) est donné par la figure 3.15. Nous remarquons que le rayonnement arrière atteint -12.5dB , ce rayonnement parasite est dû à la ligne d'alimentation et la fente de couplage.

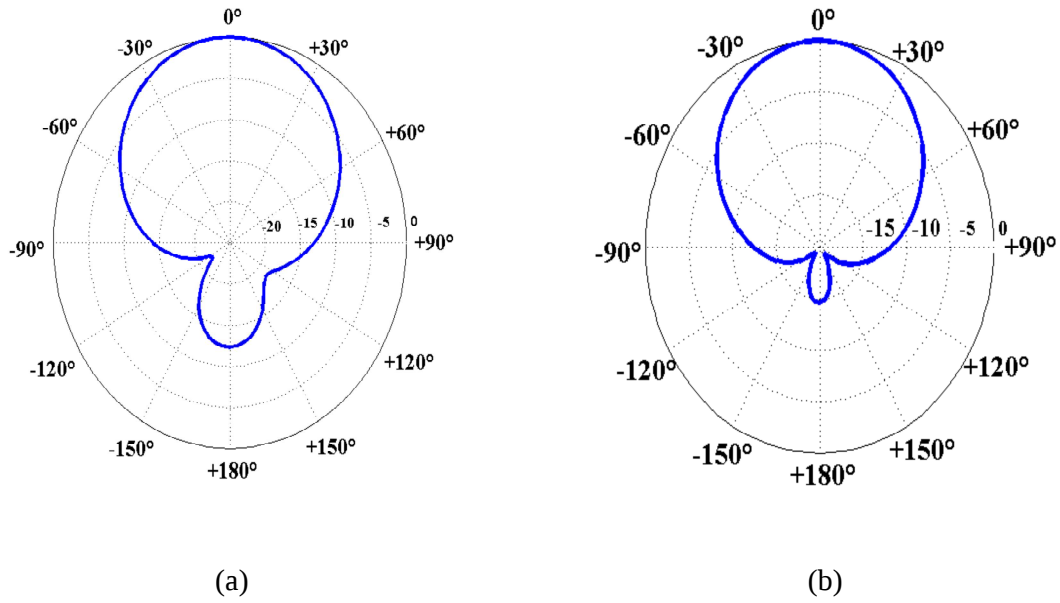
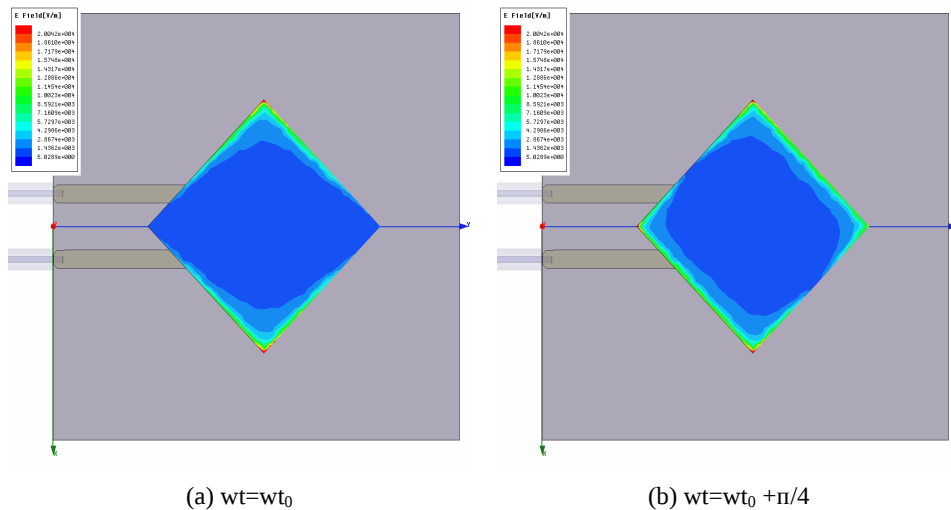


Figure 3.15 – Diagramme de rayonnement, (a) E téta ($\varphi=0^\circ$), (b) E phi ($\varphi=0^\circ$).

III.7.3 Etude des courants de surface

Une autre façon de valider le fonctionnement de l'antenne avec les deux fentes rectangulaires croisées est d'observer la répartition du champ électrique sur le patch pour la polarisation circulaire. A la fréquence de résonance centrale (2.45GHz), nous retrouvons la polarisation circulaire. Une représentation du champ électrique sur la surface du patch en fonction du temps, figure 3.16, nous permet d'observer le phénomène de rotation du champ. Cette rotation se fait dans le sens horaire, ce qui correspond bien à une polarisation circulaire droite. Ceci permet de valider toute l'étude qui a été effectuée précédemment. Les résultats de la polarisation circulaire gauche ne sont pas montrés sur cette figure vue la symétrie de la structure de l'antenne.



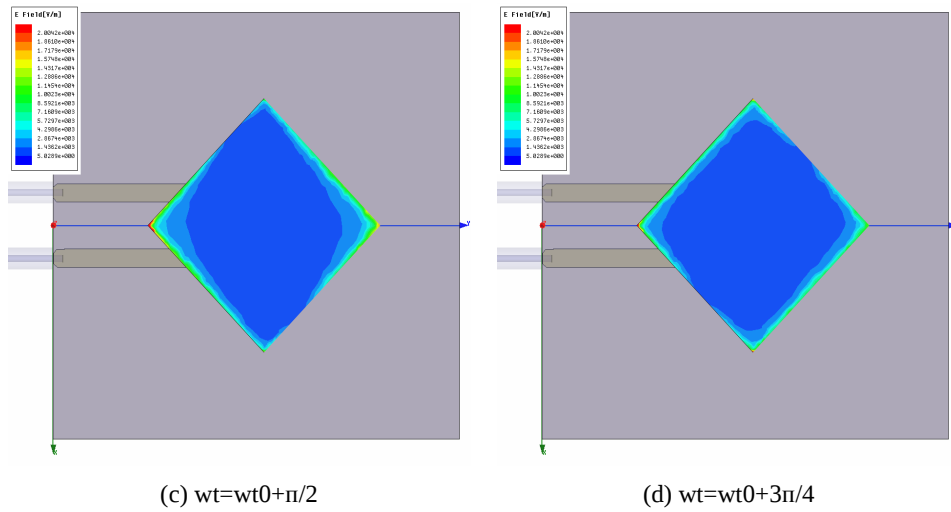
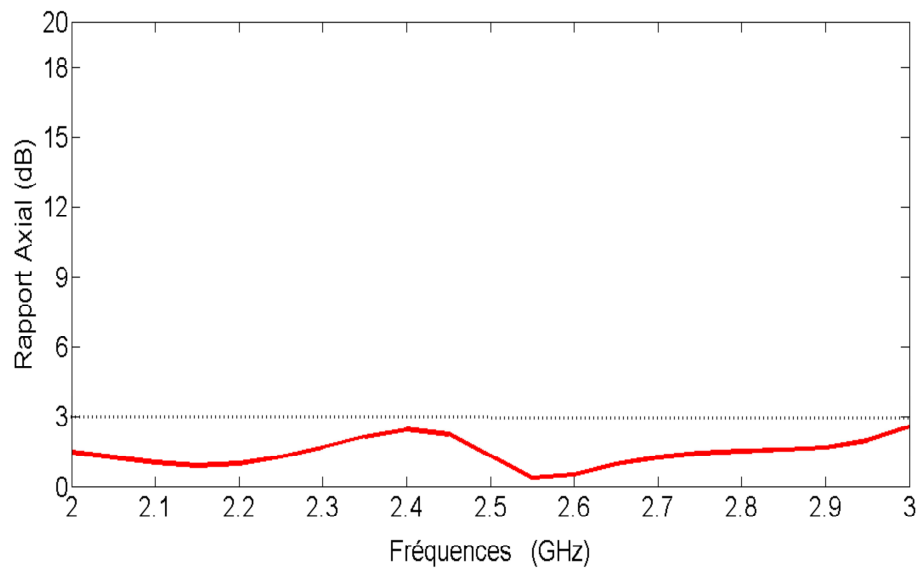


Figure 3.16 – Répartition en fonction du temps du champ électrique sur le patch.

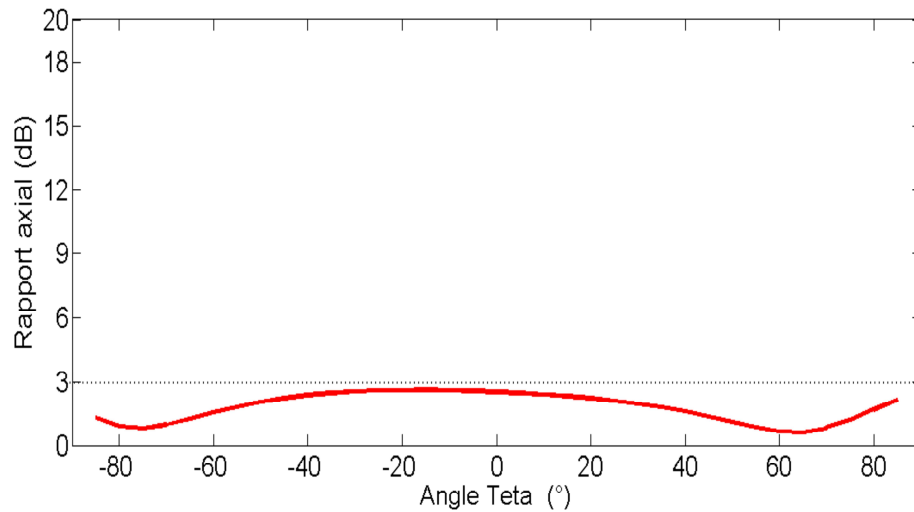
Il est donc possible de générer une polarisation circulaire gauche en excitant l'antenne par le port 1 d'alimentation, et une polarisation droite en changeant l'autre port, figure 3.14 (b).

III.7.4 Caractéristiques de la polarisation circulaire

Les résultats de simulation de l'antenne, en termes rapport axial, sont présentés sur les figures 3.17 (a) et (b).



(a)



(b)

Figure 3.17 – Rapport axial (a) en fonction de la fréquence, en fonction de l’élévation (b).

L’antenne est alimentée par une ligne qui possède une impédance caractéristique de 50Ω . Le rapport axial reste au dessous de 3 dB entre 2 et 3 GHz. A cause de la symétrie de l’antenne, seuls les résultats pour l’un des ports sont présentés. La valeur du gain simulé en polarisation circulaire de cette antenne est de 6.8 dB.

III.8 Optimisation et validation de l’antenne par la mesure

III.8.1 Mesure des paramètres S_{ij}

Il est nécessaire de vérifier les résultats fournis par le simulateur. Le meilleur moyen étant la mesure, l’antenne a été dimensionnée pour répondre à des applications dans la bande ISM centrées à 2.45 GHz.

Les coefficients de réflexion mesurés et simulés sont superposés sur la figure 3.18, les valeurs sont relevées dans la bande de fréquence [1-8] GHz. Les résultats de mesure et de simulation à la fréquence 2.45 GHz sont respectivement -18.7 dB et -16.4 dB. La rejection de la seconde harmonique, soit 4.9 GHz, est de -1.62 dB.

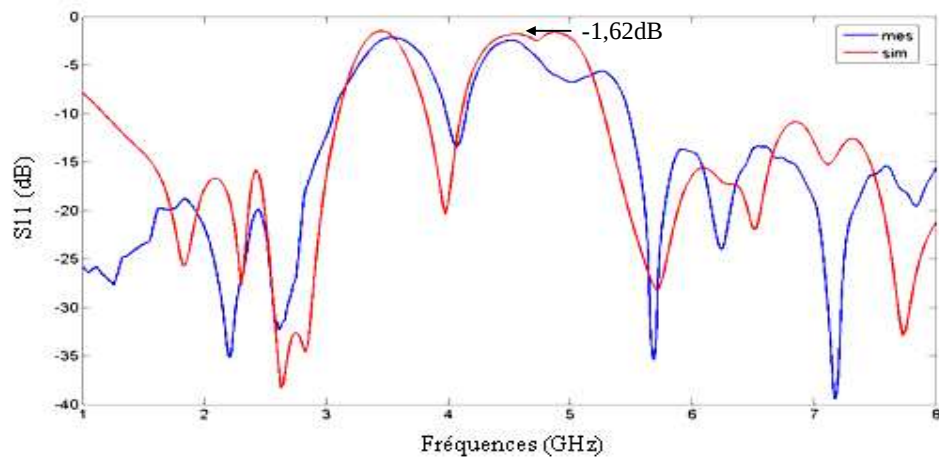


Figure 3.18 – Coefficient de réflexion mesuré et simulé en fonction de la fréquence.

L'isolation S_{12} mesurée entre les deux ports d'alimentation 1 et 2 est de -20 dB, figure 3.19. Compte-tenu de cette valeur, on constate que les deux ports sont correctement isolés à la fréquence 2.45 GHz. Le décalage entre les résultats de simulation et de mesure est principalement dû au gap d'air présent entre les différentes couches des substrats de l'antenne et à l'imperfection du processus de fabrication.

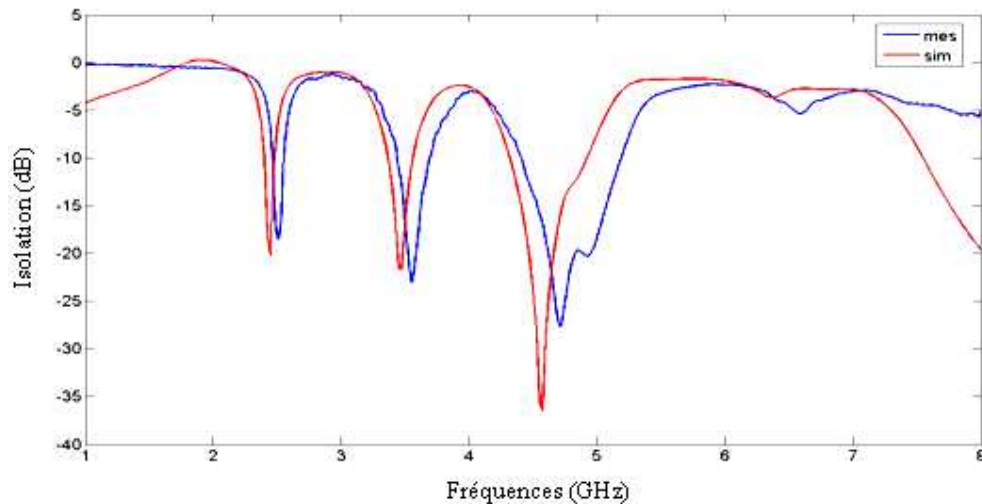


Figure 3.19 – Coefficient d'isolation entre les deux ports de l'antenne.

III.8.2 Mesure des caractéristiques de rayonnement

La mesure du rapport axial de la polarisation circulaire gauche est donnée par la figure 3.20, sa valeur est de moins de 3 dB entre les fréquences 2015 et 2730 MHz, ce qui correspond à une bande passante d'environ 30% . En raison de la symétrie de la structure, les résultats obtenus par la polarisation circulaire droite ne seront pas présentés.

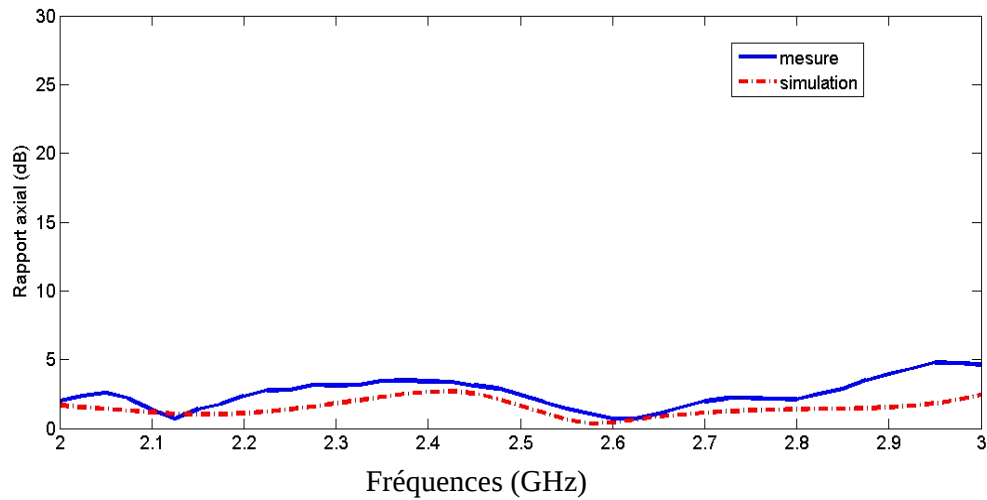


Figure 3.20 – Rapport axial en fonction de la fréquence.

La figure 3.21 montre le rapport axial mesuré et simulé en fonction de l'angle d'élévation téta pour le cas de la polarisation circulaire gauche. Le rapport axial reste pratiquement inférieur à 3 dB entre -80° et $+80^\circ$.

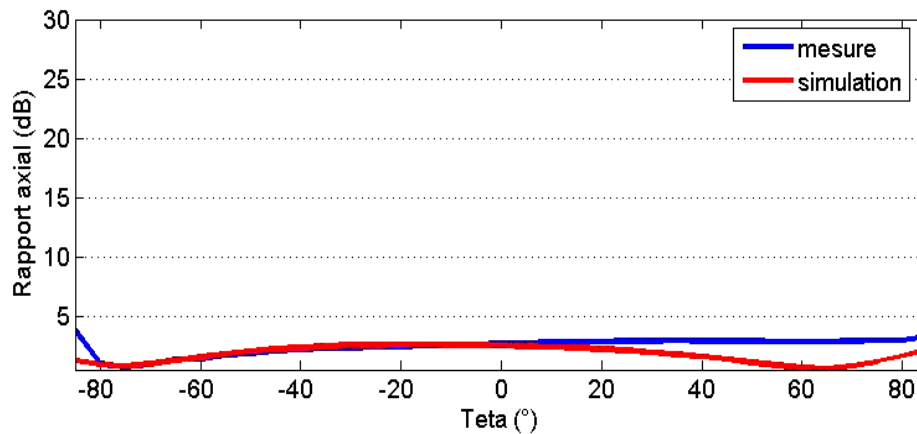


Figure 3.21 – Rapport axial en fonction de l'angle d'élévation téta.

Le diagramme de rayonnement des composantes $E_{t\theta}$ et E_{ϕ} est mesuré dans une chambre anéchoïque à la fréquence 2.45 GHz dans le plan E ($x\hat{o}z$) en utilisant en émission une antenne cornet à polarisation linéaire de gain égal à 12.2 dB. Le gain mesuré dans une chambre anéchoïque est de 5.7dB à 2.45GHz contre 6.8dB en simulé. Les résultats de mesure et de simulation des deux composantes de champs, $E_{t\theta}$ et E_{ϕ} , sont superposés et présentés sur la figure 3.22.

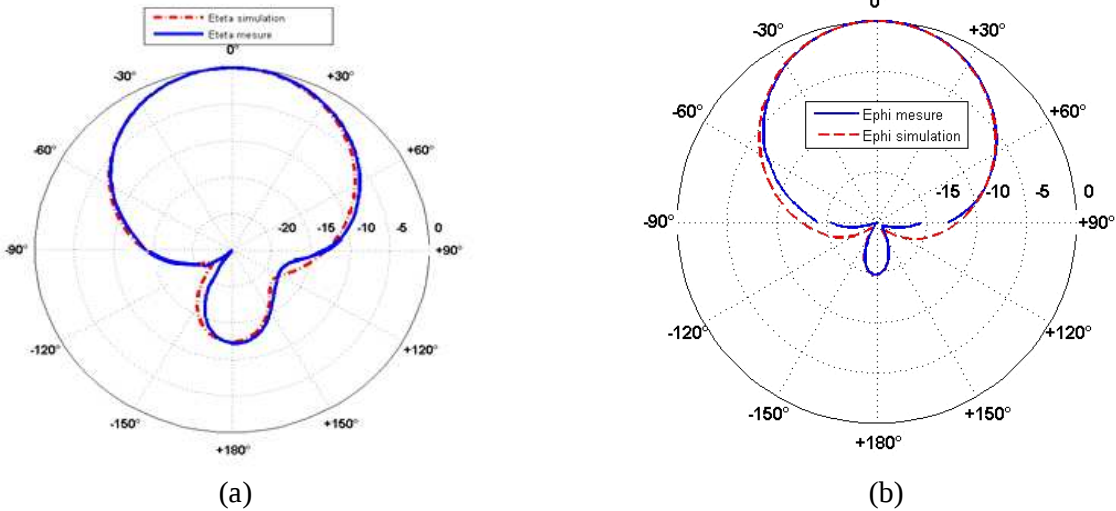


Figure 3.22 – Diagramme de rayonnement dans le plan E (xOz) : (a) Eteta, (b) Ephi.

L'antenne présentée ici possède des propriétés de rejection d'harmoniques notamment à 4,9 GHz. A 7,35 GHz, le niveau de réflexion reste inférieur à -10 dB, ce qui pourrait ne pas être suffisant même si le niveau de cette harmonique reste faible. Dans ce contexte, nous proposons une variante de l'antenne à couplage à travers une fente. Il s'agit d'une antenne couplée par proximité utilisant la longueur de la ligne d'alimentation et les structures DGS (Defected Ground Structure ou structure à défaut dans le plan de masse) de façon à assurer la rejection des deux harmoniques qui suivent la fréquence fondamentale à 2,45 GHz.

III.9 Antenne à couplage par proximité à rejection d'harmoniques

III.9.1 Introduction

Nous présentons dans ce paragraphe un autre type d'antenne multicouche caractérisé par une alimentation par couplage par proximité [17], [18], [19], [20], et par une longueur de pénétration L nécessaire à la fois à l'adaptation de l'antenne et à la rejection de la seconde harmonique (4.8 GHz).

III.9.2 Antenne alimentée par proximité

Dans cette étude, nous présenterons une antenne patch couplée par proximité, donnée par la figure 3.23 et étudiée par L. I-S Sanchez et al. [17].

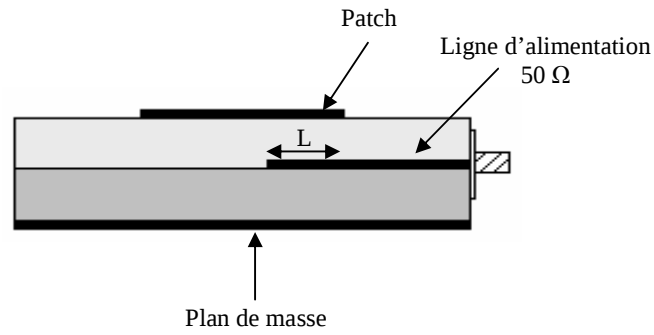


Figure 3.23 – Antenne à couplage par proximité.

Le schéma équivalent de cette antenne est donné par la figure 3.24 [21]. Le type de couplage entre la ligne d'excitation et le patch est de nature capacitive. En effet, cette capacité est ajustée afin d'assurer une bonne adaptation de l'antenne.

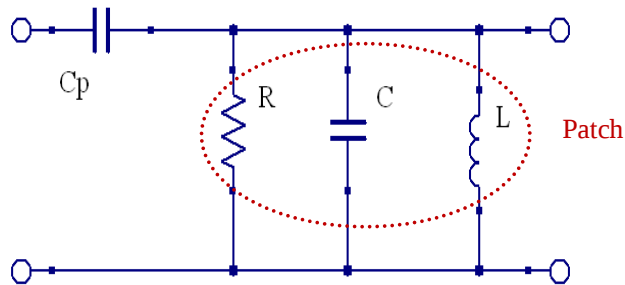


Figure 3.24 – Schéma équivalent d'une antenne à couplage par proximité.

La profondeur de pénétration (L) est utilisée pour contrôler la désadaptation de la 2^{ème} harmonique à 4.8 GHz. Le meilleur compromis en terme d'adaptation à 2.4 GHz et de rejection d'harmonique à 4.8 GHz est $L=29$ mm. La figure 3.25 présente le coefficient de réflexion de l'antenne simulée pour les deux harmoniques supérieures (4.8 GHz et 7.2 GHz) sous CST Microwave Studio 2006 software [22].

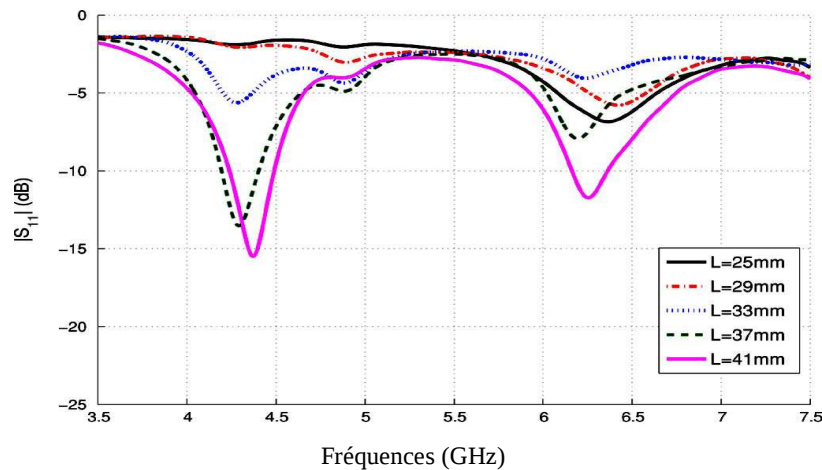


Figure 3.25 – Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L [17].

III.9.3 Etude de la structure DGS sur une ligne micro-ruban

Les structures DGS sont de plus en plus utilisées en raison de leurs simplicités de fabrication [23], [24], [25], [26]. Elles consistent à apporter une modification dans le plan de masse. Elles permettent de rejeter une ou plusieurs fréquences pour les circuits micro-ondes. Nous avons mené une étude sur le comportement d'une structure DGS à partir d'une ligne d'alimentation, comme le montre la figure 3.26.

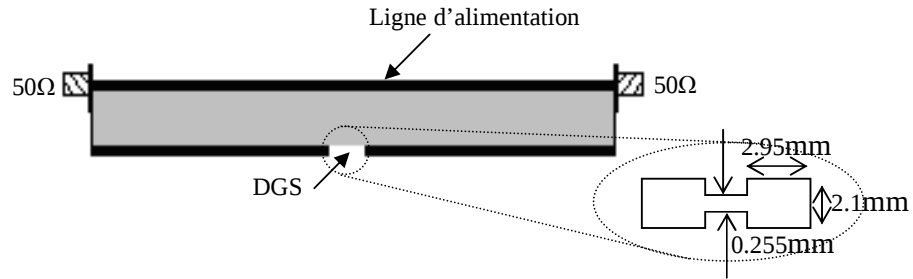


Figure 3.26 – Ligne micro-ruban avec DGS.

Les dimensions de la fente sont donc fixées de manière à éliminer la 3^{ème} fréquence de résonance, et cela en créant une bande interdite centrée à la fréquence 7.35GHz, figure 3.27.

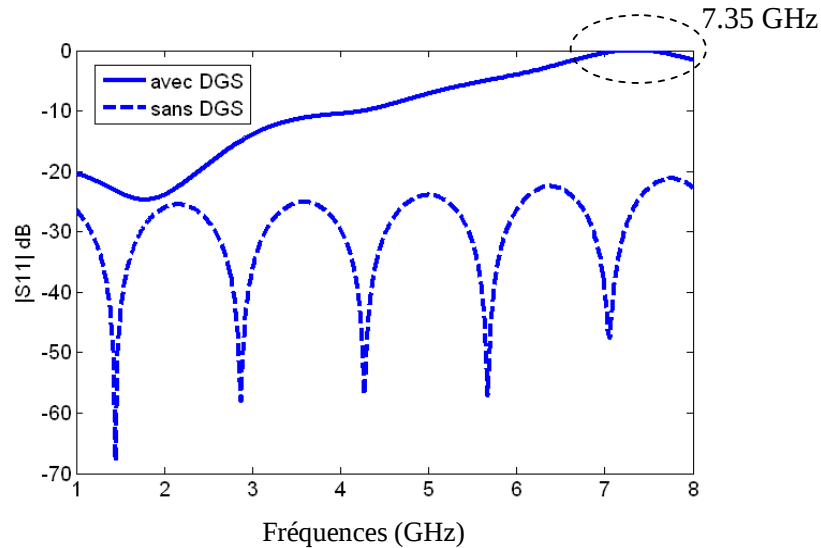


Figure 3.27 – Coefficient de réflexion d'une ligne micro-ruban avec et sans DGS.

D'après la figure 3.28, nous remarquons que la variation de la longueur L de la fente a un effet sur le décalage de la bande interdite.

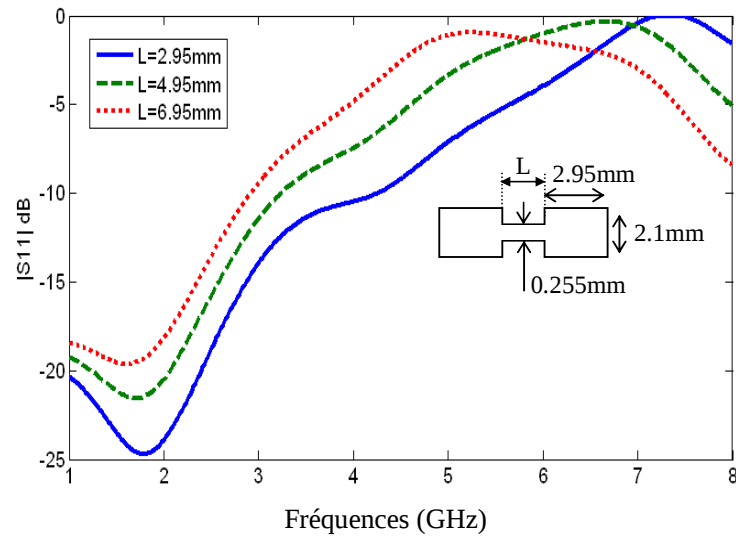


Figure 3.28 – Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de L .

III.9.4 Antenne alimentée par proximité avec DGS

L'antenne à rejection d'harmoniques consiste à intégrer un filtre dans l'antenne pour assurer la réduction d'harmoniques générés par tout élément actif (diode Schottky dans notre cas). Nous proposons de combiner les deux techniques pour les adapter à notre antenne proposée afin de rejeter la 2^{ème} et la 3^{ème} harmonique. La structure globale de l'antenne proposée est montrée sur la figure 3.29.

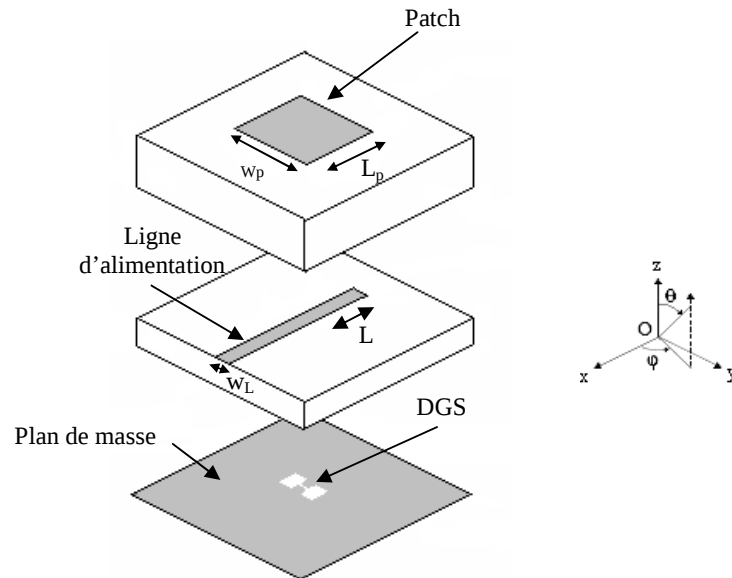


Figure 3.29 – Antenne à couplage par proximité à rejection d'harmoniques.

L'application des structures DGS consiste à graver un motif dans le plan de masse. Après une étude théorique sur les antennes à couplage par proximité sur ce type d'alimentation, nous arrivons à supprimer la 2^{ème} harmonique en ajustant la longueur de pénétration L de la ligne d'alimentation d'impédance caractéristique $50\ \Omega$ et la 3^{ème} harmonique en se servant de la bande interdite créée par la structure.

Les dimensions de l'antenne exprimées en millimètres sont les suivantes :

$$W_p = 34.9, L_p = 34.2, L = 18.4, W_L = 2.845.$$

La modification de la forme gravée sur le plan de masse permet de créer une bande interdite centrée à une fréquence fixée à partir des dimensions de la fente. Pour cela, nous avons gravé une fente dans le plan de masse. La figure 3.30 montre le coefficient de réflexion simulé de l'antenne.

Nous constatons qu'en optimisant la valeur de L à 18.4 mm et en gravant la fente dans le plan de masse, nous arrivons à désadapter la 2^{ème} et la 3^{ème} harmonique correspondant respectivement aux fréquences 4.9 GHz et 7.35 GHz.

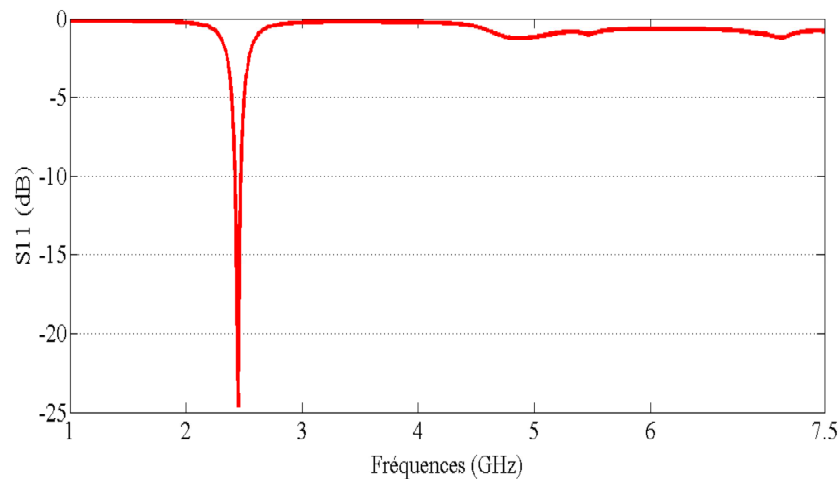


Figure 3.30 – Coefficient de réflexion de l'antenne avec DGS.

La figure 3.31 montre que le déplacement de la position de la fente dans la direction de la ligne d'alimentation entraîne non seulement une dégradation de l'adaptation à la fréquence de travail de 2.45 GHz, mais provoque l'apparition des minimas à des fréquences autre que 7.35 GHz, mais la désadaptation est conservée à cette fréquence.

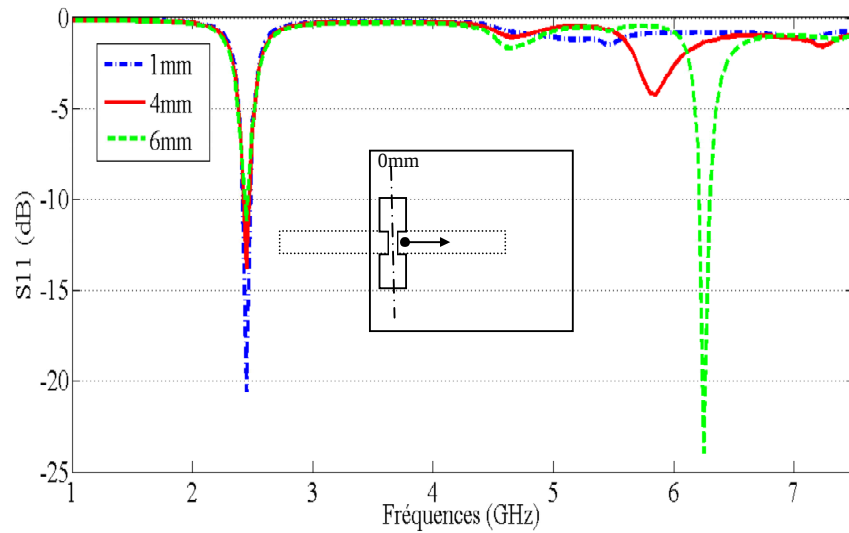
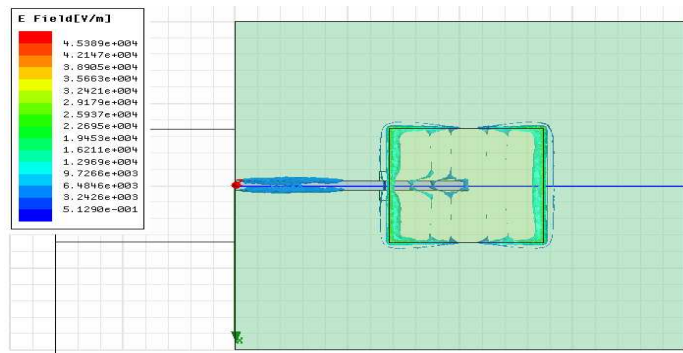
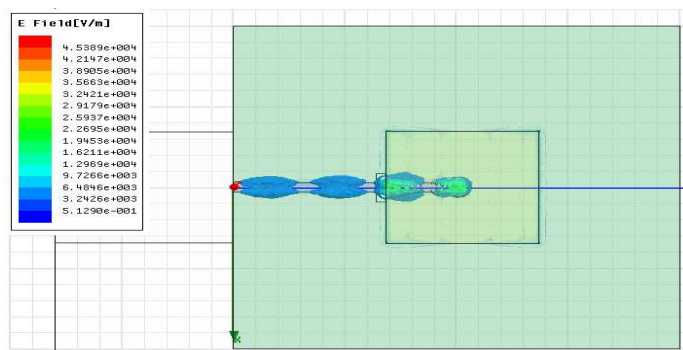


Figure 3.31 – Coefficient de réflexion pour différentes positions de la fente.

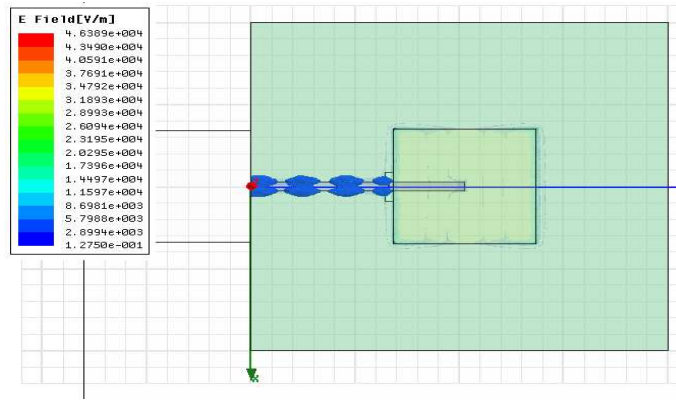
La figure 3.32 présente la distribution du champ électrique total normal au pavé pour les trois fréquences 2.45, 4.9 et 7.35 GHz. Nous constatons, dans figure 3.32 (a), que le champ électrique se propage vers le patch et l'antenne rayonne. Par contre, dans figure 3.32 (b), c'est la longueur de la ligne d'excitation qui bloque la fréquence 4.9 GHz, tandis que pour la fréquence 7.35 GHz, le champ électrique est bloqué par la fente, figure 3.32 (c).



(a) $f = 2.45$ GHz



(b) $f = 4.9$ GHz

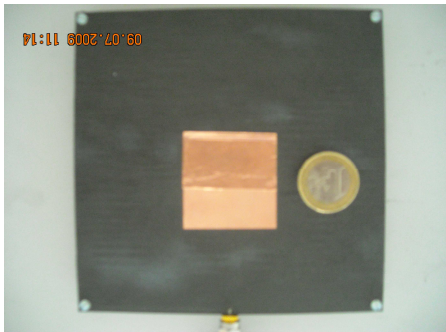


(c) $f = 7.35$ GHz

Figure 3.32 – Distribution du champ électrique pour les différentes fréquences.

III.9.5 Réalisation et mesure de l'antenne

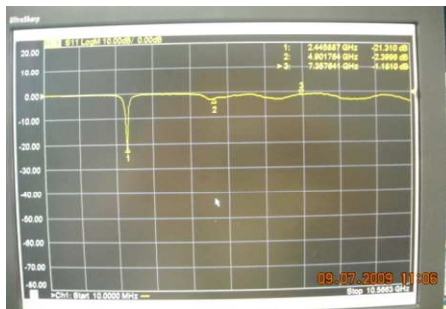
Les figures 3.33 représentent les photos de l'antenne réalisée à ESYCOM. L'antenne patch rectangulaire est gravée sur du Duroid 5880 de constante diélectrique $\epsilon_r=2.2$ et d'épaisseur 1.575 mm, tandis que la ligne est gravée sur du TMM4 avec $\epsilon_r=4.5$ et une épaisseur de 1.524 mm.



(a) Antenne patch.



(b) Ligne d'alimentation



(c) Mesure de S_{11} sur l'analyseur de réseaux.



(d) Banc de mesure.

Figure 3.33 – Réalisation et mesure de l'antenne.

Nous avons utilisé HFSS pour toutes les simulations de l'antenne proposée. D'après la figure 3.34, nous pouvons conclure qu'il y a une bonne concordance entre les résultats de mesure et les résultats simulés pour la position de la fente de 0 mm. Nous remarquons également la désadaptation des fréquences supérieures: de -1.9 dB à 4.9 GHz, et de -1.75 dB à 7.37 GHz.

Le tableau 3.1 résume les valeurs du module de S11 mesuré et simulé pour les trois fréquences 2.45, 4.9 et 7.35 GHz et pour 0 mm pour la position de la fente.

Fréquence (GHz)	2.45	4.9	7.35
S11 dB (mesuré)	-18	-1.9	-1.75
S11 dB (simulé)	-20	-1.95	-1,5

Tableau 3.1 – Module de S11.

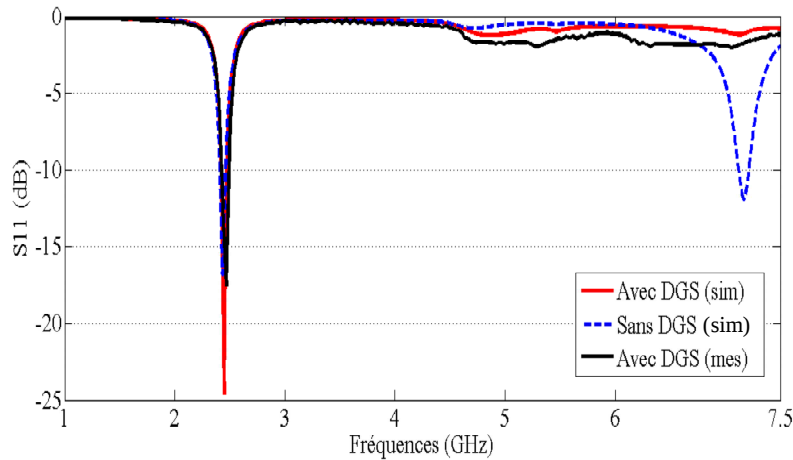


Figure 3.34 – Résultats de simulation et de mesure de S11 de l'antenne en fonction de la fréquence.

La figure 3.35 montre les résultats de mesure des diagrammes de rayonnement dans le plan E (yôz) de l'antenne pour la fréquence de résonance 2.45 GHz et ses harmoniques supérieures 4.9 GHz et 7.35 GHz. La réduction des deux harmoniques est d'environ 40 dB.

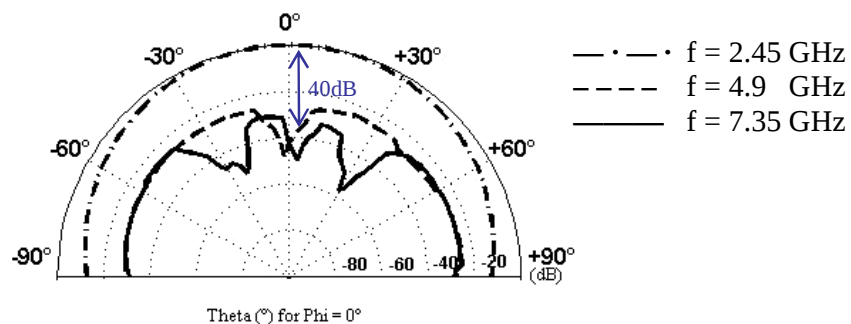


Figure 3.35 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne (plan E).

III.10 Conclusion

Une étude complète d'une antenne à double polarisation circulaire duale a été menée et expérimentée dans ce chapitre. Une ligne micro-ruban a été utilisée pour alimenter l'antenne par couplage à travers une fente. Le logiciel HFSS a permis de simuler et dimensionner l'antenne dans la bande ISM centrée à 2.45 GHz. Des mesures en adaptation et en rayonnement ont validé les simulations.

Nous avons également caractérisé une antenne à rejection d'harmoniques par utilisation des structures DGS de façon à éliminer l'harmonique à 7,35 GHz. Les résultats de mesure sont en bonne concordance avec les résultats de simulation. Ces antennes couplées par fente ou par proximité sont destinées à être utilisées pour la récupération d'énergie radio-fréquence dans la mesure où elles possèdent des propriétés de rejection d'harmoniques. C'est dans ce cadre qu'une étude sur les rectennas (rectifying antennas) sera développée dans le prochain chapitre.

III.11 Références bibliographiques

- [1] Hua-Ming Chen; "A circular polarized annular ring microstrip antenna", Antennas and Propagation Society International Symposium, 1998. IEEE, 1998 , Page(s): 1352 – 1355 vol.3
- [2] J.Y. Park, S.M. Han and T. Itoh, «A Rectenna Design With Harmonic-Rejecting Circular-Sector Antenna», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 3, 2004, pp 52–54.
- [3] T.-C. Yo, C.-M. Lee, C.-M. Hsu and C.-H. Luo, «Compact Circularly Polarized Rectenna With Unbalanced Circular Slots», *IEEE Trans. On Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 3, March 2008, pp 882–886.
- [4] Zied Harouni, Lotfi Osman and Ali Gharsallah, "Efficient 2.45 GHz Rectenna Design with high Harmonic Rejection for Wireless Power Transmission", *IJCSI International Journal of computer Science Issues*, Vol. 7, Issue 5, September 2010.
- [5] Zied Harouni, Lotfi Osman, and Ali Gharsallah, "Efficient 2.45 GHz proximity coupled microstrip patch antenna design including harmonic rejecting device for microwave energy transfer", *International Renewable Energy Congress November 5–7, 2010 – Sousse, Tunisia*
- [6] J.Q. Howell, « Microstrip Antennas » *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 23, N° 1, January 1975, pp. 90–93.
- [7] David Pozar. A review of aperture coupled microstrip antennas: History, operation, development, and applications. University of Massachusetts at Amherst, 1996.
- [8] Peter L. Sullivan, and Daniel H. Schaubert, "Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna", *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 34, no. 8. Page(s): 977 – 984, August 1986.
- [9] Hisao Iwasaki, and Yasuo Suzuki, "Electromagnetically coupled circular-patch antenna consisting of multilayered configuration", *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 44, No. 6, Page(s): 777 – 780, June 1996.
- [10] Targonski, S.D.; Waterhouse, R.B.; Pozar, D.M.;, "Wideband aperture coupled stacked patch antenna using thick substrates", vol.32, 1996 , Page(s): 1941 – 1942.
- [11] Zhen-Guo LIU & Wen-Xun ZHANG, “Broadband Reflectarray with Double-Layer Slot-Loaded Patches”, *Millimeter Waves*, 2008. GSMM 2008. Global Symposium, April 2008, pp.397 – 399.
- [12] Vivek Rathi, Girish Kumar, and K. P. Ray, “Improved Coupling for Aperture Coupled Microstrip Antennas”, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, Aug 1996, On page(s): 1196 – 1198.
- [13] Wu Bi-yan, “Aperture Coupled H Shape Miniature Patch Antenna”, *Antennas and Propagation, IEEE Transactions*, Vol. 48, No.7, pp 5816 – 5818, 2007.
- [14] Michaël DIBLANC, Thèse de doctorat, "développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire." Université de limoges année : 2006.
- [15] Ansoft corporations, HFSS V.11– Software based on the finite element method.
- [16] Heba Badr El-Din Abdo El-Shaarawy, Thèse : Structures électromagnétiques à bandes interdites pour des applications de filtre. Université Paul Sabatier, 17 Décembre 2009.

- [17] Luis Inclán-Sánchez, José-Luis Vázquez-Roy, and Eva Rajo-Iglesias, "Proximity Coupled Microstrip Patch Antenna With Reduced Harmonic Radiation", IEEE Transactions on antennas and propagation, Vol. 57, No. 1, pp 27–32, January 2009.
- [18] Gao, S.; Sambell, A., "Broadband proximity-coupled microstrip antenna" Antennas and Propagation Society International Symposium, IEEE, 2004, Page(s) : 759 – 762 Vol.1.
- [19] Chan, C.H.; Yu, Y.X.; Luk, K.M.; "Numerical study of a proximity-coupled microstrip antenna with a slot," Antennas and Propagation Society International Symposium, 1997. IEEE, 1997, Page(s): 2115 – 2118, vol.4.
- [20] Rowe, W.S.T.; Waterhouse, R.B.; "Investigation of proximity coupled antenna structures", Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE, Page(s): 904 – 907 vol.2.
- [21] David M. Pozar, D. H. Schaubert, "Microstrip antennas: the analysis and design of microstrip antennas and arrays", 1995
- [22] Computer Simulation Technology, CST Microwave Studio 2006 [Online]. Available: www.cst.com
- [23] Dal Ahn, Jun-Seok Park et al., "A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.49, pp. 86–93, Dec. 2001.
- [24] Jun-Sik Yun, Geun-Young Kim et al., "A design of the novel coupled line bandpass filter using defected ground structure," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 2000, pp. 327–330.
- [25] Jong-Sik Lim, Chl-Soo Kim, "Design of lowpass filters using defected ground structure and compensated microstrip line," *Electronics Letter*, vol.38, no.22, pp. 1357–1358, 2002.
- [26] Chul-Soo Kim, Jun-Seok Park and Dal Ahn, "A novel 1-D periodic defected ground structure for planar circuits," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol.10, pp. 131–133, Apr. 2000.

Chapitre IV

Étude et conception d'une rectenna à double
polarisation circulaire à 2.45 GHz

IV.1 Introduction

Ce chapitre a pour objectif la conception d'une rectenna à double polarisation circulaire alimentée par fente. Comme nous l'avons signalé dans le chapitre précédent, cette antenne présente plusieurs avantages notamment au niveau de l'angle d'ouverture de la polarisation circulaire qui est comprise entre -80° à $+80^\circ$, et une bande passante de plus de 40%. En plus, l'antenne est compacte car l'ajustement de la phase est intégré dans l'antenne. Cette antenne travaillant à la fréquence 2.45 GHz permet aussi de rejeter la 2^{ème} harmonique à 4.9 GHz. C'est pourquoi, elle pourra être intégrée aussi bien dans un système de récupération d'énergie RF ou dans un système de transmission d'énergie sans fil qui est une des applications appropriées à ce genre d'antennes. Les principales caractéristiques de notre antenne pour cette application sont :

- Structure compacte;
- Facilité d'intégration des composants actifs tels que les diodes car l'alimentation est assurée par une ligne micro-ruban;
- Possibilité d'une adaptation d'impédance de l'antenne avec le circuit de redressement;
- Gain en polarisation circulaire de 5.7dB;
- Sensibilité de détection quel que soit l'orientation du champ incident;
- Isolation entre l'élément rayonnant et les composants actifs.

Dans ce 4^{ème} chapitre, nous présenterons la rectenna qui est constituée de l'antenne à double polarisation et d'un système de conversion.

IV.2 Conception et réalisation d'un système de conversion RF-DC

IV.2.1 Conception du redresseur

IV.2.1.1 Choix du substrat

Le choix d'une technologie micro-onde et de son procédé de fabrication est lié à la fonction à réaliser et au niveau d'intégration désiré. Pour notre étude, le niveau de complexité de la rectenna reste simple et se situe dans le domaine des MIC qui intègre des lignes de transmission sur le substrat ainsi que des éléments passifs et actifs. Le type de ligne de transmission utilisé pour la réalisation de ces circuits micro-ondes est la ligne micro-ruban. Il existe plusieurs types de matériaux qui entrent dans la composition d'un substrat quelconque. Les facteurs qui déterminent le choix du matériau sont:

- Facteur de dissipation, il rend compte des pertes dans le matériau: pertes en rayonnement, en conduction et dans le diélectrique afin d'obtenir un bon rendement;
- Un choix correct de la constante diélectrique, elle devrait être suffisamment élevée pour réduire les dimensions de la carte;
- Robustesse et facilité d'usinage;
- Faible coût.

Nous avons choisi de réaliser nos circuits sur un substrat Arlon 25N, car il a un bon compromis coût/ pertes, une réduction des pertes par rayonnement et une réduction des dimensions du circuit. De plus, la stabilité du matériau de ce substrat garantit une permittivité $\epsilon_r = 3.38$ constante à ± 0.05 , une tangente de pertes $\tan \delta = 0.0025$ sur une bande de fréquence allant jusqu'à 10 GHz.

IV.2.1.2 Choix de la diode

La référence choisie pour nos travaux en laboratoire qui sont caractérisés par de faibles densités de puissance est la diode Schottky de la série HSMS 286X d'Agilent Technologies. La particularité de cette diode est sa capacité de détecter les faibles puissances, ses principaux paramètres sont les suivants: $R_S = 5 \Omega$, $C_{J0} = 0,18 \text{ pF}$ et $V_{BR} = 7V$ [1]. Son utilisation est optimisée dans l'intervalle [0.915-5.8] GHz. Elle est aussi appropriée pour des applications RFID [2], pour les détections à large bande et pour la modulation ou la conversion RF-DC [3].

Par ailleurs, grâce à sa faible résistance série R_S qui est de 5Ω , les pertes localisées dans la diode se trouvent réduites. Sa faible tension inverse de claquage l'autorise à fonctionner à de faibles densités de puissance permettant un rendement de conversion élevé à bas niveau de puissance.

IV.2.1.3 Choix de la topologie

D'après l'analyse effectuée sur les différentes topologies décrites au chapitre 1 et de la technologie à adopter pour la conception de l'antenne décrite au chapitre 3, notre choix s'est porté sur une configuration dite série qui présente les avantages suivants [4], [5], [6] :

- En technologie micro-ruban, la réalisation des filtres pour la topologie série est relativement simple car ils nécessitent juste des capacités parallèles pouvant être réalisées à l'aide des lignes à basse impédance caractéristique. Tandis que pour la topologie parallèle, la configuration des filtres est de type série. Les capacités devant être placées en série, il ne sera pas possible de les réaliser avec des lignes.
- Concernant la topologie parallèle, la diode est reliée à la masse. En outre, pour assurer le contact avec le plan de masse, il faut percer le substrat, ce qui augmente ainsi les pertes. De même, la modélisation de la diode avec une impédance de surface que nous avons développée au chapitre 2 serait plus délicate dans cette configuration.

IV.2.2 Simulation du circuit de redressement sous ADS

La configuration du circuit de redressement est effectuée à l'aide du simulateur Harmonic Balance, du logiciel ADS [7]. Elle a permis de visualiser les réponses temporelle et fréquentielle. Le simulateur LSSP (Large Signal S-Parameters) est aussi utilisé pour vérifier l'adaptation de ces circuits de conversion dans le cas d'une intégration des composants actifs. Ce simulateur est particulièrement adapté à ce type de circuits. Le dispositif de redressement comporte une diode série sur une ligne micro-ruban terminée sur une capacité (filtre passe-bas) en parallèle avec une charge résistive.

IV.2.2.1 Redresseur série

La figure 4.1 présente le schéma de simulation sous ADS du circuit mono-diode avec un récapitulatif des différents paramètres utilisés.

Dans ce circuit, la diode est insérée sur une ligne micro-ruban d'impédance caractéristique 50 Ω réalisée sur un substrat Arlon 25N de permittivité effective 3.38 et de hauteur 1.524 mm. La ligne de longueur 3.175 mm précédant la diode n'influe pas sur le rendement de conversion. Par contre, la ligne de longueur 11.075 mm située entre la diode et la capacité est choisie de manière à maximiser le rendement de conversion.

Le circuit de conversion est optimisé pour une puissance de 10 dBm à 2.45 GHz. La capacité de valeur 100 pF utilisée dans ce circuit n'a pas une grande influence sur le rendement de conversion. Cependant, la résistance de charge de 1.5 K Ω est celle qui garantit le maximum de rendement de conversion atteignant 68,83 %. Ce rendement peut être considérablement amélioré en insérant un filtre rejeteur d'harmoniques entre le générateur de puissance et le circuit de

En ce qui nous concerne, le filtre sera intégré dans l'antenne à double polarisation circulaire (voir Chapitre 3). Notons enfin que le rendement de conversion donné par l'équation 4.1 est défini par le rapport de la puissance continue disponible au niveau de la charge sur la puissance RF appliquée à l'entrée.

IV.2.2.2 Etude de l'adaptation du redresseur série

Pour déterminer les éléments du circuit susceptibles de conduire à l'amélioration du rendement de conversion, nous avons effectué une étude paramétrique dont les résultats optimaux sont exposés dans le tableau 4.1. Pour cela, nous avons fait varier, à chaque fois, un seul paramètre tout en gardant les autres paramètres inchangés.

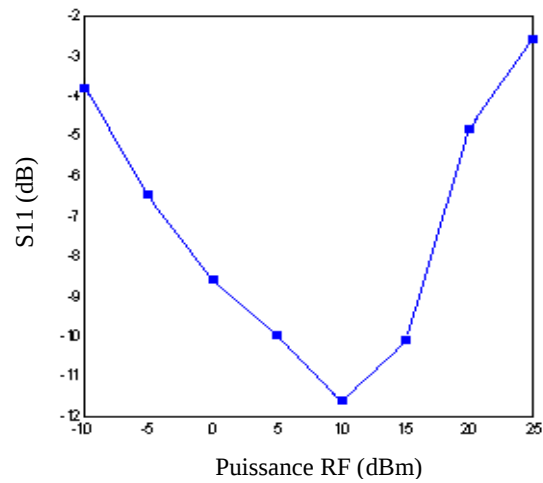


Figure 4.2 – Le paramètre S11 du redresseur série.

Charge R_L	1.5 K Ω
Capacité C du filtre passe-bas	100 pF
Longueur L_2 de la ligne après redresseur	11.075 mm
Puissance RF	10 dBm
Résistance R_S série de la diode	5 Ω
Capacité C_{j0} sans polarisation	0.18 pF

Tableau 4.1 – Paramètres optimaux du redresseur.

IV.2.2.3 Influence de la charge R_L sur le rendement

Nous constatons d'après la figure 4.3 que le rendement de conversion est optimal pour une seule valeur de la charge.

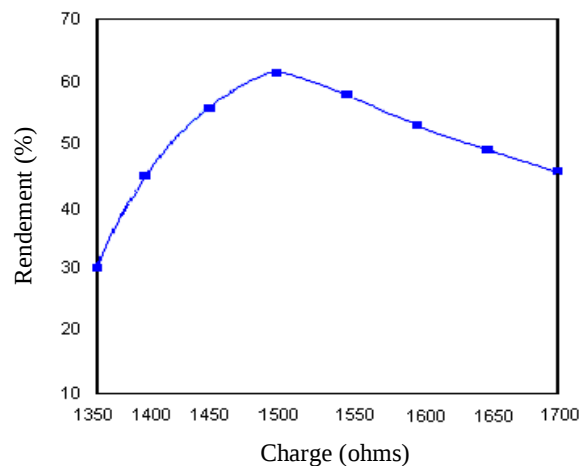


Figure 4.3 – Influence de la charge R_L sur le rendement.

IV.2.2.4 Influence de la capacité C sur le rendement

La figure 4.4 montre que la capacité du filtre de sortie DC pour une puissance d'entrée de 10 dBm n'a plus d'influence sur le rendement à partir de la valeur 5 pF où le rendement reste quasiment constant.

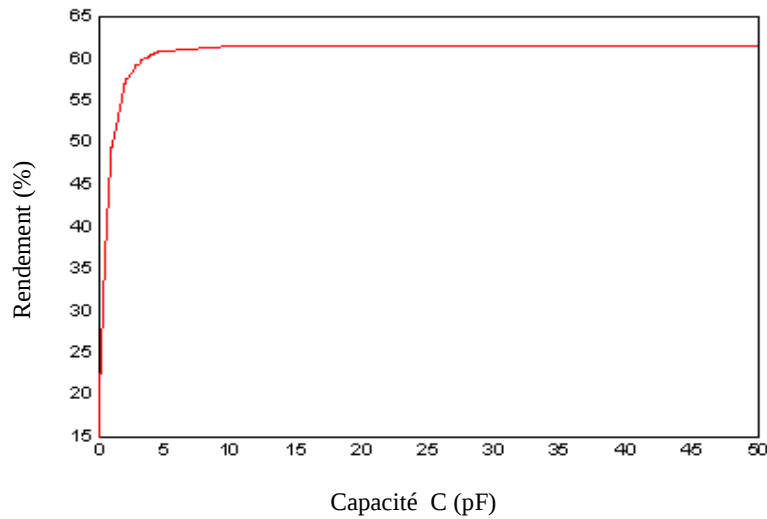


Figure 4.4 – Influence de la capacité C sur le rendement.

IV.2.2.5 Influence de la longueur de la ligne entre diode et capacité

La figure 4.5 montre la variation du rendement en fonction de la longueur de la ligne (L) (figure 4.1) après la diode pour différentes densités de puissance.

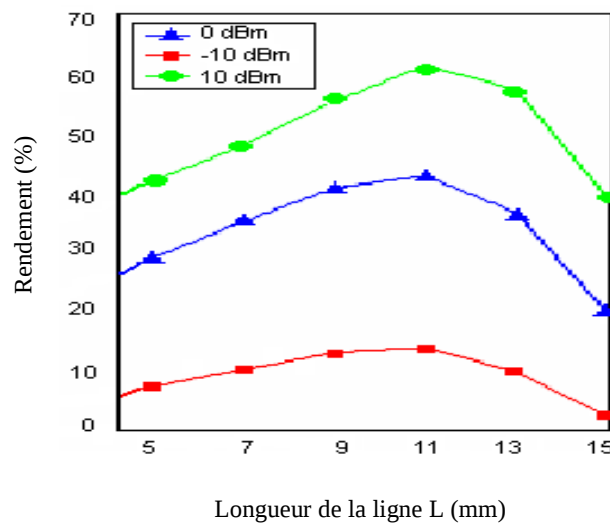


Figure 4.5 – Influence de la longueur de la ligne sur le rendement.

Les résultats obtenus montrent que la longueur de la ligne micro-ruban entre la diode et la capacité est critique pour le rendement de conversion. Néanmoins, cette longueur optimale ne dépend pas du niveau de puissance.

IV.2.2.6 Influence de la résistance série R_s de la diode sur le rendement

Comme le montre la figure 4.6, le rendement de conversion diminue lorsque la résistance série de la diode augmente. Cela montre que le choix de la diode à utiliser doit contribuer à minimiser cette résistance parasite.

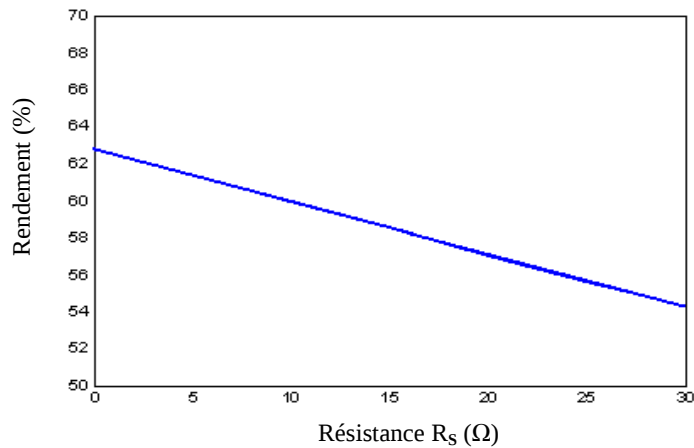


Figure 4.6 – Influence de la résistance R_s sur le rendement.

IV.2.2.7 Influence de la capacité de jonction C_{j0} sur le rendement

On constate sur la figure 4.7 que C_{j0} doit être minimisée pour optimiser le rendement de conversion RF-DC.

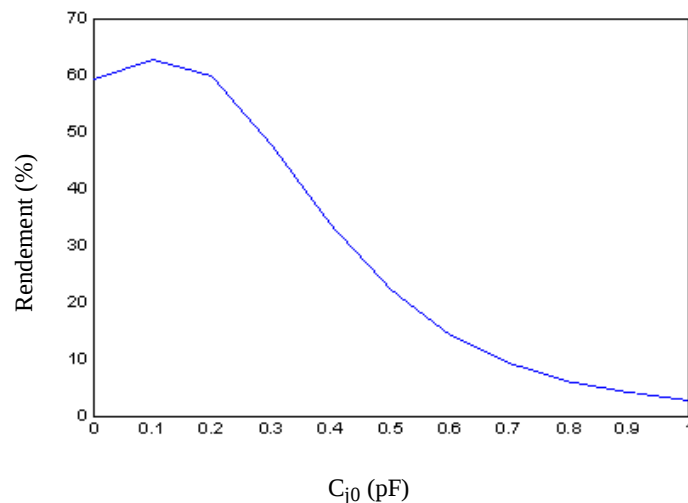


Figure 4.7 – Influence de la capacité C_{j0} sur le rendement.

IV.2.2.8 Influence de la puissance RF sur le rendement

La figure 4.8 montre l'influence de la puissance RF d'entrée sur le rendement de conversion RF-DC qui atteint un maximum à 10 dBm avant de s'atténuer brutalement à cause de la tension inverse de la diode Schottky [8]. La puissance maximale théorique est donnée par l'équation 4.2.

$$P_{MAX} = \frac{V_{br}^2}{4R_L} \quad (4.2)$$

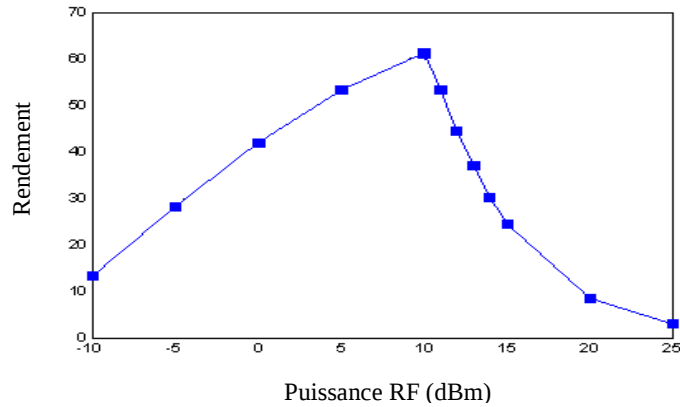


Figure 4.8 – Influence de la puissance RF sur le rendement.

IV.2.3 Réalisation du redresseur

Le banc de mesure illustré dans la figure 4.9 a été utilisé pour la caractérisation expérimentale des circuits de conversion. Il contient une source de puissance RF (E8251A d'Agilent), une charge résistive variable R_L , un voltmètre et un bolomètre (E4418A de HEWLETT PACKARD). La mesure se fait en deux temps. Tout d'abord, la puissance RF de référence que le générateur débite sur une charge de 50Ω est mesurée à l'aide du bolomètre. Ensuite, le circuit de conversion est connecté à la source RF et la tension DC est mesurée par le voltmètre.

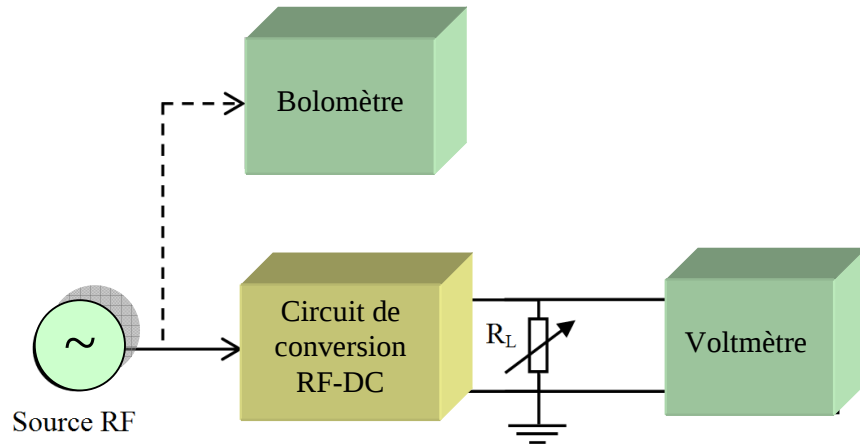


Figure 4.9 – Banc de mesure.

La structure du redresseur est représentée sur la figure 4.10. Elle se compose d'une diode Schottky en série avec un filtre à la sortie du circuit pour supprimer la composante RF indésirable au niveau de la charge.

La diode est un élément essentiel pour fixer le rendement de conversion RF-DC. Pour la conception et la réalisation de la rectenna, nous rappelons que nous avons utilisé une diode Schottky de type HSMS-2860 dont les principaux paramètres sont les suivant : $R_S = 5 \Omega$, $C_{J0} = 0,18 \text{ pF}$ et $V_{BR} = 7V$. Il s'agit d'une technique d'analyse effectuée dans le domaine fréquentiel qui tient compte des effets non linéaires de la diode.

Le circuit redresseur est optimisé pour une puissance d'entrée RF égale à 10 dBm. Après la réalisation de ce circuit et la mesure, figure 4.10, nous avons déterminé la valeur de la charge résistive optimal à 1.6 K Ω .

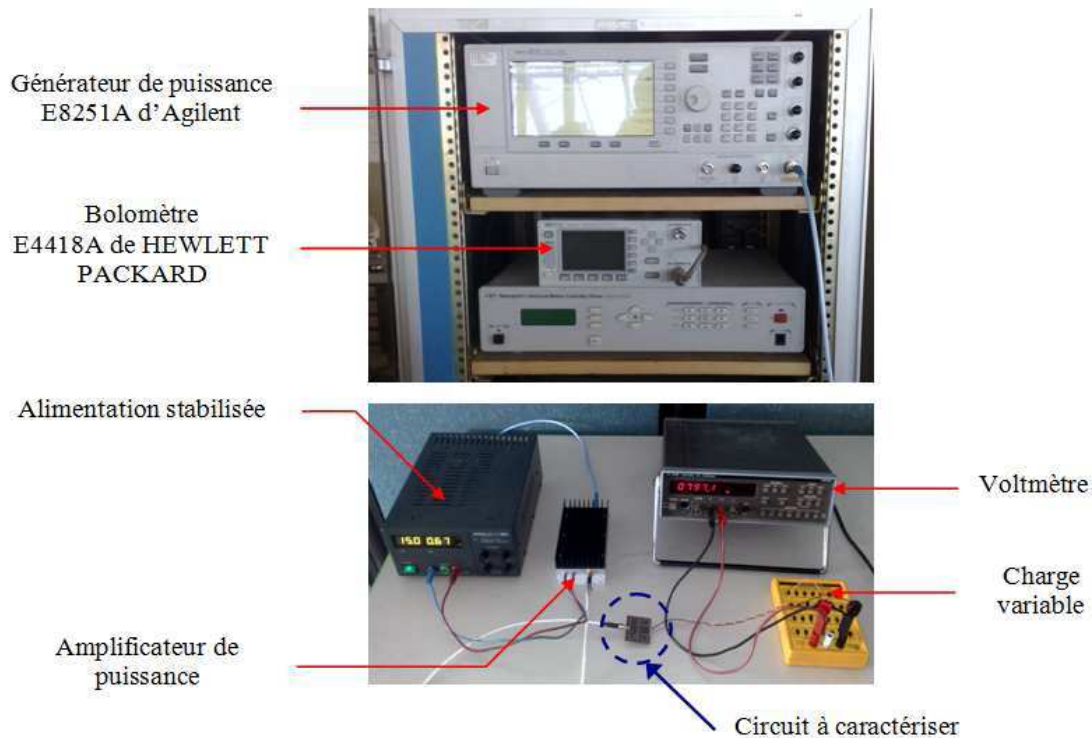


Figure 4.10 – Banc expérimental pour la mesure du circuit de conversion.

Le circuit série final optimisé ainsi que ses dimensions sont donnés dans la figure 4.11.

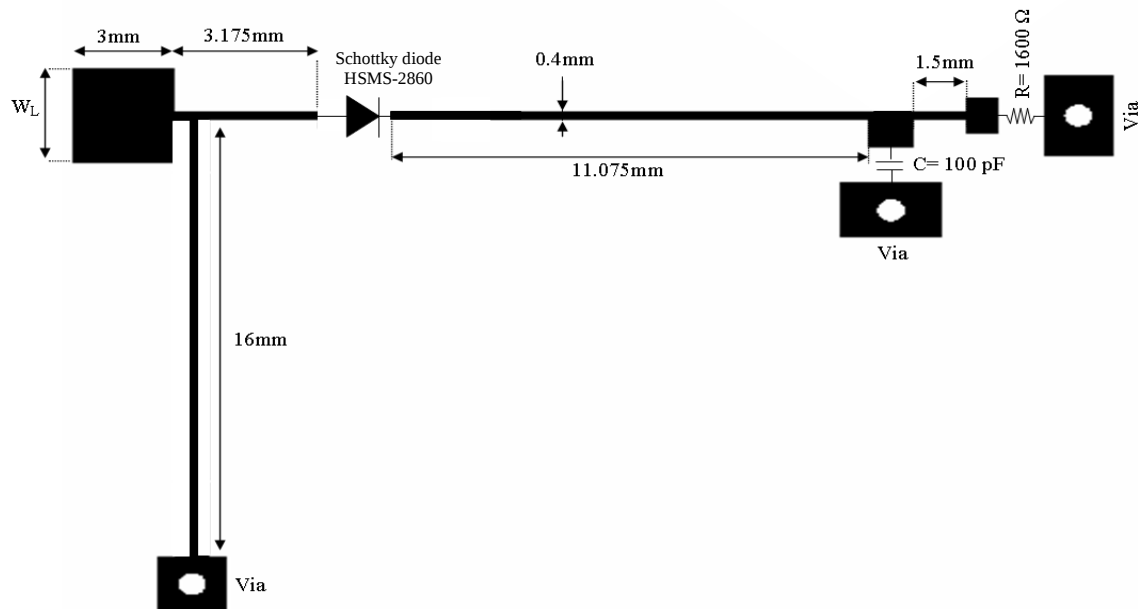


Figure 4.11 – Structure du circuit de redressement.

IV.3 Résultats de mesure de la rectenna

La figure 4.12 présente la structure globale de notre système (rectenna) qui se compose d'une antenne suivie d'un circuit de redressement connecté sur l'un des deux ports et d'une charge 50Ω sur l'autre port. Le circuit de redressement est branché sur l'antenne en utilisant une transition SMA [10].

Le banc de mesure de la figure 4.13 a été exploité pour caractériser expérimentalement la rectenna que nous avons développée. Des mesures de tension de sortie en fonction de la densité surfacique de puissance (DSP) ont été effectuées à l'intérieur d'une chambre anéchoïque. La partie d'émission contient un générateur RF (E8251A d'Agilent) qui délivre une puissance allant de -20 à 16 dBm, et une antenne cornet de 12.2 dB de gain égal à 2.45 GHz. De plus, pour augmenter la densité de puissance au niveau de la rectenna, un amplificateur de puissance de gain égal à 37 dB a été inséré entre la source RF et le cornet. Pour déterminer avec précision la puissance (P_t) transmise au cornet, les pertes dans les câbles coaxiaux RF (n° 1, 2 et 3) qui relient le générateur à l'antenne cornet et le gain de l'amplificateur ont été mesurés. Les pertes dans les câbles ont été estimées à 2.4 dB ($3 \times 0,8$ dB).

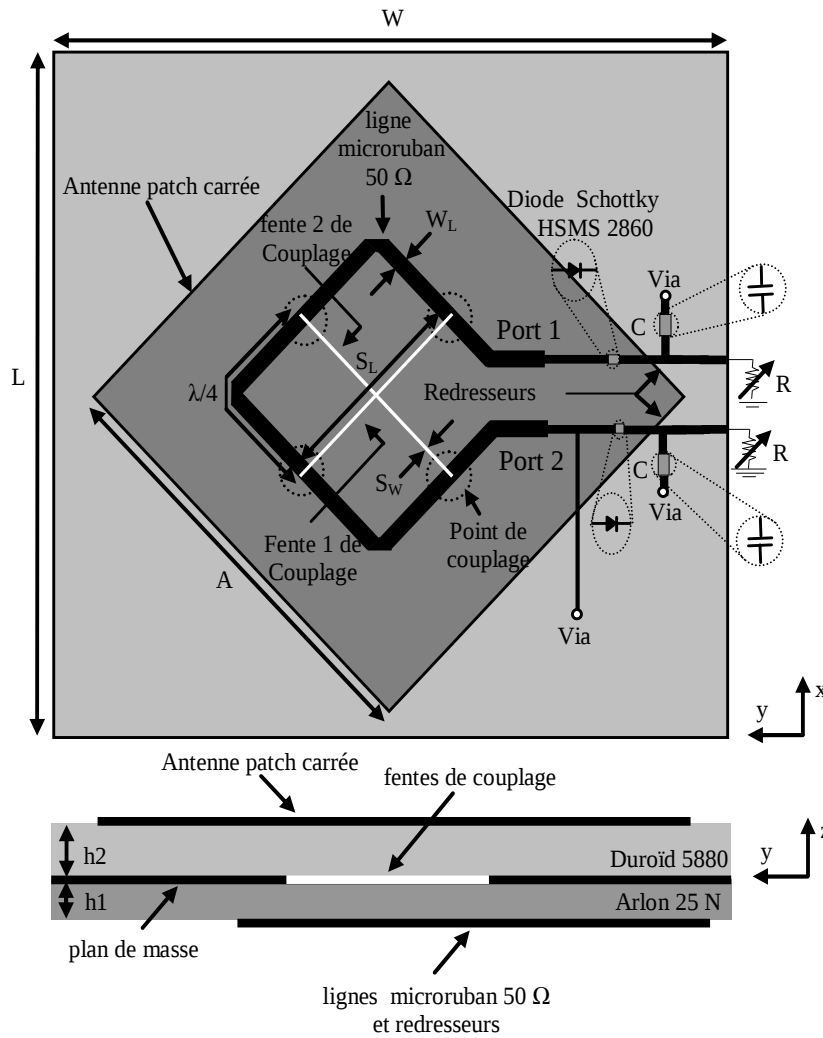


Figure 4.12 – Structure de la rectenna à double polarisation circulaire.

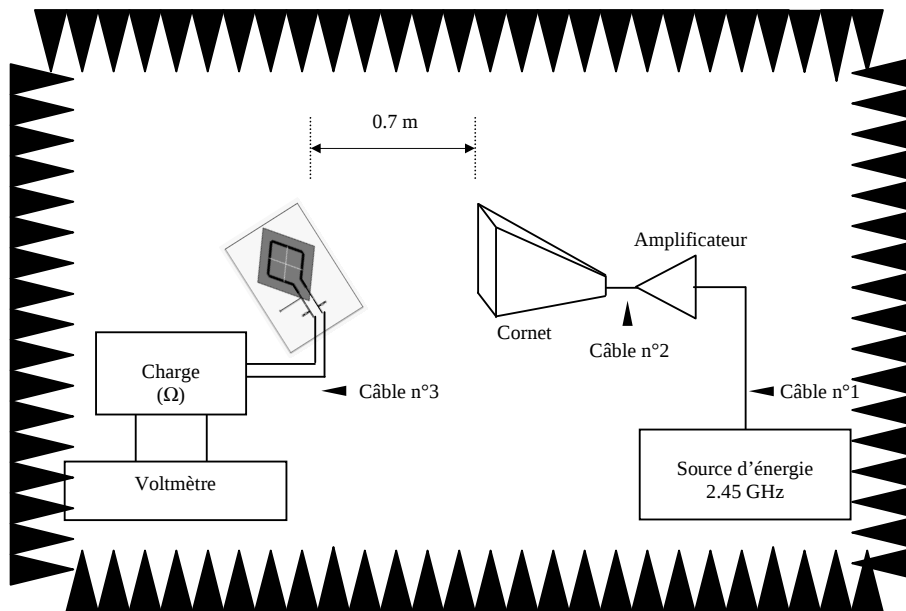


Figure 4.13 – Banc de mesure de la rectenna dans une chambre anéchoïque.

A la réception, le banc de mesure contient la rectenna à caractériser, une charge variable et un voltmètre conventionnel connecté en parallèle avec la charge R_L . Comme la puissance RF réellement captée par la rectenna est difficile à déterminer, nous avons exploité l'équation de Friis (4.3) pour déterminer la puissance P_r que l'antenne, toute seule, est capable de récupérer dans le meilleur des cas.

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (4.3)$$

où:

- G_t est le gain linéaire de l'antenne d'émission;
- G_r est le gain linéaire de l'antenne de réception;
- P_t est la puissance délivrée à l'antenne d'émission;
- P_r est la puissance collectée sur l'antenne de réception;
- d est la distance séparant les deux antennes;
- λ longueur d'onde dans l'espace libre (m).

Le rendement (η) de la rectenna est calculé par l'équation (4.4).

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_r} = \frac{V_{DC}^2}{P_r R_L} \quad (4.4)$$

Le rendement (η) peut également être calculé à partir de la densité surfacique de puissance [8]. A une distance (d) de l'antenne d'émission, la densité surfacique de puissance est définie par l'équation (4.5).

$$Dsp = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad (4.5)$$

Connaissant le gain de l'antenne de réception, sa surface effective S_{eff} peut être déterminée par l'équation (4.6). La puissance P_r est définie, dans ce cas, comme étant le produit entre S_{eff} et la densité de puissance (Dsp).

$$S_{eff} = G_r \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (4.6)$$

En utilisant l'ouverture effective de l'antenne, la distance entre l'antenne cornet émettrice à polarisation linéaire de gain 12.2 dB et la rectenna est ajustée à $d = 70$ cm.

Le rendement de conversion global est calculé selon l'équation (4.7) :

$$\eta_r = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} = \frac{V_{DC}^2}{R_L S_{eff} D_{sp}} \quad (4.7)$$

où :

S_{eff} est l'ouverture effective de l'antenne;

D_{sp} est la densité surfacique de puissance;

V_{DC} est la tension continue de sortie;

R_L est la charge.

Le redresseur peut indifféremment être connecté au port 1 ou au port 2, tandis que l'autre port doit être connecté à une charge 50 Ω . Le niveau de la tension continue de sortie mesurée et le rendement de conversion de la rectenna sont présentées sur les figures 4.14 et 4.15, et cela pour des densités de puissance comprises de 0.0455 mW/cm² (E_{eff} =13,1 V/m) à 0.525 mW/cm² (E_{eff} =44,5 V/m). Pour une charge résistive optimale de 1.6 K Ω et une densité de puissance de 0.525 mW/cm², les valeurs maximales de la tension continue et du rendement sont respectivement 2.82 V et 63 % pour le port 1, et 2.75 V et 59 % pour le port 2.

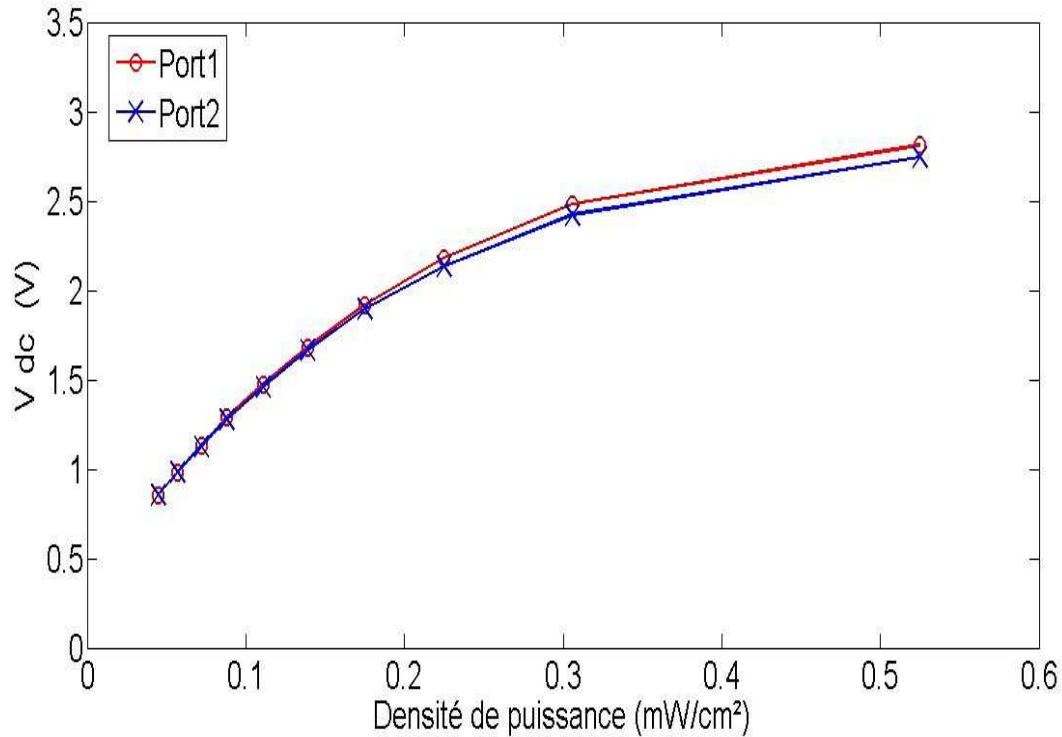


Figure 4.14 – Tension DC mesurée à la sortie de la rectenna aux ports 1 et 2 pour une onde incidente à polarisation linéaire.

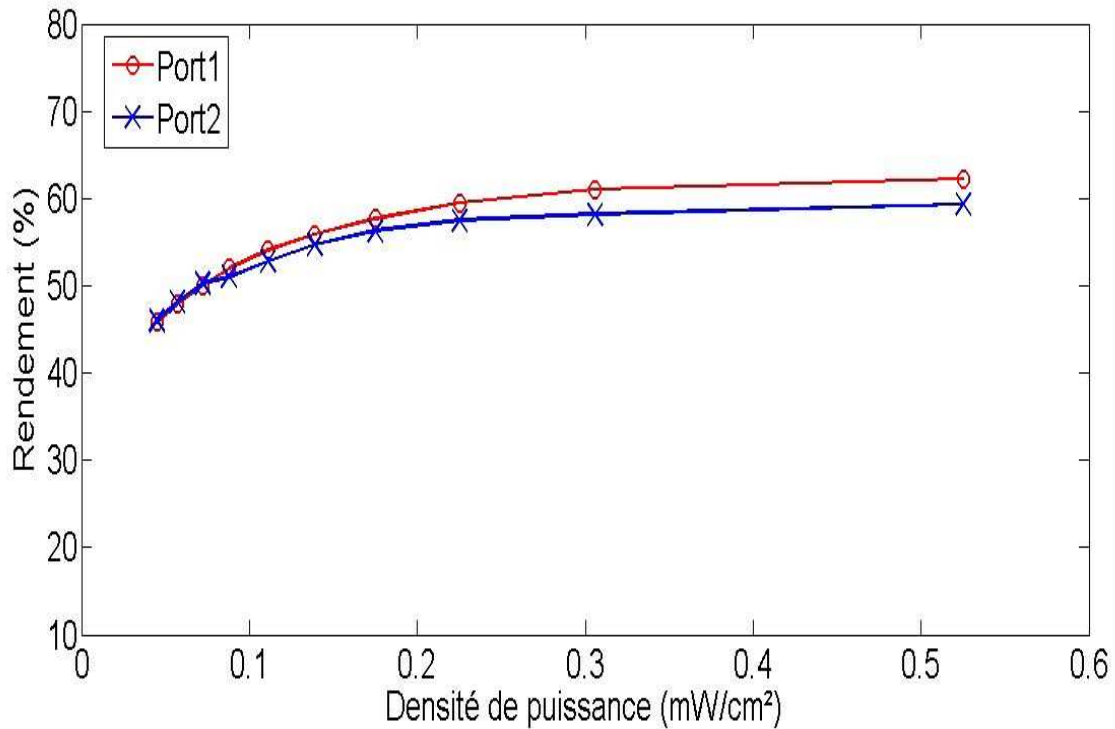


Figure 4.15 – Mesure du rendement de la rectenna en fonction de la densité de puissance pour une onde incidente à polarisation linéaire.

Le rendement de conversion théorique maximal optimisé à 10 dBm est de 68%. Afin de comparer cette valeur avec celle mesurée qui est de 63%, il faut vérifier par un simple calcul que la puissance au niveau de la sortie de l'antenne est proche de 10 dbm. Pour une densité de puissance de 0.525 mW/cm^2 , un gain en polarisation linéaire mesuré $G_r = 1.86$ et en utilisant l'équation 4.6, la puissance reçue à la sortie de l'antenne est de 10,7 dBm. Par conséquent, nous constatons que les valeurs du rendement mesuré et simulé sont comparables puisqu'ils sont obtenus pour une même valeur de puissance incidente, soit 10 dBm.

Notons que pour une densité de puissance comprise de 0.225 à 0.525 mW/cm^2 , le rendement de conversion est quasiment constant de 60 à 63 % pour le port 1 et de 57 à 59 % pour le port 2. En raison de la symétrie de la structure, les courbes expérimentales que nous avons superposées sur la figure 4.18 sont pratiquement superposées. Les mesures ont été effectuées à partir d'une onde incidente à polarisation linéaire. Notons que les densités de puissance dans les figures 4.14 et 4.15 doivent être divisées par 2 lorsque la rectenna est illuminée par une onde à polarisation circulaire. Par conséquent, le maximum d'efficacité et la tension continue ne seront pas modifiés.

IV.4 Conclusion

Une rectenna à double polarisation circulaire opérant à 2,45 GHz a été développée dans ce chapitre. Les deux polarisations sont obtenues en utilisant deux fentes croisées gravées dans un plan de masse et couplées à une ligne d'alimentation micro-ruban. Deux accès permettent de recevoir soit le sens LHCP, soit le sens RHCP.

Grâce à la technique d'alimentation par couplage électromagnétique, il n'est pas nécessaire d'insérer un filtre d'entrée entre l'antenne et le redresseur. En effet, le filtre est intégré dans l'antenne qui possède des propriétés de rejection d'harmoniques à 4,9 GHz. La rectenna à diode série présente un maximum d'efficacité de 63 % et une tension continue de sortie de 2.82 V pour une densité de puissance de 0.525 mW/cm^2 ($E_{\text{eff}}=44,5 \text{ V/m}$).

Grâce à une double polarisation circulaire et un rapport axial inférieur à 3 dB dans une large gamme d'angle d'élévation, cette rectenna s'avère bien adaptée à des applications de récupération et de transmission d'énergie sans fil.

IV.5 Références bibliographiques

- [1] HSMS-286x, HSMS-282x series. Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes. Available: <http://www.avagotech.com/>
- [2] Kazimirchik, V. Nelayev, V. Sjakerskii, V, "Simulation of Schottky diode technology and performances for RFID application", *CAD Systems in Microelectronics, 2009. CADSM 2009. 10th International Conference – The Experience of Designing and Application, 2009, Page(s): 37–38.*
- [3] Jamel Zbitou, "Etude et conception d'un système de conversion RF–DC", Thèse de doctorat, Université de Nante, année 2005.
- [4] H. Takhedmit, B. Merabet, L. Cirio, B. Allard, F. Costa, C. Voltaire and O. Picon, "Design of a 2.45 GHz Rectenna using a global analysis technique", *Proc. 3rd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2009, March 23–27, 2009, Berlin, pp 2321–2325.*
- [5] H. Takhedmit, B. Merabet, L. Cirio, B. Allard, F. Costa, C. Voltaire and O. Picon, "Analyse et conception de rectennas à 2.45 GHz par une technique d'analyse globale", *Journées Nationales Micro–ondes, JNM 2009, 27–29, Mai 2009, Grenoble.*
- [6] Zied Harouni, Lotfi Osman, Laurent Cirio, Ali Gharsallah, Odile Picon, "Design Analysis of Rectenna for 2.45 GHz Wireless Power Transmission". 6th, International Conference on Electrical Systems and Automatic Control. 26-28 Mars 2010, Hammamet, Tunisie.
- [7] The Advanced Design System. [Online]. Available : http://www.ece.uci.edu/eceware/ads_docs/
- [8] James O. McSpadden, Lu Fan, and Kai Chang, "Design and Experiments of a High-Conversion-Efficiency 5.8-GHz Rectenna", *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 46, No. 12, December 1998.*
- [9] L.W. Epp, A.R. Khan, H.K. Smith and R.P. Smith, "A Compact Dual–Polarized 8.51– GHz Rectenna for High–Voltage (50 V) Actuator Applications", *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 1st Jan. 2000, pp 111–120.*
- [10] Harouni, Z.; Cirio, L.; Osman, L.; Gharsallah, A.; Picon, O, "A Dual Circularly Polarized 2.45-GHz Rectenna for Wireless Power Transmission", *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE , Vol. 10, pp. 306 – 309, April 2011.*

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

La conception et la caractérisation expérimentale d'une rectenna compacte à double polarisation circulaire a fait l'objet du travail présenté dans ce manuscrit. La rectenna, dimensionnée pour fonctionner à la fréquence de 2,45 GHz, est constituée d'une antenne planaire et d'un circuit de redressement série.

Pour réaliser une antenne à double polarisation circulaire, nous avons opté pour une structure compacte et multicouche à partir d'une excitation par couplage électromagnétique entre la ligne d'alimentation micro-ruban à double accès et l'élément rayonnant. En effet, ce type d'excitation a été préféré de façon à ne pas modifier la forme de l'élément rayonnant tout en reportant le circuit de rectification en regard de l'antenne en dessous du plan de masse. Les points de couplage au niveau des fentes gravées dans le plan de masse sont séparés d'une distance de $\lambda/4$ créant ainsi un déphasage de 90° entre chaque point. Cette disposition permet de générer une onde polarisée circulairement à droite ou à gauche selon l'accès excité. Une autre particularité de cette antenne est qu'elle possède des propriétés de rejection d'harmoniques. En effet, la nature de cette alimentation par couplage offre la possibilité d'atténuer fortement la 2^{ème} harmonique qui correspond à la fréquence 4.9 GHz.

Une partie de cette thèse a été consacrée à une nouvelle formulation basée sur la méthode itérative qui permet de modéliser la rectenna. En effet, cette méthode s'avère très rapide par rapport à l'utilisation de certains logiciels comme HFSS par exemple. En plus, elle se distingue par sa simplicité du point de vue calcul notamment au niveau de la modélisation de l'élément actif (diode Schottky) par une impédance de surface.

Afin d'expliquer le fonctionnement de la structure, nous avons effectué une étude paramétrique détaillée des éléments qui constituent l'antenne (ligne micro-ruban, fente de couplage et patch). L'influence du gap d'air entre les couches de substrat a été mise en évidence et prise en compte dans les simulations. Une antenne fonctionnant à 2.45 GHz a ensuite été développée, optimisée et réalisée pour faire partie du système complet qui est la rectenna. Ce système utilise à la suite de l'antenne un circuit de redressement constitué d'une diode Schottky disposée en série.

Pour améliorer les propriétés de rejection d'harmoniques et atténuer la composante à 7,35 GHz en plus de l'harmonique à 4,9 GHz, une variante à l'antenne à couplage par fente a également été étudiée. Il s'agit d'une antenne imprimée à polarisation linéaire alimentée par proximité. Un

dispositif de DGS (Defected Ground Structure) a été introduit dans le plan de masse. Cette configuration a permis d'atténuer à la fois les deux harmoniques indésirables créées par la diode de rectification.

L'antenne à double polarisation circulaire et le circuit de redressement ont été ensuite combinés pour former une rectenna fonctionnant à 2.45 GHz. Au préalable, le circuit de redressement a également été soigneusement optimisé car les paramètres qui ont une influence sur son comportement et son rendement sont nombreux. Des mesures du rendement de conversion RF-DC et de la tension de sortie ont été effectuées dans une chambre anéchoïque. Un rendement de conversion de 63% associé à une tension de 2,82 Volts ont été obtenus pour une densité de puissance de $0,525 \text{ mW/cm}^2$ ($E=44,5 \text{ V/m}$).

La rectenna présentée dans ce manuscrit est principalement destinée à être exploitée dans des applications de transmission d'énergie sans fil où une polarisation circulaire est exigée.

Les perspectives à ce travail sont multiples.

Pour augmenter le niveau de puissance reçue au niveau de la charge, une recombinaison des puissances DC à la sortie de chaque accès semble judicieuse. La configuration parallèle pourra être retenue compte-tenu de la topologie du système antennaire. Une étude sur la faisabilité d'une recombinaison de signaux RF pourra être menée de façon à s'affranchir de l'utilisation de deux circuits de rectification. L'influence sur le rendement du déséquilibre en amplitude et en phase entre les accès devra être évaluée.

Il serait intéressant d'étudier la validité de polariser la diode de rectification de façon à augmenter sa sensibilité. Cette topologie n'est que rarement utilisée pour des raisons évidentes de commodité et de rendement. La polarisation devant ici être fournie par l'antenne elle-même.

L'intégration du système d'ajustement des phases au sein même de l'antenne à polarisation circulaire a permis de réduire sensiblement l'encombrement. Pour diminuer davantage les dimensions de la structure, il faudra s'attacher à rapprocher le circuit de rectification au plus près de l'antenne, voire à l'intégrer dans l'antenne. La plupart des topologies de rectenna reportent le circuit à diode en dehors du système antennaire ce qui a pour effet d'augmenter les dimensions du circuit global. Cette démarche nécessitera de vérifier au préalable la faible influence du champ électromagnétique à proximité de l'antenne sur les diodes de rectification de façon à ne pas modifier le comportement des composants, ce qui se traduirait par une altération du rendement de conversion.

Annexe A

Définition d'ondes incidentes et réfléchies

La figure 1 représente une surface (S) de forme arbitraire. Nous pouvons définir les ondes entrantes et sortantes de la manière suivante :

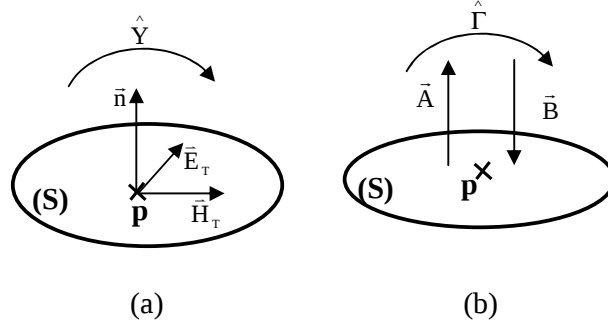


Figure 1 – Surface de forme arbitraire, (a) définition du champ, (b) concept d'ondes

$$\begin{cases} A = K_1(E + Z_1 J) \\ B = K_1(E - Z_1 J) \end{cases} \quad (\text{A .1})$$

$Z_1 = Y_1^{-1}$ est la matrice impédance de mode.

Si $E = Z_1 J$, $B = 0$, seule existe la fonction $A(x, y)$, et inversement, pour un mode se propageant dans le sens des z décroissants, $E = -Z_1 J$, seule existe $B(x, y)$.

Le flux de puissance est donné par l'intégrale :

$$P = \int_S R(\vec{E} \wedge \vec{H}^*) d\vec{S} = R \int_S \vec{E} \vec{J} dS = R \langle E J \rangle \quad (\text{A .2})$$

Par ailleurs, on posera que cette puissance est égale à :

$$P = \langle A_1 A_1 \rangle - \langle B_1 B_1 \rangle \quad (\text{A .3})$$

Supposons que Z_1 réel (mode propagatif), alors on trouve :

$$K_1 = \frac{1}{2\sqrt{Z_1}}$$

Si le mode est à la coupure, la puissance transportée est nulle. On prend alors conventionnellement :

$$\begin{cases} A = \frac{1}{2\sqrt{|Z_1|}} (E + Z_1 J) \\ B = \frac{1}{2\sqrt{|Z_1|}} (E - Z_1 J) \end{cases} \quad (\text{A .4})$$

$$\begin{cases} E = \sqrt{|Z_1|} (A + B) \\ J = \frac{\sqrt{|Z_1|}}{Z_1} (A - B) \end{cases} \quad (\text{A .5})$$

Il est aussi possible de poser dans ce cas, conventionnellement :

$$\begin{cases} A = \frac{1}{2\sqrt{|Z_1|}} (E + |Z_1| J) \\ B = \frac{1}{2\sqrt{|Z_1|}} (E - |Z_1| J) \end{cases} \quad (\text{A .6})$$

$$\begin{cases} E = \sqrt{|Z_1|} (A + B) \\ J = \frac{1}{\sqrt{|Z_1|}} (A - B) \end{cases} \quad (\text{A .7})$$

Si les guides d'amenée ne sont pas identiques de part et d'autre de la discontinuité, les impédances de modes ne seront pas les mêmes, posons :

$$Z_m = \begin{vmatrix} Z_1 & 0 \\ 0 & Z_1' \end{vmatrix}, \quad A = \begin{vmatrix} A_1 \\ A_1' \end{vmatrix} \quad \text{et} \quad B = \begin{vmatrix} B_1 \\ B_1' \end{vmatrix} \quad (\text{A .8})$$

Z_1 est caractéristique du premier guide et Z_1' du deuxième guide.

Les grandeurs A, B, E, J sont maintenant les amplitudes correspondantes à chaque fonction. La matrice à impédance réduite se définit ainsi :

$$\frac{Z_m}{\sqrt{Z_m}} J = y \frac{E}{\sqrt{Z_m}} \quad (\text{A .9})$$

C'est-à-dire :

$A - B = y(A + B)$. Si $B = SA$, on obtient les relations suivantes :

$$S = \frac{1-y}{1+y} \quad \text{et} \quad y = \frac{1-S}{1+S} \quad (\text{A .10})$$

La matrice calculée précédemment Y , s'écrit :

$$Y = \frac{\sqrt{|Z_m|}}{Z_m} y \frac{1}{\sqrt{|Z_m|}} \quad \text{ou} \quad y = \frac{Z_m}{\sqrt{|Z_m|}} Y \sqrt{|Z_m|} \quad (\text{A .11})$$

Si Z_m est une matrice diagonale réelle, alors Y est une matrice imaginaire pure symétrique, il en est de même de y , donc S est une matrice unitaire puisque S est de la forme :

$$S = \frac{1 - jX}{1 + jX} .$$

Annexe B

Transformation rapide en mode: Fast mode transformation (FMT)

Soit $E(x,y)$ un champ complexe défini dans le domaine spatial tel que :

$$E(x,y) = \begin{cases} e_x(x,y) \\ e_y(x,y) \end{cases} \quad (B-1)$$

La décomposition de $E(x,y)$ suivant la base des modes d'un guide rectangulaire est :

$$E = \sum_{mn} e^{TE} |f_{mn}^{TE}\rangle + e^{TM} |f_{mn}^{TM}\rangle \quad (B-2)$$

avec :

$$\begin{cases} e^{TE} = \langle f_{mn}^{TE} | E(x,y) \rangle \\ e^{TM} = \langle f_{mn}^{TM} | E(x,y) \rangle \end{cases}$$

Tenant compte de la décomposition suivant les modes du boîtier, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} e^{TE} = \left\langle f_{mn}^{TE} \begin{vmatrix} e_x(x,y) \\ e_y(x,y) \end{vmatrix} \right\rangle = \langle f_{mnx}^{TE} | e_x(x,y) \rangle + \langle f_{mny}^{TE} | e_y(x,y) \rangle \\ e^{TM} = \left\langle f_{mn}^{TM} \begin{vmatrix} e_x(x,y) \\ e_y(x,y) \end{vmatrix} \right\rangle = \langle f_{mnx}^{TM} | e_x(x,y) \rangle + \langle f_{mny}^{TM} | e_y(x,y) \rangle \end{cases} \quad (B-3)$$

avec :

$$\begin{cases} f_{mnx}^{TE} = -N_2 \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \\ f_{mny}^{TE} = N_1 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \end{cases} \quad (B-4)$$

et

$$\begin{cases} f_{mnx}^{TM} = N_1 \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \\ f_{mny}^{TM} = N_2 \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \end{cases} \quad (B-5)$$

Nous noterons dans ce qui suit :

$$\begin{cases} f_{mnx} = \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \\ f_{mny} = \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) \end{cases} \quad (B-6)$$

Ainsi, nous pouvons déduire la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} e^{TE} \\ e^{TM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -N_2 & N_1 \\ N_1 & N_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle f_{mnx} | e_x \rangle \\ \langle f_{mny} | e_y \rangle \end{bmatrix} \quad (B-7)$$

En discrétisant les variables x et y , nous pouvons effectuer le changement de variables:

$$\frac{i}{M} = \frac{x}{a} \quad \text{et} \quad \frac{j}{N} = \frac{y}{b}$$

Les deux produits scalaires deviennent:

$$\begin{cases} \langle f_{mnx} | e_x \rangle = \sum_{i,j}^{M,N} e_x(i, j) \cos\left(\frac{m\pi i}{M}\right) \sin\left(\frac{n\pi j}{N}\right) \\ \langle f_{mny} | e_y \rangle = \sum_{i,j}^{M,N} e_y(i, j) \cos\left(\frac{m\pi i}{M}\right) \cos\left(\frac{n\pi j}{N}\right) \end{cases} \quad (B-8)$$

Les deux sommes ne sont autres que les transformations de Fourier en termes de sinus et cosinus. Si nous notons :

$$2D-FFT_{\sin \cos} \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i,j}^{M,N} e_x(i, j) \cos\left(\frac{m\pi i}{M}\right) \sin\left(\frac{n\pi j}{N}\right) \\ \sum_{i,j}^{M,N} e_y(i, j) \sin\left(\frac{m\pi i}{M}\right) \cos\left(\frac{n\pi j}{N}\right) \end{bmatrix} \quad (B-9)$$

Ainsi, nous pouvons définir la transformation rapide en modes FMT de $\begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix}$ par :

$$\text{FMT} \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -N_2 & N_1 \\ N_1 & N_2 \end{bmatrix} \cdot 2D - \text{FFT}_{\sin \cos} \begin{bmatrix} e_x \\ e_y \end{bmatrix} \quad (\text{B-10})$$

Calcul de la transformation de Fourier en sinus et cosinus : $2D - \text{FFT}_{\sin \cos} E(x,y)$.

Pour calculer la transformation de Fourier en sinus et cosinus en fonction de la transformation de Fourier usuelle (exponentielle), Il faut tenir compte du fait que la fonction sinus est une fonction impaire alors que la fonction cosinus est paire.

La transformation de Fourier usuelle de $E(x,y)$ s'écrit :

$$e'(m, n) = \sum_{i,j}^{2M, 2N} E_{x,y} e^{-2j \frac{\pi m x_i}{a}} e^{-2j \frac{\pi n y_j}{b}} \quad (\text{B-11})$$

Supposons que la fonction est impaire suivant x. Nous pouvons écrire alors :

$$E(x_i, y_j) = -E(2a - x_i, y_j)$$

$$e'(m, n) = \sum_{i,j}^{M, 2N} E_{x,y} \left\{ e^{-2j \frac{\pi m x_i}{a}} - e^{-4j \pi m} e^{+2j \frac{\pi m x_i}{a}} \right\} e^{-2j \frac{\pi n y_j}{b}} \quad (\text{B-12})$$

$$e'(m, n) = \sum_{i,j}^{M, 2N} E_{x,y} e^{-2j \pi m} \left\{ e^{+2j \pi m} e^{-2j \frac{\pi m x_i}{a}} - e^{-2j \pi m} e^{+2j \frac{\pi m x_i}{a}} \right\} e^{-2j \frac{\pi n y_j}{b}} \quad (\text{B-13})$$

$$e'(m, n) = \sum_{i,j}^{M, 2N} E_{x,y} e^{-2j \pi m} \left\{ e^{-2j \left(\frac{\pi m x_i}{a} - \pi m \right)} - e^{-2j \pi m} e^{+2j \left(\frac{\pi m x_i}{a} - \pi m \right)} \right\} e^{-2j \frac{\pi n y_j}{b}} \quad (\text{B-14})$$

$$e'(m, n) = -2j \sum_{i,j}^{M, 2N} E_{x,y} e^{-2j \pi m} \sin \left(\frac{2\pi m x_i}{a} \right) e^{-2j \frac{\pi n y_j}{b}} \quad (\text{B-15})$$

Supposons maintenant que la fonction est paire suivant y, nous pouvons alors écrire :

$$E(x_i, y_j) = E(x_i, 2b - y_j)$$

$$e'(m, n) = -2j \sum_{i,j}^{M,N} E_{x,y} e^{-2j\pi m} \sin\left(\frac{2\pi m x_i}{a}\right) \left\{ e^{-2j\frac{\pi n y_j}{b}} e^{-4j\pi n} + e^{2j\frac{\pi n y_j}{b}} \right\} \quad (B-16)$$

$$e'(m, n) = -2j \sum_{i,j}^{M,N} E_{x,y} e^{-2j\pi m} \sin\left(\frac{2\pi m x_i}{a}\right) e^{-2j\pi n} \left\{ e^{-2j\frac{\pi n y_j}{b}} + e^{2j\frac{\pi n y_j}{b}} \right\} \quad (B-17)$$

$$e'(m, n) = -2j \sum_{i,j}^{M,N} E_{x,y} e^{-2j\pi m} \sin\left(\frac{2\pi m x_i}{a}\right) e^{-2j\pi n} \left\{ e^{-2j\left(\frac{\pi n y_j}{b} + \pi n\right)} + e^{2j\left(\frac{\pi n y_j}{b} + \pi n\right)} \right\} \quad (B-18)$$

$$e'(m, n) = -2j \sum_{i,j}^{M,N} E_{x,y} e^{-2j\pi m} \sin\left(\frac{2\pi m x_i}{a}\right) e^{-2j\pi n} \left\{ e^{-2j\left(\frac{\pi n y_j}{b} + \pi n\right)} + e^{2j\left(\frac{\pi n y_j}{b} + \pi n\right)} \right\} \quad (B-19)$$

$$e'(m, n) = -4j \sum_{i,j}^{M,N} E_{x,y} e^{-2j\pi m} e^{-2j\pi n} \sin\left(\frac{2\pi m x_i}{a}\right) \cos\left(\frac{2\pi n y_j}{b}\right) \quad (B-20)$$

En tenant compte de l'équation (E-9), nous pouvons exprimer la transformation de Fourier en sinus cosinus en fonction de la transformation de Fourier usuelle :

$$e(m, n) = \frac{j}{4} e^{2j\pi m} e^{2j\pi n} e'(m, n) \quad (B-21)$$

LISTE DES PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS

A. Publications dans des revues internationales

1 - Zied Harouni, Laurent Cirio, Lotfi Osman, Ali Gharsallah and Odile Picon, "A Dual Circularly Polarized 2.45-GHz Rectenna for Wireless Power Transmission" IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters, VOL. 10, 2011, pp 306 - 309.

2 - Zied Harouni, Lotfi Osman and Ali Gharsallah, IJCSI: International Journal of Computer Science Issues: "Efficient 2.45 GHz Rectenna Design with high Harmonic Rejection for Wireless Power Transmission", Vol. 7, Issue 5, September 2010, ISSN (Online): 1694-0814, pp 424 - 427.

3 - Z. Harouni , L. Osman, M. Yeddes, A. Gharsallah and H. Baudrand, "Efficient Electromagnetic Modeling of Dual-Gate Transistor with Iterative Method using Auxiliary Sources", ICECS 2010: International Conference on Electronics, Circuits and Systems, WASET 2010, World Academy of Science, Engineering and Technology, Issue 70, 2010 , pp 611 - 614.

B. Communications dans des conférences internationales

1 - Zied Harouni, Lotfi Osman, Laurent Cirio, Ali Gharsallah, Odile Picon: The 6th International Conference on Electrical and Automatic Control Engineering. "Design Analysis of Rectenna for 2.45 GHz Wireless Power Transmission", Hammamet - Tunisie, 26-28 Mars 2010.

2 - Zied Harouni, Lotfi Osman et Ali Gharsallah, International renewable energy & environment conference, IREC 2010, "Efficient 2.45 GHz proximity coupled microstrip patch antenna design including harmonic rejecting device for microwave energy transfer", Sousse, Tunisie, 5-7 Novembre 2010, pp 73-75.

3 - Zied Harouni, Lotfi Osman et Ali Gharsallah, IEEE Conferences, 8th International Multi-Conference on Systems signals & Devices, SSD 2011, "Efficient 2.45 GHz CPW Patch Antenna Including Harmonic Rejecting Device for Wireless Power Transmission", Sousse - Tunisie, 22-25 Mars 2011.

Titre: Conception et caractérisation d'une Rectenna à double polarisation circulaire à 2.45 GHz

Résumé

Les travaux présentés dans ce mémoire s'inscrivent dans la thématique de la transmission d'énergie sans fil, appliquée à l'alimentation à distance de capteurs, de réseaux de capteurs et d'actionneurs à faible consommation. Cette étude porte sur la conception, la caractérisation, et la mesure d'un circuit Rectenna (Rectifying antenna) à double polarisation circulaire à 2.45 GHz, compact et à rendement de conversion RF-DC optimisé.

Un outil d'analyse globale basé sur la méthode itérative a été développé et exploité pour valider la faisabilité de cette analyse. La diode Schottky a été modélisée en utilisant une impédance de surface. La rectenna à double polarisation circulaire, réalisée en technologie micro-ruban, a été validée expérimentalement. Elle est caractérisée par la rejection de la 2^{ème} harmonique et une possibilité de recevoir les deux sens de polarisation LHCP et RHCP par l'intermédiaire de 2 accès. Le rendement mesuré avec une densité de puissance de 0.525 mW/cm² est de l'ordre de 63%, tandis que la tension DC obtenue aux bornes d'une charge optimale de 1.6 k Ω est de 2.82 V.

Mots clés :

Rectenna; Transmission d'Energie Sans Fil (TESF); Double polarisation circulaire; Rejection d'harmoniques; Rendement de conversion RF-DC; Méthode itérative; Diode Schottky; Antenne micro-ruban.

Title: Design and characterization of a dual circularly polarized 2.45 Ghz Rectenna

Abstract

The work presented in this thesis is within the subject of wireless power transmission, power applied to the remote sensors, networks of sensors and actuators with low power consumption. This study focuses on the design, characterization, and measurement of a rectenna circuit (rectifying antenna) with dual circular polarization at 2.45 GHz, and optimisation of the conversion efficiency.

A global analysis tool, based on the iterative method was developed and used to validate the feasibility of this concept by this method. The Schottky diode was modeled using surface impedance. The dual circular polarization rectenna with microstrip technology has been optimized and characterized experimentally operating at 2.45 GHz. It includes the property of harmonic rejections. Two accesses can receive either direction LHCP or RHCP sense. The conversion efficiency of 63% has been measured with a power density of 0.525 mW/cm². A DC voltage of 2.82 V was measured across an optimum load of 1.6 k Ω .

Index Terms:

Rectenna; Wireless Power Transmission; Dual circular polarization; Harmonic rejections; RF-to-DC conversion efficiency; Iterative method; Schottky diode; Microstrip antenna.