



HAL
open science

Modélisation et conception de circuits de réception complexes pour la transmission d'énergie sans fil à 2.45 GHz

Hakim Takhedmit

► **To cite this version:**

Hakim Takhedmit. Modélisation et conception de circuits de réception complexes pour la transmission d'énergie sans fil à 2.45 GHz. Autre. Ecole Centrale de Lyon, 2010. Français. NNT : 2010ECDL0025 . tel-00564596

HAL Id: tel-00564596

<https://theses.hal.science/tel-00564596>

Submitted on 9 Feb 2011

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.

N° d'ordre : 2010-25

Année 2010

THESE

présentée devant

L'ÉCOLE CENTRALE DE LYON

pour obtenir le grade de

DOCTEUR

Spécialité : Génie Électrique

Préparé au sein de

L'ÉCOLE DOCTORALE ÉLECTRONIQUE, ÉLECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE DE LYON

par

Hakim TAKHEDMIT

Modélisation et Conception de Circuits de Réception Complexes pour la Transmission d'Énergie Sans Fil à 2.45 GHz

Soutenue le 18 octobre 2010 devant la commission d'examen

JURY

F. COSTA , Professeur, laboratoire SATIE, ENS Cachan	Président
J. D LAN SUN LUK , Professeur des Universités, LGI-ACTES La Réunion	Rapporteur
P. LÉVÊQUE , Chargé de recherche CNRS (HDR), Université de Limoges	Rapporteur
C. VOLLAIRE , Professeur des universités, Ecole Centrale de Lyon	Directeur de thèse
O. PICON , Professeur, Université Paris-Est Marne-la-Vallée	Co-directrice de thèse
L. CIRIO , Maître de conférences (HDR), Université Paris-Est Marne-la-Vallée	Examineur
E. LABOURE , Professeur des universités, IUT de Cachan	Examineur
F. NDAGIJIMANA , Professeur, Université Joseph Fourier, Grenoble	Examineur

À
Mon père et à ma mère
Mes frères et sœurs

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier sincèrement Laurent NICOLAS, directeur du laboratoire AMPERE, et Alain NICOLAS, directeur de l'Ecole Doctorale EEA, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

J'exprime ma gratitude et mes remerciements à mon directeur de thèse Christian VOLLAIRE, qui m'a soutenu et encouragé tout au long de ces trois années de thèse, pour tous ces conseils avisés et pertinents. Je le remercie également pour les discussions fructueuses qu'on a eues ensemble pendant nos différentes réunions et qui m'ont beaucoup aidé à progresser dans mon travail de thèse. Qu'il trouve ici le témoignage de toute ma gratitude et ma reconnaissance.

J'exprime ma profonde reconnaissance et mes remerciements à ma co-directrice de thèse Odile PICON, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire ESYCOM et pour avoir cru en mes capacités et aptitudes à mener à bien un projet de thèse. Je la remercie également pour tous ses encouragements, ses conseils avisés et ces 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.

Je remercie chaleureusement Laurent CIRIO pour avoir encadré mes travaux de recherche et m'avoir activement soutenu le long de ces années de thèse. J'ai beaucoup apprécié sa rigueur scientifique et son sens critique qui m'ont beaucoup apporté. Je le remercie également pour avoir toujours su trouver du temps pour m'écouter, me conseiller et m'orienter dans mes recherches. Je tiens tout particulièrement à lui exprimer ici le témoignage de toute ma gratitude et de toute ma reconnaissance.

Je remercie vivement François COSTA, professeur à l'IUFM de Cachan (Laboratoire SATIE) qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de soutenance de thèse.

Je tiens à remercier vivement Philippe LEVEQUE, chargé de recherche CNRS HDR à l'université de Limoges (Laboratoire XLIM), et Jean-Daniel LUN SUN LUK, professeur à l'université de la Réunion (Laboratoire LE2P), pour leurs points de vue critiques et constructifs qu'ils ont apporté en tant que rapporteurs de ma thèse.

Je remercie Eric LABOURE, professeur à l'IUT de Cachan (Laboratoire LGEP/SPEE), et Fabien NDAGIJIMANA, professeur à l'université Joseph Fourier de Grenoble (Laboratoire IMEP), pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail et pour avoir accepté d'être examinateurs de ma thèse.

Je remercie David DELCROIX pour avoir réalisé mes circuits et également pour m'avoir beaucoup aidé lors des premières campagnes de mesure au début de ma thèse. Je remercie également Stéphane PROTAT pour m'avoir aidé sur la partie FDTD et modélisation numérique.

Je remercie tous les membres du laboratoire ESYCOM avec qui j'ai passé de bons moments et qui ont su rendre agréables ces années de thèse. Je tiens tout particulièrement à remercier Benoit, Marjorie et Shermilla pour leurs encouragements. Je remercie mes collègues de bureau Kamel, Julien et Bérenger pour leur bonne humeur et leur disponibilité. Mes remerciements vont également à tous mes camarades et amis du doctorat qui savent si

bien rendre agréable le cadre de travail malgré toutes les difficultés. Je tiens tout particulièrement à remercier : Boubekeur, Thierry, Lakhdar, Robbin, Faiz, Nasserline, Fatiha, Hedi, Mame Diara, Asmaa, Rafik et Imen.

Enfin, un grand merci à mes parents qui m'ont épaulé et encouragé durant toutes ces années.

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, l'optimisation, la réalisation et la mesure de circuits Rectennas (Rectifying antennas) compacts, à faible coût et à haut rendement de conversion RF-DC.

Un outil d'analyse globale, basé sur la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD), a été développé et utilisé pour prédire avec précision la sortie DC des rectennas étudiées. Les résultats numériques obtenus se sont avérés plus précis et plus complets que ceux de simulations à base d'outils commerciaux. La diode Schottky a été rigoureusement modélisée, en tenant compte de ses éléments parasites et de son boîtier SOT 23, et introduite dans le calcul itératif FDTD.

Trois rectennas innovantes, en technologie micro-ruban, ont été développées, optimisées et caractérisées expérimentalement. Elles fonctionnent à 2.45 GHz et elles ne contiennent ni filtre d'entrée HF ni vias de retour à la masse. Des rendements supérieurs à 80 % ont pu être mesurés avec une densité surfacique de puissance de l'ordre de 0.21 mW/cm² ($E = 28$ V/m). Une tension DC de 3.1 V a été mesurée aux bornes d'une charge optimale de 1.05 k Ω , lorsque le niveau du champ électrique est égal à 34 V/m (0.31 mW/cm²).

Des réseaux de rectennas connectées en série et en parallèle ont été développés. Les tensions et les puissances DC ont été doublées et quadruplées à l'aide de deux et de quatre éléments, respectivement.

Mots clés:

Transmission d'Energie Sans Fil (TESF); Rectenna; Méthode d'Analyse Globale; Rendement de Conversion RF-DC; Caractéristique non-linéaire; Méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD); Diode Schottky; Association de rectennas; Technologie micro-ruban; Bande ISM et fréquence de 2.45 GHz.

Abstract

The work presented in this thesis is included within the theme of wireless power transmission, applied to wireless powering of sensors, sensor nodes and actuators with low consumption. This study deals with the design, optimization, fabrication and experimental characterization of compact, low cost and efficient Rectennas (Rectifying antennas).

A global analysis tool, based on the Finite Difference Time Domain method (FDTD), has been developed and used to predict with a good precision the DC output of studied rectennas. The packaged Schottky diode has been rigorously modeled, taking into account the parasitic elements, and included in the iterative FDTD calculation.

Three new rectennas, with microstrip technology, have been developed and measured. They operate at 2.45 GHz and they don't need neither input HF filter nor via hole connections. Efficiencies more than 80 % have been measured when the power density is 0.21 mW/cm² ($E = 28$ V/m). An output DC voltage of about 3.1 V has been measured with an optimal load of 1.05 k Ω , when the power density is equal to 0.31mW/cm² (34 V/m).

Rectenna arrays, with series and parallel interconnections, have been developed and measured. Output DC voltages and powers have been doubled and quadrupled using two and four rectenna elements, respectively.

Keywords:

Wireless Power Transmission; Rectenna; Global Analysis Technique; RF-to-dc Conversion Efficiency; Non-linear characteristic; Finite Difference Time Domain Method (FDTD); Schottky Diode; Rectennas arrays; Microstrip Technology; ISM Band and 2.45 GHz frequency.

Table des matières

Liste des abréviations	15
Liste des figures.....	16
Liste des tableaux	20
Introduction générale.....	23

Chapitre I: Introduction aux systèmes de transmission d'énergie sans fil

1. Introduction	29
2. Contexte de l'étude.....	31
3. Problématique de la transmission d'énergie sans fil.....	32
3.1. Structure global d'un système de TESH.....	32
3.2. Historique de la TESH.....	34
4. Structure globale d'une rectenna.....	36
4.1. Antenne de réception.....	38
4.2. Filtre d'entrée HF.....	39
4.3. Topologies du circuit de conversion RF-DC.....	39
4.4. Filtre de sortie DC.....	41
5. Les réseaux de rectennas	41
6. Problématique de la modélisation d'une rectenna	43
7. Limites d'exposition aux champs électromagnétiques.....	44
8. Caractérisation d'une rectenna.....	46
9. Application de la TESH à l'alimentation à distance de capteurs sans fil	47
10. Conclusion.....	51
11. Références bibliographiques	53

Chapitre II: Outils de simulation numérique

1. Introduction	59
2. Advanced Design System (ADS)	60
3. Méthode des différences finies dans le domaine temporel.....	62
3.1. Principe de la méthode FDTD.....	62

3.2.	Critère de stabilité numérique	67
3.3.	Calcul des caractéristiques électriques d'une ligne de transmission	68
3.4.	Calcul de l'impédance	69
3.5.	Paramètres de répartition d'un circuit multiport.....	70
3.6.	Excitation	71
3.7.	Conditions absorbantes UMPL	72
3.8.	Excitation par une onde plane : formalisme du champ total/champ diffracté	73
3.9.	Modélisation des éléments localisés.....	75
3.9.1.	Éléments localisés linéaires.....	77
3.9.1.1.	Résistance	77
3.9.1.2.	Générateur de tension avec résistance interne	78
3.9.1.3.	Capacité localisée	78
3.9.1.4.	Inductance localisée.....	78
3.9.2.	Élément localisé non-linéaire: la diode Schottky	79
3.10.	Maillage FDTD	82
4.	Conclusion.....	83
5.	Références bibliographiques	84

Chapitre III: Conception et optimisation de circuits de conversion RF-DC à 2.45 GHz

1.	Introduction	89
2.	Circuit de conversion en topologie série.....	90
2.1.	Etude du filtre d'entrée HF.....	92
2.2.	Éléments quasi-localisés en technologie micro-ruban.....	93
2.2.1.	Section de ligne à forte impédance.....	94
2.2.2.	Section de ligne à faible impédance	95
2.2.3.	Stubs ouvert et en court circuit	96
2.3.	Circuit final optimisé.....	97
2.4.	Simulations ADS et études paramétriques	97
2.4.1.	La charge R_L	98
2.4.2.	La capacité CMS du filtre DC	99
2.4.3.	La ligne L_6 entre la diode et le filtre DC	100
2.4.4.	La résistance série R_s de la diode HSMS 2860.....	100
2.4.5.	La capacité C_{j0} de la diode HSMS 2860.....	100
2.4.6.	Adaptation du circuit (S_{11}).....	102
2.4.7.	Bilan de puissance	102
2.5.	Réalisation et mesures - comparaison avec les simulations ADS	105
3.	Circuit de conversion en pont modifié à 4 diodes.....	109
3.1.	Simulations ADS et études paramétriques	110

3.1.1.	Influence de la ligne L_5	110
3.1.2.	Influence de la charge R_L	111
3.1.3.	Niveau d'adaptation.....	111
3.1.4.	Bilan de puissance	112
3.1.5.	Niveau des harmoniques.....	113
3.2.	Analyse du fonctionnement du circuit en pont.....	114
3.3.	Simulations FDTD	120
3.3.1.	Rendement de conversion RF-DC.....	120
3.3.2.	Influence d'une onde plane incidente sur le rendement.....	121
3.4.	Réalisation et mesures - comparaison avec les simulations	124
4.	Circuit de conversion double diode	127
4.1.	Résultats des simulations ADS.....	128
4.1.1.	Niveau d'adaptation (S_{11})	128
4.1.2.	Niveau des harmoniques.....	129
4.1.3.	Rendement de conversion RF-DC.....	129
4.2.	Réalisations et mesures - comparaison avec les simulations.....	131
5.	Conclusion.....	133
6.	Références bibliographiques	134

Chapitre IV: Application de la méthode d'analyse globale FDTD à l'étude de circuits rectennas

1.	Introduction	137
2.	Rectenna en pont de diodes modifié mono-antenne.....	138
2.1.	Procédure de conception d'une antenne patch micro-ruban.....	138
2.2.	Analyse de la rectenna avec la méthode FDTD	141
2.3.	Réalisation et mesures - comparaison avec la FDTD.....	144
3.	Rectenna symétrique double antenne.....	149
3.1.	Circuit de conversion symétrique à deux accès.....	151
3.2.	Simulation FDTD de la rectenna.....	152
3.2.1.	Tension DC dans les plans E et H de la rectenna	152
3.2.2.	Cartographies du champ électrique et du courant surfacique	154
3.3.	Caractérisation expérimentale de la rectenna et comparaison avec la FDTD	156
4.	Rectenna double diode	159
4.1.	Simulations numérique (FDTD).....	160
4.1.1.	Etude paramétrique en fonction de la ligne d'alimentation L_4	162
4.2.	Mesure de la rectenna – comparaison avec la FDTD.....	166
5.	Réseaux de rectennas double diode	168
5.1.	Association des rectennas en parallèle.....	168

5.2.	Association des rectennas en série	170
5.3.	Rapport des tensions DC entre les réseaux et la rectenna simple.....	172
6.	Conclusion.....	172
7.	Références bibliographiques	174
Conclusion générale		177
 Annexes		
Annexe 1 : Modélisation d'une diode Schottky par la méthode FDTD.....		183
Annexe 2 : Méthode de résolution d'équations non-linéaires de Newton-Raphson.....		187
 Communications et publications.....		188

Liste des abréviations

ABC	-	<i>Absorbing Boundary Conditions</i>
ADS	-	<i>Advanced Design System</i>
ANFR	-	<i>Agence Nationale des Fréquences</i>
CENELEC		<i>Comité Européen de Normalisation Electrotechnique</i>
CMS	-	<i>Composant Monté en Surface</i>
CPS	-	<i>Coplanar Stripline</i>
DC	-	<i>Direct Current (régime continu)</i>
FDTD	-	<i>Finite Difference Time Domain</i>
FEM	-	<i>Finite Element Method</i>
FNRAE		<i>Fondation de Recherche pour l'Aéronautique et l'Espace</i>
HB	-	<i>Harmonic Balance</i>
HF	-	<i>Hyperfréquence (Haute Fréquence)</i>
ICNIRP		<i>International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection</i>
IEEE	-	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
ISM	-	<i>Industrial Scientific Medical</i>
LSSP	-	<i>Large Signal S-Parameter</i>
MoM	-	<i>Method of Moment</i>
OMS	-	<i>Organisation Mondiale de la Santé</i>
PEC	-	<i>Perfect Electric Conductor (conducteur parfait)</i>
PML	-	<i>Perfectly Matched Layer</i>
RF	-	<i>Radio Frequency</i>
SP	-	<i>S-Parameter</i>
SPS	-	<i>Solar Power System</i>
TESF	-	<i>Transmission d'Energie Sans Fil ou Transport d'Energie sans Fil</i>
TF	-	<i>Transformée de Fourier</i>
TLM	-	<i>Transmission Line Matrix</i>
UPML	-	<i>Uniaxial Perfectly Matched Layer</i>
WID	-	<i>Wireless Impedance Device</i>
WPT	-	<i>Wireless Power Transmission</i>

Liste des figures

Figure I. 1 : Principe de la transmission d'énergie par faisceau microonde.....	33
Figure I. 2 : Différents rendements d'un système de TESF	34
Figure I. 3 : Transmission d'énergie par ondes radio - Nikola Tesla dans son laboratoire de Colorado Springs [d'après I.2]	35
Figure I. 4 : Démonstrateur du Grand Bassin - Ile de la Réunion [d'après I.3].....	36
Figure I. 5 : Blocs fonctionnels d'une rectenna classique	36
Figure I. 6 : Circuit de conversion en topologie série.....	40
Figure I. 7 : Circuit de conversion en topologie parallèle.....	40
Figure I. 8 : Circuit de conversion en topologie doubleur de tension	41
Figure I. 9 : Association de rectennas. (a) en série. (b) en parallèle.....	42
Figure I. 10 : Alimentation par couplage inductif - Prothèse rétinale [d'après I.36].....	48
Figure I. 11 : Bloc diagramme d'un système de télémétrie standard [d'après I.34]	50
Figure I. 12 : Alimentation sans fil d'un capteur WID sur l'Alamosa Canyon Bridge [d'après I.41].....	51
Figure II. 1 : Etapes d'une simulation sous ADS d'un circuit de conversion RF-DC	61
Figure II. 2 : Partie distribuée d'un circuit de conversion série sous Momentum	62
Figure II. 3 : Positions des composantes du champ électromagnétique dans une cellule cubique de Yee [d'après II.2].....	65
Figure II. 4 : Caractérisation d'une ligne micro-ruban avec la méthode FDTD	68
Figure II. 5 : Calcul du courant et de la tension en régime temporel sur une ligne micro-ruban.....	70
Figure II. 6 : Paramètres S d'un circuit microonde	71
Figure II. 7 : Excitation d'une ligne micro-ruban	71
Figure II. 8 : Conditions absorbantes UMPL	73
Figure II. 9 : Régions du champ total et du champ diffracté	74
Figure II. 10 : Insertion d'une résistance localisée dans une grille FDTD	77
Figure II. 11 : Modèle électrique d'une diode Schottky avec boîtier	79
Figure II. 12 : Maillages FDTD. (a) Uniforme. (b) Non uniforme.	82
Figure III. 1 : Circuit de conversion série	91
Figure III. 2 : Co-simulation HB + Momentum du circuit série	92
Figure III. 3 : Schéma d'adaptation d'un circuit de conversion série	93
Figure III. 4 : Modèle électrique équivalent d'une ligne à forte impédance [d'après III.4]	94
Figure III. 5 : Modèle électrique équivalent d'une ligne à faible impédance [d'après III.4].....	95
Figure III. 6 : Modèle électrique équivalent d'un: (a) stub ouvert. (b) stub en court circuit. [d'après III.4]	96
Figure III. 7 : Circuit série final optimisé	97
Figure III. 8 : Rendement en fonction de la charge R_L	99

Figure III. 9 : Rendement en fonction de la capacité du filtre DC.....	99
Figure III. 10 : Rendement en fonction de la ligne L_6	100
Figure III. 11 : Rendement en fonction de la résistance série (R_s) de la diode	101
Figure III. 12 : Rendement en fonction de la capacité de jonction (C_{j0}) de la diode	101
Figure III. 13 : S_{11} du circuit série en fonction de la fréquence.....	102
Figure III. 14 : Bilan de puissance – rendement et pertes	104
Figure III. 15 : Banc de mesure en conduit.....	105
Figure III. 16 : Tension DC en fonction de la fréquence	106
Figure III. 17 : Rendement en fonction de la fréquence	107
Figure III. 18 : Tension DC en fonction de la charge R_L	107
Figure III. 19 : Rendement en fonction de la charge R_L	107
Figure III. 20 : Circuit de conversion en pont de diodes modifié.....	109
Figure III. 21 : Influence de la ligne L_5 sur le rendement.....	110
Figure III. 22 : Influence de la charge R_L sur le rendement.....	111
Figure III. 23 : S_{11} calculé avec LSSP pour différentes valeurs de P_{RF}	111
Figure III. 24 : Pertes dans les diodes D_1 - D_4	112
Figure III. 25 : Circuit de conversion RF-DC.....	114
Figure III. 26 : Caractéristique IV de la diode HSMS 2860 et tension à ses bornes	115
Figure III. 27 : Tensions aux bornes des diodes D_1 - D_4 pour $P_{RF} = 10$ dBm	116
Figure III. 28 : Courants des diodes D_1 - D_4 pour $P_{RF} = 10$ dBm	116
Figure III. 29 : Impédance des diodes D_1 et D_3 . (a) vs charge. (b) vs P_{RF}	117
Figure III. 30 : Schéma des impédances des diodes D_1 - D_4	118
Figure III. 31 : Variation temporelle de la tension de sortie aux bornes de R_L	122
Figure III. 32 : Distribution du courant DC	123
Figure III. 33 : Distribution du courant à 2.45 GHz.....	123
Figure III. 34 : Distribution du courant à 4.9 GHz.....	123
Figure III. 35 : Distribution du courant à 7.35 GHz.....	124
Figure III. 36 : Banc expérimental pour mesurer le circuit en pont modifié.....	124
Figure III. 37 : Tension DC et rendement - comparaison entre simulations et mesures	125
Figure III. 38 : Circuit de conversion double diode	127
Figure III. 39 : S_{11} en fonction de la puissance P_{RF}	129
Figure III. 40 : Rendement en fonction de P_{RF}	130
Figure III. 41 : Calcul de l'impédance des diodes HSMS 2860 et 2820	130
Figure III. 42 : Impédances des deux diodes HSMS 2860 et 2820	131
Figure III. 43 : Circuits de conversion réalisés et mesurés. (a) Circuit 1. (b) Circuit 2.	131
Figure III. 44 : Comparaison entre simulations et mesures. (a) Circuit 1. (b) Circuit 2.....	132
Figure IV. 1 : Rectenna en pont de diodes modifié mono-antenne	138
Figure IV. 2 : Variation de l'impédance normalisée à l'entrée d'une antenne patch avec encoches [d'après IV.2].....	139

Figure IV. 3 : Antenne patch micro-ruban à 2.45 GHz. (a) S_{11} . (b) Impédance d'entrée.	141
Figure IV. 4 : Cartographies DC. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.	142
Figure IV. 5 : Cartographies à 2.45 GHz. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.	143
Figure IV. 6 : Cartographies à 4.9 GHz. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.	143
Figure IV. 7 : Cartographies à 7.35 GHz. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.	144
Figure IV. 8 : Rectenna complète réalisée et mesurée	145
Figure IV. 9 : Banc de mesure en rayonné.....	145
Figure IV. 10 : Caractérisation de l'amplificateur de puissance. (a) Gain. (b) Puissance transmise au cornet.....	147
Figure IV. 11 : Rendement et tension DC- simulations FDTD et mesures.....	148
Figure IV. 12 : Simulation FDTD de la sortie DC dans les plans E et H. (a) Tension DC. (b) Puissance DC.	148
Figure IV. 13 : Mesure de la sortie DC dans le plan H. (a) Tension DC. (b) Puissance DC.	149
Figure IV. 14 : Rectenna symétrique double antenne.....	150
Figure IV. 15 : Niveau des harmoniques. (a) Sur un des accès du circuit. (b) Aux bornes de R_L	151
Figure IV. 16 : Influence du déphasage entre les deux accès du circuit sur le rendement	152
Figure IV. 17 : Tension et puissance DC dans les plans E et H (simulation FDTD)	153
Figure IV. 18 : Diagramme de rayonnement du réseau des deux antennes	153
Figure IV. 19 : Cartographies DC	154
Figure IV. 20 : Cartographies à 2.45 GHz	155
Figure IV. 21 : Cartographies à 4.9 GHz	155
Figure IV. 22 : Cartographies à 7.35 GHz	156
Figure IV. 23 : Rectenna réalisée et mesurée.....	156
Figure IV. 24 : Rendement et tension DC. (a) FDTD. (b) Mesure.	157
Figure IV. 25 : Sortie DC en fonction de R_L . (a) Tension. (b) Rendement	158
Figure IV. 26 : Rectenna avec le circuit de conversion double diode	159
Figure IV. 27 : Cartographies DC. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.	160
Figure IV. 28 : Cartographies à 2.45 GHz. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.	161
Figure IV. 29 : Cartographies à 4.9 GHz. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.	161
Figure IV. 30 : Cartographies à 7.35 GHz. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.	162
Figure IV. 31 : Distributions du courant surfacique pour différentes valeurs de L_4	163
Figure IV. 32 : Tension DC et rendement en fonction de L_4 (FDTD).....	164
Figure IV. 33 : Variation temporelle de la tension DC pour trois valeurs de L_4 (FDTD).....	165
Figure IV. 34 : Spectre normalisé du courant sur la ligne L_4 (FDTD).....	165
Figure IV. 35 : Spectre normalisé de la tension sur la ligne L_4 (FDTD).....	165
Figure IV. 36 : Prototype de la rectenna réalisée et mesurée.....	166
Figure IV. 37 : Tension DC et rendement - simulation FDTD et mesure ($L_4=15.9\text{mm}$)	167
Figure IV. 38 : Tension DC et rendement - simulation FDTD et mesure. (a) $L_4 = 18.9\text{mm}$. (b) $L_4 = 22.9\text{mm}$	167
Figure IV. 39 : Réseaux de rectennas. (a) à 2 éléments. (b) à 4 éléments.	168

Figure IV. 40 : Association parallèle - mesure en fonction de R_L. (a) Tension DC. (b) Rendement.	169
Figure IV. 41 : Association de rectennas en parallèle – tensions et rendements mesurés.....	170
Figure IV. 42 : Association série - mesure en fonction de R_L. (a) Tension DC. (b) Rendement.	171
Figure IV. 43 : Association de rectennas en série – tensions et rendements mesurés	171
Figure IV. 44 : Rapport (VR) entre les tensions des réseaux de rectennas et la tension de la rectenna élémentaire.....	172

Liste des tableaux

Tableau I. 1 : Limites d'exposition du grand public aux champs électromagnétiques	45
Tableau I. 2 : Limites d'exposition des travailleurs qualifiés aux ondes électromagnétiques	46
Tableau III. 1 : Paramètres électriques de la diode HSMS 2860	92
Tableau III. 2 : Dimensions du circuit série (en mm)	97
Tableau III. 3 : Niveau des harmoniques à l'entrée et aux bornes de la charge	104
Tableau III. 4 : Dimensions du circuit en pont modifié (en mm)	110
Tableau III. 5 : Bilan de puissance – rendement et pertes	113
Tableau III. 6 : Niveau des harmoniques dans le circuit en pont modifié	113
Tableau III. 7 : Impédances des diodes à 2.45 GHz ($P_{RF} = 10$ dBm)	118
Tableau III. 8 : Rendement du circuit de conversion (simulation FDTD)	121
Tableau III. 9 : Paramètres des circuits de conversion développés	128
Tableau III. 10 : Principaux paramètres des diodes HSMS 2860 et 2820	128
Tableau III. 11 : Niveaux des harmoniques à l'entrée du circuit et aux bornes de R_L	129
Tableau IV. 1 : Dimensions de la rectenna en mm	150

Introduction générale

Introduction générale

Avec les progrès que connaît l'électronique ces dernières années, il est devenu de plus en plus courant d'utiliser des capteurs, des réseaux de capteurs et des actionneurs sans fil dans beaucoup de domaines (spatial, militaire, médical, domestique, ...), et plus particulièrement dans les endroits qui sont dangereux et difficiles d'accès. Pour une meilleure intégration dans l'environnement, il faut réduire la taille de ces systèmes et leur assurer l'autonomie énergétique. Les techniques d'alimentation conventionnelles par pile ou par batterie restent contraignantes, voir même difficiles à envisager pour certaines applications. En effet, elles sont limitées en autonomie, nécessitent des remplacements périodiques et leur recyclage est coûteux.

L'objectif de ce travail de thèse est de proposer une solution alternative qui soit efficace, moins contraignante et plus respectueuse de l'environnement. De ce point de vue, la transmission d'énergie sans fil (TESF) se présente comme une solution très intéressante. Elle consiste à transmettre de l'énergie d'un point à un autre à travers l'espace libre, et qui une fois captée et convertie en DC, servira à alimenter le ou les dispositifs sans fil. Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes focalisés sur le transfert d'énergie hyperfréquence dans la bande ISM (Industrial Scientific Medical) à 2.45 GHz. Dans un premier temps, 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. Enfin, l'énergie rayonnée est captée par un circuit Rectenna (Rectifying Antenna), convertie en puissance DC et délivrée à une charge résistive.

Un circuit rectenna classique comprend une antenne de réception suivie d'un circuit de conversion RF-DC à caractéristique non-linéaire. Ce circuit contient le plus souvent une ou plusieurs diodes Schottky, un filtre d'entrée HF, un filtre de sortie DC et une charge résistive qui modélise la consommation du système alimenté. L'enjeu est d'optimiser l'ensemble de la rectenna, en ayant comme objectif de maximiser la sortie DC en termes de rendement de conversion RF-DC. L'optimisation doit s'effectuer sur l'ensemble du circuit, d'où la nécessité de faire appel aux méthodes d'analyse globale associant la simulation électromagnétique et circuit. La modélisation numérique sera tout au long de ce travail un outil fondamental et décisif, le but étant de prendre en compte tous les éventuels couplages entre les différentes parties du circuit.

Notre objectif dans le cadre de cette thèse est de concevoir, optimiser, réaliser et caractériser expérimentalement des circuits rectennas innovants, compacts et à hauts

rendements pour l'alimentation de dispositifs à faible consommation. Les points suivants seront traités tout au long de ce travail :

- Développement d'un outil de simulation numérique, basé sur la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (3D-FDTD), et capable d'analyser un circuit rectenna dans sa globalité.
- Développement de rectennas compactes et efficaces.
- Montage de bancs de mesure en conduit et en rayonné et définition d'un protocole de mesure.
- Réalisation et caractérisation expérimentale des circuits développés.

Le présent manuscrit comporte quatre chapitres. Dans le premier chapitre, nous commençons tout d'abord par rappeler le contexte de l'étude. Pour bien situer le cadre de ce travail de thèse et de ces applications potentielles, la problématique de la TESH sera abordée à travers un bref historique et un état de l'art sur les travaux les plus récents rapportés dans la littérature. Par la suite, nous nous intéresserons davantage à la partie rectenna. La structure globale du circuit et les topologies les plus utilisées seront présentées, la problématique de la modélisation numérique sera abordée et son importance dans notre travail sera soulignée. Afin d'améliorer la sortie DC d'un système de TESH, en termes de tension et/ou de puissance, les associations de rectennas seront introduites. Enfin, nous terminons ce chapitre par quelques exemples d'application de la TESH à l'alimentation à distance de capteurs sans fil. Les caractéristiques les plus importantes de ces systèmes d'alimentation seront décrites, et plus particulièrement les tensions DC requises, les distances entre l'antenne d'émission et le circuit à alimenter, les niveaux de champ requis, ...

Le deuxième chapitre sera consacré aux différents outils de simulation qui ont été utilisés. Dans un premier temps, le logiciel commercial ADS (Advanced Design System) sera brièvement décrit. Il a été utilisé pour la simulation et l'optimisation des différents circuits de conversion RF-DC. Un couplage entre le simulateur circuit *Harmonic Balance* (HB) et le simulateur électromagnétique Momentum a été effectué afin de prendre en compte les couplages éventuels entre les différentes parties du circuit. Comme ce logiciel ne permet pas la simulation globale de la rectenna, nous avons été amenés à introduire la méthode 3D-FDTD pour mieux prédire la sortie DC de la rectenna. Le principe de la méthode est, dans un premier temps, rappelé. Ensuite, pour délimiter l'espace de calcul et simuler un espace ouvert infini autour de la structure, des conditions absorbantes de type UPML (Uniaxial Perfectly Matched Layer) ont été utilisées. De plus, la méthode FDTD dans sa formulation de base ne

prend pas en compte la présence d'éléments localisés (linéaires et non-linéaires) dans l'espace de calcul. Pour contourner ce problème, l'équation de Maxwell-Ampère a été modifiée de telle sorte à élargir la méthode aux éléments localisés. La diode Schottky a été rigoureusement modélisée en tenant compte de ses éléments parasites et de son boîtier. Enfin, le formalisme du champ total-champ diffracté pour la génération d'ondes planes sera introduit. Le code FDTD développé a été parallélisé sur deux processeurs de quatre cœurs chacun et les temps de simulations ont été considérablement réduits.

Le chapitre trois sera dédié aux circuits de conversion. Trois circuits en technologie micro-ruban seront présentés et analysés, une structure conventionnelle à base d'une diode Schottky HSMS 2860 montée en série et deux autres structures plus innovantes et plus compactes, ne contenant ni filtre HF ni vias de retour à la masse. Pour montrer l'importance de certains paramètres sur le rendement, des études paramétriques ont été conduites sous ADS. De plus, un bilan de puissance intégrant les différentes pertes dans le circuit sera présenté et discuté. Les circuits développés ont été réalisés et mesurés, les résultats obtenus seront exposés et comparés avec ceux d'ADS. L'outil de simulation FDTD sera introduit et appliqué à la simulation de l'un des deux derniers circuits. De plus, avant de passer aux circuits rectennas complets, l'impact d'une onde plane incidente sur le fonctionnement du circuit de conversion sera testé.

Le dernier chapitre porte sur l'analyse des circuits rectennas, trois structures y seront développées. Les résultats mesurés seront systématiquement comparés aux simulations FDTD. Des cartographies du champ électrique et du courant surfacique seront déterminées et exploitées afin d'améliorer les performances de ces circuits. La dernière partie du chapitre traitera des réseaux de rectenna. Deux types d'association y seront testés, série et parallèle.

Chapitre I

Introduction aux systèmes de transmission d'énergie sans fil

Chapitre I

Introduction aux systèmes de transmission d'énergie sans fil

1. Introduction

De nos jours, avec la miniaturisation et le développement de l'intelligence répartie des systèmes électroniques, il est devenu de plus en plus difficile d'imaginer un domaine où l'électronique n'est pas encore présente. Ces systèmes sont de plus en plus présents dans la plupart des domaines de la vie, sans restriction sur leur localisation dans l'espace. Pour faciliter leur mobilité et assurer une meilleure intégration dans l'environnement, leur taille devra être réduite. L'un des problèmes à résoudre et qui représente l'enjeu de cette étude, est leur autonomie énergétique. La solution qui consiste à relier les différentes parties du système par des supports galvaniques ou des fils afin de les alimenter reste une solution encombrante et coûteuse en termes de quantité de câbles à déployer et de leur entretien. De plus, les techniques d'alimentation classiques par pile ou par batterie restent difficiles à envisager dans certaines applications, elles sont limitées en autonomie, nécessitent des remplacements périodiques et leur recyclage est coûteux. Parmi ces applications, on peut citer par exemple l'alimentation et le suivi de certaines fonctions de vérification de capteurs embarqués à bord de drones. Une batterie embarquée prend de la place et augmente le poids du drone.

Afin de rendre ces dispositifs électroniques plus autonomes, le concept de la transmission d'énergie sans fil (TESF) se présente comme une alternative aux systèmes d'alimentation classiques. Il existe plusieurs formes d'énergie susceptibles d'être utilisées dans cette thématique de TESF. Les formes les plus répandues sont les énergies solaire, vibratoire, mécanique, piézoélectrique, acoustique, électromagnétique, ... Dans le cadre de

cette thèse, nous nous limitons au transfert d'énergie électromagnétique aux fréquences microondes. Ce concept consiste à transférer de l'énergie hyperfréquence d'un point à un autre à travers l'espace libre. Ce travail de thèse exclu également les travaux de transmission d'énergie microonde à travers des guides d'ondes diélectriques ou métalliques. Un système de TESHF comprend trois étapes principales. La première étape consiste à convertir l'énergie électrique continue en énergie RF en utilisant une source microonde. Dans la deuxième étape, cette énergie RF est rayonnée par une antenne d'émission (antennes parabolique, cornet, ...) à travers l'espace libre. La troisième et dernière étape consiste à capter et à convertir cette énergie RF en énergie électrique DC par un système rectenna (rectifying antenna), qui consiste en une antenne de réception suivie d'un circuit de conversion RF-DC.

Les applications potentielles sont nombreuses et concernent l'alimentation de capteurs abandonnés, d'actionneurs et de micro-dispositifs à faible consommation. Cette technique d'alimentation est particulièrement intéressante dans des environnements dangereux et difficile d'accès. Contrairement aux systèmes d'alimentation par induction magnétique, les distances de travail peuvent aller de quelques dizaines de centimètres à quelques mètres. Certaines applications peuvent émerger dans les domaines des transports et notamment dans l'aéronautique et l'espace pour des vérifications de capteurs ou le suivi de certaines fonctions, à bord de drones ou d'objets volants de manière générale. D'autres applications, qui mettent en jeu des puissances relativement importantes, peuvent également voir le jour. Parmi ces applications, les plus importantes sont le remplacement des câbles et des installations électriques dans des zones géographiques accidentées et inaccessibles et le transfert massif de l'énergie solaire de l'espace vers la terre que propose le projet SPS (Solar Power System) [I.1].

Le concept de la TESHF présente un certain nombre de limitations qui sont essentiellement d'ordres technologiques, environnementales ou biologiques. Il y a aussi le problème d'acceptabilité des systèmes par le grand public dont il faut tenir compte. Les limitations technologiques sont liées à l'efficacité des composants microondes et aux dimensions des circuits. Quand aux limitations biologiques ou environnementales, elles sont liées aux niveaux de puissance tolérés. En effet, selon l'application et l'environnement, les puissances tolérées peuvent être différentes. Pour des applications spatiales par exemple, les densités de puissance tolérées sont plus importantes par rapport aux applications médicales ou domestiques. Les contraintes liées à l'environnement et à la santé sont des données qu'il faut intégrer dans le processus de conception et de dimensionnement des systèmes de TESHF.

2. Contexte de l'étude

Ce travail de thèse rentre dans le cadre d'un projet pluridisciplinaire intitulé *Wave Supply* et financé par la Fondation de Recherche pour l'Aéronautique et l'Espace (FNRAE). Ce projet a pour principal objectif l'alimentation hyperfréquence de dispositifs à faible consommation tels que des capteurs nomades ou des actionneurs. Ce projet regroupe les trois laboratoires suivants : AMPERE (Ecole Centrale/INSA Lyon/Université Lyon 1), SATIE (Ecole Normale Supérieure de Cachan) et ESYCOM (Université de Paris-Est Marne-la-Vallée). Cette collaboration entre les différents partenaires permet de mettre à profil les compétences et expériences de chacune des équipes pour mener à bien ce projet. Le projet *Wave Supply* propose une solution alternative et innovante qui consiste à transférer de l'énergie microonde entre une source et le système d'alimentation du dispositif sans fil, à travers l'espace libre. Cette étude a pour objectif de proposer un dispositif permettant de capter l'énergie microonde, de la convertir en énergie DC et puis, de la délivrer à l'entrée du système à alimenter.

Un des enjeux de ce projet repose sur l'imbrication de deux domaines de compétences, l'électronique hyperfréquence et le génie électrique. L'objectif étant de surmonter les problèmes rencontrés dans chacun des domaines et d'optimiser l'ensemble de la rectenna en ayant comme objectif la maximisation de son rendement de conversion. La conception et l'optimisation doivent s'effectuer sur l'ensemble du dispositif, d'où le recours aux méthodes d'analyse globales qui sont capables de prendre en compte à la fois les différents phénomènes électromagnétiques et électriques. La modélisation numérique permettra tout au long de ce projet d'obtenir des résultats précis, le but étant de prendre en compte tous les éventuels couplages entre les différentes parties de la rectenna.

Les objectifs de cette thèse sont la conception, l'optimisation, la réalisation et la mesure de circuits rectennas innovants et à hauts rendements pour l'alimentation sans fil de dispositifs à faible consommation. La simulation numérique sera un outil fondamental dans cette étude.

La fréquence de travail d'un système de transmission d'énergie sans fil représente un aspect très important. Son choix détermine tout d'abord les dimensions du système, son rendement et son coût. Ce choix est conditionné par le milieu de propagation de l'onde où le système opérera. En effet, il est très important de prendre en compte l'atténuation du milieu en fonction de la fréquence afin de limiter les pertes et d'accroître par conséquent le rendement. Dans le cadre du projet *Wave Supply*, les bandes de fréquences visées sont les

bandes ISM et plus particulièrement la fréquence de 2.45 GHz. Les bandes ISM, conformément à la répartition des bandes de fréquence imposée par l'Agence Nationale des Fréquences (ANFR), sont dédiées aux applications industrielles, scientifiques et médicales. Ces bandes de fréquences présentent un certain nombre d'avantages. En effet, elles sont libres de toute obligation de licence, la taille des antennes et des circuits est raisonnable et les composants actifs sont disponibles dans le commerce et sont peu onéreux. Cela peut conduire, avec une production en masse, à des systèmes compacts et à faible coût.

Le rendement d'un système de conversion RF-DC dépend directement de l'élément non linéaire utilisé. Le choix de cet élément est très important dans la conception de ce type de circuits. Plusieurs critères peuvent être définis pour faciliter ce choix. Les critères les plus importants sont: la fréquence de fonctionnement, le niveau de puissance RF à convertir, l'efficacité du composant ainsi que son coût. Dans les bandes de fréquences d'intérêt, cela nous conduit tout naturellement vers les diodes Schottky. En effet, ces diodes sont caractérisées par un temps de commutation rapide et il existe dans le commerce toute une gamme de diodes adaptées pour différents niveaux de puissances, allant de quelques microwatts à quelques watts.

Dans le cadre de ce travail de thèse, nous avons développé les points suivants :

- Développement d'une méthodologie spécifique de simulation numérique basée sur une technique d'analyse globale.
- Mise au point d'un protocole et d'un banc de mesure pour la caractérisation expérimentale des circuits rectennas.
- Réalisation et mesures de rectennas pour l'alimentation sans fil de dispositifs à faible consommation.

3. Problématique de la transmission d'énergie sans fil

3.1. Structure global d'un système de TESH

La transmission d'énergie sans fil consiste à acheminer de l'énergie microonde d'un point à un autre sans fil. Un système de TESH (figure I.1) comprend deux parties distinctes et éloignées dans l'espace, une partie émettrice et une autre partie réceptrice.

La partie émission du système contient une source microonde, alimentée en énergie électrique DC, et une antenne d'émission qui peut être de type parabolique, cornet ou toute autre forme d'antennes, en fonction de l'objectif recherché. La génération des ondes RF peut

se faire soit par l'utilisation de tubes (tube à ondes progressives, klystron, gyrotron, magnétron, ...), soit par des dispositifs à semi-conducteurs (transistor à effet de champ). Une fois le processus de conversion DC-RF accompli et la puissance microonde générée, l'antenne d'émission transforme cette puissance en ondes rayonnées dans l'espace libre. Dans la partie réception, le système TESF comprend une antenne (filaire, plaquée, ...) suivie d'un circuit de conversion RF-DC à base de diodes Schottky. L'antenne reçoit l'énergie microonde et la transmet au redresseur qui la convertit en énergie électrique DC et la transmet ensuite à une charge résistive. La rectenna fait l'objet de cette étude et sera détaillée tout au long de ce document. Le parallèle peut être fait avec le cas d'une transmission laser, où l'énergie est collectée par une cellule photovoltaïque et convertie en énergie électrique.

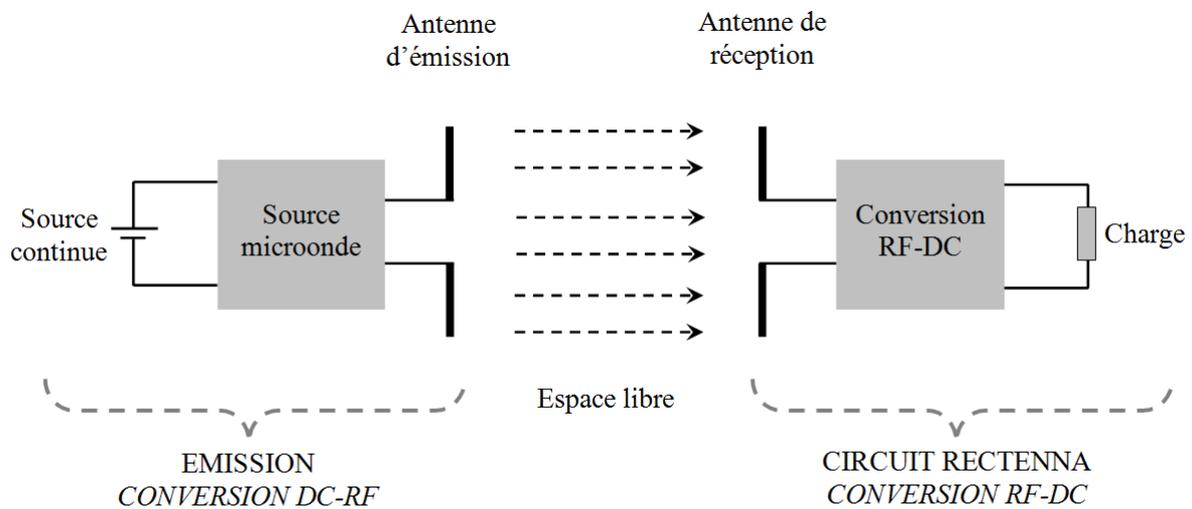


Figure I. 1 : Principe de la transmission d'énergie par faisceau microonde

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

Le rendement global d'un système de TESF est limité par un ensemble de contraintes et de verrous liés à ces différentes parties. Nous allons tenter tout au long de cette thèse de

proposer des solutions aux problèmes et verrous que pose le circuit rectenna, notamment ceux liés à la modélisation globale et à l'optimisation.

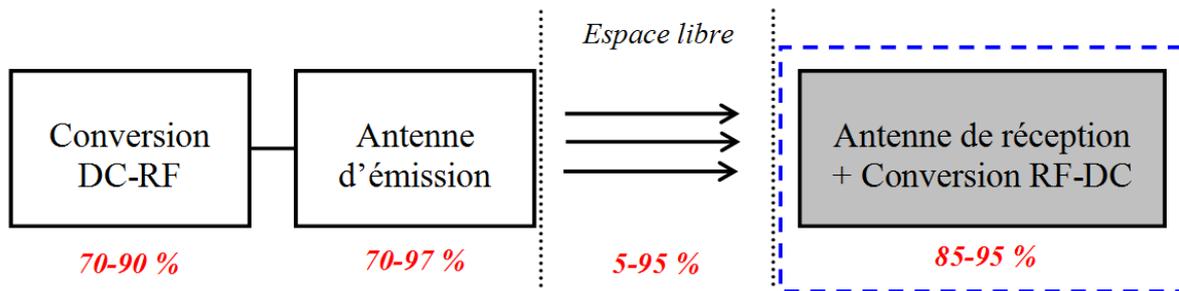


Figure I. 2 : Différents rendements d'un système de TESF

3.2. Historique de la TESF

La première expérience de transmission d'énergie sans fil fut réalisée par le physicien américain Nikola Tesla à Colorado Springs, en 1899 [I.1]. Il s'intéressa spécialement au phénomène de résonance et essaya de l'appliquer à la TESF. Il avait imaginé utiliser les ondes électromagnétiques pour acheminer l'électricité n'importe où dans le monde, sans lignes. Il construisit une énorme bobine, résonnant à 150 KHz et alimentée avec une puissance de 300 KW, en haut d'une tour. Cependant, ils n'existent malheureusement pas de résultats clairs sur la puissance rayonnée et sur celle reçue loin de la source.

Les travaux de Tesla ne se sont pas arrêtés à Colorado Springs. Au début du siècle dernier, Tesla construisit une tour de transmission à Long Island (New York). Le projet fut abandonné peu avant sa finalisation à cause de problèmes financiers.

Durant la première moitié du 20^{ème} siècle, le manque d'intérêt que suscitait la thématique de la TESF peut s'expliquer par le manque de moyens techniques, et plus particulièrement des sources qui sont capables de générer des puissances considérables en hautes fréquences.

En 1969, Peter Glaser présente le concept de SPS (Solar Power System) [I.1]. Ce projet pourrait présenter une alternative aux problèmes énergétiques que connaît la planète, mais aussi comme source d'énergie propre et écologique. Le système issu de ce projet comporte un satellite en orbite géostationnaire qui capte l'énergie solaire, cette énergie solaire est convertie en énergie microonde à 2.45 GHz et envoyée sur terre. Les densités de puissance mises en jeu au niveau des antennes de réception sont très importantes, elles sont de l'ordre de 100 W/m².

En 1975, l'expérimentation terrestre de Goldstone menée par Raytheon représente un tournant historique dans le domaine de la TEF. Elle a contribué de manière considérable à la validation du concept et à la crédibilité du projet SPS. Avec un système pilote, une puissance continue de 30 KW a été récupérée et un rendement global de 54% a été mesuré et certifié [I.1]. La distance entre les antennes d'émission et de réception est de 1.6 Km.



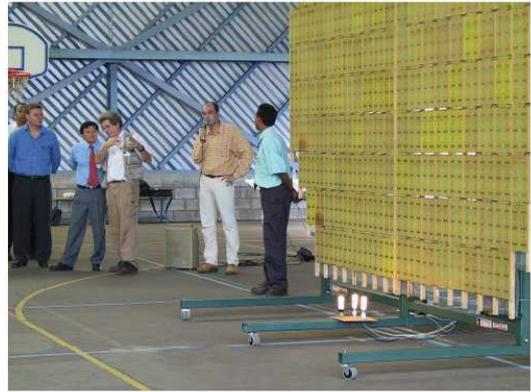
Figure I. 3 : Transmission d'énergie par ondes radio - Nikola Tesla dans son laboratoire de Colorado Springs [d'après I.2]

A partir de 1994, le laboratoire d'Electronique, d'Energétique et des Procédés de l'université de la Réunion, en collaboration avec l'équipe japonaise de l'ISAS, s'est lancé dans un projet d'envergure qui consistait à étudier la faisabilité d'un transport d'énergie sans fil pour alimenter l'île de Grand Bassin, région qui est fortement accidentée et difficilement accessible. La puissance d'émission était de 800 W sur une distance de 40 m. En réception, une rectenna composée de 2376 antennes dipôles réparties sur une surface de 11.76 m² a été utilisée pour collecter et convertir une partie de l'énergie RF émise. La densité de puissance au niveau des antennes de réception est estimée à une dizaine de W/m². Trois lampes de 9 W furent allumées grâce au dispositif développé, ce dernier présentait un rendement global d'environ 5% [I.3].



Vue d'ensemble

Figure I. 4 : Démonstrateur du Grand Bassin - Ile de la Réunion [d'après I.3]



Réseau de 2376 rectennas

4. Structure globale d'une rectenna

Une rectenna est un circuit non linéaire qui contient une antenne de réception suivie d'un circuit de conversion RF-DC. Une rectenna classique peut être schématisé sous forme de cinq blocs fonctionnels, comme le montre la figure I.5 ci-dessous.

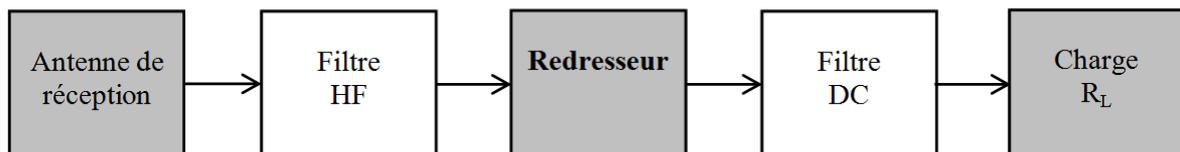


Figure I. 5 : Blocs fonctionnels d'une rectenna classique

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

Les premiers travaux sur les rectennas ont été focalisés dans la bande ISM à 2.45 GHz, la plupart de ces travaux étaient destinés pour des applications spatiales. Le choix de cette fréquence n'était pas fortuit, il s'explique principalement par la faible atténuation que présente cette fréquence à travers l'atmosphère. En 1960, Raytheon avait développé une rectenna à 2.45 GHz. Le circuit mis au point contient une antenne dipôle demi-onde associée à un circuit de conversion RF-DC contenant une diode simple connectée à une charge résistive. Un des paramètres clés des circuits rectennas est le rendement de conversion. Il est défini le plus souvent comme étant le rapport entre la puissance continue récupérée ou mesurée aux bornes de la charge et la puissance RF reçue par l'élément rayonnant. Ce rendement de conversion n'a cessé de croître depuis les premiers travaux qui ont été conduits dans ce domaine. Cependant, le rendement le plus important fut atteint par Brown chez Raytheon en 1977 [I.4]. W.C. Brown avait utilisé une diode Schottky en Arséniure de Gallium-Platine (GaAs-Pt), une antenne dipôle en aluminium et une ligne de transmission pour atteindre un rendement de conversion de 90.6% avec une puissance d'entrée de 8 W. En 1982, W.C. Brown et J.F. Triner ont développé une version imprimée du circuit à 2.45 GHz, gravée sur un film mince. Le rendement obtenu était de 85% [I.5].

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 [I.6]. Le circuit est constitué d'une antenne dipôle et d'une diode Schottky DMK6606 (Alpha Industries) montée en parallèle. A la même fréquence, d'autres travaux ont été rapportés par la suite dans la littérature, notamment une rectenna associant un réseau d'antennes et une diode Schottky MA4E1317 montée en série [I.7]. Le circuit atteint un rendement de 35 % lorsque la densité de puissance est de 30 mW/cm². Le passage de la fréquence de 2.45 GHz, traditionnellement utilisée, à 35 GHz s'explique par le souci d'avoir des structures qui occupent moins d'espace et de pouvoir ainsi mettre plus de rectennas sur la même surface. Cependant, les composants utilisés pour la génération et la conversion d'énergie à cette fréquence sont moins efficaces et coûtent plus cher.

Les inconvénients rencontrés à 35 GHz, et qui ont été cités ci-dessus, ont conduit les chercheurs à utiliser une nouvelle fréquence à 5.8 GHz. Cela permet de réduire les dimensions des circuits par rapport à la fréquence 2.45 GHz, sans pour autant perdre en efficacité. En 1992 a été rapporté la première rectenna dans la bande C à 5.87 GHz avec 80% de rendement [I.8]. La rectenna a été mesurée à l'intérieur d'un guide d'onde avec une puissance d'entrée de 700 mW. Le circuit utilise un dipôle imprimé et une diode Schottky. D'autres travaux à 5.8 GHz ont été rapportés par la suite. En 1998, J.O. McSpadden et al. ont développé une

rectenna avec un dipôle imprimé à 5.8 GHz, un rendement de 82% a été mesuré [I.9]. La rectenna est développée en technologie CPS (Coplanar Stripline) et utilise une diode Schottky MA40150-119.

4.1. Antenne de réception

Des dipôles filaires ou imprimés et des antennes patch à polarisation linéaire sont traditionnellement utilisés dans les circuits rectennas. Dans le domaine du transfert d'énergie sans fil, une antenne à gain élevé est souhaitable. Cela permet de capter plus de puissance RF, donc plus de puissance continue au niveau de la charge. Toutefois, la surface effective d'une antenne est proportionnelle à son gain. En effet, il y a un compromis à faire entre le gain de l'antenne et sa surface. Dans [I.10], une nouvelle antenne patch avec un gain de 9 dBi a été développée. Cette antenne est comparable à un réseau de deux antennes patch, elle permet non seulement de collecter plus de puissance mais aussi de rendre la structure plus compacte. En fonction de l'application visée, la polarisation linéaire [I.9], [I.11], [I.12] ou la polarisation circulaire [I.13], [I.14], [I.15], [I.16] peuvent être utilisées. Des rectennas bi-bandes [I.17], tri-bandes [I.18] et même large bande [I.19]-[I.20] ont aussi été développées pour des applications spécifiques.

La polarisation circulaire est devenue ces dernières années une caractéristique importante dans la conception des circuits rectennas. Elle offre la possibilité de garder une tension de sortie DC constante même s'il y a rotation de l'émetteur ou de la rectenna.

Y. J. Ren et al. ont développé une rectenna bi-bandes fonctionnant sur les deux bandes ISM à 2.45 GHz et à 5.8 GHz [I.17]. Les rendements obtenus sont de 65% et 46%, respectivement. Costanzo et al. ont proposé une rectenna tri-bandes polarisée circulairement pour une application de récupération d'énergie ambiante [I.18]. La rectenna fonctionne sur les fréquences des trois standards GSM 900, GSM 1800 et WiFi. J.A. Hagerty et Z. Popovic ont mis au point une rectenna pour la récupération d'énergie large bande [I.19], le circuit fonctionne sur toute la bande de fréquences allant de 6 à 15 GHz avec un rendement qui varie entre 5 et 45%.

Les deux technologies filaire et plaquée ont été largement exploitées dans les antennes dédiées aux circuits rectennas. Pour ce qui est des antennes planaires, le choix de la technologie dépend avant tout de l'antenne. Cependant, la technologie micro-ruban est la plus utilisée. La ligne CPS est normalement utilisée pour alimenter des dipôles, elle peut être utilisée non seulement pour combiner plusieurs éléments et accroître le gain de l'élément

rayonnant mais aussi pour former des réseaux d'antennes plus facilement. Plusieurs rectennas en technologie CPS ont été développées récemment [I.9], [I.21], [I.22].

4.2. Filtre d'entrée HF

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

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 [I.23]-[I.24]. Cela permet de diminuer les dimensions du circuit ainsi que les pertes. Une antenne à rejection d'harmoniques est présentée dans [I.23]. L'antenne utilisée, et contrairement à une antenne patch simple, présente une forte désadaptation aux harmoniques d'ordres 2 et 3. Le rendement de la rectenna est de 77.8% lorsque la puissance d'entrée est de 10 mW. T.C. Yo et al. ont rapporté une rectenna à rejection d'harmoniques et fonctionnant à 2.45 GHz [I.24]. L'antenne filtre uniquement l'harmonique d'ordre 2 à 4.9 GHz. Un stub radial a été dimensionné afin de stopper l'harmonique à 7.35 GHz. Un rendement de 78% a été mesuré lorsque la densité surfacique de puissance est de 16.5 mW/cm².

4.3. Topologies du circuit de conversion RF-DC

La conversion RF-DC est un processus non-linéaire. En fonction d'un ensemble de critères, cités précédemment, des diodes ou des transistors peuvent être utilisés. Toutefois, dans les systèmes de transmission d'énergie aux fréquences microondes, les diodes Schottky sont les plus utilisées. L'un des paramètres les plus importants de ce type de circuits est le rendement de conversion. Toutefois, cette caractéristique non linéaire rend plus difficiles les étapes de conception et d'optimisation. En effet, le rendement de conversion dépend à la fois du niveau de puissance à convertir et de la fréquence de travail. Cela s'explique tout d'abord par l'efficacité des diodes qui dépend de la tension à leurs bornes. Il y a également le problème de l'impédance des diodes qui varie en fonction de la puissance d'entrée et de la fréquence. Cela modifie l'adaptation des différentes parties du circuit et affecte par conséquent le rendement.

En fonction du positionnement de ou des diodes dans le redresseur, plusieurs topologies de rectenna ont été développées. Les deux topologies série [I.11], [I.12], [I.25] et

parallèle [I.15], [I.17], [I.21], [I.22], [I.23] sont les plus simples à concevoir et sont les plus répandues dans la littérature. Chacune des topologies a ses avantages et ses inconvénients selon la technologie, le type d'antenne, la puissance d'entrée disponible, la tension de sortie,.... Afin d'augmenter la tension de sortie d'une rectenna, des topologies en doubleur de tension [I.15], [I.18], [I.24] ont été développées. Dans cette topologie, les deux diodes se trouvent en série avec la charge et la tension de sortie peut par conséquent être doublée. Certaines topologies se heurtent parfois aux problèmes de conception et de réalisation comme par exemple la réalisation d'un via pour la connexion d'une diode en parallèle au plan de masse.

Dans la topologie série que montre la figure I.6, la diode est placée en série entre les deux filtres HF et DC sans lien direct avec le plan de masse.

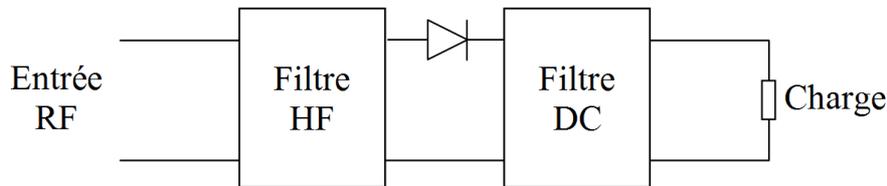


Figure I. 6 : Circuit de conversion en topologie série

Dans la topologie parallèle (figure I.7), la diode est placée en parallèle entre les deux filtres HF et DC, avec l'anode ou la cathode connectée au plan de masse. La diode se retrouve, par conséquent, naturellement polarisée par la tension DC générée.

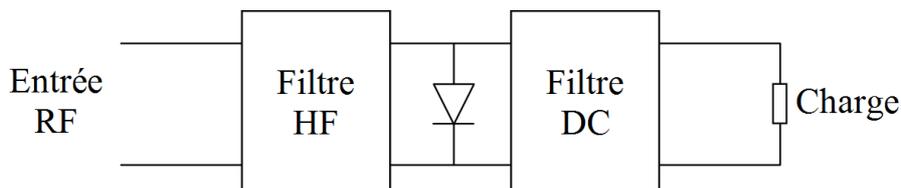


Figure I. 7 : Circuit de conversion en topologie parallèle

La topologie en doubleur de tension, que montre la figure I.8 ci-dessous, peut être considérée comme l'association des deux topologies, série et parallèle, décrites précédemment. Le circuit en doubleur de tension comprend deux diodes montées l'une en série et l'autre en parallèle, cela permet de produire une tension de sortie plus grande. Le

circuit contient aussi une capacité série qui se trouve juste après le filtre HF, sa valeur doit être choisie précisément afin de doubler la tension de sortie DC.

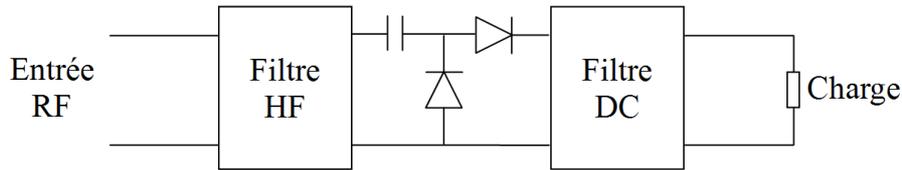


Figure I. 8 : Circuit de conversion en topologie doubleur de tension

Une autre topologie double-diode a été récemment rapportée dans la littérature [I.15]. Le circuit a été développé en technologie CPS et fonctionne à 5.8 GHz. Il contient deux diodes Schottky montées en série sur les deux lignes symétriques. Une comparaison entre cette configuration et celle en parallèle a été effectuée dans cet article, et les résultats montrent que la tension de sortie a pu être doublée.

4.4. Filtre de sortie DC

Le filtre de sortie DC est un filtre passe bas qui est composé le plus souvent d'un bloc capacité parallèle. Le rôle de ce filtre est d'isoler la charge DC du côté RF. Il laisse passer la composante continue et filtre toutes les harmoniques d'ordre supérieur, y compris la composante fondamentale. La capacité de sortie peut être remplacée par un ou plusieurs stubs radiaux ou rectangulaires.

5. Les réseaux de rectennas

L'alimentation de capteurs ou de micro-dispositifs sans fil requiert quelques fois une tension et/ou une puissance continue qu'un seul élément rectenna ne peut fournir. Afin d'augmenter la puissance et/ou la tension de sortie, des interconnexions des éléments rectennas sont le plus souvent utilisées pour convertir plus de puissance microonde incidente. Les réseaux de rectennas peuvent être construits en utilisant plusieurs configurations possibles [I.8], [I.15], [I.19], [I.26], [I.27]. Les éléments rectennas peuvent être associés en série, en parallèle ou en cascade. Chaque configuration présente ses propres caractéristiques. L'association série permet d'avoir des tensions de sortie meilleures que celles de l'association parallèle. Un réseau de neuf rectennas connectées en série a été développé pour l'alimentation d'un actionneur mécanique dans une application spatiale [I.27]. Le circuit fournit une tension

DC de 50 V. L'association parallèle, quand à elle, garde la même tension de sortie qu'un élément seul tout en augmentant la puissance DC. Finalement, l'association en cascade peut être considérée comme la combinaison des deux types d'association série et parallèle. Il a été montré dans [I.15] que ce type d'association offre les meilleures performances en termes de tension et de puissance de sortie.

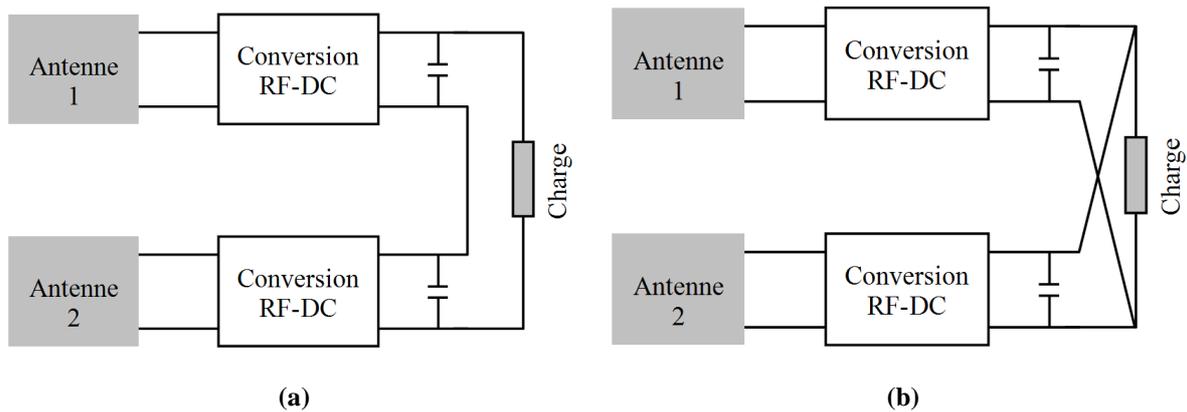


Figure I. 9 : Association de rectennas. (a) en série. (b) en parallèle.

Des combinaisons entre deux ou plusieurs associations sont possibles [I.19], [I.26], [I.28]. En effet, J.A. Hagerty et Z. Popovic ont présenté un réseau de rectennas qui associe des éléments en série et en parallèle [I.19]. Un autre réseau de rectennas à 2304 éléments a aussi été développé [I.26]. La rectenna contient 256 sous-réseaux connectés en parallèle-série, et chaque sous-réseau contient neuf éléments connectés en parallèle.

Pour décrire avec précision le comportement d'un réseau de rectennas, un modèle non linéaire est toujours préférable. Il permet de prédire la sortie DC pour n'importe quelle valeur de la charge. Toutefois, pour simplifier l'étude et prédire la sortie DC d'un réseau de rectennas, un modèle linéaire simple est proposé dans [I.15], [I.28]. Le modèle proposé a été validé sur des associations série et parallèle et a montré de bonnes concordances avec les résultats expérimentaux. Cependant, ce modèle montre ses limites dès que la charge de sortie commence à s'écarter de la charge optimale.

De récents travaux sur l'optimisation des réseaux de rectennas ont été rapportés dans la littérature. Pour avoir une sortie optimale en termes de tension et de rendement, il a été montré dans [I.28] que les éléments du réseau doivent être identiques et que la charge du réseau doit être égale à la charge optimale.

6. Problématique de la modélisation d'une rectenna

Avec la montée en fréquence, les dispositifs hyperfréquences intègrent de plus en plus de composants et de fonctions. Un dispositif électronique peut contenir à la fois, des composants de puissance, des éléments rayonnants, des lignes de transmission, ... De plus, les composants peuvent avoir des dimensions très différentes. La simulation et l'optimisation séparée de chaque fonction s'avère insuffisant dans nombre de cas. De grandes différences entre les résultats expérimentaux et les simulations peuvent être observées. Ces écarts s'expliquent souvent par la modélisation numérique qui ne tient pas compte de tous les phénomènes physiques, notamment les couplages et les interactions entre les différents composants du dispositif.

Pour analyser un dispositif hyperfréquence, il existe plusieurs approches suivant la manière dont le problème est abordé et la précision recherchée. En effet, il existe l'approche électromagnétique qui repose sur les équations de Maxwell et qui prend en compte tout les phénomènes électromagnétiques présents dans le dispositif. D'un autre côté, il y a aussi l'approche circuit qui est basée sur des modèles circuits équivalents. Ces modèles, où des simplifications sont souvent introduites, ne sont valables que dans un domaine bien précis et sous certaines conditions. Cela montre bien l'importance d'une modélisation rigoureuse qui prend en compte tout les phénomènes physique dans un dispositif hyperfréquence.

Le dispositif microonde qui fait l'objet de cette thèse est la rectenna. La conception et l'optimisation rigoureuses nécessite des compétences combinées en électronique hyperfréquence et en génie électrique. L'objectif étant de maximiser le rendement de conversion RF-DC, il est difficile d'envisager l'optimisation séparée des différents composants constituant un circuit rectenna. En effet, pour prendre en compte les couplages et les interactions entre les différents composants, la simulation et l'optimisation doivent se faire sur la totalité du circuit et dans le même environnement de simulation. Les méthodes d'analyse globale électromagnétique – circuit, qui combinent les lois de l'électromagnétisme et la théorie des circuits, sont plus que souhaitables dans notre cas.

Une autre difficulté de la modélisation est liée aux dimensions des différents composants. Les éléments constituant une rectenna sont de dimensions très variées. On passe par exemple, d'un élément rayonnant demi-onde à un composant localisé (diode, résistance, ...) qui est parfois, inférieur au centième de la longueur d'onde. En plus, un maillage très fin basé sur l'élément le plus petit est difficile à envisager pour des raisons évidentes de temps et

de capacité de calcul. Pour résoudre ce genre de problèmes, on fait souvent appel à des modèles plus flexibles et qui offrent plus de maniabilité.

De nombreux outils de simulation électromagnétique existent. Ces outils sont adaptés pour des structures distribuées dont les dimensions sont de l'ordre de la longueur d'onde. La principale différence entre ces outils de simulation réside dans la méthode de résolution des équations de Maxwell. En effet, elles peuvent être résolues soit dans le domaine temporel soit dans le domaine fréquentiel. L'analyse temporelle permet une caractérisation large bande en une seule simulation et permet de prendre en compte les éléments non linéaires. Son principal inconvénient est le temps de calcul, qui peut parfois être très important. Les méthodes temporelles les plus utilisées sont: la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) et la méthode des lignes de transmission (TLM). D'un autre côté, il y a l'analyse fréquentielle qui est généralement plus rapide. Toutefois, pour une caractérisation large bande, il faut autant de simulations que de points de fréquence dans la bande. De plus, les éléments non linéaires sont difficiles à modéliser dans le domaine fréquentiel. Parmi les méthodes fréquentielles les plus utilisées, nous pouvons citer par exemple la méthode des moments (MoM) et la méthode des éléments finis (FEM).

Des méthodes d'analyse circuit, pour étudier des dispositifs de type rectenna, ont été proposées dans la littérature [I.9], [I.25], [I.29], [I.30]. Toutefois, comme le circuit de conversion RF-DC est non linéaire et génère par conséquent des harmoniques d'ordre supérieur, il n'est pas toujours facile de formuler un modèle analytique parfaitement correct. Un modèle analytique [I.25] a été proposé pour étudier une rectenna série. Le rendement de conversion obtenu est de 40% avec une puissance d'entrée de 0 dBm. Une autre rectenna [I.11] a été développée en utilisant uniquement un simulateur circuit de type *harmonic balance* (HB), le rendement du système est de 56% pour une puissance d'entrée de 20 dBm.

7. Limites d'exposition aux champs électromagnétiques

Des limites d'exposition aux champs électromagnétiques ont été établies dès les années 1980, notamment par une commission internationale de spécialistes : l'ICNIRP (International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection). C'est une Organisation non gouvernementale reconnue par l'OMS (Organisation Mondiale de la Santé) et constituée de médecins et de spécialistes des champs électromagnétiques. C'est elle qui propose des limites d'exposition humaine aux champs électromagnétiques, à partir d'un examen approfondi des travaux scientifiques existant sur le sujet. Les premières limites d'exposition aux champs

électromagnétiques radiofréquences ont été publiées en 1988 et ont été confirmées en 1998. De nombreux pays ont établi leurs propres normes ou directives à partir de ces recommandations. En Europe, le conseil de l'union européenne a adopté, le 12 juillet 1999, une recommandation [I.31] visant à limiter l'exposition du public aux champs électromagnétiques en se basant sur les recommandations de l'ICNIRP. Elle recommande aux Etats membres d'adopter une réglementation et de veiller au respect de ces restrictions. Des organismes comme le CENELEC (Comité Européen de Normalisation Electrotechnique) en Europe et l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) au plan international complètent ces travaux et établissent des normes visant à définir les méthodes de mesures et les moyens permettant de vérifier le respect de ces limites. En France, le décret n° 2002-775 publié dans le journal officiel de la république française le 3 mai 2002 [I.32], en se basant sur les recommandations du conseil de l'union européenne, avait fixé les limites d'exposition du public aux champs électromagnétiques émis par les équipements utilisés dans les réseaux de télécommunications ou par les installations radioélectriques.

Les limites d'exposition recommandées ont pour but d'assurer que les expositions se situent suffisamment en dessous des niveaux pour lesquels les études biologiques démontrent des effets nocifs reproductibles. En d'autres termes, les normes fixent des limites plus faibles que les seuils à partir desquels des effets nocifs sont démontrés. Ces marges de sécurité, entre limite d'exposition et seuil d'apparition des effets nocifs, visent à prendre en compte les effets que les études en cours et futures pourraient éventuellement démontrer.

Le tableau I.1 montre les principales normes recommandées par cette directive, f étant la fréquence et les limites d'exposition sont exprimées en valeurs de champs efficaces. Cet ensemble de normes concerne les personnes non classifiées comme travailleurs, incluant le grand public.

Gammes de fréquences f	E_{eff} (V/m)	H_{eff} (A/m)
0 - 1 Hz	–	32000
1 - 8 Hz	10000	$32000/f^2$
8 - 25 Hz	10000	$4000/f$
0.025 - 0.8 kHz	$250/f$	$4/f$
0.8 - 3 kHz	$250/f$	5
3 - 150 kHz	87	5
0.15 - 1 MHz	87	$0.73/f$
1 - 10 MHz	$87/f^{1/2}$	$0.73/f$
10 - 400 MHz	28	0.073
400 - 2000 MHz	$1.375 f^{1/2}$	$0.0037 f^{1/2}$
2 - 300 GHz	61	0.16
900 MHz	41	0.11
1800 MHz	58	0.15
2.45 GHz	61	0.16

Tableau I. 1 : Limites d'exposition du grand public aux champs électromagnétiques

Les limites d'exposition applicables aux travailleurs qualifiés et aux professionnels sont moins sévères que celles applicables au grand public. Le tableau I.2 ci-dessous montre les limites d'exposition aux champs électromagnétiques en fonction des différentes bandes de fréquence.

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

Tableau I. 2 : Limites d'exposition des travailleurs qualifiés aux ondes électromagnétiques

Lorsque le rayonnement électromagnétique est composé de plusieurs fréquences dans la même bande ou dans des bandes de fréquences différentes, alors la valeur mesurée à chaque fréquence divisée par la limite recommandée doit être déterminée et la somme de toutes ces valeurs doit être inférieure à l'unité.

8. Caractérisation d'une rectenna

Les circuits rectennas sont le plus souvent caractérisés par deux rendements, le rendement de conversion RF-DC et le rendement global.

Le premier rendement décrit la capacité du redresseur à fournir une puissance électrique continue à la charge à partir de l'énergie RF que lui fournit le système de réception ou toute autre source d'énergie microonde. Ce rendement représente le principal objectif lors d'un processus d'optimisation du circuit de conversion. Toutefois, comme le processus de conversion est de nature non linéaire, l'optimisation se fait à un point de puissance d'entrée et le rendement est optimal sur une plage étroite autour de ce point. En effet, l'impédance de la diode Schottky et son efficacité dépendent étroitement de la tension appliquée à ses bornes. La variation de cette impédance engendre une désadaptation qui affecte directement le rendement de conversion. Ce dernier est défini comme étant le rapport entre la puissance de sortie DC, prélevée aux bornes de la charge, et la puissance d'entrée RF. Selon la puissance d'entrée qu'on considère, plusieurs définitions du rendement existent dans la littérature. La puissance RF peut être considérée comme la puissance maximale que la source ou l'antenne de réception pourra débiter sur une charge de 50 Ω , et dans ce cas les pertes par réflexion sont

prises en compte [I.15], [I.27]. Elle peut aussi être considérée comme la puissance RF réellement transmise à la diode, sans tenir compte des pertes par réflexion [I.11].

L'autre rendement, qui est plus global, décrit la capacité du circuit rectenna complet à convertir l'énergie RF reçue en énergie DC. La puissance que l'antenne est susceptible de recevoir est souvent calculée par l'équation de Friis [I.27]. Cette définition du rendement est la plus répandue dans la littérature, puisqu'il n'est pas évident d'accéder à la valeur de la puissance RF réellement transmise au convertisseur. Toutefois, le rendement peut être calculé non pas sur la base de la puissance que l'antenne reçoit dans le meilleur des cas mais en tenant compte de la puissance réellement reçue. En effet, une méthode de calcul de la puissance réelle reçue par une antenne, et appliquée au calcul du rendement d'une rectenna, a été développée dans [I.18]. La méthode de calcul proposée est valable en champ proche comme en champ lointain. Elle est également valable quelles que soient la direction et la polarisation de l'onde incidente. Le rendement qu'affiche une rectenna dépend beaucoup de la façon dont il est calculé.

9. Application de la TESF à l'alimentation à distance de capteurs sans fil

Les progrès actuels que connaît l'électronique faible consommation et les systèmes de communication rendent possible le développement de capteurs et d'actionneurs sans fil dans des environnements divers et variés. Cela donne plus d'autonomie et de mobilité aux capteurs et aux réseaux de capteurs. Il est de plus en plus fréquent de les trouver dans des endroits dont il était difficile ou même impossible d'envisager leur présence dans le passé, cela facilite leur intégration dans l'environnement.

Le projet Wave Supply rentre dans cette thématique, son objectif est d'alimenter à distance des capteurs et des fonctions de vérification embarquées. Cependant, les circuits que nous avons développés dans le cadre de ce projet ne se limitent pas uniquement aux applications aéronautiques et spatiales. Plusieurs applications peuvent émerger dans des domaines divers et variés tels que des applications industrielles, médicales, domestiques, militaires, ...

La plupart des capteurs et des réseaux de capteurs sans fil qui sont commercialisés jusqu'à maintenant sont alimentés par des systèmes conventionnels de type piles ou batteries [I.33]. Afin d'assurer la continuité de fonctionnement à ces dispositifs, une recharge ou un remplacement périodiques du module d'alimentation est requise. Un des moyens pour y parvenir est d'intégrer une solution d'alimentation sans fil dans ou à proximité du capteur.

Avec cette approche, le capteur doit être conçu pour capter l'énergie que lui transmet une station de base ou directement à partir de son environnement proche, la convertir en énergie électrique et la stocker afin d'alimenter les différentes parties nécessaires à son fonctionnement [I.34]-[I.35].

Une solution alternative, et qui présente un grand potentiel, consiste à utiliser les ondes électromagnétiques dans le domaine des microondes. Cette technique consiste à utiliser des ondes radiofréquences pour charger une capacité ou une batterie qui se trouve à côté du capteur ou directement intégrée dans son module d'alimentation.

Pour des faibles distances de quelques centimètres, cette méthode est très efficace grâce au couplage inductif ou capacitif. Une seule bande de fréquence peut être utilisée pour le transfert de la puissance et des données. Cependant, afin que l'efficacité de la transmission ne soit pas dégradée, deux bandes séparées pour la puissance et les données peuvent être utilisées [I.36]. La figure I.10 présente un système d'alimentation par couplage inductif pour une prothèse rétinale.

Pour des distances plus importantes, l'efficacité décroît suivant que l'onde est transmise dans les domaines des microondes, des infra rouge ou du visible [I.37]-[I.38]. Le transfert d'énergie électromagnétique sur de courtes distances par couplage, malgré son efficacité, impose que l'émetteur et le récepteur soient proches dans l'espace. Cette solution reste difficile à envisager dans beaucoup d'applications faisant appel aux systèmes répartis.

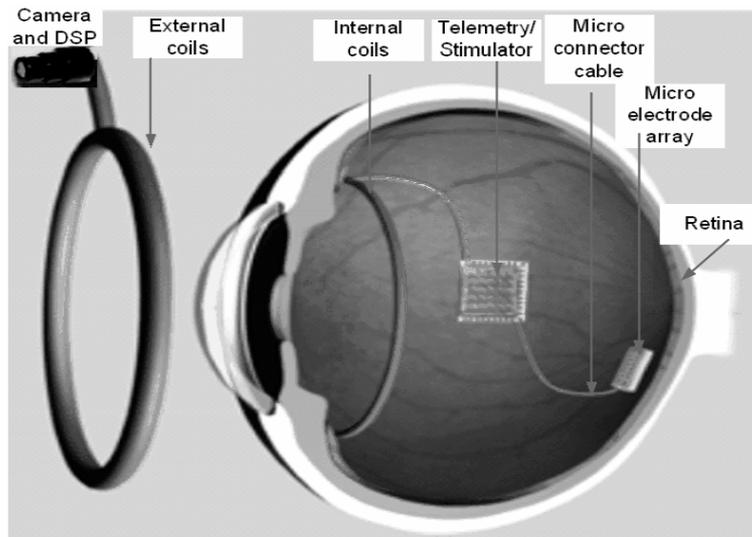


Figure I. 10 : Alimentation par couplage inductif - Prothèse rétinale [d'après I.36]

La lumière visible ou infra rouge peut représenter un moyen efficace d'alimentation sans fil et à distance grâce à la directivité qu'offrent les sources dans ce domaine. Toutefois,

les faibles efficacités des cellules photovoltaïques (~ 20 %) dégradent fortement les rendements du système global. Récemment, des cellules photovoltaïques avec des rendements de 30 à 40 % ont été développées, cependant, elles nécessitent une forte concentration ou densité de la lumière pour fonctionner efficacement [I.39].

Dans les systèmes d'alimentation où la puissance est transmise au capteur sous forme d'une onde hyperfréquence, les sources d'énergie peuvent être de deux types: l'énergie ambiante et les sources d'énergie contrôlées. Les systèmes à source contrôlée utilisent des puissances qui sont généralement plus importantes que celles utilisées dans les systèmes qui récupèrent l'énergie ambiante.

Dans la partie qui suit, l'état de l'art dans le domaine de l'alimentation hyperfréquence de capteurs sans fil sera exposé. Les caractéristiques les plus importantes de ces systèmes seront soulignées. Ces données concernent principalement la fréquence de fonctionnement, la tension et la puissance d'alimentation et les distances entre l'émetteur et le système à alimenter.

Une télé-alimentation d'un capteur de température à faible consommation en technologie CMOS a été développée dans [I.34]. Le convertisseur RF-DC est à base d'un multiplicateur de tension à 16 étages. Le capteur est alimenté par une onde électromagnétique incidente à 450 MHz avec une puissance RF supérieure à -12.3 dBm. Le module de transmission intégré dans le capteur renvoie des informations sur la température sur une porteuse modulée à 2.3 GHz. Le capteur se trouve à 18 mètres de la station de base et il consomme, en mode transmission, un courant de 1.1 mA sous une tension continue de 2.5 V.

La figure I.11 présente un système de télémétrie, alimenté par des ondes hyperfréquences. La rectenna alimente directement les différents modules de la chaîne de transmission. En fonction de l'application, d'autres architectures peuvent être exploitées. Une batterie ou un accumulateur peut être introduit dans l'architecture pour servir d'intermédiaire entre la rectenna et le transmetteur. La rectenna charge la batterie jusqu'à un certain seuil de tension, puis la batterie alimente le module de transmission. Cette dernière architecture est très intéressante lorsque le capteur requiert une tension d'alimentation que la rectenna ne peut pas fournir instantanément.

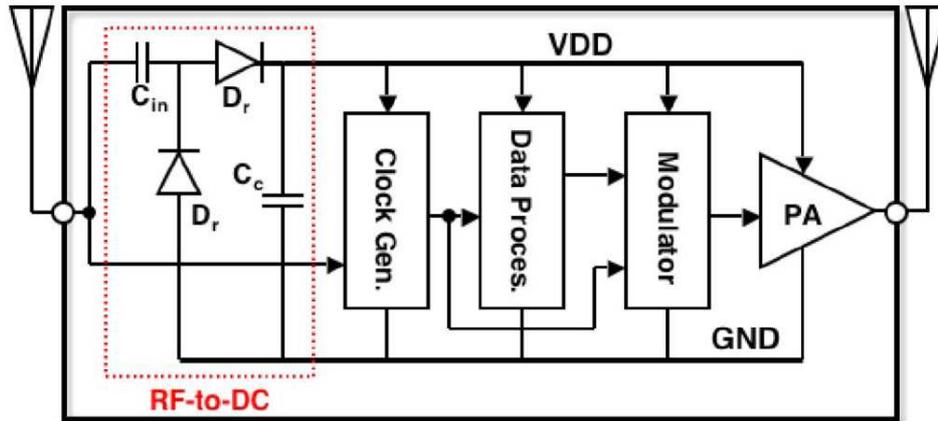


Figure I. 11 : Bloc diagramme d'un système de télémetrie standard [d'après I.34]

Un système d'alimentation sans fil à la fréquence de 2 GHz, et travaillant avec des niveaux de puissance RF très faibles a été développé par C. Miketa et H. Arai [I.35]. La rectenna est en topologie doubleur de tension, elle contient un super condensateur d'une capacité de 0.8 F initialement chargé à 2.7 V et capable d'accumuler une tension supplémentaire de 500 mV au bout de 10 jours sous une puissance ambiante de -25.7 dBm. Le système est utilisé pour alimenter un module radio (nRF401) à 433 MHz qui transmet 312 trames de données pendant les 10 premières secondes avant que la tension du condensateur ne soit inférieure à la valeur seuil de 2.7 V. Dans [I.40], les auteurs ont développé un dispositif similaire à celui présenté dans [I.35]. La rectenna contient deux éléments, contenant chacun 4 doubleurs de tension connectés en série. Le module d'alimentation sans fil est illuminé par une onde à 2 GHz avec une puissance de 0 dBm. La durée de charge du condensateur est ramenée de 10 jours à 5 heures. Le module radio (nRF24L01) transmet les données sur une porteuse modulée à 2.4 GHz, il consomme une puissance de 36.16 mW sous une tension continue de 3.2 V. La rectenna développée est dédiée aux capteurs qui émettent des données de façon périodique dans le temps.

Un capteur WID (Wireless Impedance Device) alimenté à distance par des ondes électromagnétiques à 2.4 GHz a été rapporté dans [I.41]. Deux réseaux de rectennas, en doubleur de tension, à 18 puis 36 éléments ont été utilisés. La puissance d'émission est limitée à 1 W. Un super condensateur de 0.1 F est utilisé pour stocker de l'énergie électrique, il est chargé à 3.6 V au bout de 27 secondes. Le système développé a été testé et mesuré sur un pont instrumenté (Alamosa Canyon Bridge) au Nouveau Mexique. Le réseau de capteurs déployé tout au long du pont renvoie des informations sur l'état de stress de la structure vers une station de base pour le post-traitement des données collectées.

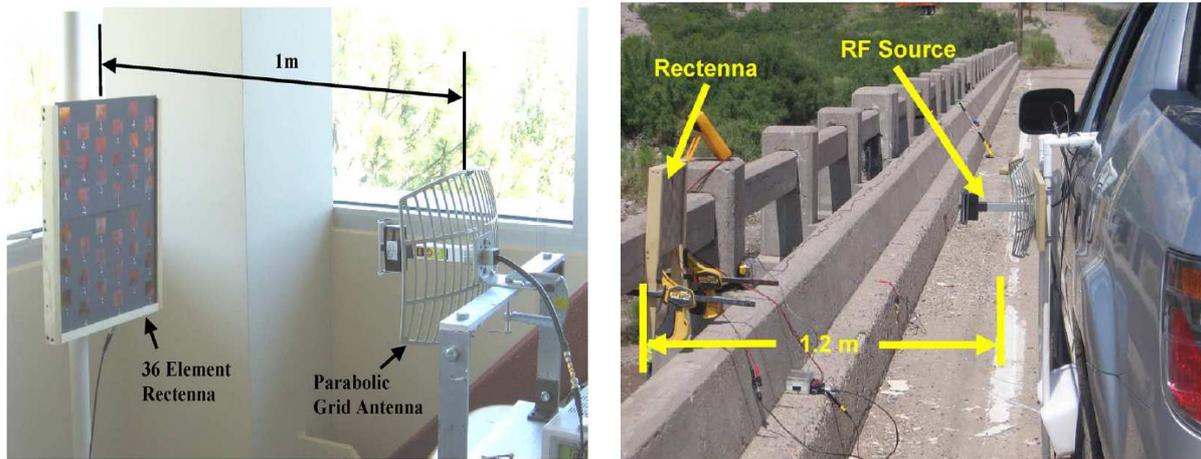


Figure I. 12 : Alimentation sans fil d'un capteur WID sur l'Alamosa Canyon Bridge [d'après I.41]

Dans [I.42], un système d'alimentation par radiofréquence à 50 MHz a été développé. Le circuit alimente un capteur de déformation à base de MEMS. Le convertisseur RF-DC a été développé en technologie CMOS et occupe une surface approximative de 1 mm². Il délivre une tension continue de 2.8 V et un courant de 2 mA avec un rendement de conversion de 11%.

10. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons passé en revue les récents travaux menés dans le domaine de la transmission d'énergie sans fil pour des applications d'alimentation à distance de capteurs et de dispositifs à faible consommation. Il a été montré, au travers les différents travaux développés, que cette technique d'alimentation est potentiellement intéressante. En effet, cela peut rendre les systèmes électroniques plus autonomes et plus flexibles quand à leurs emplacements.

Les objectifs de cette thèse consistent à modéliser, optimiser, réaliser et caractériser expérimentalement des systèmes de conversion RF-DC innovants pour l'alimentation hyperfréquence de capteurs sans fil. L'importance de la modélisation numérique a été soulignée dans ce chapitre. En effet, les méthodes d'analyse globale associant les équations de Maxwell et la théorie des circuits sont plus que souhaitables dans ce cas.

Nous aborderons au travers des chapitres suivants les différents outils de simulation et d'optimisation utilisés. Pour montrer l'importance de la modélisation numérique et valider les différents outils de simulation, des comparaisons systématiques entre les simulations et les mesures seront effectuées.

De nouvelles rectennas compactes et sans filtre d'entrée HF ont été développées dans ce travail de thèse et seront présentées. Ces circuits présentent des rendements supérieurs à 80% avec des puissances RF de l'ordre de 10 dBm. De plus, ils ne contiennent pas de vias de retour à la masse et la mesure de la tension de sortie DC se fait en différentiel sur la même face du circuit et sans lien avec le plan de masse.

11. Références bibliographiques

- [I.1] W.C. Brown, «The history of power transmission by radio waves», *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 9, Sept. 1984, pp 1230-1242.
- [I.2] L. Deschamps, «Transmission d'énergie sans fil - Etat de l'art et perspectives», *Technologies futures pour le transport d'électricité*, REE no. 9, Octobre 2004, pp 75-81.
- [I.3] A. Celeste, P. Jeanty and G. Pignolet, «Case Study in Reunion Island», *Sciences Directes, Acta Astronautica* 54, 2004, pp 253-258.
- [I.4] «Electronic and mechanical improvement of the receiving terminal of a free-space microwave power transmission system », *Raytheon Company, Wayland, MA, Tech. Rep. PT-4964, NASA Rep. CR-135 194, Aug. 1977.*
- [I.5] W.C. Brown and J. F. Triner, «Experimental thin-film, etched-circuit rectenna », *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Dallas, TX, June 1982, pp. 185-187.*
- [I.6] 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.
- [I.7] Y.-J. Ren, M.-Y. Li and K. Chang, «35 GHz rectifying antenna for wireless power transmission», *Electronics Letters*, vol. 43, no. 11, May 24, 2007.
- [I.8] S.S. Bharj, R. Camisa, S. Grober, F. Wozniak, and E. Pendleton, «High efficiency C-band 1000 element rectenna array for microwave powered applications », *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Albuquerque, NM, June 1992, pp. 301-301.*
- [I.9] J.O. McSpadden, L. Fan, and K. Chang, «Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8-GHz rectenna », *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 12, Dec. 1998, pp 2053-2060.
- [I.10] C.K. Chin, Q. Xue and C.H. Chan, «Design of a 5.8-GHz Rectenna Incorporating a New Patch Antenna», *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, 2005, pp 175-178.
- [I.11] 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.
- [I.12] 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.
- [I.13] Y.-H Suh, C. Wang and K. Chang, «Circularly polarised truncated-corner square patch microstrip rectenna for wireless power transmission», *Electronics Letters*, vol. 36, no. 7, March 30, 2000, pp 600-602.

- [I.14] B. Strassner and K. Chang, «5.8-GHz Circularly Polarized Rectifying Antenna for Wireless Microwave Power Transmission», *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 8, Aug. 2002, pp 1870-1876.
- [I.15] Y.-J Ren and K. Chang, «5.8-GHz Circularly Polarized Dual-Diode Rectenna and Rectenna Array for Microwave Power Transmission», *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, April 2006, pp 1495-1502.
- [I.16] J. Heikkinen and M. Kivikoski, «Low-Profile Circularly Polarized Rectifying Antenna for Wireless Power Transmission at 5.8 GHz», *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 4, April 2004, pp 162-164.
- [I.17] 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.
- [I.18] A. Costanzo, F. Donzelli, D. Masotti and V. Rizzoli, «Rigorous Design of RF Multi-resonator Power Harvesters», *European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2010, Barcelona, Spain, April 12-16, 2010*.
- [I.19] J.A. Hagerty and Z. Popovic, «An experimental and theoretical characterization of a broad-band arbitrarily-polarized rectenna array », *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, vol. 3, May 2001, pp 1855-1858.
- [I.20] J.A. Hagerty, F.B. Helmbrecht, W.H. McCalpin, R. Zane and Z. Popovic, «Recycling Ambient Microwave Energy With Broad-Band Rectenna Arrays», *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 3, March 2004, pp 1014-1024.
- [I.21] 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.
- [I.22] 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.
- [I.23] 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.
- [I.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.
- [I.25] 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..

- [I.26] N. Shinohara and H. Matsumoto, «Experimental study of large rectenna array for microwave energy transmission », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 3, Mar. 1998, pp 261-268.
- [I.27] L.W. Epp, A.R. Khan, H.K. Smith and R.P. Smith, «A Compact Dual-Polarized 8.51-GHz Rectenna for High-Voltage (50 V) Actuator Applications», *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 1, Jan. 2000, pp 111-120.
- [I.28] N. Shinohara and H. Matsumoto, «Dependence of DC output of a rectenna array on the method of interconnection of its array elements », *Scripta Tech. Electron. Commun. Jpn.*, vol. 125, no. 1, 1998, pp 9-17.
- [I.29] T.-W. Yoo and K. Chang, «Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz rectennas », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 40, no. 6, Jun. 1992, pp 1259-1266.
- [I.30] S. Adachi and Y.Sato, « Microwave-to-dc Conversion Loss of Rectenna », *Space Solar Power Review*, vol. 5, 1985, pp. 357-363.
- [I.31] 1999/519/CE: Recommandation du Conseil du 12 juillet 1999, relative à la limitation de l'exposition du public aux champs électromagnétiques (de 0 Hz à 300 GHz), *Journal officiel n° L 199 du 30/07/1999*, pp 59-70.
- [I.32] Décret no. 2002-775, « Valeurs limites d'exposition du public aux champs électromagnétiques émis par les équipements utilisés dans les réseaux de télécommunication ou par les installations radioélectriques », *Journal officiel de la République Française*, 3 Mai 2002, pp 8624-8627.
- [I.33] C.S. Subramanian, J.P. Pinelli, C.D. Lapilli and L. Bruist, «A Wireless Multipoint Pressure Sensing System: Design and Operation», *IEEE Sensors Journal*, vol. 5, no. 5, Oct. 2005, pp 1066-1074.
- [I.34] F. Kocer and M.P. Flynn, «An RF-Powered, Wireless CMOS Temperature Sensor», *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, no. 3, June 2006, pp 557-564.
- [I.35] C. Mikeka and H. Arai, «Design of a Cellular Energy-Harvesting Radio», *Proceedings of the second EuWT Conference*, Sept. 28-29, 2009, Rome, Italy, pp 73-76.
- [I.36] G. Wang, W. Liu, M. Sivaprakasam, M. Zhou, J.D. Weiland and M.S. Humayun, «A Dual Band Wireless Power and Data Telemetry for Retinal Prosthesis», *IEEE Proceedings, 28th EMBS Annual International Conference*, New York City, USA, Aug. 30-Sept. 3, 2006, pp 4392-4395.
- [I.37] T. Blackwell, «Recent demonstrations of laser power beaming at DFRC and MSFC», *Beamed Energy Propulsion*, vol. 766, 2005, pp 73-85.
- [I.38] S.H. Choi, W.T. Golembiewski and K.D. Song, « Networked Rectenna Array for Smart Material Actuators », *AIAA-2000-3066, Joint Propulsion Conference*, 2000, pp 1449-1457.

- [I.39] T.M. Razykov, «Photovoltaic Solar Electricity: State of the Art and Future Prospects», *Physical-Technical Institute, Scientific Association "Physics-Sun", Uzbek Academy of Science, Uzbekistan*, pp 297-301.
- [I.40] C. Mikeka and H. Arai, «Development of a Batteryless Sensor Transmitter», *IEEE Proceedings of the Radio and Wireless Symposium, Jan. 10-14, 2010, New Orleans, USA*, pp 68-71.
- [I.41] K.M. Farinholt, G. Park and C.R. Farrar, «RF Energy Transmission for a Low-Power Wireless Impedance Sensor Node», *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, no. 7, July 2009, pp 793-800.
- [I.42] N. Chaimanonart and D.J. Young, «Remote RF Powering System for Wireless MEMS Strain Sensors», *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, no. 2, April 2006, pp 484-489.

Chapitre II

Outils de simulation numérique

Chapitre II

Outils de simulation numérique

1. Introduction

Dans le premier chapitre, l'importance d'une modélisation numérique rigoureuse a été soulignée. Les différents outils de simulation numérique pour l'étude des circuits rectennas ont été décrits. En effet, selon la manière dont l'étude est abordée et la précision recherchée, des simulations circuit ou électromagnétique-circuit peuvent être utilisées. Des modèles analytiques ou expérimentaux ont également été rapportés dans la littérature. Cependant, une modélisation globale, associant les simulations circuit et électromagnétique, est plus que souhaitable. Dans ce travail de thèse, nous avons utilisé deux outils de simulation numérique: le logiciel commercial ADS (Advanced Design System) d'Agilent Technologies, puis la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain).

Dans un premier temps, le logiciel ADS est utilisé pour la simulation et l'optimisation du circuit de conversion RF-DC. Un couplage entre *Harmonic Balance* (HB) et Momentum a été effectué pour tenir compte des couplages éventuels entre les différentes parties du circuit, et afin de mieux prédire ses performances (rendement, adaptation, niveaux des harmoniques, ...). À ce stade de l'étude, l'antenne de réception et le circuit de conversion sont conçus séparément, puis associés pour construire la rectenna complète.

Dans un second temps, pour analyser la rectenna dans sa globalité et mieux prédire sa sortie DC, la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) a été introduite. Des conditions absorbantes de type UMPL (Uniaxial Perfectly Matched Layer) ont été utilisées pour délimiter l'espace de calcul et simuler un espace ouvert infini autour de la structure. De plus, la méthode FDTD dans sa formulation de base ne considère pas les éléments localisés linéaires et non-linéaires dans l'espace de calcul. Pour y remédier, l'équation de Maxwell-Ampère a été modifiée de telle sorte à élargir la méthode aux éléments localisés. Enfin, pour reproduire le scénario de la mesure en rayonné à l'intérieur d'une

chambre anéchoïque, la rectenna doit être illuminée par une onde plane incidente. Le formalisme du champ total-champ diffracté pour la génération d'ondes planes est introduit. Il permet de générer une onde plane arbitraire pour étudier la rectenna sous différents angles d'incidence et avec les différentes polarisations.

Des cartographies de champ électrique et de densité de courant surfacique ont pu être tracées aux différents harmoniques, elles permettent d'expliquer plus facilement le fonctionnement de la rectenna et elles facilitent l'étape d'optimisation.

2. Advanced Design System (ADS)

Le logiciel ADS est développé par Agilent Technologies. Il est dédié à la simulation et à la conception des circuits et des systèmes électroniques RF. Il offre tout un ensemble d'environnements de simulation de types circuit et électromagnétique, dans les domaines temporel et fréquentiel.

Dans ce travail de thèse, le logiciel ADS a été utilisé pour simuler et optimiser le circuit de conversion RF-DC. Dans un premier temps, la méthode *Harmonic Balance* (HB) a été utilisée. Toutefois, HB est une méthode d'analyse circuit qui ne tient pas compte de tous les phénomènes électromagnétiques et plus particulièrement des couplages éventuels entre composants. Afin d'y remédier, HB a été combiné avec le simulateur électromagnétique Momentum pour effectuer une co-simulation électromagnétique-circuit.

Harmonic balance est une méthode d'analyse fréquentielle, elle prend en compte toutes les non linéarités dans un circuit. Elle offre tout un ensemble de méthodes d'optimisation de types aléatoires et itératives. Le dispositif à étudier est décomposé en sous-circuits linéaire et non-linéaire. Le sous-circuit linéaire est analysé dans le domaine fréquentiel, alors que le sous-circuit non-linéaire est analysé dans le domaine temporel. Les résultats de l'analyse temporelle sont ensuite transposés dans le domaine fréquentiel par la Transformée de Fourier (TF). Une solution est trouvée si les courants d'interconnexion entre les sous-systèmes linéaire et non-linéaire, pour chaque harmonique, sont les mêmes. Les différents courants doivent être *équilibrés* pour chaque *harmonique* [II.1].

Momentum est un simulateur électromagnétique basé sur la méthode des moments, il est dédié à la simulation des circuits RF planaires (antennes, filtres distribués, ...). Il présente les avantages suivants:

- Simulation de topologies dont le modèle circuit est dépassé ou inexistant.
- Prise en compte des couplages entre composants.

- Echantillonnage fréquentiel adaptatif pour des simulations rapides et précises.
- Outils d'optimisation intégrés.
- Couplage avec des simulateurs circuit comme *harmonic balance*.

La figure II.1 ci-dessous résume les principales étapes de simulation et d'optimisation d'un redresseur RF-DC sous ADS. La première étape consiste en la simulation et l'optimisation du circuit avec HB. Deux méthodes d'optimisation ont été utilisées : une méthode aléatoire '*Random*' dans un premier temps, puis une méthode itérative '*Gradient*' par la suite. La méthode *Random* est utilisée pour avoir une première solution optimale possible. La méthode *Gradient* vient ensuite accroître la précision et vérifier que la solution retenue est globale et qu'il ne s'agit pas d'un optimum local. La première solution trouvée sert de conditions initiales à la méthode *Gradient*. Le principal objectif d'optimisation défini est le rendement de conversion RF-DC car les autres objectifs, tels que l'adaptation, le niveau des harmoniques, ..., sont secondaires et sont liés au rendement.

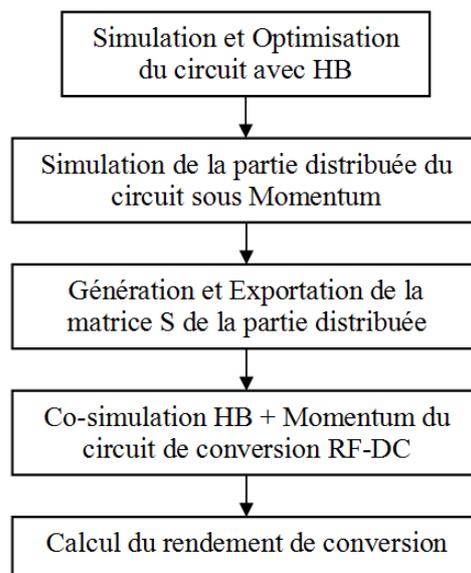


Figure II. 1 : Etapes d'une simulation sous ADS d'un circuit de conversion RF-DC

La seconde étape consiste à simuler la partie distribuée du circuit sous Momentum. Un exemple de partie distribuée d'un circuit série est donnée par la figure II.2. Par la suite, un modèle en paramètres S est généré et exporté. La dernière étape consiste à connecter les éléments localisés linéaires et non linéaires avec la partie distribuée du circuit et faire une co-simulation électromagnétique-circuit (HB+Momentum).

Il est également possible de refaire une optimisation sous Momentum à partir du modèle en paramètres S de la partie distribuée optimisé sous HB. Toutefois, cette solution est très contraignante en termes de temps de calcul.

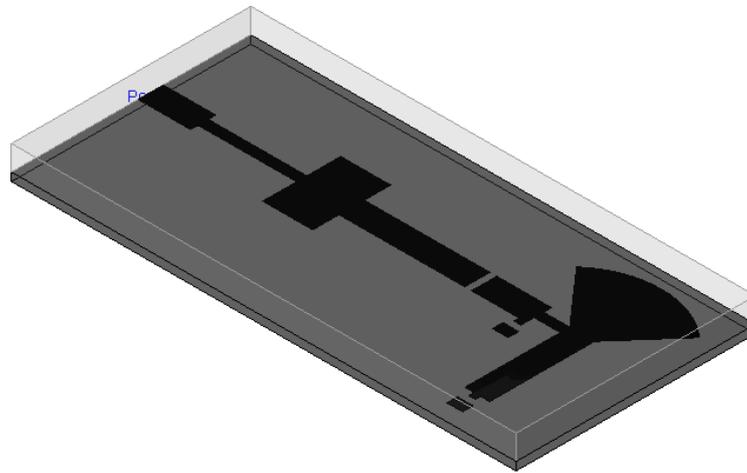


Figure II. 2 : Partie distribuée d'un circuit de conversion série sous Momentum

3. Méthode des différences finies dans le domaine temporel

La méthode FDTD-3D a été introduite dans ce travail de thèse pour effectuer l'analyse globale de la rectenna complète. L'outil de simulation basé sur cette méthode a été développé au laboratoire ESYCOM, en utilisant le langage de programmation C. Pour réduire les temps de calcul et pouvoir effectuer des études paramétriques plus facilement, le code que nous avons mis au point a été parallélisé sur deux processeurs, à quatre cœurs chacun.

3.1. Principe de la méthode FDTD

La méthode FDTD permet de résoudre les équations de Maxwell au sens des différences finies dans le domaine temporel. Elle impose une double discrétisation, spatiale et temporelle. Cela se traduit par la construction d'un maillage de la structure à étudier ainsi que par la discrétisation de l'axe temporel. En imposant une excitation en un point de la grille, les composantes du champ électromagnétique seront calculées de manière itérative en tout point de la grille et à tout instant. L'évolution temporelle du champ électromagnétique pourra être déterminée en tout point de la grille. Une source d'excitation large bande permet de caractériser des structures linéaires sur une large bande de fréquence et en une seule simulation.

Le point de départ de la méthode FDTD est la forme différentielle des équations de Maxwell. Pour un milieu donné, elles spécifient que :

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \text{ équation de Maxwell-Faraday} \quad (\text{II.1})$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}_c, \text{ équation de Maxwell-Ampère, avec } \vec{J}_c = \sigma \vec{E} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{div}(\vec{D}) = \rho, \text{ équation de Maxwell-Gauss} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{div}(\vec{B}) = 0, \text{ équation de Maxwell sur la conservation du flux} \quad (\text{II.4})$$

Les différentes variables sont en fonction du temps et de la position. Dans le cas d'un milieu linéaire et isotrope, on a :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{II.5})$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II.6})$$

avec: E = champ électrique (V/m)

D = induction électrique (C/m²)

H = champ magnétique (A/m)

B = induction magnétique (Tesla)

J_c = densité de courant de conduction (A/m²)

ρ = densité de charge volumique (C/m³)

σ = conductivité (S/m)

ε = permittivité (C.V⁻¹.m⁻¹)

μ = perméabilité (H/m)

Dans le cas d'un milieu linéaire, homogène, isotrope et sans pertes. Les équations (II.1) et (II.2) deviennent :

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \quad (\text{II.7})$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{H} \quad (\text{II.8})$$

La projection des deux équations (II.7) et (II.8) sur les trois axes de coordonnées x , y et z , donne:

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right) \quad (\text{II.9})$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) \quad (\text{II.10})$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right) \quad (\text{II.11})$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) \quad (\text{II.12})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (\text{II.13})$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \quad (\text{II.14})$$

Afin de pouvoir implémenter ces équations dans un système de calcul numérique, il faut les discrétiser. L'approximation de la dérivée centrée et le diagramme de Yee [II.2], que montre la figure II.3, seront utilisés.

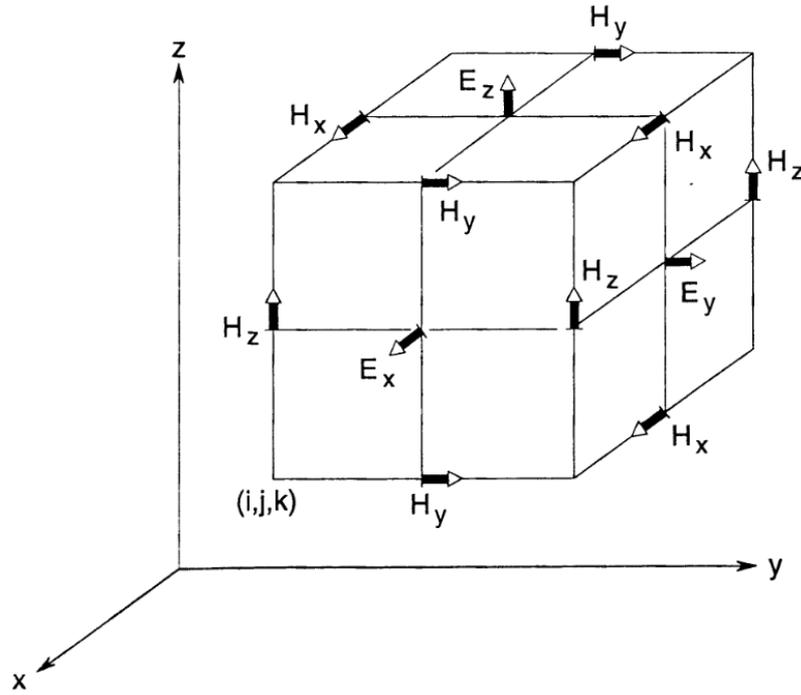


Figure II. 3 : Positions des composantes du champ électromagnétique dans une cellule cubique de Yee [d'après II.2]

Les équations (II.9) à (II.14) deviennent (II.15) à (II.20), respectivement.

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{dt}{\mu(i, j, k)dy} \left[E_z^n(i, j+1, k) - E_z^n(i, j, k) \right] + \frac{dt}{\mu(i, j, k)dz} \left[E_y^n(i, j, k+1) - E_y^n(i, j, k) \right] \quad (\text{II.15})$$

$$H_y^{n+1/2}(i, j, k) = H_y^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{dt}{\mu(i, j, k)dz} \left[E_x^n(i, j, k+1) - E_x^n(i, j, k) \right] + \frac{dt}{\mu(i, j, k)dx} \left[E_z^n(i+1, j, k) - E_z^n(i, j, k) \right] \quad (\text{II.16})$$

$$H_z^{n+1/2}(i, j, k) = H_z^{n-1/2}(i, j, k) - \frac{dt}{\mu(i, j, k)dx} \left[E_y^n(i+1, j, k) - E_y^n(i, j, k) \right] + \frac{dt}{\mu(i, j, k)dy} \left[E_x^n(i, j+1, k) - E_x^n(i, j, k) \right] \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{aligned}
E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) + \frac{dt}{\varepsilon(i, j, k)dy} \left[H_z^{n+1/2}(i, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j-1, k) \right] \\
- \frac{dt}{\varepsilon(i, j, k)dz} \left[H_y^{n+1/2}(i, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k-1) \right]
\end{aligned} \tag{II.18}$$

$$\begin{aligned}
E_y^{n+1}(i, j, k) = E_y^n(i, j, k) + \frac{dt}{\varepsilon(i, j, k)dz} \left[H_x^{n+1/2}(i, j, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k-1) \right] \\
- \frac{dt}{\varepsilon(i, j, k)dx} \left[H_z^{n+1/2}(i, j, k) - H_z^{n+1/2}(i-1, j, k) \right]
\end{aligned} \tag{II.19}$$

$$\begin{aligned}
E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{dt}{\varepsilon(i, j, k)dx} \left[H_y^{n+1/2}(i, j, k) - H_y^{n+1/2}(i-1, j, k) \right] \\
- \frac{dt}{\varepsilon(i, j, k)dy} \left[H_x^{n+1/2}(i, j, k) - H_x^{n+1/2}(i, j-1, k) \right]
\end{aligned} \tag{II.20}$$

avec $dt =$ pas de discrétisation temporelle

dx, dy et $dz =$ les pas de discrétisation spatiales suivant les trois axes x, y et z

Les équations de Maxwell décrites précédemment ne s'appliquent qu'aux points réguliers du maillage, où le milieu est homogène. Certains points de la grille nécessitent des traitements particuliers, c'est notamment le cas des interfaces entre deux diélectriques, des murs électriques ainsi que des murs magnétiques.

Soient deux milieux diélectriques de permittivités électriques ε_1 et ε_2 . Considérons le cas où l'interface entre les deux milieux contient les composantes tangentielles E_x et E_y du champ électrique. La composante normale H_z du champ magnétique ne subira aucune modification. Les composantes tangentielles E_x et E_y seront calculés en utilisant la permittivité moyenne (ε) définie par :

$$\varepsilon = \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{2} \tag{II.21}$$

Pour le traitement des surfaces parfaitement conductrices, les composantes tangentielles du champ électrique seront annulées. Les composantes normales du champ magnétique ne nécessitent aucun traitement particulier, elles seront automatiquement annulées par les équations de la FDTD.

Dans le cas d'un mur magnétique, les composantes normales du champ électrique ainsi que les composantes tangentielles du champ magnétique sont nulles. De la même façon que pour un mur électrique, seules les composantes tangentielles du champ magnétique seront forcées à zéro. Les composantes normales du champ électrique seront annulées par le calcul.

3.2. Critère de stabilité numérique

Pour éviter les instabilités numériques, le pas temporel doit être plus petit que le temps de propagation de l'onde sur une maille FDTD. Le pas de discrétisation temporelle dt doit vérifier l'inégalité (II.22) ci-dessous.

$$dt \leq \frac{1}{c \times \sqrt{\left(\frac{1}{dx}\right)^2 + \left(\frac{1}{dy}\right)^2 + \left(\frac{1}{dz}\right)^2}} \quad (\text{II.22})$$

avec $c =$ vitesse de la lumière dans le vide ($\sim 3.10^{+8}$ m/s)

Ce critère de convergence est défini dans le cas d'un maillage uniforme. Toutefois, le même critère peut être retenu dans le cas d'un autre type de maillage orthogonal, tel que le maillage non-uniforme par exemple.

Les paragraphes 3.3 à 3.10 expliquent comment la méthode FDTD a été adaptée à la modélisation des circuits rectennas et décrivent les principaux outils utilisés. Le calcul des principaux paramètres d'une ligne de transmission micro-ruban sera exposé. Nous décrivons également quelques types d'excitation d'une ligne micro-ruban, les conditions absorbantes de type UPML (Uniaxial Perfectly Matched Layer) et les différents types de maillage utilisés. Par la suite, le formalisme du champ total/champ diffracté dédié à la génération d'une onde plane sera rappelé. Enfin, pour pouvoir modéliser les éléments localisés linéaires et non linéaires, les équations classiques de la FDTD seront modifiées. Cette partie sera détaillée dans le paragraphe 3.9.

3.3. Calcul des caractéristiques électriques d'une ligne de transmission

Une ligne de transmission hyperfréquence est caractérisée le plus souvent par son impédance caractéristique et ses paramètres de propagation. Ces paramètres sont fonction du substrat utilisé, de la fréquence de travail et des dimensions de la ligne. Dans cette étude, nous nous intéresserons à la ligne micro-ruban, car c'est la plus utilisée dans les circuits hyperfréquences et c'est celle que nous avons retenue pour ce travail de thèse.

Considérons une ligne micro-ruban excitée par une source de tension sur l'un des deux accès (figure II.4). L'autre accès étant adapté par une charge localisée ou par des conditions absorbantes ABC. Deux plans d'observation P_1 et P_2 , espacés d'une distance L , sont placés le long de la ligne et suffisamment loin de la source pour observer le régime établi.

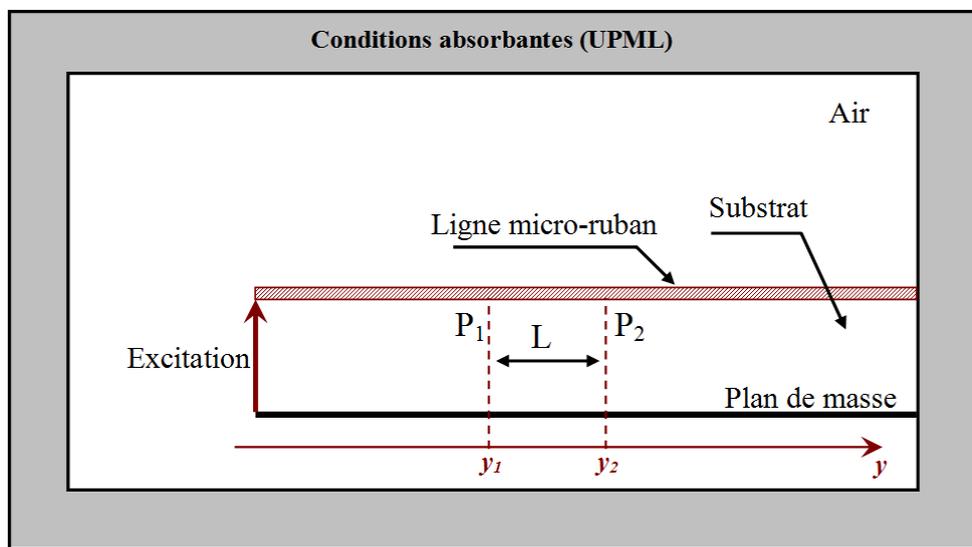


Figure II. 4 : Caractérisation d'une ligne micro-ruban avec la méthode FDTD

A partir des évolutions temporelles du champ électrique transverse dans les deux plans P_1 et P_2 , la constante de propagation γ est calculée par l'équation (II.23).

$$\gamma(\omega) = \frac{1}{y_2 - y_1} \ln \left(\frac{E_z(\omega, y_1)}{E_z(\omega, y_2)} \right) = \frac{1}{L} \ln \left(\frac{E_z(\omega, y_1)}{E_z(\omega, y_1 + L)} \right) \quad (\text{II.23})$$

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j.\beta(\omega) \quad (\text{II.24})$$

avec $\gamma =$ constante de propagation

$\alpha =$ affaiblissement linéique (Np/m)

$\beta =$ déphasage linéique (rad/m)

$\omega =$ fréquence (rad/s)

Les autres paramètres de propagation de la ligne peuvent être déduits à partir du calcul de la constante de propagation γ . La longueur d'onde, la vitesse de propagation et la permittivité effective sont calculées par les équations suivantes :

$$\lambda(\omega) = \frac{2\pi}{\beta(\omega)}, \text{ longueur d'onde} \quad (\text{II.25})$$

$$v(\omega) = \lambda(\omega) \times f = \frac{2\pi f}{\beta(\omega)} = \frac{\omega}{\beta(\omega)}, \text{ vitesse de propagation} \quad (\text{II.26})$$

$$\epsilon_{\text{eff}}(\omega) = \left(\frac{c}{v(\omega)} \right)^2 = \left(\frac{c \cdot \beta(\omega)}{\omega} \right)^2, \text{ permittivité effective} \quad (\text{II.27})$$

3.4. Calcul de l'impédance

Sur une ligne de transmission hyperfréquence (figure II.5), et une fois que la tension V et le courant I à un point donné seront déterminés, l'impédance est donnée par l'équation suivante :

$$Z(\omega) = \frac{TF(V(t))}{TF(I(t))} = \frac{V(\omega)}{I(\omega)} \quad (\text{II.28})$$

La méthode FDTD est capable de fournir les champs électrique et magnétique en tout point de la grille et à tout instant. Toutefois, pour calculer l'impédance Z , il faut déterminer la tension et le courant à partir des composantes du champ électromagnétique. Les deux équations (II.29) et (II.30) peuvent être utilisées.

$$V(t) = - \int_A^B \vec{E} \times d\vec{l} \quad (\text{II.29})$$

$$I(t) = \oint_C \vec{H} \times d\vec{l} \quad (\text{II.30})$$

Les composantes du champ électrique et du champ magnétique calculées avec la FDTD sont décalées dans le temps et dans l'espace. Pour déterminer avec précision l'impédance de la ligne définie par l'équation (II.28), la tension V et le courant I doivent être calculés sur le même plan et au même instant. Cela impose une double moyenne spatio-temporelle sur l'une des deux grandeurs I ou V . La moyenne se fait généralement sur les composantes du champ magnétique.

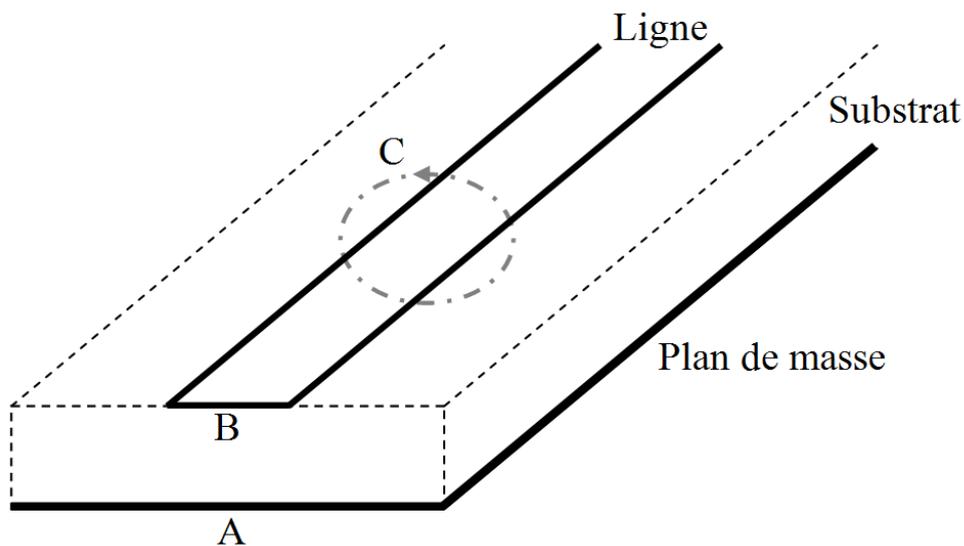


Figure II. 5 : Calcul du courant et de la tension en régime temporel sur une ligne micro-ruban

3.5. Paramètres de répartition d'un circuit multiport

Les dispositifs hyperfréquences sont le plus souvent caractérisés par la matrice de répartition S . Pour un circuit multiport (figure II.6), les paramètres $S_{m,n}$ sont calculés par l'équation (II.31).

$$S_{m,n}(\omega, x_m, x_n) = \frac{V_m(\omega, x_m)}{V_n(\omega, x_n)} \sqrt{\frac{Z_{0,n}(\omega)}{Z_{0,m}(\omega)}} \quad (\text{II.31})$$

avec $V_i(\omega, x_i)$: tension sur le port i au plan d'observation x_i

$Z_{0,i}$: impédance caractéristique associée au port i

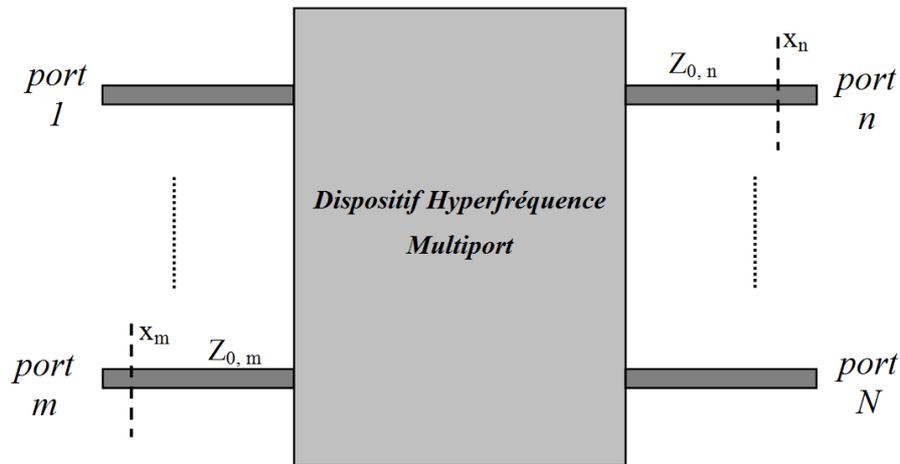


Figure II. 6 : Paramètres S d'un circuit microonde

3.6. Excitation

Pour alimenter une ligne de transmission ou tout autre circuit hyperfréquence, il faut appliquer une différence de potentiel variant dans le temps entre deux conducteurs. Dans le cas d'une ligne micro-ruban, un champ électrique est imposé sur une partie ou sur la totalité de la section au dessous de la ligne comme le montre la figure II.7. Il existe une autre possibilité qui consiste à modéliser une source de tension localisée, éventuellement avec résistance interne, entre la ligne et le plan de masse. Cette partie sera traitée plus loin dans ce chapitre. Des considérations similaires peuvent être prises pour d'autres types de lignes et avec d'autres technologies.

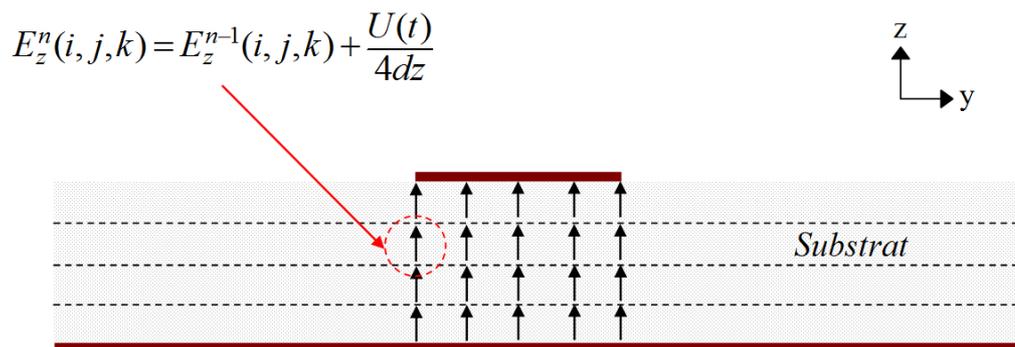


Figure II. 7 : Excitation d'une ligne micro-ruban

En fonction du problème à traiter, la tension $U(t)$ peut prendre plusieurs formes possibles. Pour une caractérisation large bande des circuits linéaires, l'excitation la plus adaptée est la gaussienne. En effet, une gaussienne est limitée dans le temps et son spectre est facilement contrôlable. En appliquant la transformée de Fourier sur la réponse temporelle du

système, une caractérisation sur toute une bande de fréquence peut être obtenue. Pour étudier un circuit à un point de fréquence, une excitation sinusoïdale reste suffisante.

3.7. Conditions absorbantes UMPL

La capacité de calcul des machines numériques étant limitée, le maillage FDTD-3D doit être tronqué dans les trois directions. Pour simuler un espace libre infini autour de la structure à étudier et réduire ainsi les réflexions sur les murs, des conditions absorbantes aux limites sont nécessaires. Plusieurs ABC (Absorbing Boundary Conditions) ont été développées dans la littérature et appliquées à la FDTD. Leurs caractéristiques les plus importantes sont: l'efficacité, la complexité numérique et la flexibilité par rapport au type de maillage. Pour notre part, nous avons choisi des conditions aux limites de type UPML (Uniaxial Perfectly Matched Layer) [II.3]. Les UPML sont mathématiquement équivalentes aux conditions PML (Perfectly Matched Layer) développées par J-P. Berenger [II.4]. Toutefois, contrairement aux PML où un ensemble d'équations supplémentaires est introduit, le concept UPML est basé sur un milieu maxwellien. Il a été montré dans [II.3] que l'algorithme est stable, efficace et plus facile à mettre en œuvre que les conditions PML.

Le principe de la méthode est basé sur l'introduction d'un matériau anisotrope à pertes. Afin de prévenir les problèmes de désadaptation entre le milieu isotrope et les couches UPML (figure II.8), et réduire ainsi les réflexions, la conductivité de la couche UPML varie graduellement tout au long de l'axe normal z suivant l'équation (II.32).

$$\sigma(z) = \frac{\sigma_{\max} |z - z_0|^m}{d^m} \quad (\text{II.32})$$

où z_0 est l'interface entre les couches UPML et le milieu isotrope, d est la profondeur des couches UPML et m l'ordre de la variation polynomiale de la conductivité.

Les composantes du champ électrique sont ensuite annulées à l'extrémité du maillage par une surface parfaitement conductrice (PEC).

S.D. Gedney a montré dans [II.3] qu'en choisissant de manière optimale les paramètres de l'équation (II.32), les couches UMPL peuvent être correctement adaptées au milieu isotrope de telle sorte que les réflexions soient minimisées. La conductivité optimale est donnée par l'équation (II.33).

$$\sigma_{\max}^{opt} = \frac{m+1}{150\pi \cdot dz \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{II.33})$$

où ϵ_r est la permittivité relative du milieu à pertes.

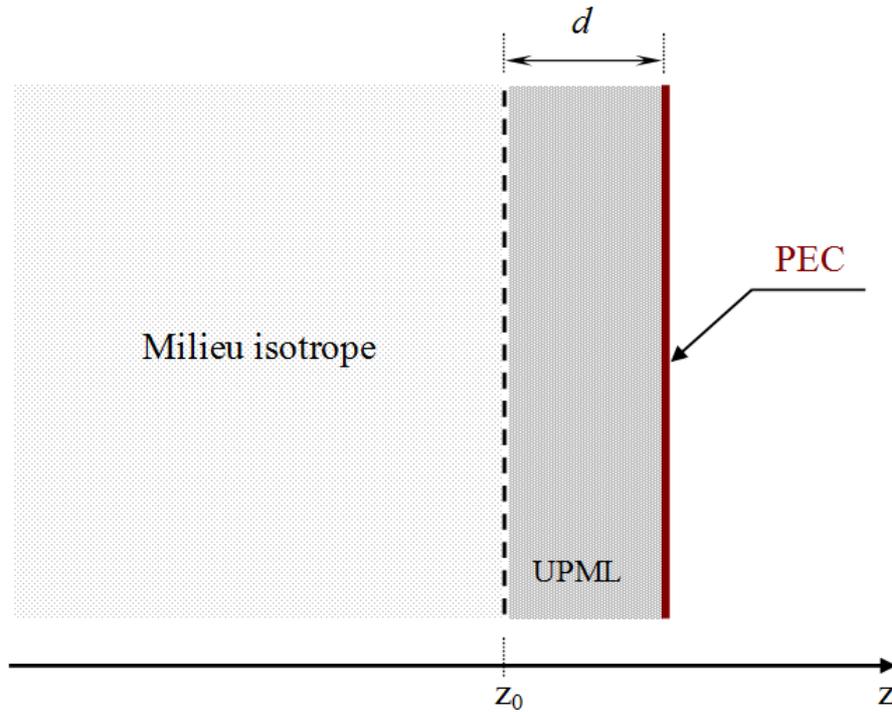


Figure II. 8 : Conditions absorbantes UMPL

3.8. Excitation par une onde plane : formalisme du champ total/champ diffracté

Le formalisme du champ total/champ diffracté [II.5], [II.6] pour la génération d'une onde plane arbitraire est basé sur la linéarité des équations de Maxwell. En effet, le théorème de superposition permet de décomposer les champs électrique et magnétique comme suit:

$$\begin{cases} \vec{E}_{tot} = \vec{E}_{inc} + \vec{E}_{scat} \\ \vec{H}_{tot} = \vec{H}_{inc} + \vec{H}_{scat} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Les composantes E_{inc} et H_{inc} représentent les champs incidents, ils sont supposés être connus en tout point de l'espace. Les composantes E_{scat} et H_{scat} représentent les champs diffractés, qui sont initialement inconnus. Ils résultent de l'interaction de l'onde plane incidente avec l'objet

diffRACTANT (circuit rectenna dans notre cas). Les équations classiques de la FDTD s'appliquent de la même manière pour les différentes composantes du champ électromagnétique : le champ incident, le champ diffracté et le champ total.

L'espace FDTD est décomposé en deux régions séparées par une surface virtuelle sur laquelle sont implémentées les conditions de passage d'une région à l'autre. La région 1, qui se trouve à l'intérieur, est appelée région du champ total. Le champ dans cette zone inclut les champs incident et diffracté. La structure à étudier se trouve dans cette région comme le montre la figure II.9. La région 2 se trouve à l'extérieur, elle est la région du champ diffracté. Cela signifie qu'il n'y a pas de champ incident dans cette zone.

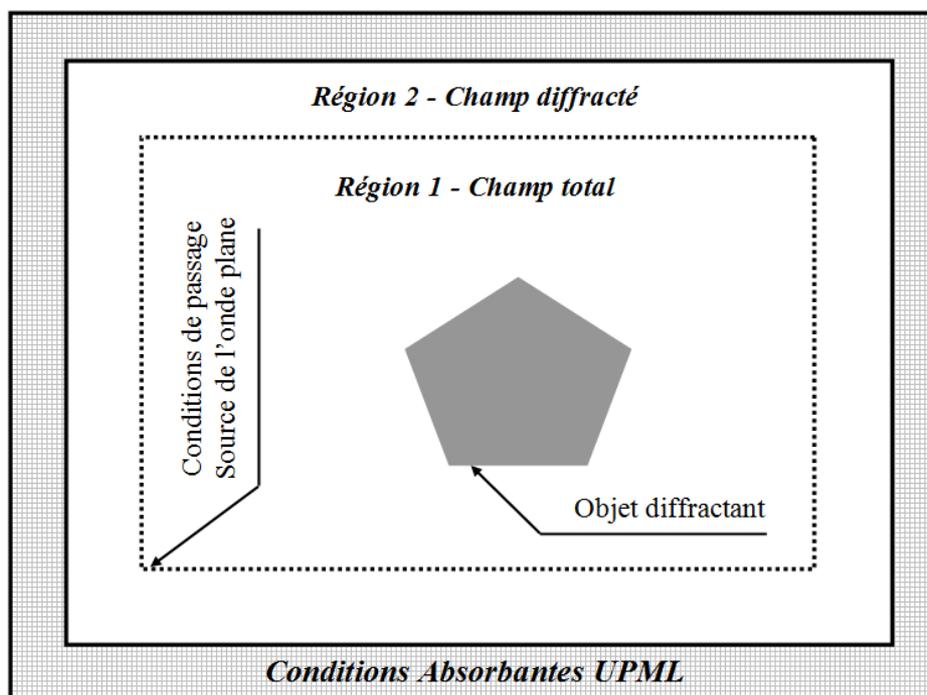


Figure II. 9 : Régions du champ total et du champ diffracté

L'approche champ total/champ diffracté est très flexible quand à la définition des angles d'incidence et de polarisation. L'implémentation des conditions de passage sur la surface virtuelle séparant les deux régions 1 et 2 est indépendante de la nature de la structure à étudier.

La génération d'ondes planes arbitraires, par le formalisme du champ total/champ diffracté, combinée aux conditions UPML reproduit le scénario d'une mesure en rayonné d'un circuit microonde à l'intérieur d'une chambre anéchoïque.

3.9. Modélisation des éléments localisés

La méthode FDTD traduit une discrétisation spatio-temporelle des équations de Maxwell, elle prend en compte tous les phénomènes électromagnétiques (propagation, réflexion, diffraction, couplage,...) dans un circuit électronique. Cependant, sa formulation de base ne peut pas intégrer des éléments localisés dans le volume de calcul. En effet, la FDTD est basée sur un calcul itératif des composantes du champ électrique E et du champ magnétique H , alors que les éléments localisés linéaires ou non linéaires sont modélisés par des équations électriques de type tension-courant (VI). L'enjeu est d'étendre la méthode aux éléments localisés. Une solution consiste à créer une passerelle entre l'algorithme FDTD et un simulateur circuit intégrant des bibliothèques de composants, tel que SPICE. L'avantage de cette technique est la disponibilité de modèles précis et complets de toute une gamme de composants. Toutefois, les allers retours entre la méthode FDTD et le simulateur circuit (SPICE) à chaque itération augmentent considérablement les temps de calcul. Une autre solution consiste à introduire une modification directement sur les équations FDTD pour permettre la simulation des éléments localisés. La formulation FDTD étendue a été rapportée initialement par Sui et al. [I.7] pour des problèmes de modélisation en 2D. Cette solution a permis d'analyser des circuits actifs et non linéaires tels que : des amplificateurs microondes [II.8], [II.9] avec des éléments d'adaptation distribués et des éléments actifs, des oscillateurs [II.10], une antenne active avec des diodes Gunn [II.11], des dispositifs actifs avec boîtier [II.12], des diodes Schottky avec boîtier [II.13], un système de transport d'énergie sans fil [II.14], ...

Le point de départ est l'équation de Maxwell-Ampère, le principe consiste à ajouter un terme de densité de courant J_L aux densités de courant de déplacement et de conduction dans le terme à gauche de l'équation (II.2). J_L étant le courant qui circule à travers l'élément localisé.

$$\nabla \times \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \vec{J}_C + \vec{J}_L \quad (\text{II.35})$$

Les termes de courant J_C et J_L sont calculés aux instants $n+1/2$, tandis que les composantes du champ électrique sont calculées aux instants n . Pour éviter que l'algorithme ne diverge, il faut effectuer des moyennes temporelles sur les courants. Commençons tout d'abord par la densité de courant de conduction. L'élément localisé est orienté suivant l'axe z .

$$J_c^{n+1/2}(i, j, k) = \sigma \cdot E_z^{n+1/2}(i, j, k) = \sigma \cdot \left(\frac{E_z^{n+1}(i, j, k) + E_z^n(i, j, k)}{2} \right) \quad (\text{II.36})$$

La relation entre la densité de courant J_L et le courant de l'élément localisé I_L est donnée par l'équation (II.37).

$$J_L^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{I_L^{n+1/2}(i, j, k)}{dxdy} \quad (\text{II.37})$$

La discrétisation de l'équation (II.35) donne :

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \left(\frac{1 - \frac{\sigma dt}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma dt}{2\varepsilon}} \right) E_z^n(i, j, k) + \left(\frac{\frac{dt}{\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma dt}{2\varepsilon}} \right) \cdot \nabla \times H_z^{n+1/2}(i, j, k) - \left(\frac{\frac{dt}{\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma dt}{2\varepsilon}} \right) \times \frac{I_L^{n+1/2}(i, j, k)}{dxdy} \quad (\text{II.38})$$

où

$$\nabla \times H_z^{n+1/2}(i, j, k) = \left(\frac{H_y^{n+1/2}(i+1, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k)}{dx} - \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{dy} \right) \quad (\text{II.39})$$

Pour simplifier les équations, nous supposons que l'élément localisé se situe en espace libre ($\varepsilon = \varepsilon_0$, $\sigma = 0$). L'équation (II.38) devient:

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{dt}{\varepsilon_0} \nabla \times H_z^{n+1/2}(i, j, k) - \frac{dt}{\varepsilon_0 dxdy} I_L^{n+1/2}(i, j, k) \quad (\text{II.40})$$

3.9.1. Éléments localisés linéaires

Nous traiterons dans cette partie l'insertion des éléments localisés linéaires dans un maillage FDTD. La modélisation d'un générateur de tension avec résistance interne sera également abordée. Nous considérerons dans cette étude que l'élément localisé occupe une seule maille. Toutefois, il est possible de définir un élément localisé linéaire sur plusieurs mailles.

3.9.1.1. Résistance

Considérons une résistance R en espace libre (figure II.10). Le courant électrique I_z qui circule dans R est donné par (II.41).

$$I_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{V_z^{n+1/2}}{R} = \frac{dz}{2R} (E_z^{n+1}(i, j, k) + E_z^n(i, j, k)) \quad (\text{II.41})$$

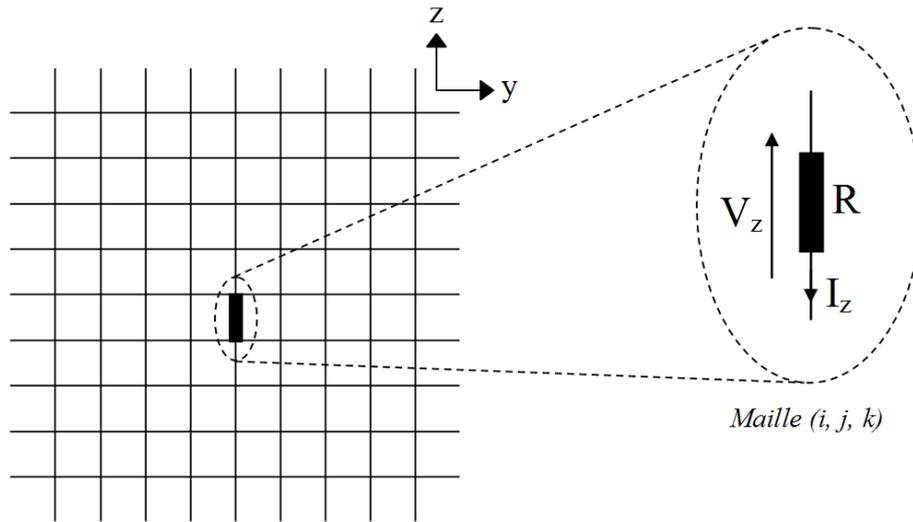


Figure II. 10 : Insertion d'une résistance localisée dans une grille FDTD

Remplacer (II.41) dans (II.40) donne l'équation (II.42).

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \left(\frac{1 - \frac{dtdz}{2R\epsilon_0 dx dy}}{1 + \frac{dtdz}{2R\epsilon_0 dx dy}} \right) E_z^n(i, j, k) + \left(\frac{\frac{dt}{\epsilon_0}}{1 + \frac{dtdz}{2R\epsilon_0 dx dy}} \right) \cdot \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) \quad (\text{II.42})$$

3.9.1.2. Générateur de tension avec résistance interne

Pour une source de tension V_S munie d'une résistance interne R_S , le courant électrique s'écrit :

$$I_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{dz}{2R_s} \left(E_z^{n+1}(i, j, k) + E_z^n(i, j, k) \right) + \frac{V_s^{n+1/2}(i, j, k)}{R_s} \quad (\text{II.43})$$

L'équation FDTD qui modélise le générateur de tension (V_S, R_S) est donnée par (II.44).

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = \left(\frac{1 - \frac{dtdz}{2R_s \epsilon_0 dx dy}}{1 + \frac{dtdz}{2R_s \epsilon_0 dx dy}} \right) E_z^n(i, j, k) + \left(\frac{\frac{dt}{\epsilon_0}}{1 + \frac{dtdz}{2R_s \epsilon_0 dx dy}} \right) \cdot \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) \\ + \left(\frac{\frac{dt}{R_s \epsilon_0 dx dy}}{1 + \frac{dtdz}{2R_s \epsilon_0 dx dy}} \right) \cdot V_s^{n+1/2}(i, j, k) \quad (\text{II.44})$$

3.9.1.3. Capacité localisée

Le courant qui traverse une capacité C s'exprime comme suit:

$$I_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{Cdz}{dt} \left(E_z^{n+1}(i, j, k) - E_z^n(i, j, k) \right) \quad (\text{II.45})$$

Remplacer (II.45) dans l'équation (II.40) donne (II.46).

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \left(\frac{\frac{dt}{\epsilon_0}}{1 + \frac{Cdz}{\epsilon_0 dx dy}} \right) \cdot \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) \quad (\text{II.46})$$

3.9.1.4. Inductance localisée

Le courant qui circule à travers une inductance L est donné par (II.47).

$$I_z^{n+1/2}(i, j, k) = \frac{dzdt}{L} \sum_{m=1}^n E_z^m(i, j, k) \quad (\text{II.47})$$

L'équation FDTD qui régit l'inductance localisée L est donnée par (II.48).

$$E_z^{n+1}(i, j, k) = E_z^n(i, j, k) + \frac{dt}{\epsilon_0} \cdot \nabla \times H^{n+1/2}(i, j, k) - \frac{dzdt^2}{\epsilon_0 L dx dy} \times \sum_{m=1}^n E_z^m(i, j, k) \quad (\text{II.48})$$

3.9.2. Élément localisé non-linéaire: la diode Schottky

La diode Schottky représente l'élément le plus important d'une rectenna, il est important de la modéliser correctement. Son modèle électrique équivalent [II.15] est montré sur la figure II.11. Il contient une source de courant non linéaire I_d , une capacité non linéaire C_d et une résistance série R_s . Ce modèle peut être utilisé aussi bien en faible niveau de puissance qu'en forte puissance. Toutefois, ce modèle ne tient pas compte de la tension inverse de claquage (B_V) de la diode. Le boîtier de la diode est modélisé par une inductance parasite L_p et une capacité parasite C_p . Pour simplifier le modèle FDTD de la diode, nous la modéliserons sur trois mailles. Une maille pour la diode sans boîtier et les deux autres mailles pour les éléments parasites L_p et C_p . Nous nous contenterons, dans cette partie, de décrire le modèle de la diode sans les éléments parasites du boîtier.

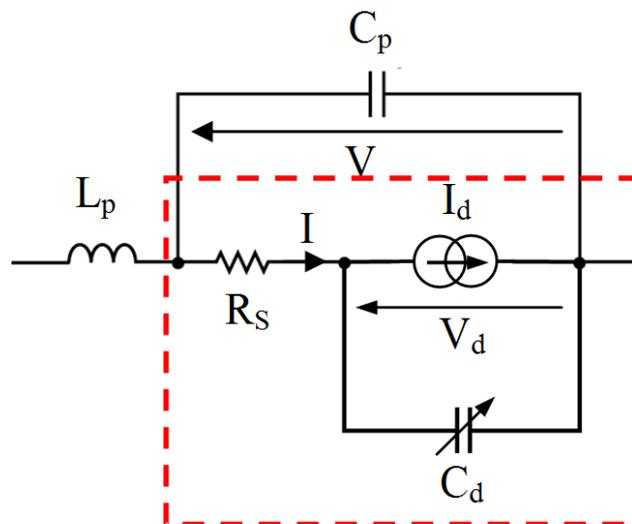


Figure II. 11 : Modèle électrique d'une diode Schottky avec boîtier

La source de courant non linéaire I_d dépend de la tension V_d à ses bornes, elle s'exprime par :

$$I_d = I_s \left(e^{\left(\frac{q V_d}{N k T} \right)} - 1 \right) \quad (\text{II.49})$$

avec I_s = courant de saturation (A)

N = coefficient d'émission

q = charge de l'électron ($1.6 \cdot 10^{-19}$ C)

T = température (°K)

k = constante de Boltzmann ($1.3806504 \cdot 10^{-23}$ J.K⁻¹)

La capacité non linéaire C_d dépend également de la tension V_d à ses bornes, elle représente les effets de stockage de charge de la jonction. Il existe deux définitions de C_d suivant que la jonction est polarisée en direct ou en inverse. En polarisation inverse, la capacité s'écrit:

$$C_d = C_{j0} \left(1 - \frac{V_d}{P_B} \right)^{-M} \quad (\text{II.50})$$

avec C_{j0} = capacité de jonction à polarisation nulle (F)

P_B = potentiel de jonction (V)

M = coefficient de variation de jonction

En polarisation directe, la capacité C_d est fonction du temps de transit tt qui est supposé être nul. Elle s'écrit comme suit:

$$C_d = tt \frac{I_s q}{N k T} e^{\left(\frac{q V_d}{N k T} \right)} \quad (\text{II.51})$$

Pour pouvoir insérer le modèle électrique de la diode Schottky dans l'algorithme de calcul électromagnétique FDTD, il faut résoudre le système d'équations (II.52).

$$\begin{cases} V = V_d + R_s I \\ I = I_d + C_d \frac{\partial V_d}{\partial t} \\ I_d = I_s \left(e^{\left(\frac{q V_d}{N k T} \right)} - 1 \right) \\ \nabla \times H = \epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} + J \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

Où J est la densité surfacique de courant qui traverse la diode.

Un modèle simplifié d'une diode Schottky, comportant uniquement la source de courant non linéaire I_d (figure II.11), a été rapporté dans [II.2]. Les éléments parasites (R_s et C_d) de la diode ne sont pas pris en compte dans le calcul du modèle FDTD de la diode.

La discrétisation et la résolution du système d'équations (II.52) aboutit à l'équation non linéaire (II.53) à résoudre numériquement par une méthode de linéarisation telle que Newton-Raphson [II.16].

$$E_z^{n+1} = \psi_1 + \psi_2 \cdot e^{\psi_3 \cdot E_z^{n+1}} \quad (\text{II.53})$$

Les coefficients Ψ_1 , Ψ_2 et Ψ_3 sont définis par les équations (II.54) à (II.56).

$$\psi_1 = E_z^n + \frac{dt dx dy (2C_d R_s + dt) \nabla \times H^{n+1/2} + dt^2 I_s - 2dt R_s C_d I^n}{C_d dz dt + \epsilon_0 dx dy (2C_d R_s + dt)} \quad (\text{II.54})$$

$$\psi_2 = \frac{-dt^2 I_s e^{\frac{q}{N k T} \left[\left(\frac{dt dz - 2 \epsilon_0 R_s dx dy}{2 dt} \right) E_z^n - (R_s dx dy) \nabla \times H^{n+1/2} \right]}}{C_d dz dt + \epsilon_0 dx dy (2C_d R_s + dt)} \quad (\text{II.55})$$

$$\psi_3 = \frac{q}{N k T} \left(\frac{dz dt + 2R_s dx dy \epsilon_0}{2dt} \right) \quad (\text{II.56})$$

3.10. Maillage FDTD

La précision des résultats FDTD dépend directement de la qualité de la discrétisation spatiale des équations de Maxwell. En effet, plus le maillage est fin plus les résultats sont précis. Toutefois, il n'est pas tout le temps possible de mailler de manière fine partout à cause des limitations de calcul et de mémoire dont disposent les systèmes de calcul numériques. En fonction du circuit à analyser, de ses dimensions et de la précision souhaitée, différents types de maillage peuvent être utilisés. Pour les circuits où les dimensions des différents composants sont du même ordre de grandeurs, le maillage uniforme est le plus approprié [II.5], [II.17]. Pour des problèmes où le besoin de mailler plus finement dans une ou plusieurs volumes particuliers se présente, le sous maillage peut être utilisé [II.18], [II.19]. Lorsque les dimensions de la structure varient beaucoup, comme pour une rectenna, le maillage non-uniforme [II.5], [II.20] est plus adapté. D'autres types de maillages ont été développés pour analyser des structures particulières [II.5]. La figure II.12 montre les deux maillages orthogonaux, uniforme et non-uniforme, retenus dans le cadre de ce travail de thèse.

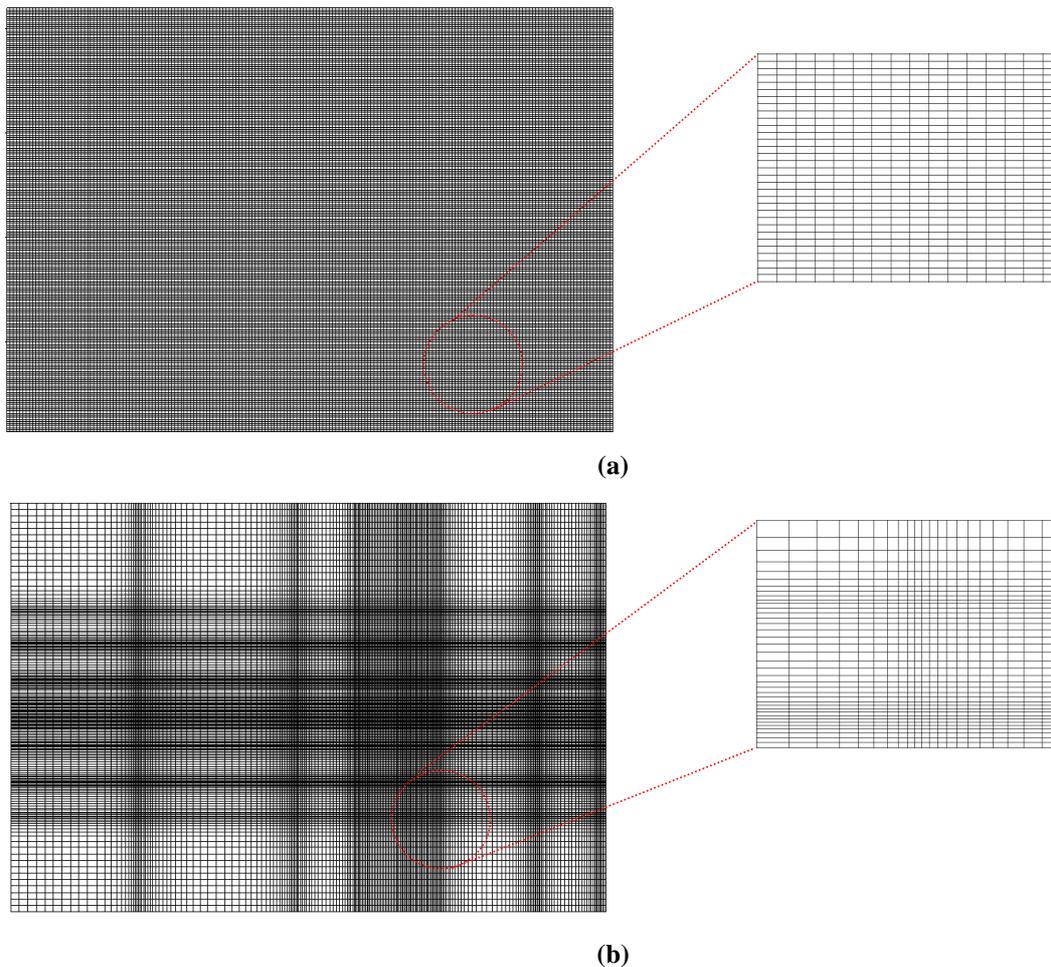


Figure II. 12 : Maillages FDTD. (a) Uniforme. (b) Non uniforme.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, les différents outils de simulation numériques utilisés ont été décrits. La co-simulation *harmonic balance*/Momentum permet de simuler et d'optimiser le circuit de conversion RF-DC avec précision. Toutefois, cette méthode ne permet pas d'analyser la rectenna dans sa totalité. Pour y remédier, un outil de simulation globale basé sur la méthode FDTD a été développé. Cette méthode permet de reproduire une mesure en rayonné de la rectenna à l'intérieur d'une chambre anéchoïque, elle prédit avec plus de précision la sortie DC de la rectenna.

Les deux outils HB+Momentum et la FDTD sont complémentaires. Le premier est dédié à la conception et l'optimisation du circuit de conversion et le second à l'analyse de la rectenna complète.

Nous présenterons dans le chapitre suivant trois circuits de conversion RF-DC à 2.45 GHz en technologie micro-ruban. Le premier circuit est une structure à diode série, associant un filtre HF en éléments distribués. Les deux autres circuits sont des convertisseurs RF-DC à réjection d'harmoniques. Ils présentent certaines propriétés qui les rendent attrayants pour des applications de télé-alimentation. En effet, ils ne nécessitent pas de filtre HF d'entrée et de vias de retour à la masse. De plus, la tension de sortie DC se mesure en différentiel sur la même face du circuit et sans contact avec le plan de masse.

5. Références bibliographiques

- [II.1] ADS documentation, <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/ads2006/ads2006.html>
- [II.2] K.S. Yee, «Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media», *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, vol. 14, 1966, pp. 302-307.
- [II.3] S.D. Gedney, «An Anisotropic Perfectly Matched Layer-Absorbing Medium for the Truncation of FDTD Lattices», *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 12, Dec. 1996, pp 1630-1639.
- [II.4] J-P. Berenger, «A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves», *J. Computat. Phys.* Oct. 1994, pp 185-200.
- [II.5] A. Taflove and S.C. Hagness, «Computational Electrodynamics-The Finite Difference Time Domain Method », *Artech House Inc.*, third edition, 2005.
- [II.6] K. Umashankar and A. Taflove, «A Novel Method to Analyze Electromagnetic Scattering of Complex Objects», *IEEE Trans. On Electromagnetic Compatibility*, vol. emc 24, no. 4, Nov. 1982, pp 397-405.
- [II.7] W. Sui, D.A. Christensen and C.H. Durney, «Extending the two-dimensional FD-TD method to hybrid electromagnetic systems with active and passive lumped elements», *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, 1992, pp. 724-730.
- [II.8] C.-N. Kuo, R.-B. Wu, B.Houshmand and T. Itoh, «Modeling of Microwave Active Devices Using the FDTD Analysis Based on the Voltage-Source Approach», *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 6, no. 5, May 1996, pp 199-201.
- [II.9] C.N. Kuo, V.A. Thomas, S.T. Chew, B. Houshmand and T. Itoh, «Small Signal Analysis of Active Circuits Using FDTD Algorithm», *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 5, no. 1, July 1995, pp 216-218.
- [II.10] B. Toland, B. Houshmand and T. Itoh, «Modeling of Nonlinear Active Regions with the FDTD Method», *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 3, no. 9, Sept. 1993, pp 333-335.
- [II.11] B. Toland, B. Houshmand and T. Itoh, «FDTD Analysis of an Active Antenna», *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 3, no. 11, Nov. 1993, pp 423-425.
- [II.12] C.N. Kuo, B. Houshmand and T. Itoh, «Full-wave analysis of packaged microwave circuits with active and nonlinear devices : an FDTD approach», *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, n°5, pp. 819-826, May 1997.
- [II.13] G. Emili, F. Alimenti, P. Mezzanotte, L. Roseli and R. Sorrentino, «Rigorous modeling of packaged schottky diodes by the nonlinear lumped network (NL²N)-FDTD approach», *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 12, Dec. 2000, pp. 2277-2282.

- [II.14] F. Lacroux, «Contribution à la modélisation d'éléments localisés pour les simulations électromagnétiques en transitoire. Application en millimétrique et au transport d'énergie sans fil.», *Thèse de Doctorat, Université de Limoges, Faculté des Sciences et Technologies, 18 Janvier 2005.*
- [II.15] Hewlett Packard, Technical Data “Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes”.
- [II.16] S.C. Chapra and R.P. Canale, «Numerical Methods for Engineers », 5th edition, MC Graw Hill, 2006.
- [II.17] D.M. Sheen, S.M. Ali, M.D. Abouzahra and J.A. Kong, «Application of the Three-Dimensional Finite-Difference Time-Domain Method to the Analysis of Planar Microstrip Circuits», *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 38, no. 7, July 1990, pp 849-857.*
- [II.18] M. Okoniewski, E. Okoniewska and M.A. Stuchly, «Three-Dimensional Subgridding Algorithm for FDTD», *IEEE Trans. On Antennas and Propagation, vol. 45, no. 3, March 1997, pp 422-429.*
- [II.19] W. Yu and R. Mittra, «A new higher-order subgridding method for finite difference time domain (FDTD) algorithm», *IEEE Antennas and Prop. Society Intern. Symp., vol. 1, 1998, pp 608-611.*
- [II.20] P. Monk and E. Suli, «Error Estimates for Yee's Method on Non-uniform Grids», *IEEE Trans. On Magnetics, vol. 30, no. 5, Sept. 1994, pp 3200-3203.*

Chapitre III

Conception et optimisation de circuits de conversion RF-DC à 2.45 GHz

Chapitre III

Conception et optimisation de circuits de conversion RF-DC à 2.45 GHz

1. Introduction

Nous proposons dans ce chapitre la conception, l'optimisation et l'analyse de trois circuits de conversion RF-DC en technologie micro-ruban à 2.45 GHz. Le premier circuit est une structure conventionnelle à base d'une diode Schottky HSMS 2860 montée en série. Les deux autres circuits sont plus innovants et plus compacts. Ils ne contiennent ni filtre d'entrée HF ni vias de retour à la masse. Le premier circuit est en pont modifié à quatre diodes Schottky et le second est à base de seulement deux diodes.

La simulation et l'optimisation de ces circuits ont été effectuées sous ADS avec un couplage entre *harmonic balance* et momentum. Avant l'étape d'optimisation, des études paramétriques ont été conduites afin de déterminer la sensibilité du rendement de conversion vis-à-vis de certains paramètres importants et plus particulièrement, la charge (R_L), les paramètres de la diode (R_S , C_{j0}), la capacité du filtre DC, les sections de lignes, Les résultats qui ressortent de cette étude nous ont permis de faire certains choix et de simplifier le processus d'optimisation.

Pour améliorer les rendements de ces circuits, il est important de localiser les différentes sources de pertes et de tenter de les minimiser. Un bilan de puissance, regroupant la puissance continue transmise à la charge, les pertes dans la ou les diodes et les pertes par désadaptation, a été calculé. Les puissances normalisées des premiers harmoniques, au niveau du générateur et aux bornes de la charge, ont été également déterminées afin d'estimer les pertes engendrées par ces harmoniques et la qualité des filtres HF et DC.

Les circuits optimisés ont été réalisés et caractérisés expérimentalement au laboratoire. Un banc de mesure en conduit a été monté et utilisé, il sera présenté dans ce chapitre. Trois types de mesures ont été effectués, des mesures de la tension DC en fonction de la fréquence,

de la puissance d'entrée et de la charge. Les résultats obtenus expérimentalement seront systématiquement comparés à ceux simulés.

Les deux circuits innovants présentent des performances, en termes de rendement, comparables à celles du circuit série. Toutefois, ces deux circuits présentent des avantages par rapport au circuit série. En effet, ils ne contiennent ni filtre d'entrée HF ni vias de retour à la masse. La mesure de la tension DC se fait en différentiel sur la même face du circuit et sans contact avec le plan de masse. A charge constante, ils permettent de convertir une puissance P_{RF} qui est, théoriquement, quatre fois celle du circuit série. Ces deux structures sont plus compactes, et à faibles coûts. Le circuit série occupe une surface de 44.65 cm², alors que les deux autres circuits ont des surfaces de 15.5 et 11.2 cm².

2. Circuit de conversion en topologie série

Le premier circuit développé [III.1]-[III.2] est en topologie série (figure III.1), il contient une diode Schottky HSMS 2860 [III.3] qui présente une faible capacité de jonction C_{j0} (0.18 pF), une faible résistance série R_S (5 Ω) et une tension inverse de claquage B_V de 7 V. Les autres paramètres du modèle électrique équivalent de la diode sont donnés dans le tableau III.1. Le circuit est alimenté par une ligne micro-ruban d'impédance caractéristique de 50 Ω , il a été gravé sur le substrat RT/Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 1.575$ mm, $\tan\delta = 0.0009$).

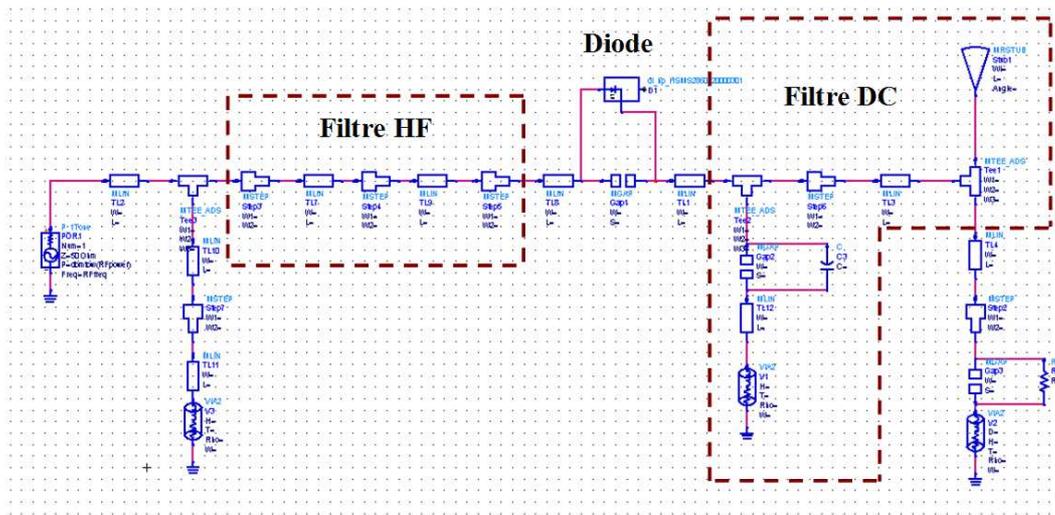
Deux filtres HF et DC ont été utilisés de part et d'autre de la diode afin de confiner tous les harmoniques générés. Le filtre HF est un passe bas en éléments distribués, formé d'une inductance série et d'une capacité parallèle. Il a été dimensionné pour laisser passer le signal à 2.45 GHz et bloquer tous les autres signaux harmoniques. Sa fréquence de coupure est comprise entre la fréquence fondamentale et le premier harmonique. Le filtre DC est constitué d'une capacité CMS (Composant Monté en Surface) de 33 pF appuyée par un stub radial de 14.2 mm qui stoppe la fréquence à 2.45 GHz.

Un stub quart d'onde en court circuit (paragraphe 2.2.3) est introduit juste avant le filtre HF, il ramène un circuit ouvert à 2.45 GHz sur la ligne d'alimentation de 50 Ω . Cela assure un circuit fermé pour la composante DC du courant, étant donné qu'elle ne peut passer à travers le générateur.

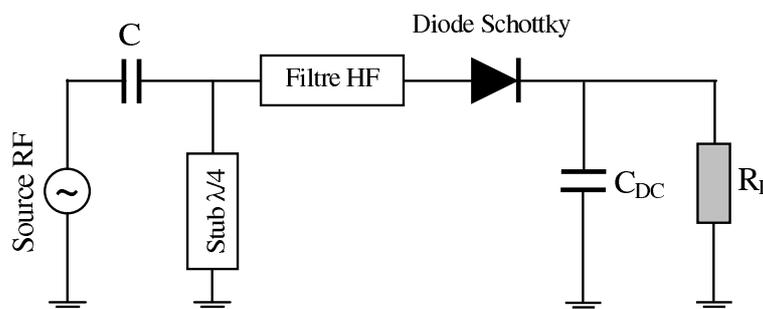
Dans un premier temps, la simulation et l'optimisation du circuit série ont été effectuées avec le simulateur *harmonic balance*, comme le montre la figure III.1. Des éléments circuit comme des sections de lignes, des transitions, des gaps, des vias, ... ont été utilisés. Les couplages possibles entre les différents éléments ne sont pas pris en compte.

L'objectif principal du processus d'optimisation est le rendement de conversion. Les autres objectifs comme l'adaptation, la réjection des harmoniques, l'isolation de la charge, ... sont liés au rendement de conversion, ils sont pris en compte de manière automatique. Deux méthodes d'optimisation ont été introduites : une méthode aléatoire 'Random' suivie d'une méthode itérative 'Gradient'. Les paramètres importants à optimiser sont : la charge R_L , le filtre d'entrée HF et le tronçon de ligne entre la diode et la capacité CMS du filtre DC.

Dans un second temps, la partie distribuée du circuit optimisé est simulée sous momentum. L'accès d'alimentation 50Ω ainsi que les points de connexion des composants localisés et des vias sont remplacés par des ports d'excitation. Un modèle en paramètre S est ensuite généré et exporté. HB utilise le modèle en matrice S de la partie distribuée et les modèles électriques des composants localisés afin d'effectuer une analyse globale électromagnétique-circuit (figure III.2). Le passage de HB vers HB+Momentum se traduit souvent par une diminution du rendement, qui peut être considérable selon les cas. Pour tenter d'y remédier, certains paramètres nécessitent d'être ré-optimisés.



(a) : Simulation du circuit série sous *Harmonic Balance*



(b) : Schéma équivalent du circuit série

Figure III. 1 : Circuit de conversion série

	Paramètre	Unité	Valeur
Tension inverse de claquage	B_V	V	7
Capacité de jonction à polarisation nulle	C_{j0}	pF	0.18
Courant de saturation	I_S	A	$5 \cdot 10^{-8}$
	E_g	eV	0,69
Coefficient d'émission	N		1.08
Résistance série	R_s	Ω	5
Potentiel de jonction	P_b	V	0.65
	P_t		2
Coefficient de variation de jonction	M		0.5

Tableau III. 1 : Paramètres électriques de la diode HSMS 2860

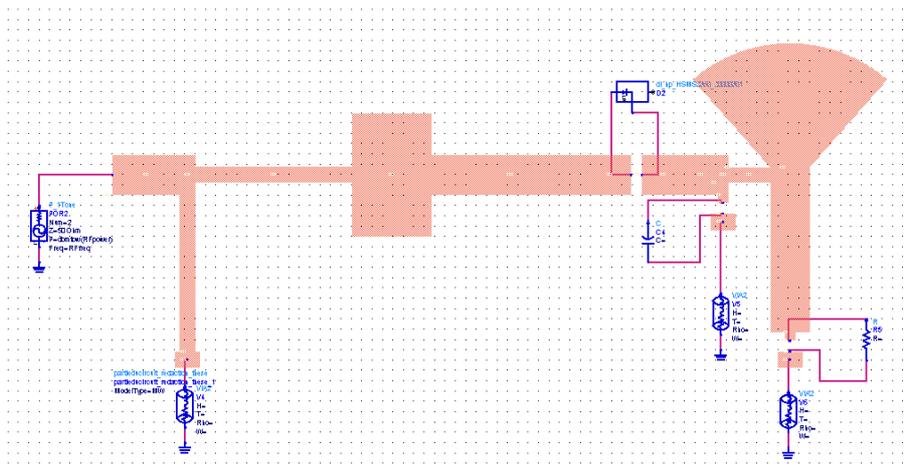


Figure III. 2 : Co-simulation HB + Momentum du circuit série

2.1. Etude du filtre d'entrée HF

Le filtre passe bas [III.4] à l'entrée du circuit série est constitué d'une inductance série L et d'une capacité parallèle C . Sa fréquence de coupure f_c est définie par:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{III.1})$$

Le rôle de ce filtre est double, il bloque les harmoniques générés par la diode et il assure l'adaptation entre le circuit de conversion et le générateur RF (antenne). La fréquence de coupure à -3 dB du filtre doit être comprise entre les fréquences 2.45 et 4.9 GHz, elle est de 3.7 GHz. Elle est choisie de telle sorte à ne pas introduire d'atténuation à 2.45 GHz.

La figure III.3 nous expose le schéma d'adaptation du circuit de conversion. Pour transférer le maximum de puissance entre le générateur (antenne) et la diode, il est impératif d'assurer une adaptation conjuguée des impédances de part et d'autres du filtre. Mathématiquement, cela se traduit par le système d'équations (III.2).

$$\begin{cases} Z_{e1} = Z_{e2}^* \\ Z_{e3} = Z_{e4}^* \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

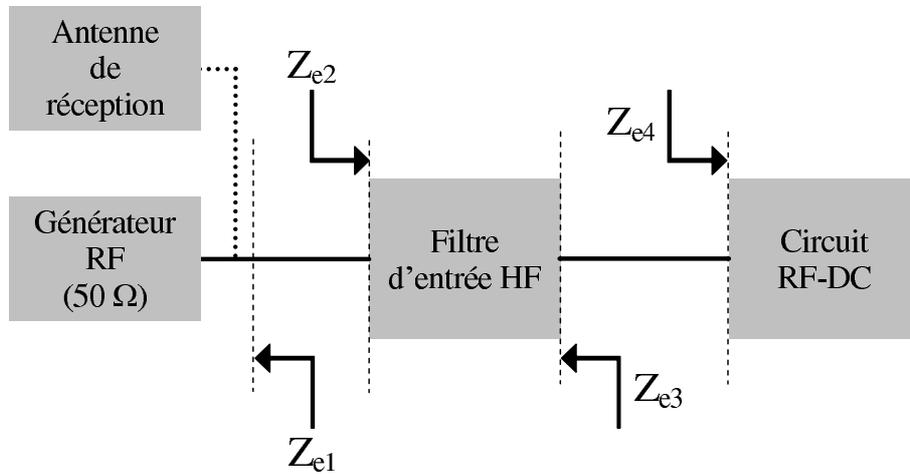


Figure III. 3 : Schéma d'adaptation d'un circuit de conversion série

Le filtre HF peut être conçu et optimisé avec des accès adaptés sur une impédance réelle Z_c (50 Ω par exemple). Dans ce cas, le circuit de conversion, sans le filtre, doit déjà être adapté sur Z_c (50 Ω). Cette solution est contraignante, elle nécessite l'introduction d'un dispositif d'adaptation supplémentaire entre le circuit et le filtre. La solution que nous avons retenue pour ce circuit consiste à inclure le filtre HF dans le processus d'optimisation du circuit global, il est directement adapté sur l'impédance d'entrée (généralement complexe) du dispositif à diode.

Pour réaliser ce filtre, des éléments localisés ou distribués peuvent être utilisés, la technologie distribuée a été retenue. Le passage des valeurs des éléments localisés L et C aux sections de lignes équivalentes sera décrit dans cette partie. Les éléments quasi-localisés les plus utilisés seront présentés.

2.2. Éléments quasi-localisés en technologie micro-ruban

Pour approcher les éléments localisés des filtres [III.4], des sections de lignes de longueurs inférieures au quart d'onde et des stubs en circuit ouvert ou en court circuit sont le plus souvent utilisés.

2.2.1. Section de ligne à forte impédance

Une petite section de ligne sans pertes ($\alpha = 0$ Np/m) et à forte impédance Z_c , terminée à ses extrémités par deux lignes d'impédance caractéristique Z_0 , peut être représentée par une cellule en π comme le montre la figure III.4.

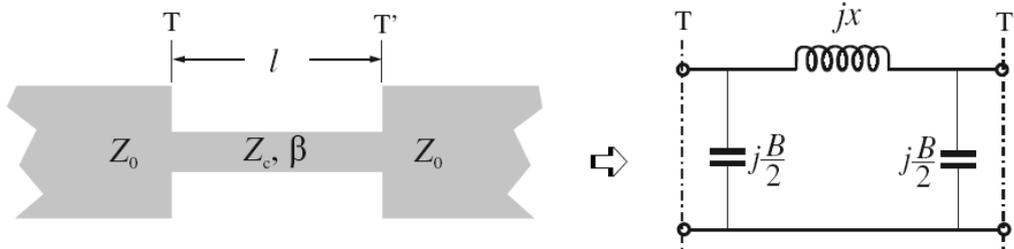


Figure III. 4 : Modèle électrique équivalent d'une ligne à forte impédance [d'après III.4]

Le modèle électrique équivalent du tronçon de ligne à forte impédance Z_c est décrit par :

$$x = Z_c \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (\text{III.3})$$

$$\frac{B}{2} = \frac{1}{Z_c} \tan\left(\frac{\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (\text{III.4})$$

avec $l =$ longueur du tronçon de ligne (m)

$\lambda_g =$ longueur d'onde guidée (m)

Dans le cas où $l < \lambda_g / 8$, nous pouvons effectuer les approximations (III.5) et (III.6) suivantes:

$$x \approx Z_c \left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (\text{III.5})$$

$$\frac{B}{2} \approx \frac{1}{Z_c} \left(\frac{\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (\text{III.6})$$

Si $Z_c \gg Z_0$, alors les deux capacités parallèles peuvent être négligées et la cellule en π se résume à une inductance série.

2.2.2. Section de ligne à faible impédance

C'est le cas dual d'une ligne à forte impédance. Une section de ligne à faible impédance Z_c terminée par deux lignes d'impédance caractéristique Z_0 peut être représentée par une cellule en T comme le montre la figure III.5.

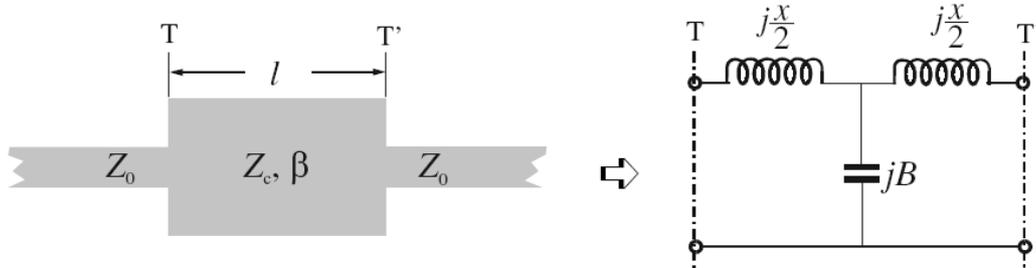


Figure III. 5 : Modèle électrique équivalent d'une ligne à faible impédance [d'après III.4]

Le circuit électrique équivalent est constitué d'une capacité parallèle et de deux inductances série. Elles sont définies par :

$$B = \frac{1}{Z_c} \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (\text{III.7})$$

$$\frac{x}{2} = Z_c \tan\left(\frac{\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (\text{III.8})$$

Pour une longueur $l < \lambda_g / 8$, les approximations (III.9) et (III.10) peuvent être effectuées.

$$B \approx \frac{1}{Z_c} \left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (\text{III.9})$$

$$\frac{x}{2} \approx Z_c \left(\frac{\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (\text{III.10})$$

De la même manière que pour une ligne à forte impédance, si $Z_c \ll Z_0$ la cellule en T se résume à une capacité parallèle. Les deux inductances série peuvent, dans ce cas, être négligées.

2.2.3. Stubs ouvert et en court circuit

Un stub ouvert en ligne micro-ruban sans pertes est équivalent à une capacité montée en parallèle. De manière similaire, un stub en court circuit est équivalent à une inductance en parallèle comme l'expose la figure III.6.



Figure III. 6 : Modèle électrique équivalent d'un: (a) stub ouvert. (b) stub en court circuit. [d'après III.4]

D'après la théorie des lignes de transmission, l'admittance d'entrée Y_{in} d'un stub ouvert est donnée par l'équation (III.11).

$$Y_{in} = jY_c \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (\text{III.11})$$

avec l = longueur du stub (m)

Y_c = admittance caractéristique de la ligne (Ω^{-1})

Pour une longueur $l < \lambda_g/8$, l'approximation (III.12) peut être utilisée.

$$Y_{in} \approx jY_c \left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (\text{III.12})$$

Pour le cas dual, l'impédance d'entrée Z_{in} d'un stub en court circuit est défini par l'équation (III.13).

$$Z_{in} = jZ_c \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (\text{III.13})$$

Cette impédance d'entrée est inductive si $l < \lambda_g / 4$, et dans le cas où $l < \lambda_g / 8$, l'approximation (III.14) peut être effectuée.

$$Z_{in} \approx jZ_c \left(\frac{2\pi}{\lambda_g} l\right) \quad (\text{III.14})$$

2.3. Circuit final optimisé

Le circuit série final optimisé est montré sur la figure III.7 et ses dimensions sont données dans le tableau III.2.

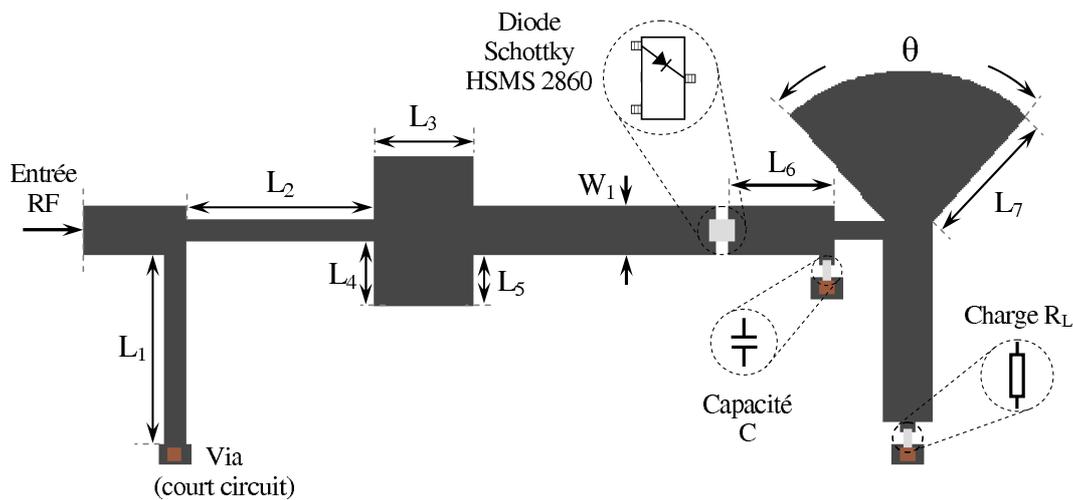


Figure III. 7 : Circuit série final optimisé

L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	L ₅	L ₆	L ₇	W ₁	θ	Longueur	Largeur
19.0	10.8	5.95	6.40	5.0	10.4	14.2	4.8	82°	95.0	47.0

Tableau III. 2 : Dimensions du circuit série (en mm)

2.4. Simulations ADS et études paramétriques

Nous présentons dans cette partie les résultats obtenus par simulation. L'influence de certains paramètres du circuit sur le rendement de conversion sera déterminée à travers des études paramétriques. Il est à noter que lorsqu'un paramètre varie, tous les autres paramètres sont optimaux ($R_L = 1050\Omega$, $C = 33$ pF, $L_6 = 10.4$ mm, $R_S = 5\Omega$ et $C_{j0} = 0.18$ pF).

La complexité du circuit de conversion vient du fait que tous ses blocs constitutifs sont liés. L'optimisation d'un tel circuit doit être considérée dans son ensemble. Des études sur la sensibilité du rendement vis-à-vis de certains paramètres ont été effectuées afin de pouvoir faire des choix sur les composants et réduire les temps d'optimisation.

L'efficacité de la diode change en fonction de la tension appliquée à ses bornes, donc en fonction de la puissance d'entrée P_{RF} . Cependant, cette efficacité est limitée par la génération d'harmoniques d'ordre supérieur. Elle décroît rapidement dès que la tension aux bornes de la diode atteint la tension inverse de claquage B_V . La puissance P_{RF} critique, à partir de laquelle la tension de sortie DC est limitée, est donnée par l'équation (III.15).

$$P_{RF}^{critique} = \frac{B_V^2}{4R_L} \quad (III.15)$$

Le rendement de conversion RF-DC (η) est défini comme étant le rapport entre la puissance DC prélevée aux bornes de la charge R_L et la puissance P_{RF} maximale que le générateur débite sur une charge adaptée (50Ω).

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} = \frac{U_L^2}{R_L P_{RF}} \quad (III.16)$$

avec P_{DC} = puissance DC aux bornes de la charge R_L
 U_L = tension DC de la charge

Les principaux paramètres étudiés sont : la charge R_L , la capacité du filtre DC, la section de ligne entre la diode et la capacité CMS du filtre DC, la résistance série R_S et la capacité de jonction C_{j0} de la diode.

2.4.1. La charge R_L

La figure III.8 montre la variation du rendement en fonction de la charge pour des puissances d'entrée allant de -10 à 10 dBm par pas de 5 dBm. La charge varie de 100Ω à $20 \text{ k}\Omega$. Les résultats montrent que le rendement est maximal autour d'une valeur de charge optimale qui est de $1 \text{ k}\Omega$. La charge R_L modifie l'impédance de la diode et contribue à l'adaptation du circuit. Pour des valeurs de charge importantes, la puissance d'entrée atteint une valeur critique à partir de laquelle les effets de B_V commencent à se manifester, selon l'équation (III.15), et le rendement diminue.

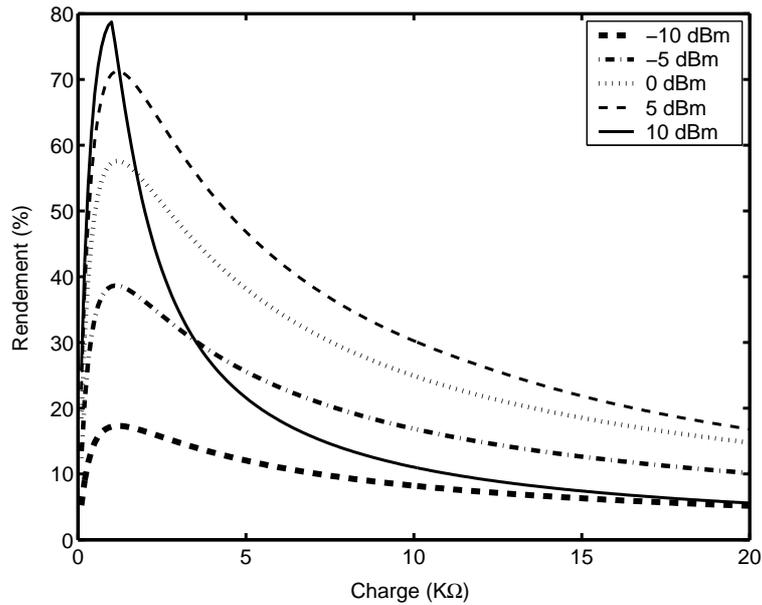


Figure III. 8 : Rendement en fonction de la charge R_L

2.4.2. La capacité CMS du filtre DC

L'influence de la capacité du filtre DC sur le rendement de conversion est exposée sur la figure III.9. L'étude a été effectuée sur la plage de puissance de -10 à 10 dBm. Dans cette partie de l'étude, les simulations ont été effectuées sans le stub radial (L_7, θ). Nous avons gardé seulement la capacité localisée CMS. Les résultats montrent qu'à partir d'une certaine valeur de la capacité, le rendement demeure constant. Pour des valeurs de capacité très faibles, la charge R_L n'est pas correctement isolée et des harmoniques plus au moins importants apparaissent à ses bornes, ce qui augmente les pertes et dégrade le rendement.

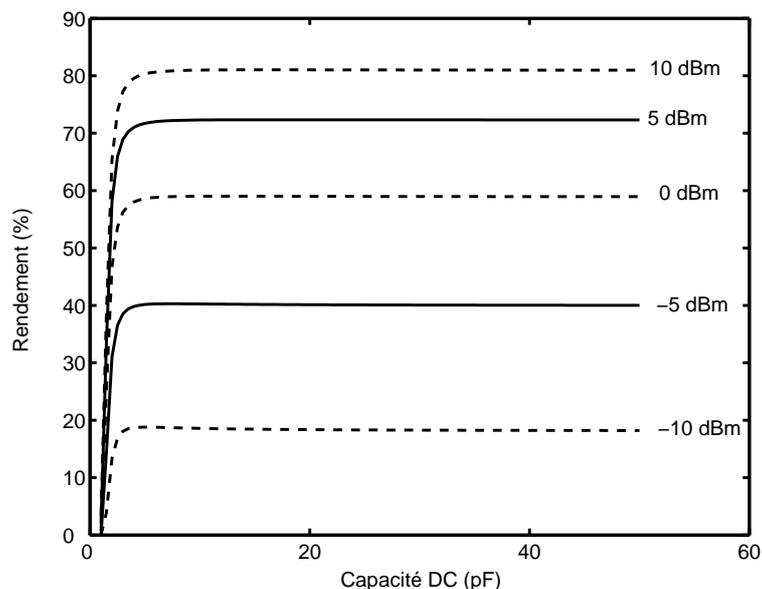


Figure III. 9 : Rendement en fonction de la capacité du filtre DC

2.4.3. La ligne L_6 entre la diode et le filtre DC

La figure III.10 nous montre l'influence sur le rendement de la ligne L_6 entre la diode et la capacité CMS du filtre DC. L'étude a été effectuée pour les puissances RF de -10, 0, 10 et 12 dBm. Les courbes obtenues montrent qu'il existe une longueur optimale pour laquelle le rendement atteint son maximum. Cette longueur optimale est de 10.4 mm à 10 dBm, elle ne dépend pas de la puissance P_{RF} . Cette section de ligne L_6 contribue à l'adaptation du circuit série, elle ramène une impédance imaginaire au niveau de la diode et compense sa réactance.

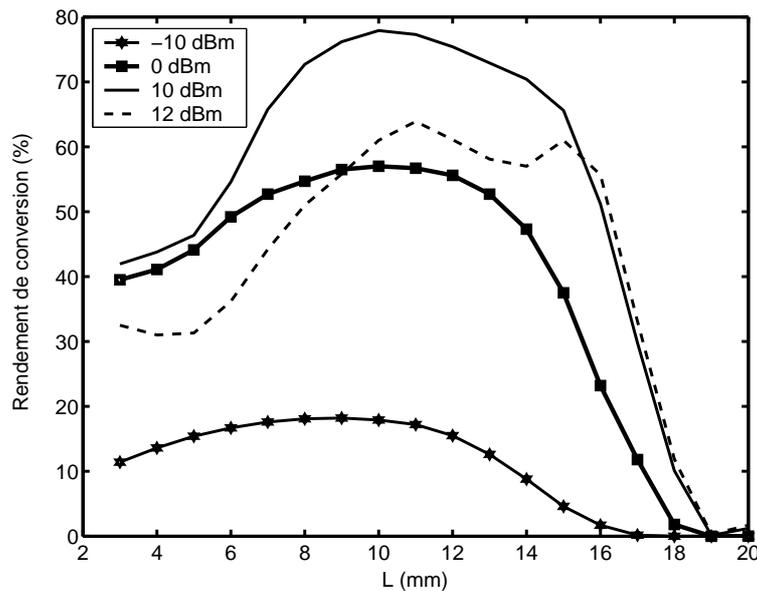


Figure III. 10 : Rendement en fonction de la ligne L_6

2.4.4. La résistance série R_s de la diode HSMS 2860

La résistance série R_s de la diode modélise les pertes par effet Joule. Son influence sur le rendement du circuit série est montrée sur la figure III.11. Les courbes obtenues pour les puissances comprises entre -10 et 10 dBm montrent que les pertes dans R_s se répercutent directement sur le rendement. Pour obtenir un bon rendement, la diode doit présenter la résistance série la plus faible possible.

2.4.5. La capacité C_{j0} de la diode HSMS 2860

Intéressons nous maintenant à la capacité de jonction à polarisation nulle C_{j0} de la diode. La figure III.12 montre la variation du rendement en fonction de C_{j0} sur la plage allant de 0 pF à 1 pF. Nous remarquons que le rendement diminue lorsque C_{j0} augmente. En effet, l'efficacité de la diode augmente avec la tension directe à ses bornes et atteint son maximum lorsque cette tension est proche de B_V . D'après l'équation (II.50), cela correspond à une

capacité de jonction C_d proche de zéro. Cela montre l'importance de choisir une diode qui présente une surface de jonction (C_{j0}) la plus petite possible.

La diode HSMS 2860 a été choisie, en partie, sur la base des études menées sur R_s et C_{j0} . Elle présente une faible résistance série R_s (5Ω) et une faible capacité de jonction C_{j0} (0.18 pF) et son coût est faible.

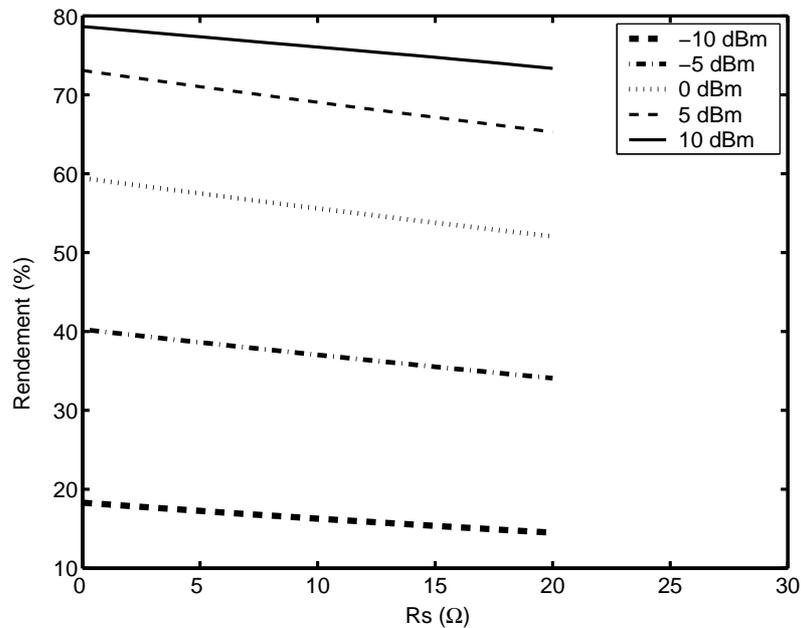


Figure III. 11 : Rendement en fonction de la résistance série (R_s) de la diode

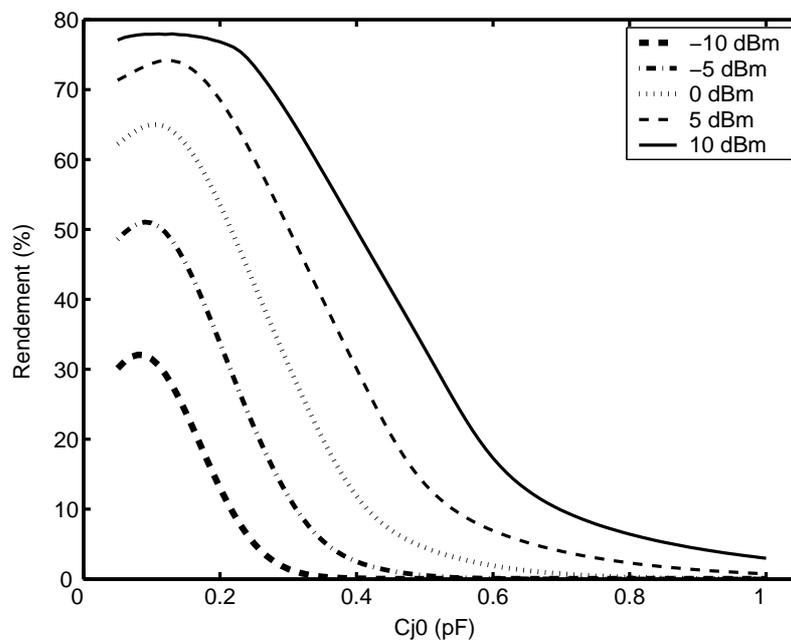


Figure III. 12 : Rendement en fonction de la capacité de jonction (C_{j0}) de la diode

2.4.6. Adaptation du circuit (S_{11})

Le paramètre S_{11} du circuit série a été simulé avec LSSP (Large Signal S-Parameter). Ce simulateur tient compte des non linéarités de la diode, il combine HB et SP (S-Parameter). La figure III.13 montre le niveau d'adaptation du circuit sur la bande de fréquence allant de 2 à 3 GHz, pour les quatre puissances : -10, 0, 10 et 12 dBm. Les résultats montrent une bonne adaptation du circuit sur une bande étroite. En fonction de P_{RF} , la meilleure adaptation n'est pas obtenue tout le temps à la même fréquence de 2.45 GHz. Cela s'explique par l'impédance de la diode qui dépend de la tension à ses bornes, donc de P_{RF} , et qui modifie par conséquent l'adaptation, ce qui complique davantage la conception et l'optimisation de ce type de circuits.

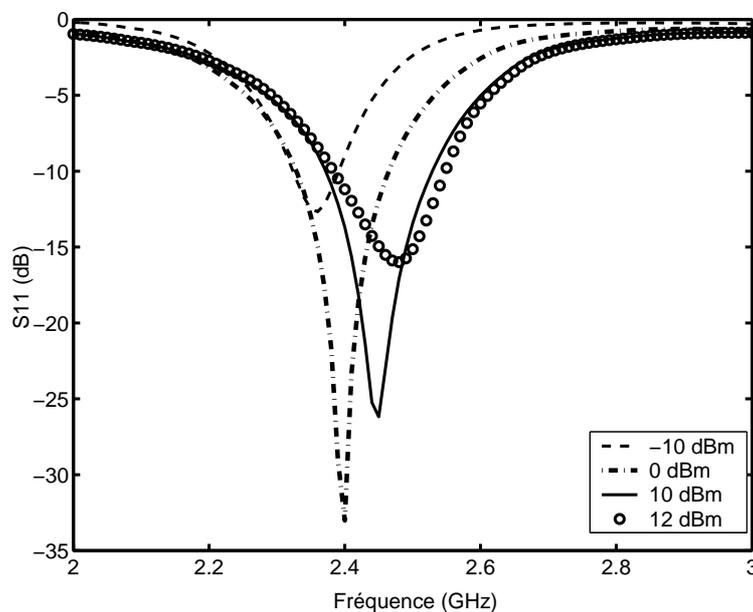


Figure III. 13 : S_{11} du circuit série en fonction de la fréquence

2.4.7. Bilan de puissance

Pour tenter d'améliorer les performances des circuits de conversion RF-DC, il nous paraît important de déterminer les différentes sources de pertes existantes et d'essayer de les minimiser. Les sources de pertes dans un circuit de conversion sont les suivantes: les pertes dans la ou les diodes, les pertes par désadaptation, les pertes dans le substrat, les pertes par conduction dans les lignes de transmission, les pertes dans les éléments localisés CMS, les pertes par couplage et par rayonnement, ...

Le bilan de puissance qui suit sera limité à l'étude de la puissance continue transmise à la charge, des pertes dans la diode ainsi que des pertes par désadaptation. Les pertes sur les harmoniques générés par la diode seront également déterminées et analysées. Elles sont liées

à la qualité des deux filtres HF et DC. Les autres sources de pertes sont supposées être faibles et restent difficiles à évaluer pour la plupart d'entre elles.

➤ Pertes dans la diode

Les pertes dans la diode P_{diode} seront déterminées à partir des grandeurs tension-courant. Elles peuvent être calculées dans le domaine temporel par l'équation (III.17).

$$P_{diode} = \frac{1}{T} \int_0^T v_d(t) i_d(t) dt \quad (III.17)$$

avec $v_d =$ tension aux bornes de la diode (V)

$i_d =$ courant qui traverse la diode (A)

$T =$ période (s)

Comme *harmonic balance* est une méthode fréquentielle, l'accès aux grandeurs spectrales est plus naturel. Les pertes peuvent être calculées en utilisant l'équation (III.18).

$$P_{diode} = V_0 I_0 + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^N V_j I_j \cos(\phi_j^V - \phi_j^I) \quad (III.18)$$

avec $N =$ nombre d'harmoniques considérés

$V_j =$ amplitude maximale de l'harmonique j de la tension

$I_j =$ amplitude maximale de l'harmonique j du courant

$\Phi_j^V =$ phase de l'harmonique j de la tension

$\Phi_j^I =$ phase de l'harmonique j du courant

Les pertes par désadaptation sont calculées directement à partir du paramètre S_{11} , simulé par LSSP. Le rendement de conversion est donné par l'équation (III.16).

➤ Niveaux des harmoniques

Le niveau des harmoniques à l'entrée du circuit et aux bornes de la charge traduisent la capacité des deux filtres HF et DC à confiner ces harmoniques autour de la diode. Le

tableau III.3 montre le niveau de ces harmoniques, normalisé par rapport à la puissance d'entrée.

Les premiers harmoniques sont correctement filtrés à l'entrée du circuit avec un niveau inférieur à -22 dB par rapport à la puissance P_{RF} à 2.45 GHz. L'étude sera restreinte aux trois premiers harmoniques. Les résultats obtenus montrent que la charge R_L est correctement isolée, avec des harmoniques inférieurs à -33 dB.

Harmonique (GHz)	Entrée du circuit			Aux bornes de R_L			
	4.9	7.35	9.8	2.45	4.9	7.35	9.8
Puissance (dB)	-22	-24	-24	-33	-34	-37	-46

Tableau III. 3 : Niveau des harmoniques à l'entrée et aux bornes de la charge

Le bilan de puissance du circuit série est tracé sur la figure III.14. L'étude a été faite à 2.45 GHz avec une charge optimale de 1050 Ω , et toutes les données sont exprimées sous forme d'un pourcentage de la puissance d'entrée.

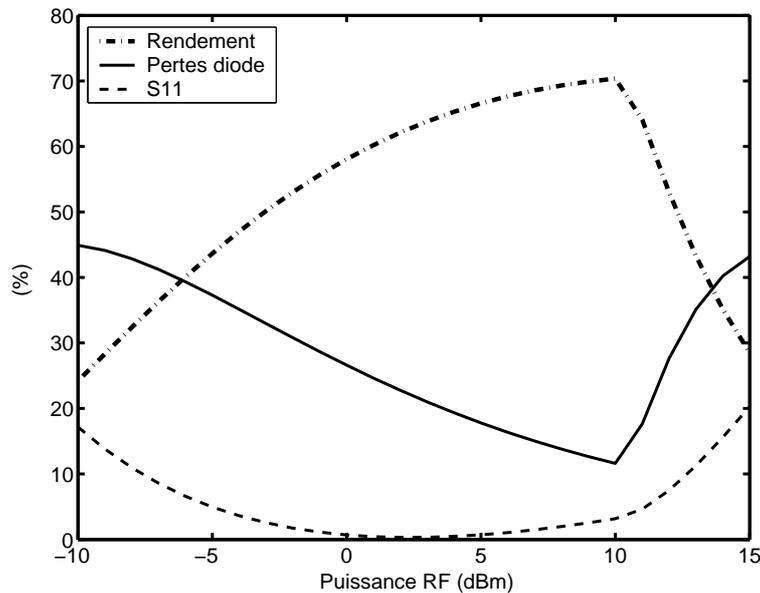


Figure III. 14 : Bilan de puissance – rendement et pertes

Les pertes dues à la désadaptation par rapport au port d'excitation sont inférieures à 3% entre -5 dBm et 10 dBm. Les pertes dans la diode sont les plus importantes, elles sont inversement proportionnelles à la puissance continue transférée à la charge. Le rendement augmente en fonction de la puissance pour atteindre 72 % à 10 dBm. Pour des puissances

supérieures, l'effet de B_V apparaît, ce qui explique en partie le changement d'allure de la courbe. La génération d'harmoniques d'ordre supérieur accentue davantage ce phénomène.

2.5. Réalisation et mesures - comparaison avec les simulations ADS

Dans un premier temps, le banc de mesure en conduit sera présenté. Ensuite, les résultats mesurés du circuit série seront exposés et comparés à ceux obtenus par simulation.

➤ Banc de mesure en conduit

Le banc de mesure en conduit que montre la figure III.15 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.

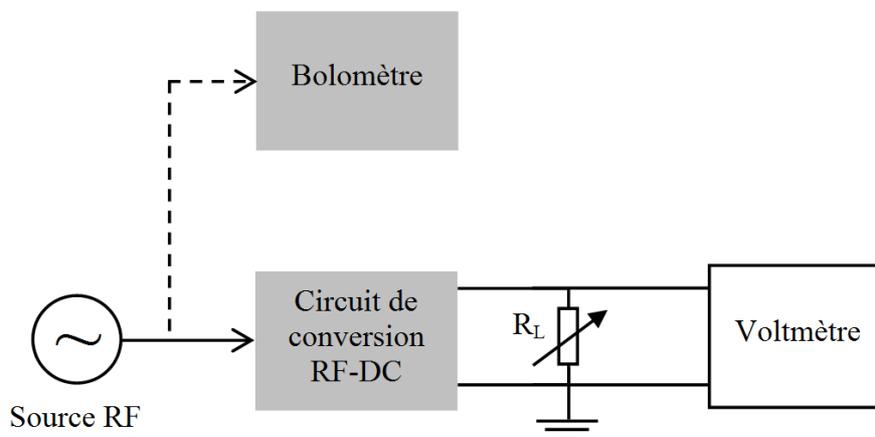


Figure III. 15 : Banc de mesure en conduit

➤ Résultats de mesures

Deux types de mesures ont été effectués, des mesures de tension continue en fonction de la fréquence et en fonction de la charge. Les courbes de la figure III.16 comparent les tensions mesurées avec celles simulées, en fonction de la fréquence, pour des puissances de -10, 0, 10 et 12 dBm. Les tensions maximales sont obtenues autour de 2.45 GHz. En s'écartant de cette fréquence, la tension DC commence à diminuer graduellement. La charge R_L est fixée à 1050Ω pour les simulations comme pour les mesures. Une tension maximale simulée de

2.75 V contre 2.67 V mesurée ont été obtenue à 2.45 GHz avec 10 dBm de puissance RF. A 12 dBm, la tension DC commence à être limitée. Les mesures effectuées dans les mêmes conditions ne montrent pas le même phénomène. La tension B_V réelle de la diode est probablement supérieure à celle donnée par le fabricant.

A partir des tensions DC obtenues, les rendements simulé et mesuré ont été calculés et tracés sur la figure III.17. Comme pour le niveau d'adaptation (S_{11}), le rendement dépend et de la fréquence et de la puissance du signal d'entrée. Un rendement simulé de 72% contre 68% mesuré ont été obtenus à 2.45 GHz avec 10 dBm. Les allures des courbes simulées et mesurées pour -10, 0 et 10 dBm sont similaires et il y a une bonne concordance entre les deux résultats.

Passons maintenant aux mesures effectuées en fonction de la charge R_L . La figure III.18 compare les tensions simulées et mesurées pour trois puissances : 0, 10 et 12 dBm. Une tension simulée maximale de 3.35 V a été obtenue aux bornes d'une charge de 10 k Ω . La mesure effectuée avec les mêmes données délivre une tension de 4.5 V. Comme ça été déjà expliqué, cela est dû à la tension B_V réelle qui est supérieure à celle utilisée dans le modèle électrique équivalent de la diode. Pour des valeurs de R_L faibles, les différences entre les résultats simulés et mesurés sont faibles. La figure III.19 compare les rendements simulés et mesurés, le rendement est optimal autour de 1 k Ω .

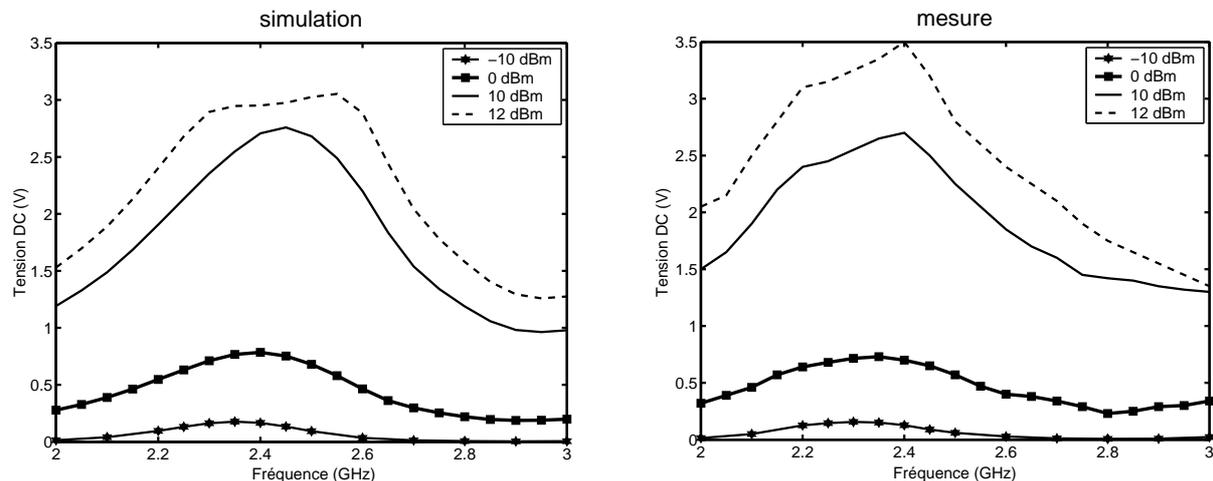


Figure III. 16 : Tension DC en fonction de la fréquence

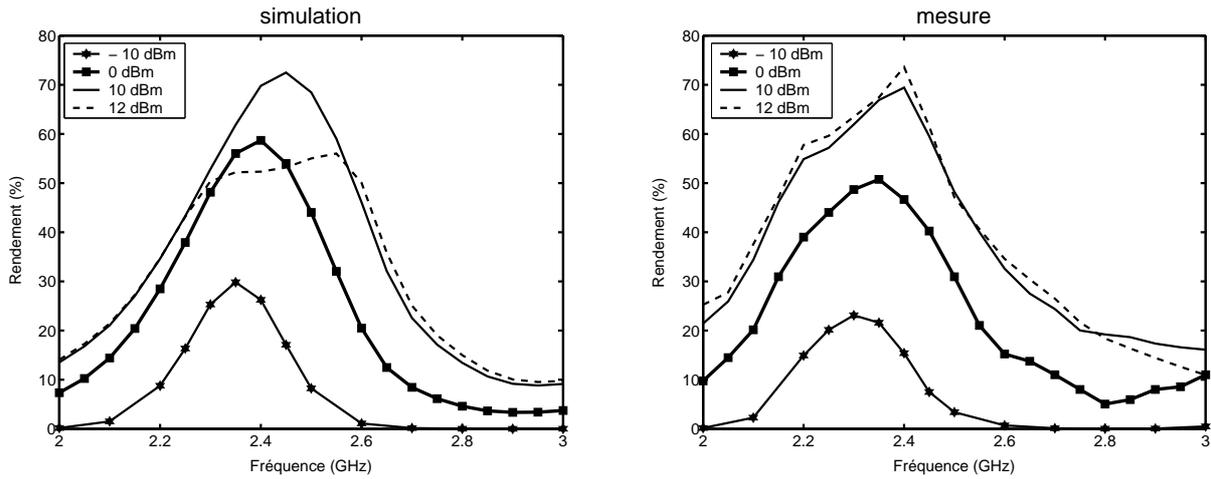


Figure III. 17 : Rendement en fonction de la fréquence

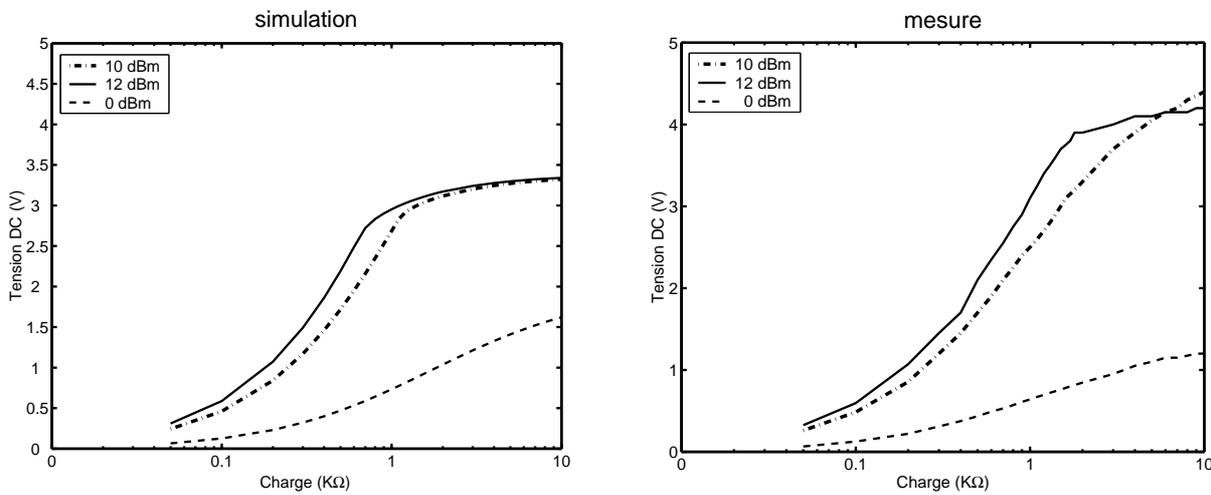


Figure III. 18 : Tension DC en fonction de la charge R_L

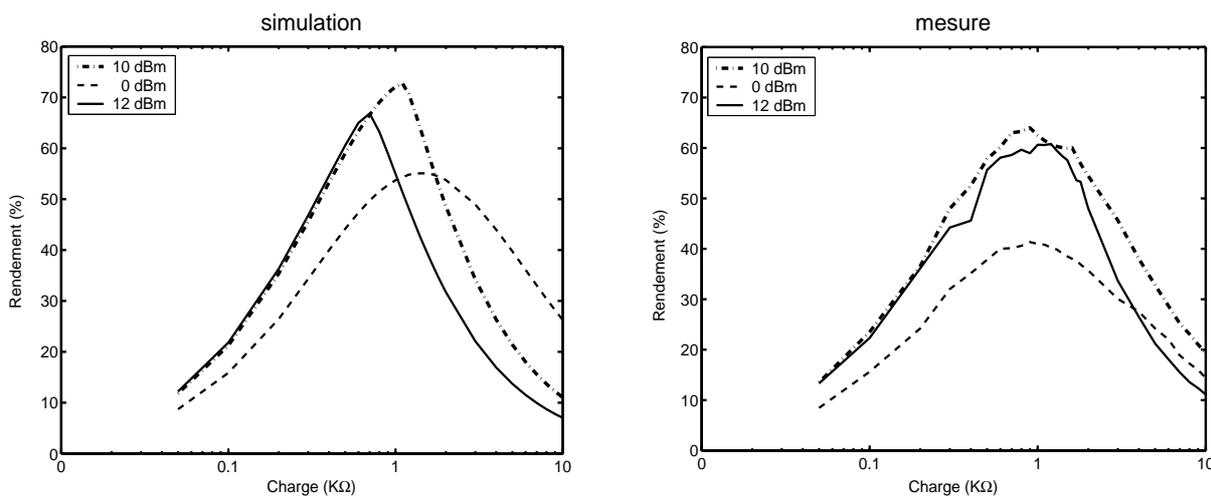


Figure III. 19 : Rendement en fonction de la charge R_L

Dans la première partie de ce troisième chapitre, nous avons présenté le circuit de conversion RF-DC en topologie série. Les différentes étapes de simulation et d’optimisation

effectuées sous ADS ont été rappelées. Un banc de mesure en conduit a, par la suite, été monté au laboratoire et utilisé pour une caractérisation expérimentale du circuit réalisé. Les résultats de mesures ont été présentés, analysés et comparés avec ceux obtenus par simulation. Les difficultés rencontrées lors de la conception de ce circuit et l'importance d'une modélisation rigoureuse des différentes parties du circuit de conversion ont été soulignées.

Nous passons maintenant au circuit en pont modifié à quatre diodes. Les mêmes étapes de simulation et d'optimisation ont été suivies. Les avantages de ce circuit par rapport aux circuits conventionnels seront présentés et discutés.

3. Circuit de conversion en pont modifié à 4 diodes

Nous présentons dans cette deuxième partie un circuit de conversion innovant (figure III.20) sous forme d'un pont modifié à 4 diodes Agilent [III.5]. Le circuit est en technologie micro-ruban [III.6], [III.7] et il fonctionne à 2.45 GHz. Pour avoir une structure compacte, deux boîtiers SOT 23 renfermant deux diodes chacun, l'un à anode commune HSMS 2863 et l'autre à cathode commune HSMS 2864, ont été utilisés. Le circuit est imprimé sur un substrat RT/Rogers Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 1.575$ mm, $\tan\delta = 0.0009$), il est alimenté par une ligne micro-ruban d'impédance caractéristique 50Ω ($W_1 = 4.8$ mm). Les différentes sections de ligne et la valeur de la charge R_L ont été optimisées, avec une puissance P_{RF} de 10 dBm, afin d'assurer une bonne adaptation à l'entrée et pour maximiser le rendement de conversion du circuit. Mis à part la ligne d'excitation, tous les autres tronçons de ligne ont une largeur (W_2) de 1 mm.

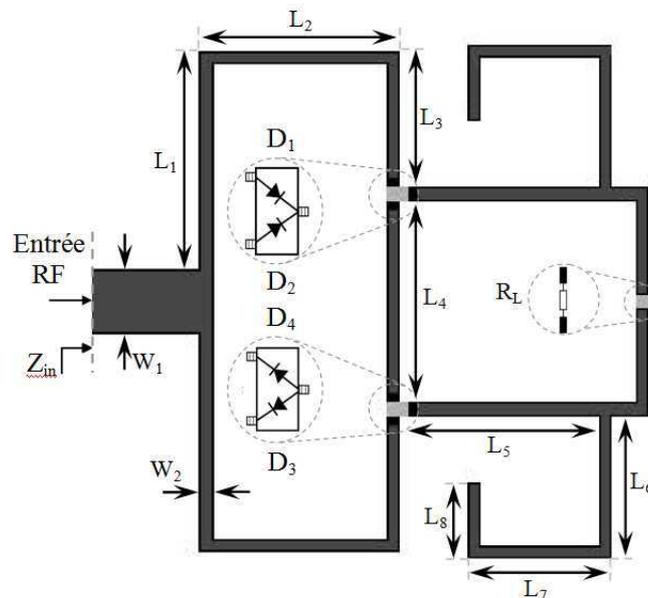


Figure III. 20 : Circuit de conversion en pont de diodes modifié

De par la symétrie du circuit, les diodes D_1 et D_3 présentent la même impédance. La puissance P_{RF} délivrée au circuit est répartie en deux entités égales qui se propagent en phase sur les lignes symétriques $L_1+L_2+L_3$ jusqu'aux diodes D_1 et D_3 . Chacune de ces diodes convertit la moitié de P_{RF} en puissance DC et engendre des harmoniques, qui sont indésirables. Les diodes internes D_2 et D_4 , toutes deux en série, sont connectées en parallèle avec R_L , elles se trouvent polarisées en inverse et ne participent donc pas au processus de conversion. Deux stubs quarts d'onde ont été utilisés de part et d'autre de R_L afin de stopper la puissance incidente à 2.45 GHz, lors de la procédure de mesure. La tension DC est prélevée

aux bornes d'une charge optimale de 1.05 k Ω sans contact avec le plan de masse, aucun via n'est utilisé. De plus, ce circuit ne contient pas de filtre d'entrée HF. Cela réduit considérablement ses dimensions et permet d'avoir une structure compacte (37 mm par 42 mm). En effet, la surface de ce circuit représente un tiers de celle du circuit série (95 mm par 47 mm).

Une variante de ce circuit en pont modifié a été présentée dans [III.1], [III.2]. Le circuit contient une capacité CMS de 33 pF placée en parallèle avec R_L et les stubs quarts d'onde sont remplacés par des stubs radiaux à 2.45 GHz. Le tableau III.4 montre les principales dimensions du circuit en pont étudié (figure III.20).

L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8	W_1	W_2	Longueur	Largeur
16.0	14.6	10.0	13.0	14.8	10.5	10.5	5.7	4.8	1.0	37	42

Tableau III. 4 : Dimensions du circuit en pont modifié (en mm)

3.1. Simulations ADS et études paramétriques

3.1.1. Influence de la ligne L_5

Les deux lignes symétriques L_5 entre les stubs quarts d'onde et les diodes permettent de compenser les parties réactives des impédances des diodes et contribuent à l'adaptation du circuit. La figure III.21 nous montre l'influence de L_5 sur le rendement du circuit, pour des puissances RF allant de -10 à 15 dBm par pas de 5 dBm. Les courbes de rendement montrent que la valeur optimale de L_5 ne dépend pratiquement pas de P_{RF} , elle est égale à 14.8 mm à 10 dBm.

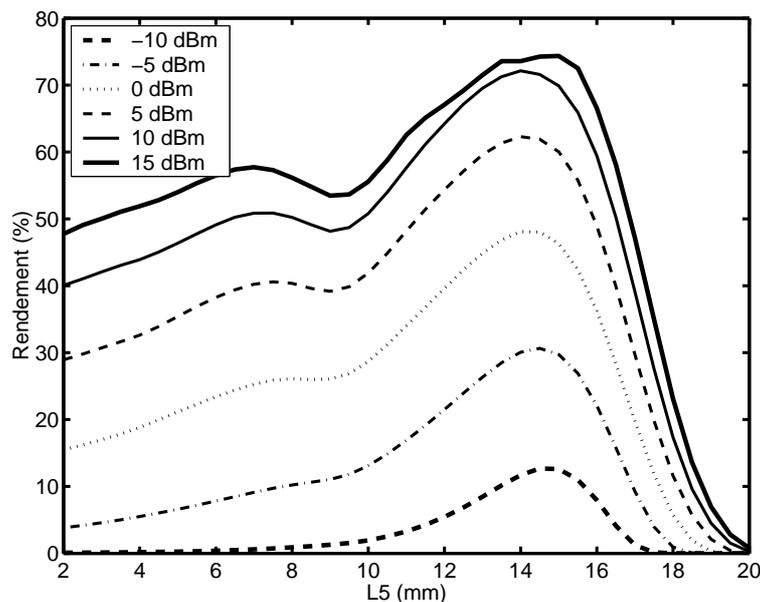


Figure III. 21 : Influence de la ligne L_5 sur le rendement

3.1.2. Influence de la charge R_L

Intéressons nous maintenant à l'influence de R_L sur le rendement et à la variation de sa valeur optimale en fonction de P_{RF} . La figure III.22 présente la variation du rendement, à 2.45 GHz, pour des valeurs de charge allant de 100 Ω à 10 k Ω . Les résultats montrent bien que la charge optimale est autour de 1 k Ω et qu'elle ne dépend que faiblement de P_{RF} sur toute la plage de puissance jusqu'à 15 dBm.

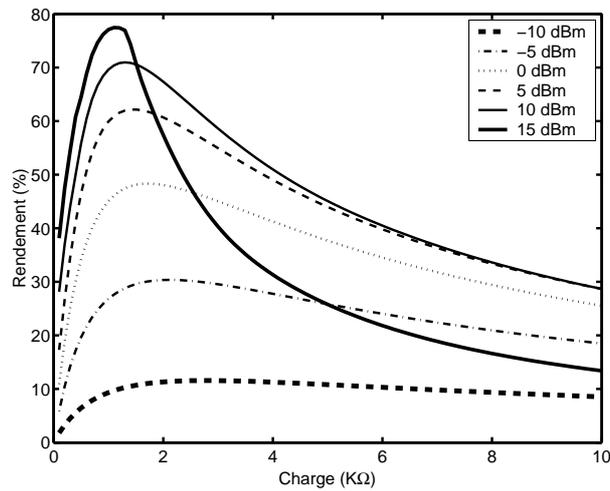


Figure III. 22 : Influence de la charge R_L sur le rendement

3.1.3. Niveau d'adaptation

La figure III.23 montre le S_{11} du circuit, simulé avec LSSP, sur la bande 2-3 GHz pour des puissances RF de -10 à 15 dBm. Le circuit en pont présente un bon niveau d'adaptation à 2.45 GHz, pour des puissances supérieures à 0 dBm ($S_{11} < -16$ dB). On remarque que sur toute la plage de puissance comprise entre -10 dBm et 15 dBm, et contrairement au circuit en topologie série, le maximum d'adaptation est toujours obtenu à 2.45 GHz.

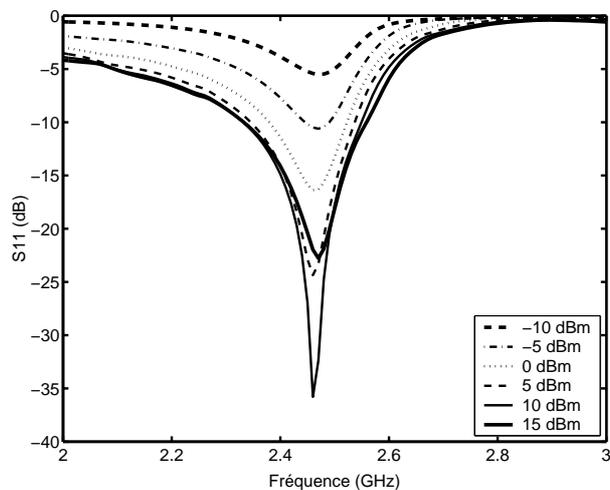


Figure III. 23 : S_{11} calculé avec LSSP pour différentes valeurs de P_{RF}

3.1.4. Bilan de puissance

De la même manière que pour le circuit série, nous évaluerons le rendement, les pertes dans les diodes ainsi que les pertes dues à la désadaptation à l'entrée du circuit. Commençons tout d'abord par les pertes dans les diodes D_1 à D_4 (figure III.20). La symétrie du circuit impose un fonctionnement identique pour les deux diodes externes D_1 et D_3 et également pour les deux diodes internes D_2 et D_4 . Les pertes totales dans les diodes sont le double des pertes dans chacun des boîtiers SOT 23. La figure III.24 montre la variation du pourcentage des pertes dans les diodes en fonction de la puissance RF entre -10 et 20 dBm. Les pertes dans D_2 et D_4 sont constantes, elles sont de l'ordre de 5 %. Ces deux diodes se comportent comme des résistances où les pertes sont proportionnelles à la puissance P_{RF} . Les pertes dans D_1 et D_3 varient en fonction de la puissance et elles sont minimales autour de 15 dBm. Entre 10 dBm et 15 dBm, les pertes dans D_1 , D_3 sont inférieures à celles de D_2 , D_4 .

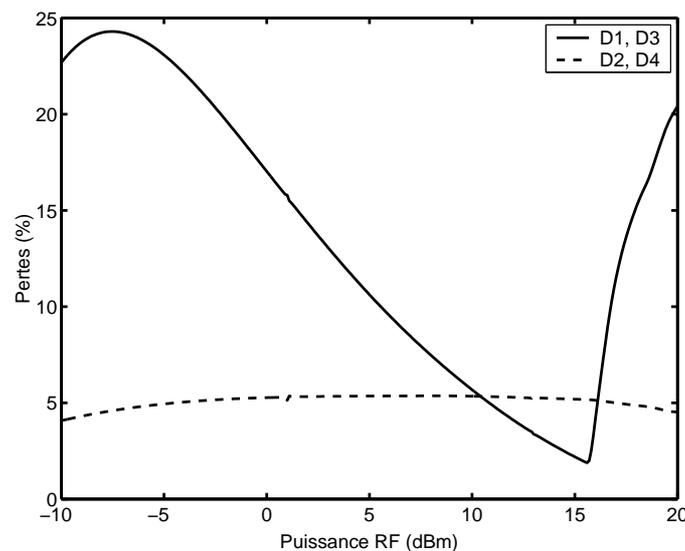


Figure III. 24 : Pertes dans les diodes D_1 - D_4

Le bilan de puissance déterminé à 2.45 GHz, pour des puissances allant de -10 dBm à 20 dBm, est présenté sur le tableau III.5. Les pertes dans les diodes et la puissance continue transmise à R_L sont exprimées à la fois en mW et sous forme d'un pourcentage de la puissance d'entrée. Les pertes par désadaptation (S_{11}) sont exprimées en dB, puis exprimé sous forme d'un pourcentage de P_{RF} .

Les pertes totales dans D_1 - D_4 restent comparables à celles du circuit série. De plus, elles sont réparties sur les quatre diodes, ce qui réduit de 75 % les pertes moyennes par diode. Les pertes dans les diodes sont les plus importantes et elles sont inversement proportionnelles à la puissance DC transmise à la charge. Les pertes qui sont dues à la désadaptation par

rapport au générateur RF (50 Ω) sont faibles, elles représentent moins de 1.25 % de P_{RF} entre 2 dBm et 16 dBm. Le rendement optimisé à 10 dBm est de 70 % et le rendement maximum est obtenu à 15 dBm, il est de 77 %. La dernière colonne du tableau III.5 montre la somme de toutes les pertes restantes. Ces pertes varient autour de 7 %, elles sont dissipées dans le substrat, les lignes de transmission, les harmoniques générées par les diodes, par rayonnement, ...

P_{RF} (dBm)	P_{DC} (mW)	Pertes D_1, D_3 (mW)	Pertes D_2, D_4 (mW)	Pertes diodes (mW)	S_{11} (dB)	η (%)	Pertes diodes (%)	Pertes S_{11} (%)	Autres pertes (%)
-10.00	0.0095	0.0227	0.0041	0.0535	-5.34	9.51	53.49	29.24	7.75
-8.00	0.0258	0.0384	0.0071	0.0911	-7.24	16.14	57.50	18.89	7.48
-6.00	0.0587	0.0598	0.0121	0.1439	-9.28	23.48	57.27	11.81	7.44
-4.00	0.1241	0.0880	0.0201	0.2161	-11.44	31.02	54.29	7.18	7.51
-2.00	0.2424	0.1243	0.0327	0.3140	-13.74	38.48	49.77	4.23	7.52
0.00	0.4562	0.1703	0.0527	0.4460	-16.26	45.62	44.60	2.37	7.42
2.00	0.8245	0.2273	0.0844	0.6233	-19.15	52.19	39.33	1.22	7.27
4.00	1.4542	0.2966	0.1342	0.8617	-22.71	57.94	34.30	0.54	7.22
6.00	2.4974	0.3785	0.2132	1.1834	-27.26	62.75	29.73	0.19	7.34
8.00	4.2067	0.4714	0.3383	1.6194	-30.78	66.67	25.67	0.08	7.58
10.00	7.0054	0.5679	0.5345	2.2050	-27.33	70.05	22.05	0.18	7.71
12.00	11.6206	0.6511	0.8384	2.9789	-23.45	73.32	18.80	0.45	7.44
14.00	19.1298	0.6960	1.3122	4.0164	-20.82	76.15	15.99	0.83	7.03
16.00	29.3898	1.6421	2.0435	7.3713	-19.78	73.83	18.52	1.05	6.60
18.00	31.6948	9.5847	3.0700	25.309	-15.12	50.23	40.12	3.07	6.58
20.00	34.5379	20.404	4.5189	49.845	-10.46	34.54	49.85	9.00	6.62

Tableau III. 5 : Bilan de puissance – rendement et pertes

3.1.5. Niveau des harmoniques

Le tableau III.6 montre le niveau des harmoniques, à l'entrée du circuit et aux bornes de R_L , normalisé par rapport à la puissance d'entrée. Les premiers harmoniques pairs à 4.9 et 9.8 GHz sont fortement atténués avec des niveaux de -50 dB. L'harmonique à 7.35 GHz est correctement atténué avec un niveau inférieur à -20 dB. Du côté DC, la charge R_L est isolée, la fréquence fondamentale ainsi que les harmoniques sont inférieurs à -31 dB.

Harmonique (GHz)	Entrée du circuit			Aux bornes de R_L			
	4.9	7.35	9.8	2.45	4.9	7.35	9.8
Puissance (dB)	-50	-20	-50	-88	-31	-108	-45

Tableau III. 6 : Niveau des harmoniques dans le circuit en pont modifié

3.2. Analyse du fonctionnement du circuit en pont

Nous allons tenter, dans cette partie de l'étude, d'analyser le fonctionnement du circuit en pont (figure III.25) et de définir des règles de conception et d'optimisation qui nous permettront, par la suite, d'améliorer les performances du circuit de conversion en termes de rendement et d'encombrement.

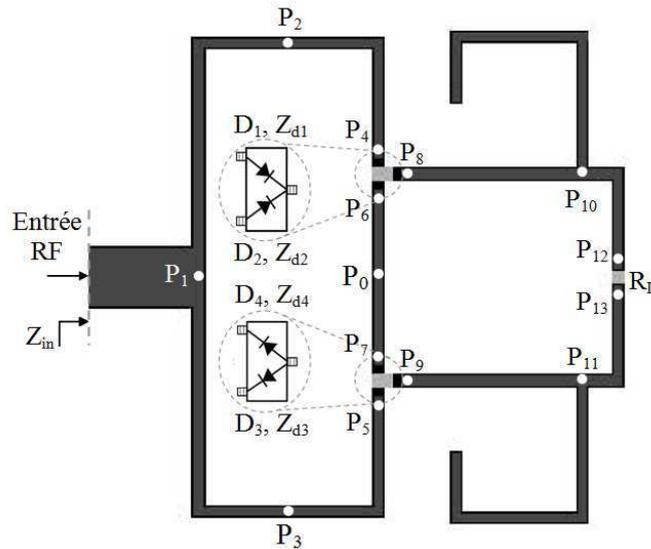


Figure III. 25 : Circuit de conversion RF-DC

L'analyse de la caractéristique I_V de la diode Schottky peut contribuer à l'explication du fonctionnement du circuit en pont modifié. Il est important de rappeler que ce circuit est auto-polarisé, aucune source extérieure d'énergie DC n'est utilisée pour polariser les diodes D_1 - D_4 . La figure III.26 montre la caractéristique I_V de la diode HSMS 2860. Sur la même figure, nous avons superposé la tension aux bornes de la diode D_1 pour une puissance d'entrée de 10 dBm. Trois tensions y sont tracées, elles correspondent à la source de courant non linéaire I_d (diode sans éléments parasites), à la diode sans boîtier SOT 23 et enfin à la diode avec son boîtier. Cette tension V_d peut être décomposée sous la forme donnée par l'équation (III.19).

$$V_d = -\frac{V_{DC}}{2} + \sum_{n=1}^{n=N} V_n \cos(n\omega t + \phi_n) \quad (\text{III.19})$$

Avec V_{DC} la tension continue aux bornes de R_L , ω la fréquence, Φ_n les phases des différentes composantes fréquentielles et N le nombre d'harmoniques considérés.

Pour simplifier l'étude et pouvoir exploiter dans une première approche les grandeurs tension et courant dans le domaine temporel, uniquement la source de courant non-linéaire (I_d) sera considérée dans le modèle électrique équivalent de la diode Schottky. Tous les autres éléments seront négligés. Lorsque la tension appliquée aux bornes de la diode est supérieure à la tension de seuil (~ 300 mV), la diode Schottky est passante. Dans le cas contraire, la diode est bloquée et le courant qui la traverse est quasi-nul.

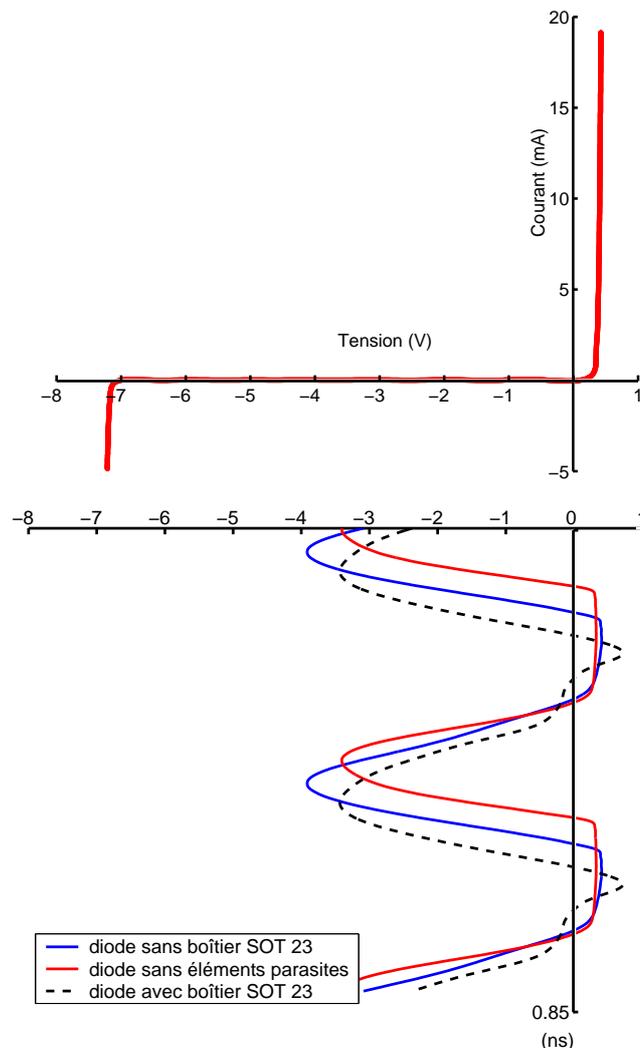


Figure III. 26 : Caractéristique IV de la diode HSMS 2860 et tension à ses bornes

La figure III.27 montre les tensions aux bornes des diodes D_1 - D_4 pour une puissance P_{RF} de 10 dBm. La figure III.28 présente les courants qui traversent ces mêmes diodes. Les résultats montrent que les deux diodes D_1 et D_3 sont passantes (courant non nul) durant les périodes où la tension est supérieure à la tension de seuil, et bloquées durant le reste du temps. Les deux diodes D_2 et D_4 , quand à elles, sont tout le temps bloquées et ne génèrent pas de puissance DC. Une analyse spectrale des tensions et courants des deux diodes D_1 et D_3 (D_2 et

D₄) montre que les composantes fréquentielles impaires (2.45 GHz, 9.8 GHz, ...) sont en opposition de phase, alors que les composantes fréquentielles paires (DC, 4.9 GHz, ...) sont en phase.

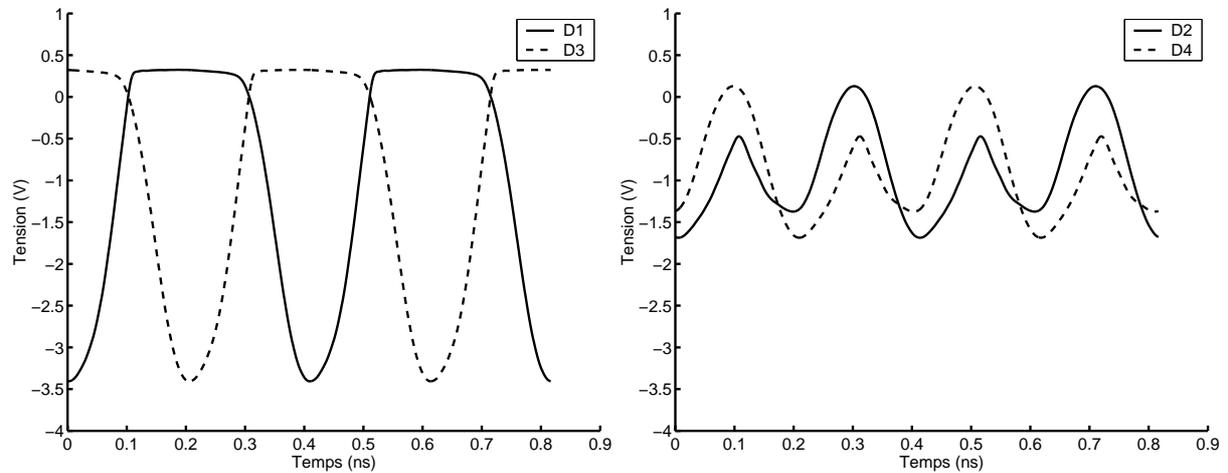


Figure III. 27 : Tensions aux bornes des diodes D₁-D₄ pour P_{RF} = 10 dBm

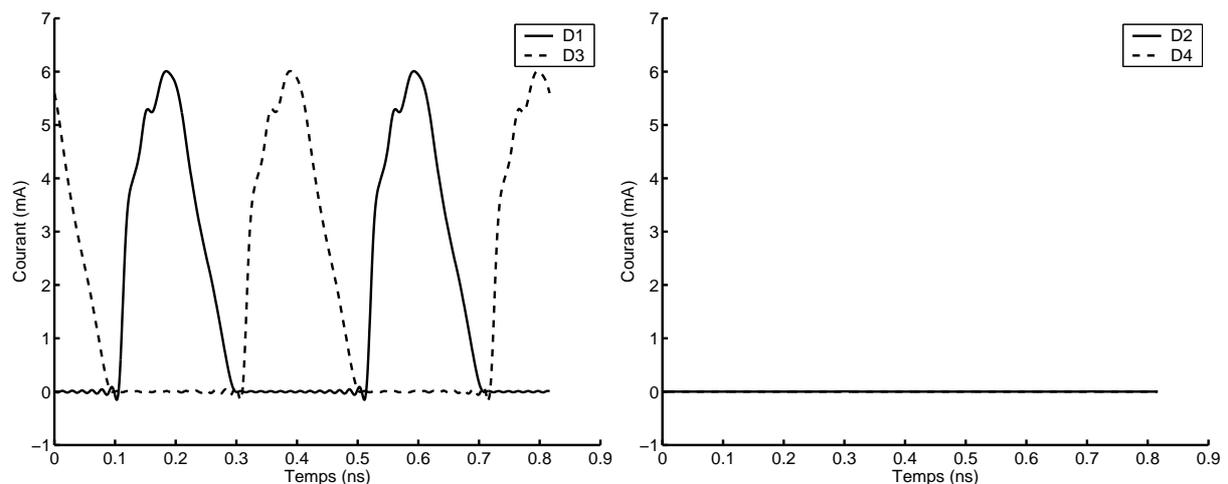


Figure III. 28 : Courants des diodes D₁-D₄ pour P_{RF} = 10 dBm

Nous allons maintenant approfondir l'analyse du circuit en pont modifié en se basant sur les impédances des diodes D₁ et D₃. Les deux autres diodes D₂ et D₄ étant bloquées, elles ne participent pas au processus de conversion RF-DC. Les impédances Z_{d1} et Z_{d3} sont déterminées dans un premier temps en fonction de la charge R_L , puis en fonction de la puissance d'entrée P_{RF} .

Pour une puissance d'entrée de 10 dBm, la variation de l'impédance (résistance et réactance) des diodes D₁ et D₃ sur la plage 0-3 k Ω , à 2.45 GHz, est exposée sur la figure III.29 (a). La charge R_L affecte le courant DC et modifie l'impédance des diodes. La charge

optimale du circuit est de $1.05 \text{ k}\Omega$ et l'impédance des deux diodes dans ces conditions est $Z_{d1,3} = (100-j179) \Omega$.

Si on se place à charge constante ($1.05 \text{ k}\Omega$), et on fait varier la puissance d'entrée, on obtient les résultats que montre la figure III.29 (b). L'impédance des diodes varie en fonction de la puissance, et plus particulièrement sa partie réelle. En effet, elle varie de 30 à 110Ω sur la plage de -10 à 15 dBm , alors que sa réactance varie uniquement entre $-j200$ et $-j180 \Omega$. La diode HSMS 2860 présente des non-linéarités, son impédance dépend de la tension à ses bornes, et elle est affectée à la fois par R_L et P_{RF} .

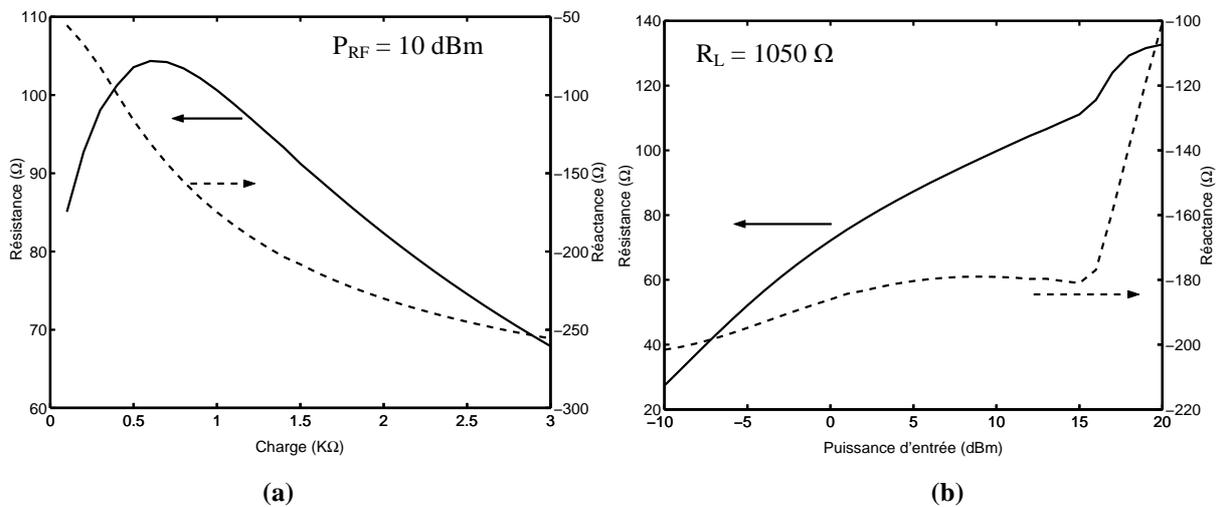
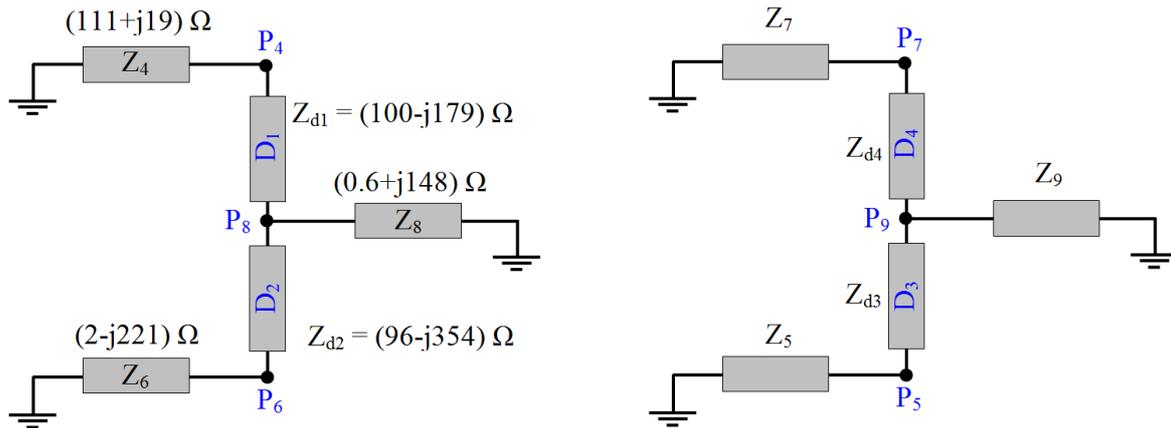


Figure III. 29 : Impédance des diodes D_1 et D_3 . (a) vs charge. (b) vs P_{RF}

Pour maximiser le rendement de conversion RF-DC, il faut transférer le maximum de puissance P_{RF} aux diodes D_1 et D_3 . Il faut assurer une adaptation d'impédance, soit au niveau des points P_4 et P_5 , soit directement à l'entrée RF (figure III.25). Les deux diodes D_1 et D_3 sont symétriques, elles sont traversées par le même courant DC et présentent la même impédance à 2.45 GHz. Les diodes D_2 et D_4 ont également la même impédance dynamique. A 2.45 GHz, la ligne L_5 (figure III.20) terminée par un court circuit au point P_{10} ramène une impédance imaginaire inductive au point P_8 ($Z_8 \approx +j148 \Omega$), et réduit la capacitance de D_1 . La longueur d'onde effective (λ_{eff}) sur la ligne L_5 est de 92.8 mm et l'impédance ramenée sur cette ligne est imaginaire (capacitive ou inductive).

La figure III.30 montre la disposition des impédances des diodes D_1 - D_4 et celles aux points de connections des deux boîtiers SOT 23. Z_{d1} , Z_{d2} , Z_{d3} et Z_{d4} sont les impédances série des diodes D_1 - D_4 , respectivement. Z_4 , Z_5 , Z_6 , Z_7 , Z_8 et Z_9 sont les impédances aux points P_4 - P_9 par rapport au plan de masse du circuit.

Figure III. 30 : Schéma des impédances des diodes D_1 - D_4

Le tableau III.7 montre les impédances des diodes D_1 , D_2 et celles aux points P_4 , P_6 et P_8 , à 2.45 GHz et pour une puissance d'entrée de 10 dBm. Toutes les impédances ont été déterminées avec le logiciel ADS, en utilisant des sondes de tension et de courant. Le calcul des impédances a été effectué dans le domaine fréquentiel, en utilisant les amplitudes et les phases des grandeurs tension et courant à 2.45 GHz. L'impédance Z_4 est égale à $(111+j19) \Omega$. La largeur des lignes $L_1 - L_2 - L_3$ ($W_1 = 1$ mm, $Z_c = 114 \Omega$) a été choisie de telle sorte à assurer l'adaptation au niveau de l'entrée RF. L'impédance d'entrée (Z_{in}) est égale à $(51-j4) \Omega$ et le niveau d'adaptation à 2.45 GHz est de -27 dB.

Impédance	Partie réelle (Ω)	Partie imaginaire (Ω)
Z_{d1}	100	-j179
Z_{d2}	96	-j354
Z_4	111	+j19
Z_6	2	-j221
Z_8	0.6	+j148

Tableau III. 7 : Impédances des diodes à 2.45 GHz ($P_{RF} = 10$ dBm)

L'impédance Z_4 est traduite mathématiquement par les équations (III.20) et (III.21).

$$\text{Reel}[Z_4] = \text{Reel}[Z_{d1} + Z_8 // (Z_{d2} + Z_6)] \quad (\text{III.20})$$

$$\text{Imag}[Z_4] = \text{Imag}[Z_{d1} + Z_8 // (Z_{d2} + Z_6)] \quad (\text{III.21})$$

Les mêmes équations peuvent être définies pour la diode D_3 au point P_5 . L'impédance Z_5 est donnée par les deux équations (III.22) et (III.23).

$$\text{Reel}[Z_5] = \text{Reel}[Z_{d3} + Z_9 // (Z_{d4} + Z_7)] \quad (\text{III.22})$$

$$\text{Imag}[Z_5] = \text{Imag}[Z_{d3} + Z_9 // (Z_{d4} + Z_7)] \quad (\text{III.23})$$

L'impédance Z_6 à 10 dBm est égale à $(2-j221) \Omega$, elle est quasiment imaginaire. Comme le circuit est symétrique, les courants à 2.45 GHz arrivent au point P_0 (figure III.25) en opposition de phase et engendre un circuit ouvert. Par conséquent, l'impédance au point P_6 est imaginaire.

Pour assurer une adaptation d'impédance directement au niveau des diodes D_1 et D_3 , et en négligeant les parties réelles de Z_6 , Z_7 , Z_8 et Z_9 , les équations (III.20) à (III.23) deviennent :

$$\text{Reel}[Z_4] = \text{Reel}[Z_{d1}] = Z_1 = 2 \times Z_0 \quad (\text{III.24})$$

$$\text{Imag}[Z_{d1} + Z_8 // (Z_{d2} + Z_6)] = 0 \quad (\text{III.25})$$

$$\text{Reel}[Z_5] = \text{Reel}[Z_{d3}] = Z_1 = 2 \times Z_0 \quad (\text{III.26})$$

$$\text{Imag}[Z_{d3} + Z_9 // (Z_{d4} + Z_7)] = 0 \quad (\text{III.27})$$

Où Z_0 et Z_1 sont les impédances caractéristiques des lignes de largeurs W_1 et W_2 , respectivement.

Passons maintenant à l'harmonique d'ordre 2 à 4.9 GHz. L'objectif étant de définir les conditions qui permettront de confiner la puissance générée par D_1 et D_3 à l'intérieur de la boucle (P_1 , P_2 , P_0 , P_3 , P_1). La symétrie du circuit impose des courts circuits aux points P_1 et P_0 , à 4.9 GHz. Les deux points P_2 et P_3 (milieux des deux lignes L_2) sont situés à une demi-longueur d'onde de P_1 , ils agissent comme des courts circuits. Ses résultats seront par la suite illustrés par la cartographie du courant surfacique (figures III.34). La longueur totale de la boucle (P_1 , P_2 , P_0 , P_3 , P_1) est de deux fois la longueur d'onde à 4.9 GHz. L'impédance des diodes D_1 et D_3 , calculée par ADS, est de $(+j190) \Omega$ et celle des diodes D_2 et D_4 est de $(-j175) \Omega$. La somme des impédances des quatre diodes reste faible, elle est de $(+j30) \Omega$. La quasi-totalité de la puissance générée à 4.9 GHz par D_1 et D_3 est dissipée dans les diodes D_2 et D_4 .

La longueur totale (L_{tot}) de la boucle (P_1, P_2, P_0, P_3, P_1) peut être formulée par l'équation (III.28), (n) étant un entier supérieur à zéro et (λ_{eff}) la longueur d'onde effective à 4.9 GHz ($\lambda_{eff} = 46.3$ mm).

$$L_{tot} = n \cdot \lambda_{eff} \quad (III.28)$$

3.3. Simulations FDTD

Pour introduire et valider l'outil de simulation global basé sur la FDTD, le circuit en pont modifié (figure III.20) a été simulé et son rendement de conversion, en fonction de P_{RF} , déterminé. Les résultats obtenus seront comparés avec ceux d'ADS et validés par des mesures en conduit. Dans toutes les simulations FDTD, le nombre de couches absorbantes UPML est de 10 dans chacune des directions et l'ordre de la variation polynomiale de la conductivité (σ) est $m = 3$. De plus, pour discrétiser toutes les parties du circuit par un nombre entier de mailles et avoir plus de précision, le maillage non uniforme a été utilisé. Les plus petites mailles dans les trois directions x, y et z sont $dx = 0.457$ mm, $dy = 0.4667$ mm et $dz = 0.7875$ mm. Le pas dz a été choisi pour modéliser correctement le substrat ($h=1.575$ mm) avec deux mailles. Le nombre de mailles dans les trois directions x, y et z sont de 168, 172 et 49, respectivement. Le pas temporel dt utilisé est de 0.9551 ps et le nombre total d'itérations est de 30000. Les simulations ont été effectuées sur une machine à deux processeurs, de quatre cœurs chacun (3 GHz de vitesse et 24 Go de RAM). Le code FDTD développé a été parallélisé sur la totalité des processeurs. La durée moyenne d'une simulation est de 30 à 40 minutes.

3.3.1. Rendement de conversion RF-DC

Le circuit est alimenté par un générateur de tension (V_s) à 2.45 GHz, muni d'une résistance interne $R_s = 50 \Omega$. La tension du générateur varie de 0.5 à 3 V et la puissance théorique maximale injectée dans le circuit varie dans la plage 0.6 - 22.5 mW. La charge R_L est fixée à 1.05 k Ω . Le tableau III.8 montre les résultats de la simulation FDTD du circuit en pont, une comparaison avec les mesures sera effectuée dans le paragraphe 3.4. On voit que la puissance de sortie varie de 0.3 mW à 15 mW et le rendement (η) passe de 43% à 67%.

V_S (V)	P_{RF} (mW)	V_{DC} (V)	P_{DC} (mW)	η (%)
0.5	0.625	0.529	0.267	42.64
1	2.5	1.2144	1.41	56.18
1.5	5.625	1.915	3.49	62.10
1.6	6.4	2.055	4.02	62.84
1.7	7.225	2.1954	4.59	63.53
1.8	8.1	2.3338	5.19	64.04
1.9	9.025	2.4753	5.84	64.66
2	10	2.61	6.49	64.88
2.1	11.025	2.7512	7.21	65.39
2.2	12.1	2.8888	7.95	65.68
2.3	13.225	3.0264	8.72	65.96
2.4	14.4	3.1641	9.54	66.21
2.5	15.625	3.2988	10.36	66.33
2.6	16.9	3.4356	11.24	66.52
2.7	18.225	3.5701	12.14	66.60
2.8	19.6	3.7047	13.07	66.69
2.9	21.025	3.8357	14.01	66.64
3	22.5	3.9678	14.99	66.64

Tableau III. 8 : Rendement du circuit de conversion (simulation FDTD)

3.3.2. Influence d'une onde plane incidente sur le rendement

Avant d'effectuer les mesures en rayonné de la rectenna complète, nous avons essayé au travers des simulations FDTD de voir l'influence d'une onde plane incidente sur le fonctionnement du circuit de conversion. Dans un premier temps, le circuit de conversion a été alimenté par une tension V_s de 2 V délivrée par un générateur de tension, muni d'une résistance interne de 50 Ω . Par la suite, nous avons effectué un autre type de simulation qui consiste à alimenter le circuit par la même tension V_s et de l'exposer à une onde plane d'une intensité de 25 V/m (0.166 mW/cm²), en incidence normale.

Les tensions DC aux bornes de la charge optimale (1.05 k Ω), avec et sans onde plane, sont tracées sur la figure III.31. Des tensions de 2.58 et 2.61 V ont été obtenues avec et sans onde plane. Les rendements de conversion correspondants sont de 63.35 et 64.9 %, respectivement. Cette différence de 30 mV se traduit par une différence de moins de 2 % sur le rendement du circuit.

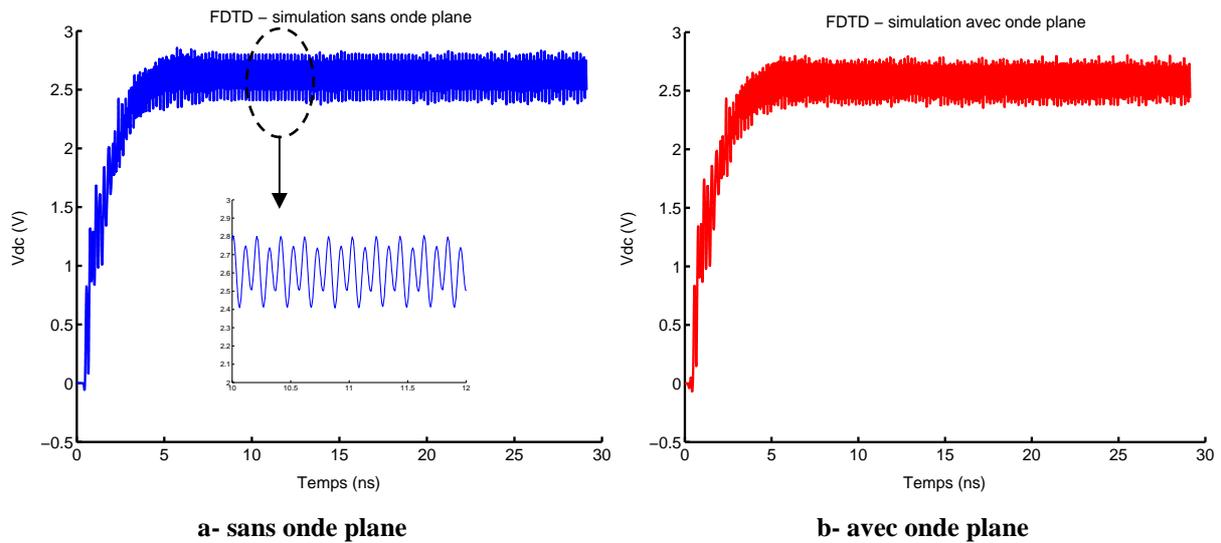


Figure III. 31 : Variation temporelle de la tension de sortie aux bornes de R_L

Intéressons nous maintenant à la distribution du courant surfacique sur le circuit étudié, avec et sans exposition à une onde plane incidente. Les cartographies du courant surfacique dans le domaine temporel sont difficilement exploitables à cause de la caractéristique non linéaire du circuit de conversion. En effet, le spectre du champ électromagnétique contient à la fois une composante DC, la fréquence fondamentale et des harmoniques d'ordre supérieur. Pour passer dans le domaine fréquentiel et obtenir les cartographies du courant surfacique pour chacune des composantes fréquentielles, la Transformée de Fourier Discrète (TFD) à été utilisée. L'étude sera limitée aux premières composantes fréquentielles jusqu'à 7.35 GHz. Pour les composantes fréquentielles d'ordre supérieur, leurs niveaux sont faibles et peuvent par conséquent être négligées. L'amplitude de la densité de courant surfacique J_s (A/m) est calculée à partir des composantes tangentielles H_x et H_y du champ magnétique, elle est donnée par l'équation (III.29).

$$J_s = \sqrt{H_x^2 + H_y^2} \quad (\text{III.29})$$

Les cartographies du courant surfacique des 4 premières composantes fréquentielles ont été déterminées. Les figures III.32 (a) à III.35 (a) montrent les cartographies de courant surfacique sans onde plane et celles de gauche représentent les cartographies avec onde plane. Pour chacune des composantes fréquentielles, la même échelle est utilisée. Les résultats montrent que les cartographies avec et sans onde plane sont similaires. Les différences éventuelles entre ces cartographies sont difficilement perceptibles.

Ces résultats montrent que l'exposition du circuit de conversion à un champ électromagnétique modifie très peu la tension DC.

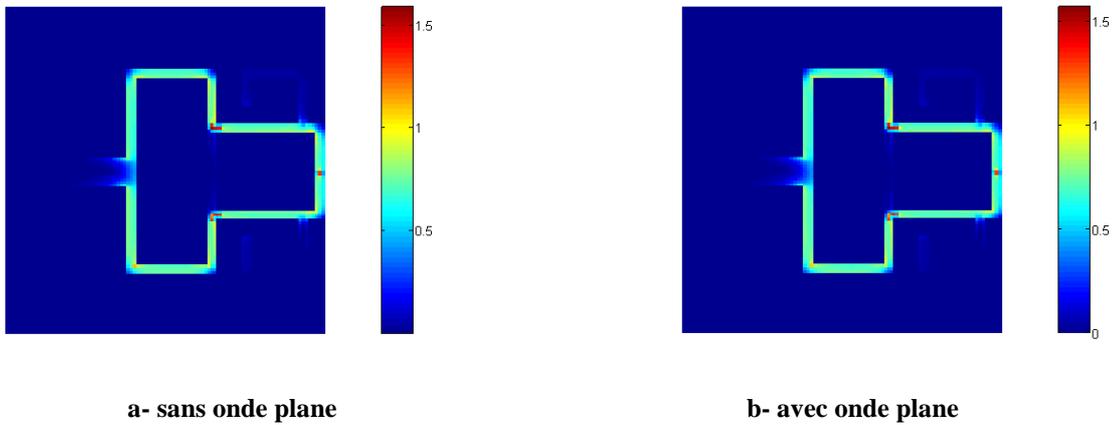


Figure III. 32 : Distribution du courant DC

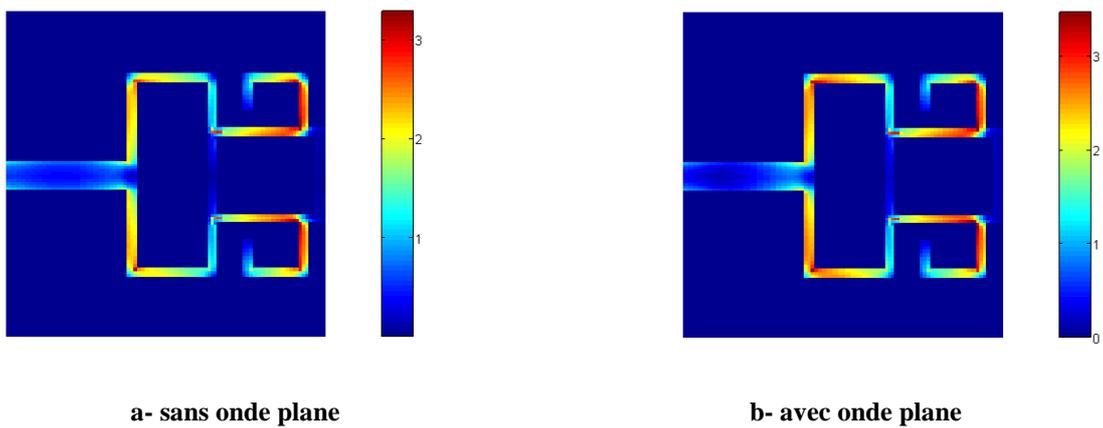


Figure III. 33 : Distribution du courant à 2.45 GHz

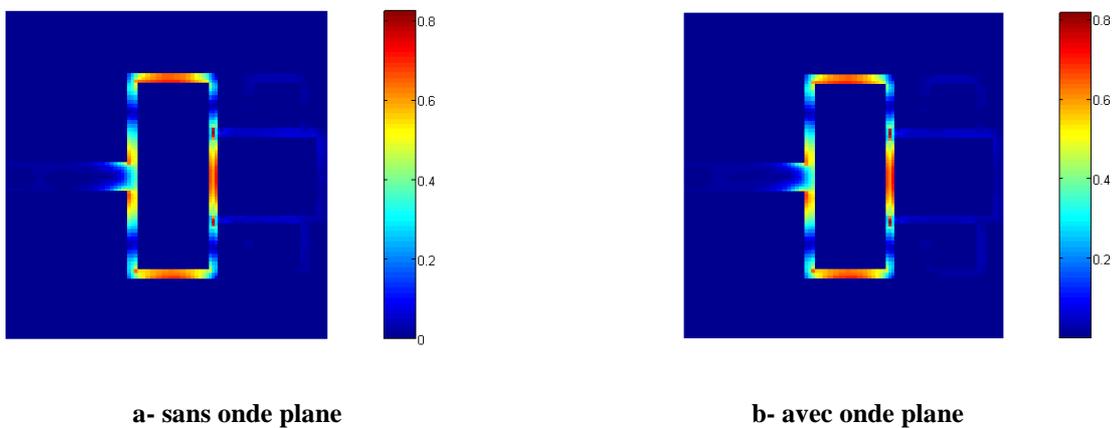


Figure III. 34 : Distribution du courant à 4.9 GHz

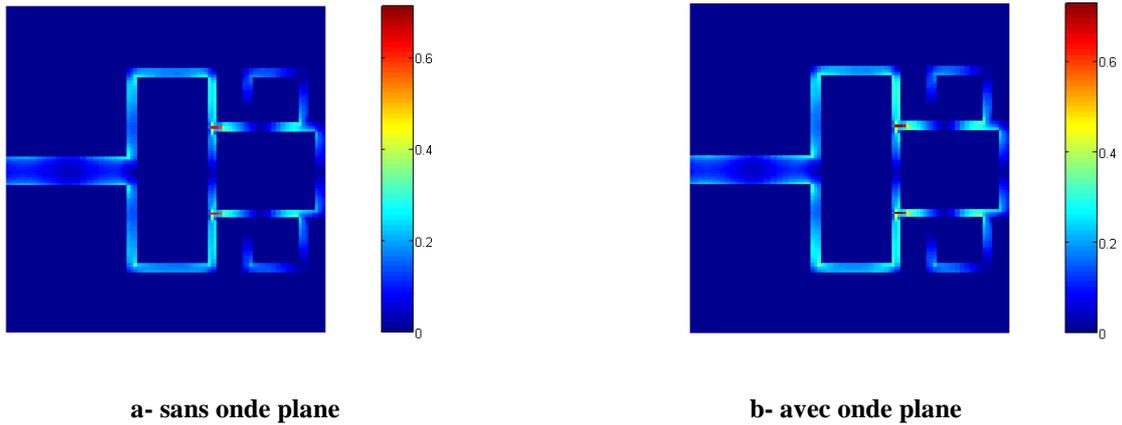


Figure III. 35 : Distribution du courant à 7.35 GHz

3.4. Réalisation et mesures - comparaison avec les simulations

Le circuit en pont a été réalisé et mesuré en conduit (figure III.36), la tension DC et le rendement mesurés sont comparés avec les simulations ADS et FDTD et les résultats sont exposés sur la figure III.37.

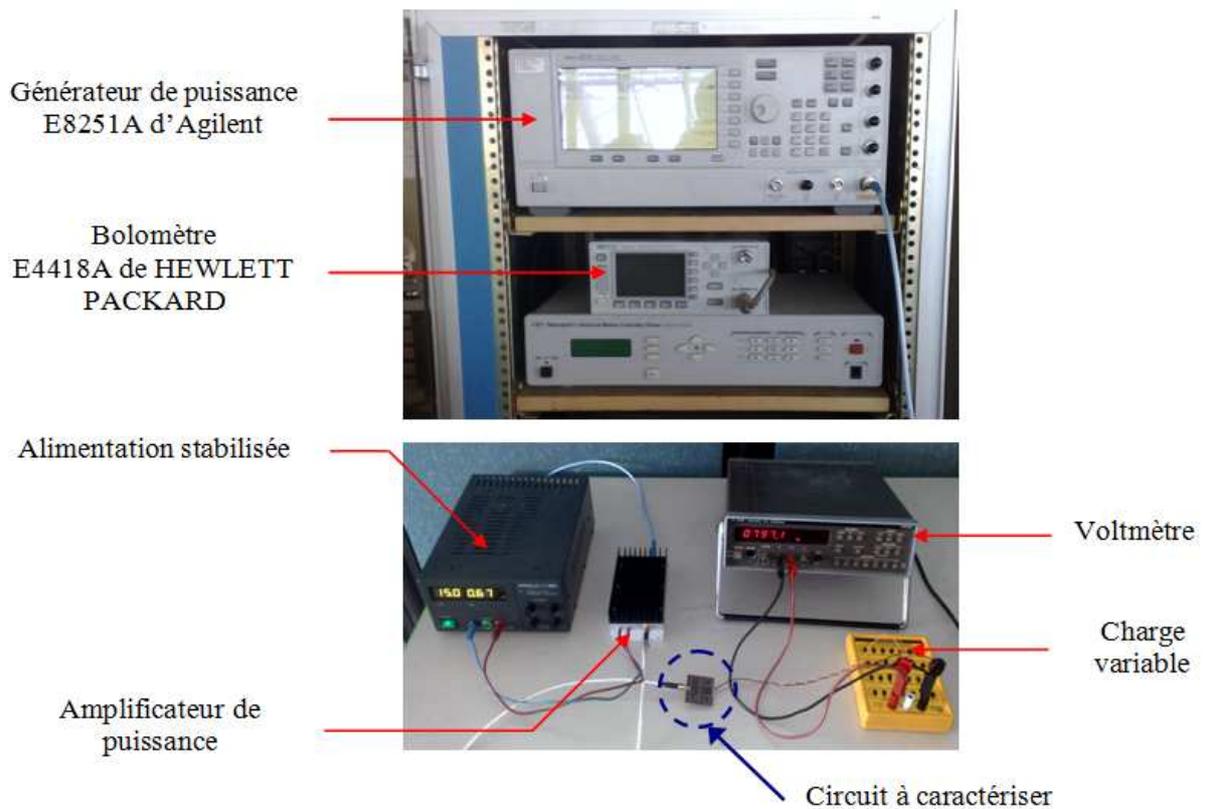


Figure III. 36 : Banc expérimental pour mesurer le circuit en pont modifié

On remarque que les allures des courbes simulées et mesurée sont similaires. Les tensions obtenues à 16 mW par ADS, FDTD et la mesure sont de 3.5, 3.34 et 3.16 V, respectivement. Les rendements correspondants à ces tensions sont de 73, 66.5 et 60 %. Sur la totalité de la plage 0-16 mW, les différences entre les rendements mesurés et ceux obtenus avec la FDTD sont inférieures à 7 %. Comparée avec le logiciel ADS, la méthode FDTD est capable de mieux prédire la sortie DC du circuit. Ces résultats permettent de valider l'outil de simulation globale FDTD développé dans le cadre de ce travail de thèse.

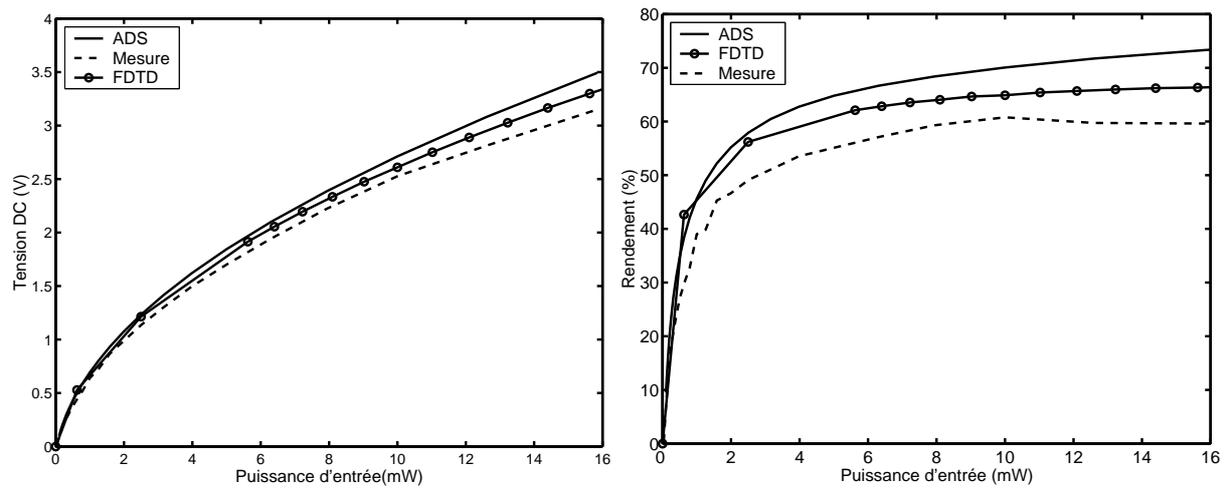


Figure III. 37 : Tension DC et rendement - comparaison entre simulations et mesures

Dans cette deuxième partie de ce chapitre, un circuit de conversion original sous forme d'un pont modifié à quatre diodes Schottky a été conçu, réalisé et mesuré. Le circuit ne contient ni filtre d'entrée HF ni vias de retour à la masse, cela réduit considérablement ses dimensions et permet d'avoir une structure compacte et à faible coût.

Dans ce circuit, uniquement les deux diodes externes D_1 et D_3 participent au processus de conversion et de génération de la puissance DC. Les deux diodes internes D_2 et D_4 sont polarisées en inverse et se comportent comme des éléments linéaires passifs.

L'outil de simulation global basé sur la méthode FDTD a été introduit. Les résultats obtenus montrent que cette méthode prédit mieux la sortie DC (tension et rendement) du circuit de conversion que le logiciel ADS.

L'impact d'une onde plane incidente sur le rendement de conversion du circuit a été étudié et des cartographies de courant surfacique, avec et sans onde plane, ont été tracées et

comparées. Nous avons pu constater qu'un champ électromagnétique incident modifie la sortie DC du circuit, mais son impact reste limité.

Nous proposons dans la suite de ce chapitre une structure de conversion symétrique, à base de deux diodes, plus compacte et plus simple.

4. Circuit de conversion double diode

La troisième structure développée (figure III.38) est à base d'un circuit de conversion simple et compact [III.8], contenant deux diodes Schottky D_1 et D_2 . Le circuit de conversion fonctionne à 2.45 GHz, il est alimenté par une ligne micro-ruban d'impédance caractéristique égale à 50Ω . Au point P_0 , la puissance incidente à 2.45 GHz est divisée en deux entités de même puissance et en phase. Vu la symétrie du circuit, les diodes D_1 et D_2 ont la même impédance. Par conséquent, chacune de ces diodes convertit la moitié de la puissance incidente en puissance DC. Toutefois, ce processus de conversion engendre des harmoniques d'ordre supérieur. Deux stubs quarts d'onde ont été utilisés pour filtrer la puissance à 2.45 GHz et isoler ainsi la charge R_L . La ligne (L) entre les stubs et les diodes a été optimisée pour compenser la réactance des diodes D_1 et D_2 et assurer, en partie, l'adaptation. La largeur des deux lignes symétriques entre P_0 et D_1 , D_2 a été optimisée pour avoir une impédance caractéristique égale à la résistance des diodes D_1 et D_2 et assurer l'adaptation. La symétrie du circuit impose une faible impédance au point P_0 (court circuit) à 4.9 GHz. A la même fréquence, les diodes D_1 et D_2 sont placées sur des circuits ouverts, ce qui permet de confiner toute la puissance entre P_0 et les diodes D_1 et D_2 . La mesure de la tension de sortie $V_{dc} = V_1 - V_2$ se fait sur la face avant du circuit sans contact avec le plan de masse. Ce circuit ne contient ni filtre HF ni vias de retour à la masse, ce qui rend la structure plus compacte et à faible coût.

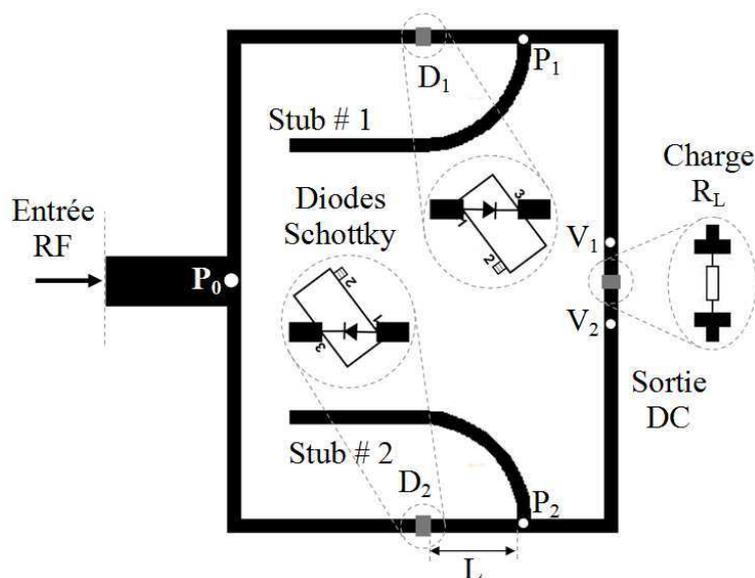


Figure III. 38 : Circuit de conversion double diode

4.1. Résultats des simulations ADS

Le substrat RT/Rogers Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 1.575$ mm, $\tan\delta = 0.0009$) est le seul substrat utilisé dans les précédentes réalisations. Dans cette étude, quatre circuits ont été étudiés (tableau III.9). Deux substrats et deux types de diodes ont été utilisés. Notre objectif est d'aboutir à une structure plus compacte, plus performante et à moindre coût. Les substrats FR4 ($\epsilon_r = 4.4$, $h = 1.58$ mm, $\tan\delta = 0.02$) et Arlon 25N ($\epsilon_r = 3.38$, $h = 1.524$ mm, $\tan\delta = 0.0025$) seront utilisés dans cette étude, qui se veut comparative. Ces deux substrats sont à faibles coût et présentent des pertes supérieures à celle du premier substrat. Nous déterminerons jusqu'à quel point le rendement de conversion sera affecté par ces pertes. Les deux diodes Schottky HSMS 2860 et HSMS 2820 [III.3] ont été utilisées. Leurs principales caractéristiques sont rappelées et comparées dans le tableau III.10. La diode 2820 est particulièrement adaptée pour des puissances RF importantes ($B_V = 15$ V). Toutefois, elle présente une capacité de jonction C_{j0} plus importante que celle de la 2860. Les résistances série R_s des deux diodes sont comparables (5 et 6 Ω).

Les quatre circuits du tableau III.9 ont la même topologie, ils ont été optimisés à 2.45 GHz pour des puissances d'entrée de 10 dBm (circuits 1 et 3) et 13 dBm (circuits 2 et 4) et ils présentent des charges optimales et des dimensions différentes les uns des autres.

Circuit	Type de diode	Substrat	Charge optimale (Ω)
1	HSMS 2860	Arlon 25N	500
2	HSMS 2820	Arlon 25N	1050
3	HSMS 2860	FR4	750
4	HSMS 2820	FR4	1100

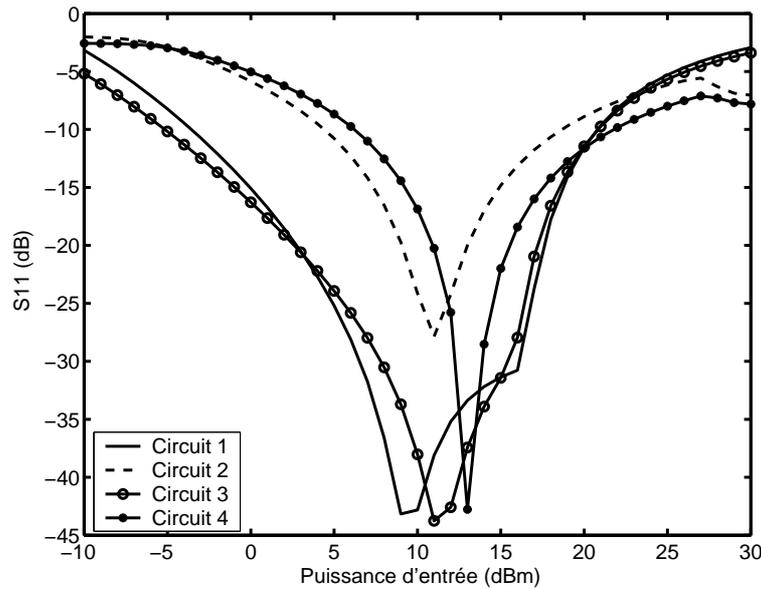
Tableau III. 9 : Paramètres des circuits de conversion développés

	HSMS 2860	HSMS 2820
B_V (V)	7	15
C_{j0} (pF)	0.18	0.7
I_S (A)	5E-8	2.2E-8
R_s (Ω)	5	6

Tableau III. 10 : Principaux paramètres des diodes HSMS 2860 et 2820

4.1.1. Niveau d'adaptation (S_{11})

La figure III.39 montre les pertes par réflexion (S_{11}), des circuits 1 à 4, sur la bande de puissance de -10 à 30 dBm. La fréquence est fixée à 2.45 GHz et la charge R_L est optimale. Les résultats montrent une bonne adaptation ($S_{11} < -20$ dB) des quatre circuits autour du niveau de puissance pour lequel ils ont été optimisés.

Figure III. 39 : S_{11} en fonction de la puissance P_{RF}

4.1.2. Niveau des harmoniques

Le tableau III.11 présente le niveau de puissance normalisé des harmoniques à l'entrée du circuit et aux bornes de R_L . On peut noter que les premiers harmoniques à l'entrée sont suffisamment faibles pour ne pas utiliser un filtre HF. Toutefois, pour les circuits 2 et 4 qui sont à base des diodes 2820, les harmoniques sont mieux atténués. Cela peut être expliqué par une tension B_V importante des diodes HSMS 2820 qui fait que les harmoniques commencent à apparaître à des puissances beaucoup plus importantes. La même situation est observée du côté DC, où R_L est correctement isolée.

fréquence (GHz)		Entrée (dB)			Charge R_L (dB)			
		4.9	7.35	9.8	2.45	4.9	7.35	9.8
Circuit n°	1	-75	-20	-70	-85	-24	-80	-27
	2	-100	-40	-120	-68	-40	-115	-35
	3	-100	-20	-105	-100	-27	-105	-35
	4	-88	-28	-85	-66	-28	-83	-43

Tableau III. 11 : Niveaux des harmoniques à l'entrée du circuit et aux bornes de R_L

4.1.3. Rendement de conversion RF-DC

Sur la figure III.40, nous présentons le rendement de conversion simulé, à 2.45 GHz, sur la bande de -10 à 30 dBm. Les deux circuits 2 et 4 permettent de convertir des puissances RF plus importantes comparés au deux circuits 1 et 3. Cela est dû essentiellement aux tensions B_V des deux diodes. On note aussi que le rendement des circuits 2 et 4 varie peu dans la bande de puissance allant de 10 à 27 dBm.

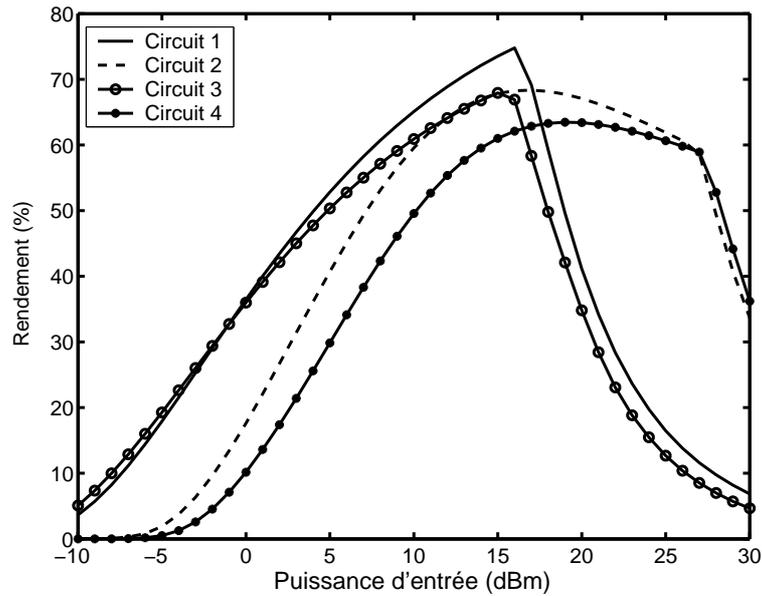


Figure III. 40 : Rendement en fonction de P_{RF}

Pour expliquer ce résultat, nous avons calculé les impédances des diodes 2860 et 2820, avec ADS, en utilisant le circuit que montre la figure III.41. La tension (V_d) aux bornes de la diode ainsi que le courant (I_d) qui la traverse sont déterminés à l'aide de sondes. L'impédance de la diode est calculée en utilisant les spectres (amplitude et phase) de V_d et I_d à 2.45 GHz. Les parties réelles et imaginaires de ces impédances, en fonction de P_{RF} , sont exposées sur la figure III.42. La charge R_L est la même dans les deux cas, elle est fixée à 1.05 k Ω . Les résultats montrent que la partie réelle de l'impédance de la diode 2820, contrairement à celle de la 2860, varie peu en fonction de la puissance. Les réactances de ces deux diodes, quand à elles, présentent la même variation. Le changement d'allure de l'impédance de la diode 2860, à 17 dBm, est dû à sa tension inverse de claquage ($B_v = 7$ V). L'impédance d'entrée des circuits 2 et 4 est moins affectée par la variation des impédances des diodes HSMS 2820 que celle des circuits 1 et 3.

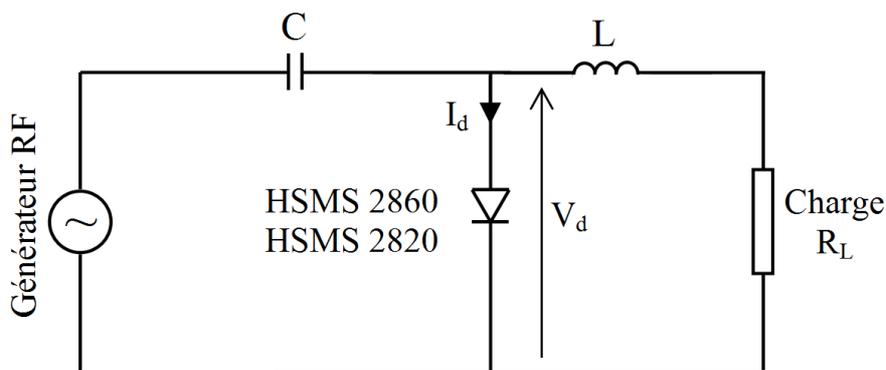


Figure III. 41 : Calcul de l'impédance des diodes HSMS 2860 et 2820

Les circuits 3 et 4 imprimés sur le substrat FR4 exhibent des rendements inférieurs à ceux des deux circuits 1 et 2. Contrairement au substrat Arlon, le FR4 présente une tangente de pertes ($\tan\delta$) de 0.02, qui affecte directement le rendement.

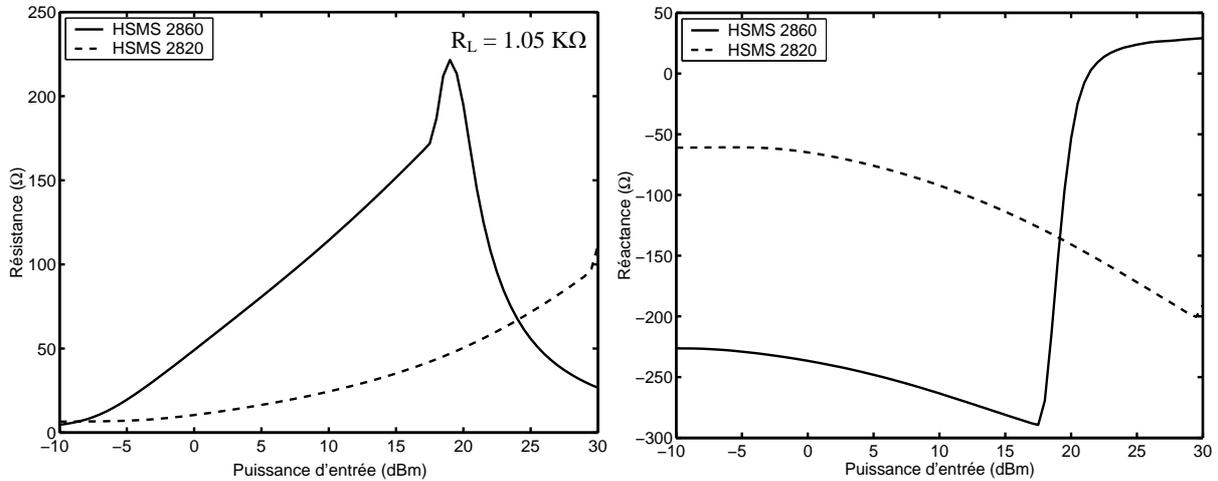
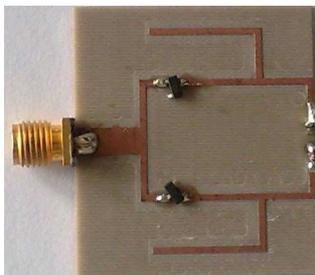


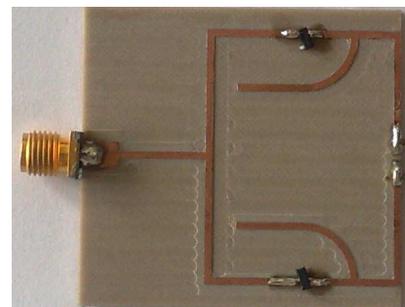
Figure III. 42 : Impédances des deux diodes HSMS 2860 et 2820

4.2. Réalisations et mesures - comparaison avec les simulations

Les deux circuits 1 et 2 ont été réalisés (figure III.43) et caractérisés expérimentalement. Les résultats seront présentés et comparés avec les simulations ADS. La figure III.44 (a) montre une comparaison entre les tensions DC et les rendements mesurés et simulés du circuit 1. Il a une longueur $L = 32$ mm et une largeur $W = 35$ mm. Des tensions simulée et mesurée de 1.8 et 1.7 V ont été obtenues aux bornes d'une charge optimale de 500Ω , avec une puissance d'entrée de 10 mW. Les différences entre les résultats de simulation et de mesure sont faibles. Avec la même puissance P_{RF} , le rendement simulé est de 65 % et celui mesuré est de 58 %.



(a)



(b)

Figure III. 43 : Circuits de conversion réalisés et mesurés. (a) Circuit 1. (b) Circuit 2.

La figure III.44 (b) présente les tensions DC et les rendements simulés et mesurés, du circuit 2, sur la bande 0-16 mW. La longueur du circuit $L = 44$ mm et sa largeur $W = 40$ mm. A 10 mW, la différence entre les rendements simulé et mesuré est inférieure à 2% (59.6 % simulé contre 58.1 % mesuré). A 16 mW, une tension DC supérieure à 3 V a été mesurée aux bornes d'une charge optimale de 1.05 k Ω .

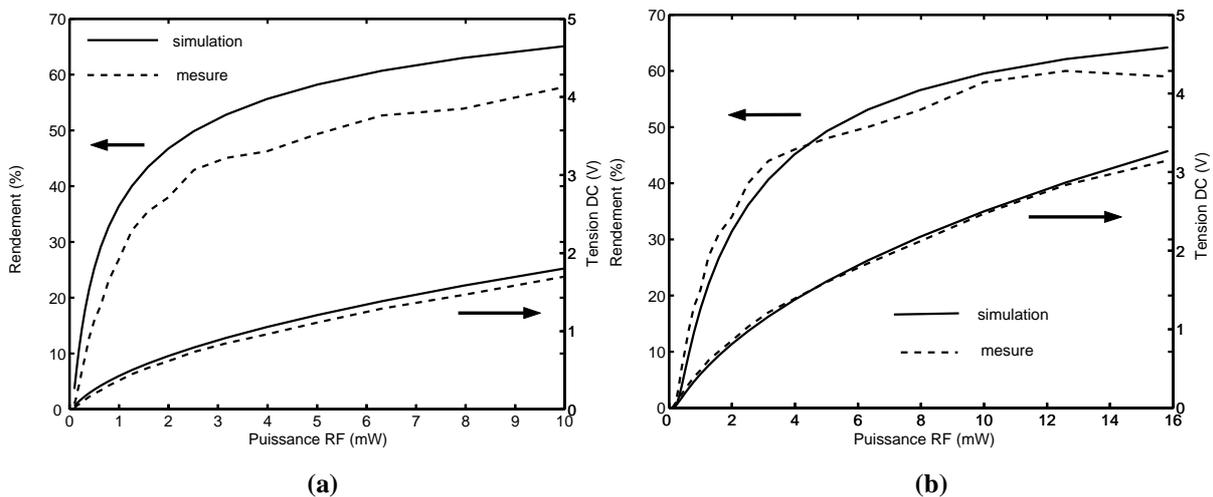


Figure III. 44 : Comparaison entre simulations et mesures. (a) Circuit 1. (b) Circuit 2.

Nous avons présenté, dans cette dernière partie du chapitre, un circuit de conversion compact à double diode. Le circuit ne contient ni filtre HF à l'entrée ni vias de retour à la masse.

Des études comparatives ont été effectuées dans la perspective d'obtenir une structure compacte, efficace et à faible coût. Ces études ont porté sur le substrat et le type de diodes utilisés. Deux types de substrat (FR4 et Arlon 25N) et deux diodes Schottky (HSMS 2860 et 2820) ont été utilisés et comparés. Nous avons pu voir que les pertes dans le substrat se répercutent directement sur l'efficacité du circuit. De plus, la diode 2820 présente une impédance qui varie peu en fonction de la puissance et qui permet d'avoir des efficacités stables sur une large plage de puissance RF. Toutefois, cette diode présente une tension inverse de claquage importante ($B_V = 15$ V), elle est dédiée pour des niveaux de puissance assez élevés.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, les différentes étapes de simulation et d'optimisation des circuits de conversion sous ADS ont été expliquées. Trois structures ont été développées et analysées, un circuit conventionnel en topologie série et deux autres circuits symétrique plus innovant, à base de quatre et de deux diodes. Ces derniers circuits sont plus compacts et présentent plus d'avantages. En effet, aucun filtre HF ni vias de retour à la masse n'est utilisé.

Dans le chapitre suivant, des rectennas à base de ces circuits de conversion seront, réalisées et caractérisées expérimentalement à l'intérieur d'une chambre anéchoïque.

Afin de pouvoir analyser ces rectenna dans le même environnement de simulation, l'outil d'analyse globale basé sur la méthode FDTD sera utilisé. Des cartographies de champ électrique et de courant surfacique seront présentées et exploitées pour mieux expliquer le fonctionnement de ces circuits.

6. Références bibliographiques

- [III.1] H. Takhedmit, B. Merabet, L. Cirio, B. Allard, F. Costa, C. Vollaïre 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.*
- [III.2] H. Takhedmit, B. Merabet, L. Cirio, B. Allard, F. Costa, C. Vollaïre 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.*
- [III.3] Hewlett Packard, Technical Data "Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes".
- [III.4] J-S. Hong and M.J. Lancaster, « Microstrip Filters for RF/Microwave Applications», *John Wiley & Sons, Inc., 2001.*
- [III.5] H. Takhedmit, B. Merabet, L. Cirio, B. Allard, F. Costa, C. Vollaïre 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.*
- [III.6] K.C. Gupta, R. Garg, I. Bahl and P. Bhartia, « Microstrip Lines and Slotlines», *Artech House Inc., Second Edition, 1996.*
- [III.7] D.M. Pozar, «Microwave Engineering», *John Wiley & Sons, Inc., Second Edition, 1998.*
- [III.8] H. Takhedmit, B. Merabet, L. Cirio, B. Allard, F. Costa, C. Vollaïre and O. Picon, «A 2.45-GHz Dual-Diode RF-to-dc Rectifier for Rectenna Applications», *European Microwave Conference, EuMC2010, 26 Sep.- 01 Oct. 2010, Paris.*

Chapitre IV

Application de la méthode d'analyse globale FDTD à l'étude de circuits rectennas

Chapitre IV

Application de la méthode d'analyse globale FDTD à l'étude de circuits rectennas

1. Introduction

Nous proposons dans ce dernier chapitre la conception et l'analyse de trois circuits rectennas à 2.45 GHz, en technologie micro-ruban. Le premier circuit est formé d'une antenne patch rectangulaire à polarisation linéaire et du circuit de conversion en pont modifié à 4 diodes Schottky. Le second circuit est à base d'un redresseur RF-DC à deux accès symétriques contenant 4 diodes. Sur chacun des deux accès, une antenne patch polarisée linéairement est connectée. Le troisième et dernier circuit est basé sur le redresseur à double diodes, présenté précédemment.

Pour pouvoir reconstituer le scénario de la mesure d'une rectenna complète illuminée par une onde plane incidente à l'intérieur d'une chambre anéchoïque, l'outil de simulation globale FDTD a été utilisé. Les trois rectennas ont été simulées et analysées. Les distributions du champ électrique et du courant surfacique des premières composantes fréquentielles (DC, 2.45, 4.9 et 7.35 GHz), ont été calculées. Elles seront présentées et exploitées afin de montrer le comportement des premières composantes fréquentielles et d'améliorer les performances des circuits rectennas en termes de rendement et de compacité. Les rectennas développées ont été fabriquées et mesurées en rayonné, et le banc de mesure employé sera présenté. Les résultats obtenus par mesure seront systématiquement comparés aux simulations FDTD.

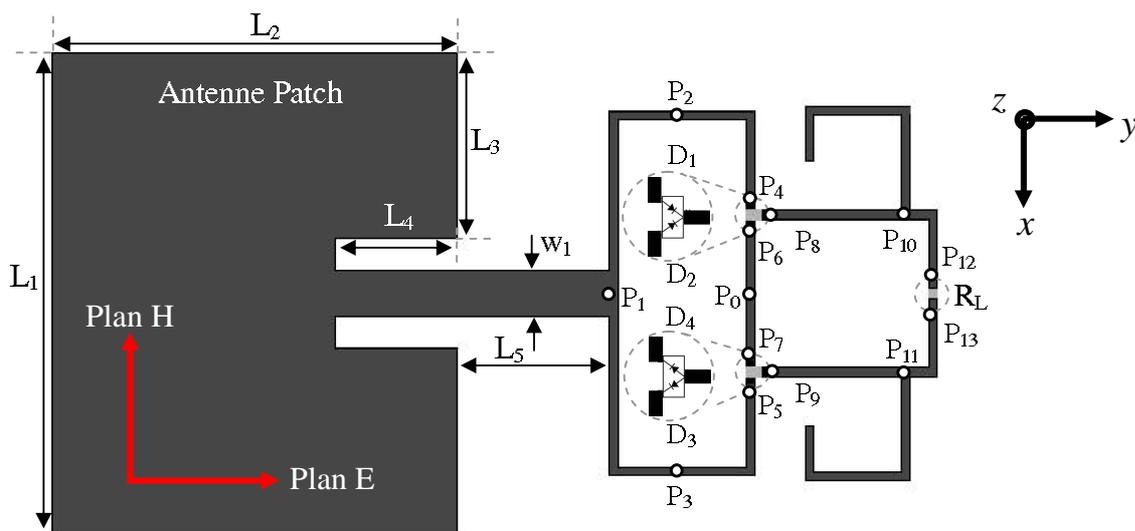
Afin d'augmenter la puissance et/ou la tension DC, des associations de rectennas en parallèle et en série ont été introduites. Quatre réseaux à 2 et à 4 rectennas double diodes ont été réalisés et caractérisés expérimentalement. Les résultats obtenus seront comparés à ceux d'une rectenna simple. Pour montrer la linéarité des réseaux de rectennas développés, les

rapports des tensions entre les différents réseaux et la rectenna simple seront présentés et discutés.

2. Rectenna en pont de diodes modifié mono-antenne

La première rectenna que nous avons développée est montrée sur la figure IV.1. Elle est composée d'une antenne patch rectangulaire à polarisation linéaire et du circuit de conversion en pont de diodes modifié [IV.1] présenté dans le chapitre III. Les deux parties de la rectenna ont été adaptées sur des impédances de 50Ω . De plus, la ligne d'alimentation entre l'antenne et le circuit de conversion a une largeur $W_1 = 4.8 \text{ mm}$ et présente une impédance caractéristique de 50Ω .

La rectenna a été imprimée sur un substrat RT/Rogers Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 1.575 \text{ mm}$, $\tan\delta = 0.0009$). Le plan de masse du circuit a une longueur de 115 mm et une largeur de 93 mm .



$$L_1 = 48.4\text{mm}, L_2 = 40.5\text{mm}, L_3 = 18.8\text{mm}, L_4 = 12.1\text{mm}, L_5 = 15.0\text{mm}, W_1 = 4.8\text{mm}, R_L = 1050\Omega$$

Figure IV. 1 : Rectenna en pont de diodes modifié mono-antenne

2.1. Procédure de conception d'une antenne patch micro-ruban

Pour concevoir une antenne patch rectangulaire à polarisation linéaire, une procédure de calcul simplifiée a été utilisée [IV.2]. Cela suppose la connaissance de la constante diélectrique du substrat (ϵ_r), sa hauteur (h) ainsi que la fréquence de résonance (f_r). L'objectif est de calculer la largeur W et la longueur L de l'antenne, elles sont données par les équations (IV.1) et (IV.2) suivantes :

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (\text{IV.1})$$

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (\text{IV.2})$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide, ϵ_{eff} est la permittivité effective donnée par l'équation (IV.3) et ΔL modélise les effets de bords ou le débordement du champ sur les bords rayonnants du patch, il est défini par l'équation (IV.4).

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{\frac{1}{2}}, \text{ avec } W/h \gg 1 \quad (\text{IV.3})$$

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{IV.4})$$

L'antenne est alimentée par une ligne micro-ruban (figure IV.2). L'impédance d'entrée du patch au centre des bords rayonnants est généralement supérieure à 50 Ω .

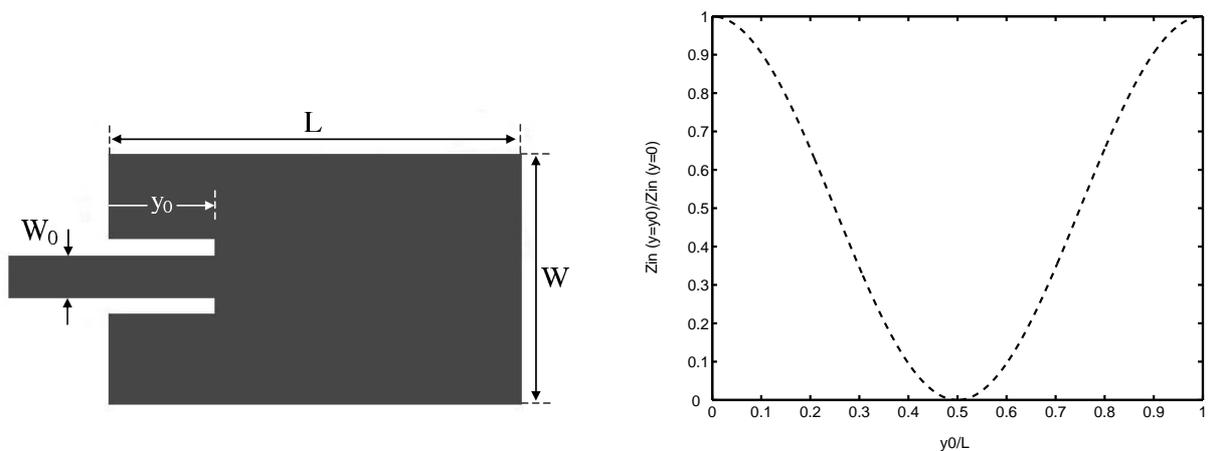


Figure IV. 2 : Variation de l'impédance normalisée à l'entrée d'une antenne patch avec encoches [d'après IV.2]

Pour pouvoir ramener l'impédance d'entrée de l'antenne sur 50Ω , plusieurs solutions sont possibles. L'une d'elles consiste à introduire deux encoches pour rapprocher le point d'excitation du centre du patch et diminuer ainsi son impédance d'entrée (figure IV.2). La variation de l'impédance d'entrée en fonction de la profondeur des encoches est donnée par l'équation (IV.5), elle montre que l'impédance d'entrée est maximale sur les bords rayonnant et nulle au centre du patch [IV.2]-[IV.3].

$$Z_{in}(y = y_0) = Z_{in}(y = 0) \cdot \cos^2\left(\frac{\pi}{L} y_0\right) \quad (\text{IV.5})$$

La directivité (D) d'une antenne décrit sa capacité à rayonner dans une direction privilégiée au détriment des autres. Elle ne tient pas compte des pertes dans l'antenne.

Le gain (G) d'une antenne est une donnée très importante dans notre travail sur la conversion d'énergie électromagnétique, il est directement lié à la directivité et aux pertes dans l'antenne. Dans une direction donnée, il est défini comme étant le rapport entre la puissance rayonnée dans cette direction et la puissance qui serait rayonnée par une antenne isotrope sans pertes, dans la même direction et avec la même puissance d'alimentation.

En plus du gain, il y a l'efficacité de l'antenne qui est également un paramètre important. Elle traduit les pertes sur l'accès d'alimentation et dans l'antenne. Elle englobe les pertes par désadaptation, les pertes par conduction et les pertes diélectriques dans le substrat. L'efficacité globale e_0 est définie par l'équation (IV.6).

$$e_0 = e_r e_c e_d = e_r e_{cd} \quad (\text{IV.6})$$

avec e_r : efficacité due à la désadaptation (sans dimension)

e_c : efficacité de conduction (sans dimension)

e_d : efficacité diélectrique (sans dimension)

L'antenne de réception de la rectenna est conçue à 2.45 GHz sur un substrat RT/Rogers Duroid 5880. Les dimensions du patch calculées par les deux équations (IV.1) et (IV.2) sont : $L = 40.5$ mm et $W = 48.4$ mm. L'antenne est alimentée par une ligne micro-ruban d'impédance caractéristique 50Ω , et des encoches de 12.1 mm ont été introduites afin d'assurer l'adaptation. Les simulations ont été effectuées sous HFSS (High Frequency

Structure Simulator). L'impédance d'entrée (parties réelle et imaginaire) au point d'excitation et le niveau d'adaptation (S_{11}) sur la bande 2.3-2.5 GHz sont exposés sur la figure IV.3. On remarque une résonance et un niveau d'adaptation de -30 dB à 2.45 GHz. L'antenne présente un gain maximum simulé de 7 dB, dans la direction normale. Elle a été réalisée et son niveau d'adaptation a été mesuré par l'analyseur de réseau E8361C d'Agilent Technologies. Le S_{11} mesuré est directement superposé sur la figure IV.3 (a), les S_{11} simulé et mesuré sont en bonne concordance.

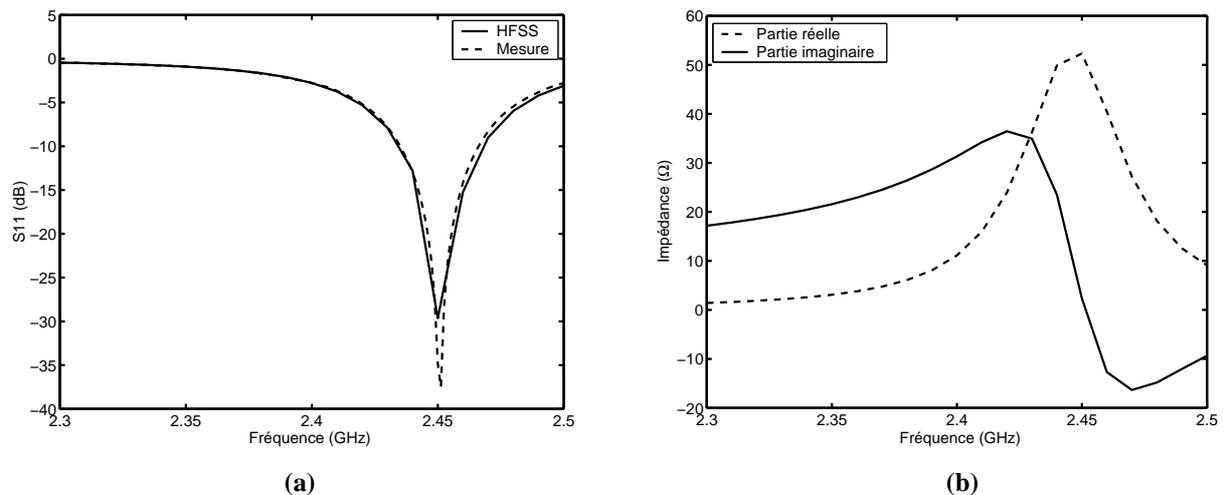


Figure IV. 3 : Antenne patch micro-ruban à 2.45 GHz. (a) S_{11} . (b) Impédance d'entrée.

2.2. Analyse de la rectenna avec la méthode FDTD

La rectenna complète exposée par la figure IV.1 a été analysée par la méthode FDTD. Dans toutes les simulations, des conditions absorbantes de type UPML ont été utilisées, 10 couches dans chacune des directions. L'ordre de la variation polynomiale de la conductivité est pris égal à 3. Le maillage non uniforme a été utilisé et les plus petites mailles dans les trois directions sont $dx = 0.457$ mm, $dy = 0.4667$ mm et $dz = 0.7875$ mm. Le nombre total de mailles dans les directions x , y et z sont de 168, 172 et 49, respectivement. Le pas temporel dt est de 0.9551 ps et les simulations ont été effectuées sur 30000 itérations.

L'antenne de réception est modélisée par 42 mailles en longueur et 84 mailles en largeur. La largeur de la ligne d'alimentation 50Ω est modélisée par 10 mailles et toutes les autres lignes d'impédance caractéristique 114Ω sont modélisées par 4 mailles en largeur. La charge R_L est répartie sur deux mailles de 0.48 mm. Les diodes D_1 - D_4 ont été introduites dans le volume de calcul FDTD en utilisant les équations (II.53) à (II.56) développées dans le chapitre II. Chacune des 4 diodes occupe trois mailles, l'une pour la diode sans boîtier (R_s , I_d

et C_d) et les deux autres pour les éléments parasites du boîtier SOT 23, modélisé par une inductance en série L_p et une capacité en parallèle C_p (figure II.11).

Pour déterminer le rendement total de la rectenna par la méthode FDTD, il faut l'illuminer par une onde plane. Pour cela, le formalisme du champ total/champ diffracté décrit dans le chapitre II a été utilisé. Deux types de simulation ont été effectués pour déterminer la variation du rendement en fonction de la densité surfacique de puissance et en fonction de l'angle d'incidence de l'onde plane dans les deux plans E ($\Phi = 90^\circ$) et H ($\Phi = 0^\circ$) de l'antenne (figure IV.1). Les résultats obtenus seront présentés et comparés avec les mesures.

Intéressons nous maintenant à la distribution du champ électrique (V/m) et du courant surfacique (A/m) sur la rectenna. Il est à préciser que pour les distributions du champ électrique, uniquement la composante normale E_z est considérée.

Commençons tout d'abord par les cartographies DC que montre la figure IV.4. La cartographie (a) montre que le courant qui traverse les diodes internes D_2 et D_4 (figure IV.1) est nul. Ces diodes ne génèrent pas de puissance continue. Les diodes externes D_1 et D_3 sont traversées par le même courant et elles présentent la même impédance. Elles génèrent chacune la moitié de la puissance DC et se comportent comme deux sources continues connectées en série avec R_L . Le courant circule à l'intérieur de la boucle principale ($P_1, P_2, P_4, D_1, P_8, P_{12}, R_L, P_{13}, P_9, D_3, P_5, P_3, P_1$) et présente la même intensité.

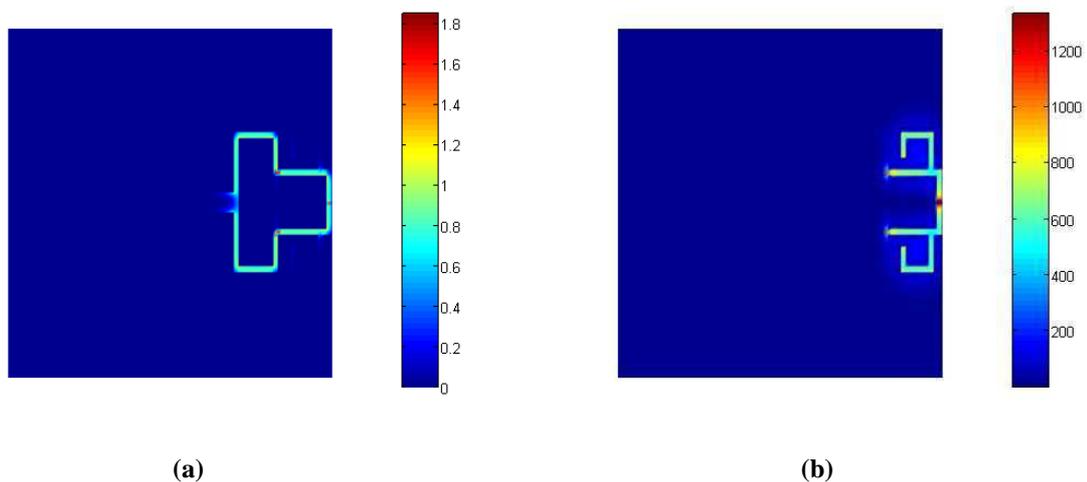


Figure IV. 4 : Cartographies DC. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.

La figure IV.5 montre les cartographies du courant surfacique et du champ électrique, sur la face supérieure de la rectenna, à 2.45 GHz. Les bords rayonnants de l'antenne patch présentent un minimum de courant et un maximum de champ électrique. Les résultats montrent aussi que les stubs quarts d'onde de part et d'autre de R_L ramènent des courts

circuits aux points P_{10} et P_{11} (figure IV.1) et empêchent la puissance P_{RF} d'être transmise à la charge et de perturber les mesures. On voit que la puissance reçue par l'antenne est convertie uniquement par D_1 et D_3 . Les deux diodes D_2 et D_4 ne participent pas au processus de conversion RF-DC.

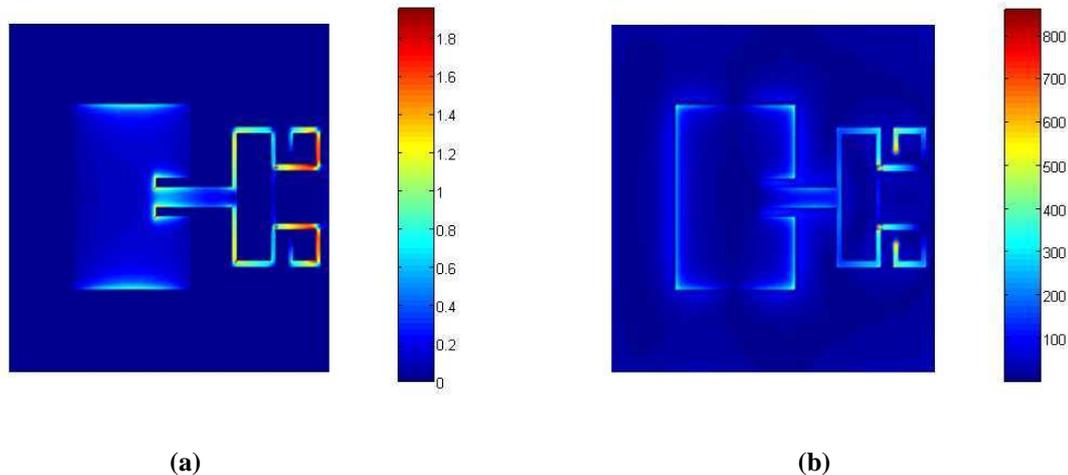


Figure IV. 5 : Cartographies à 2.45 GHz. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.

La figure IV.6 nous expose les cartographies obtenues à 4.9 GHz. Les résultats montrent que la quasi-totalité de la puissance générée par les diodes D_1 et D_3 à cette fréquence est piégée à l'intérieure de la boucle ($P_1, P_2, P_4, D_1, D_2, P_6, P_0, P_7, D_4, D_3, P_5, P_3, P_1$), avec une succession de courts circuits et de circuits ouverts (ventres et nœuds).

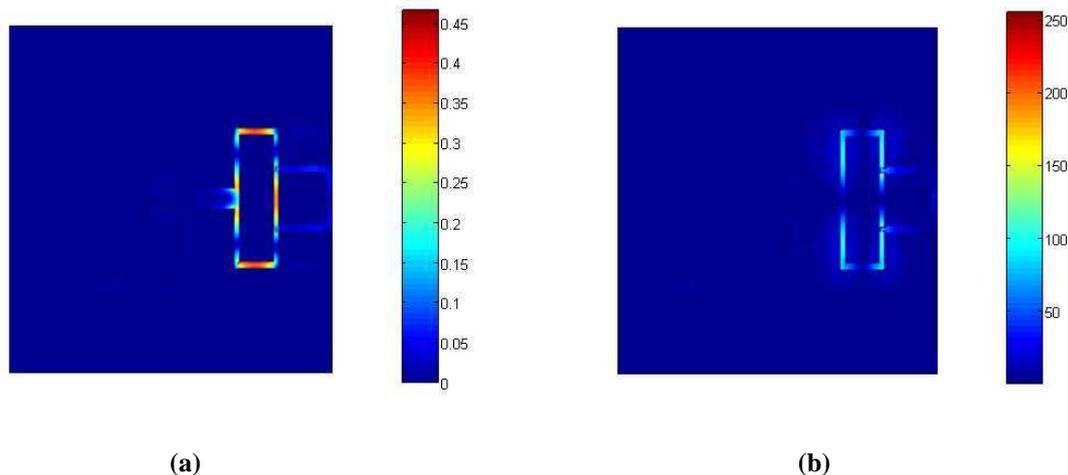


Figure IV. 6 : Cartographies à 4.9 GHz. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.

A 4.9 GHz, l'énergie ne se propage pas, on observe un phénomène d'ondes stationnaires à l'intérieure de la boucle. Les deux courts circuits présents aux points P_0 et P_1 sont dus à la symétrie du circuit, et ne dépendent d'aucun autre paramètre. Le court circuit au point P_1 permet d'isoler l'antenne du circuit de conversion à 4.9 GHz. Les deux points P_2 et

P_3 (figure IV.1) sont situés exactement à une demi-longueur d'onde de P_1 , cela explique la présence d'un maximum de courant et d'un minimum de tension en ces deux points.

Les cartographies du courant surfacique et du champ électrique à 7.35 GHz sont montrées sur la figure IV.7. Les résultats montrent que la charge R_L est correctement isolée, grâce aux stubs quarts d'onde. Toutefois, il y a une partie de la puissance générée à cette fréquence qui est renvoyée vers l'antenne, mais dont le niveau reste faible ($J_s < 0.1$ A/m et $E_z < 20$ V/m).

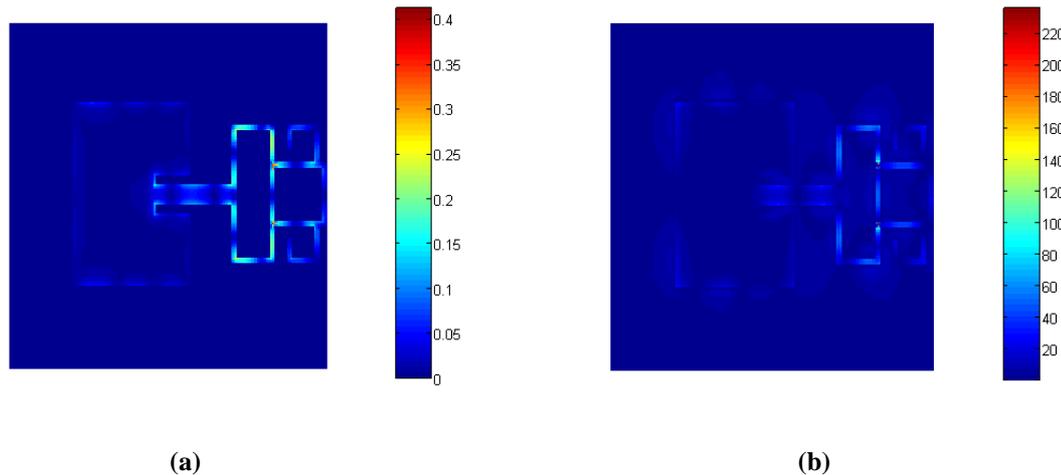


Figure IV. 7 : Cartographies à 7.35 GHz. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.

2.3. Réalisation et mesures - comparaison avec la FDTD

La rectenna en pont développée a été fabriquée et mesurée, elle est exposée sur la figure IV.8. Les dimensions du plan de masse sont de 115 mm de longueur et de 93 mm de largeur.

➤ Banc de mesure en rayonné

Le banc de mesure que montre la figure IV.9 a été utilisé pour caractériser expérimentalement la rectenna développée.

Des mesures de tension de sortie en fonction de la densité surfacique de puissance (DSP) ont été effectuées à l'intérieure 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 dB de gain à 2.45 GHz. De plus, pour augmenter la densité de puissance au niveau de la rectenna, un amplificateur de puissance 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 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 1.6 dB. Le gain

de l'amplificateur (G_a) et la puissance transmise au cornet (P_t) en fonction de la puissance (P_g) délivrée par le générateur sont tracés sur la figure IV.10. Le gain G_a est plus au moins stable (37 dB) pour des puissances P_g inférieures à -7 dBm. Au delà de -7 dBm, G_a commence à diminuer progressivement pour atteindre 32.5 dB à $P_g = 0$ dBm.

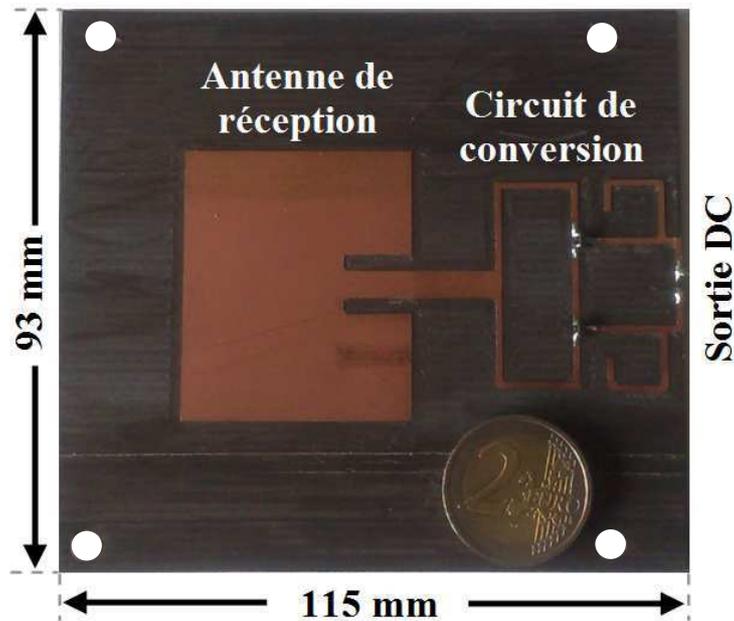


Figure IV. 8 : Rectenna complète réalisée et mesurée

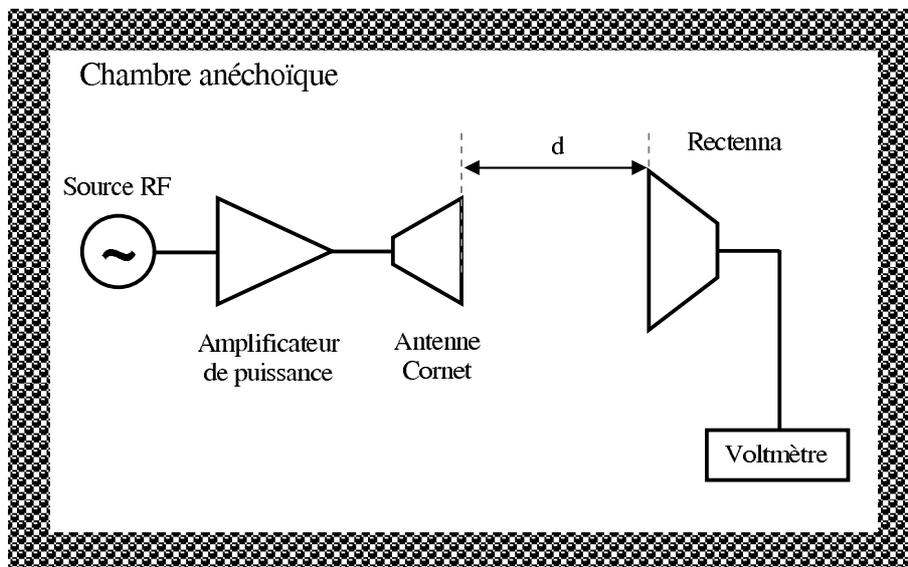


Figure IV. 9 : Banc de mesure en rayonné

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 utilisé

l'équation de Friis (IV.7) pour déterminer la puissance P_r que l'antenne, toute seule, est capable de récupérer dans le meilleur des cas. Le rendement (η) de la rectenna est calculé par l'équation (IV.8).

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (\text{IV.7})$$

Avec P_r : puissance RF que la rectenna est susceptible de capter (W)

P_t : puissance transmise à l'antenne cornet (W)

G_t : gain de l'antenne cornet

G_r : gain de l'antenne de réception (la rectenna)

λ : longueur d'onde dans l'espace libre (m)

d : distance entre le cornet et la rectenna (m)

$$\eta = \frac{P_{dc}}{P_r} = \frac{V_{dc}^2}{P_r R_L} \quad (\text{IV.8})$$

Le rendement (η) peut également être calculé à partir de la densité surfacique de puissance [IV.4]. A une distance (d) de l'antenne d'émission, la densité surfacique de puissance est définie par l'équation (IV.9).

$$DSP = \frac{P_t G_t}{4\pi d^2} \quad (\text{IV.9})$$

Connaissant le gain de l'antenne de réception, sa surface effective A_e peut être déterminée par l'équation (IV.10). La puissance P_r est définie, dans ce cas, comme étant le produit entre A_e et la densité de puissance (DSP).

$$A_e = G_r \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (\text{IV.10})$$

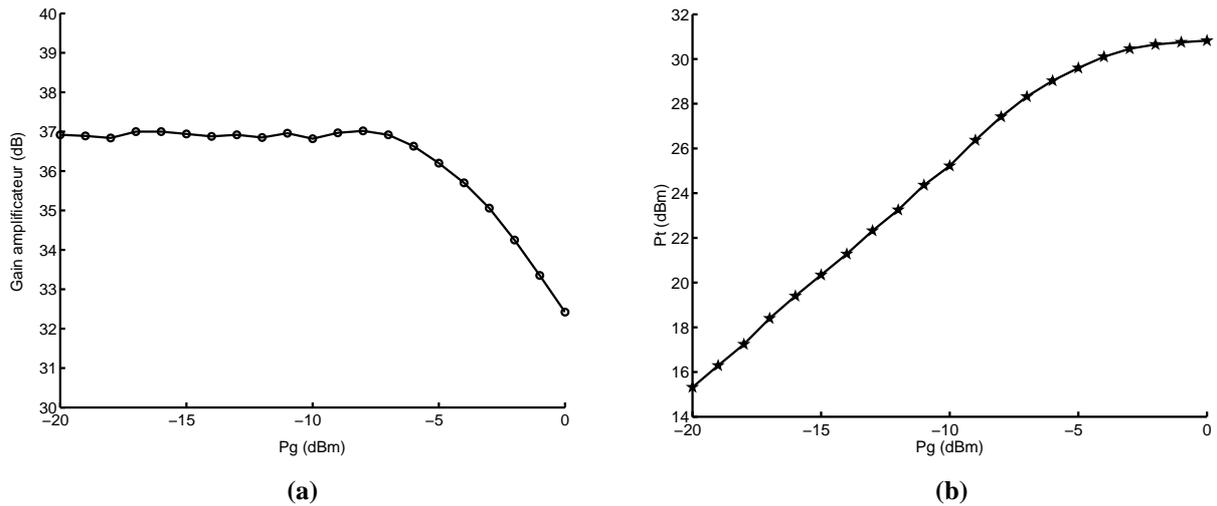


Figure IV. 10 : Caractérisation de l'amplificateur de puissance. (a) Gain. (b) Puissance transmise au cornet.

Passons maintenant à la caractérisation expérimentale de la rectenna. Les résultats seront comparés avec ceux obtenus par les simulations FDTD. La tension de sortie et le rendement mesurés de la rectenna, pour des densités de puissance allant de 0 à 0.527 mW/cm^2 ($E = 44.57 \text{ V/m}$), sont tracés sur la figure IV.11. La rectenna est, dans un premier temps, placée à une distance (d) de 1 m de l'antenne d'émission. Le gain mesuré de l'antenne patch est de 6.2 dB ($A_e = 49.76 \text{ cm}^2$). Comme nous pouvons le voir sur la figure IV.11, à cette distance (d) du cornet, la densité surfacique de puissance est inférieure à 0.2 mW/cm^2 . Pour tester la rectenna avec des densités de puissance un peu plus élevées, une autre série de mesures a été effectuée avec $d = 0.6 \text{ m}$ (figure IV.11). Il est à préciser que la zone du champ lointain de l'antenne cornet est à partir de 48 cm. Afin de pouvoir superposer les courbes simulées et mesurées, la densité surfacique de puissance a été normalisée par rapport au gain mesuré de l'antenne patch. Toutefois, la puissance P_r que reçoit l'antenne reste inchangée. Les résultats simulés par la FDTD sont tracés sur la même figure IV.11.

A 0.527 mW/cm^2 ($P_r = 26.22 \text{ mW}$), des tensions et puissances DC respectives de 3.95 V (14.86 mW) et 3.6 V (12.34 mW) ont été obtenues par la FDTD et la mesure, aux bornes d'une charge optimale de $1.05 \text{ k}\Omega$. Le rendement maximal mesuré est obtenu à 0.26 mW/cm^2 (31.3 V/m), il est de 51 %. Le rendement simulé augmente avec la DSP pour atteindre 57 % à 0.58 mW/cm^2 . Une différence de 6 % est observée entre les rendements simulé et mesuré. Toutefois, si on compare ces rendements avec ceux du circuit de conversion tout seul, il y a plus de 10 % de différence. Cela peut s'expliquer, à priori, par une désadaptation entre l'antenne et le circuit de conversion.

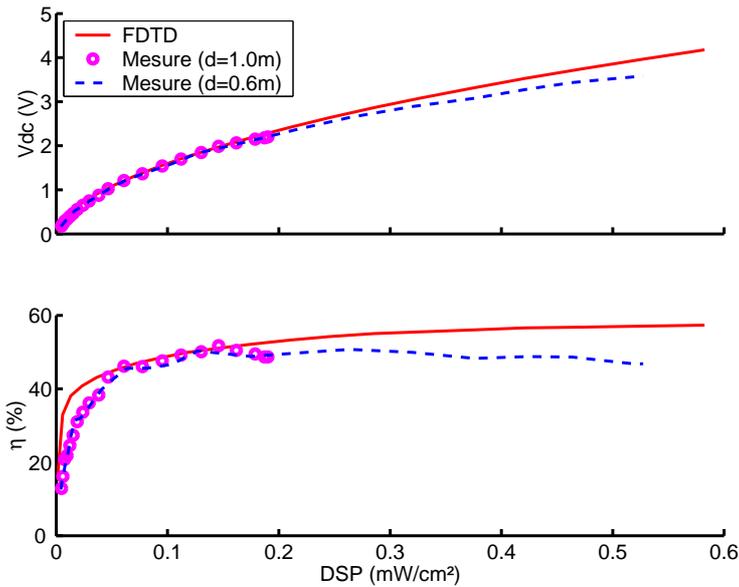


Figure IV. 11 : Rendement et tension DC- simulations FDTD et mesures

Les variations de la tension DC simulée par FDTD de la rectenna en fonction de l'angle d'élévation (θ) dans les deux plans E et H (figure IV.1) sont présentées par la figure IV.12. La densité surfacique de puissance de l'onde incidente est de 0.227 mW/cm^2 (29.25 V/m) et la charge est de $1.05 \text{ k}\Omega$. Dans le plan H, la tension maximale est obtenue dans la direction normale ($\theta = 0^\circ$). Toutefois, dans le plan E on remarque que le maximum de tension est légèrement décalé vers la droite. Cela s'explique par la présence du circuit de conversion sur l'un des bords rayonnants de l'antenne. En s'écartant de la direction normale, la tension DC se dégrade parce que le gain du patch et la puissance P_r diminuent. La puissance de sortie dans les deux plans E et H est tracée sur la même figure à droite. Les courbes de puissance reprennent l'allure du diagramme de rayonnement d'une antenne patch simple.

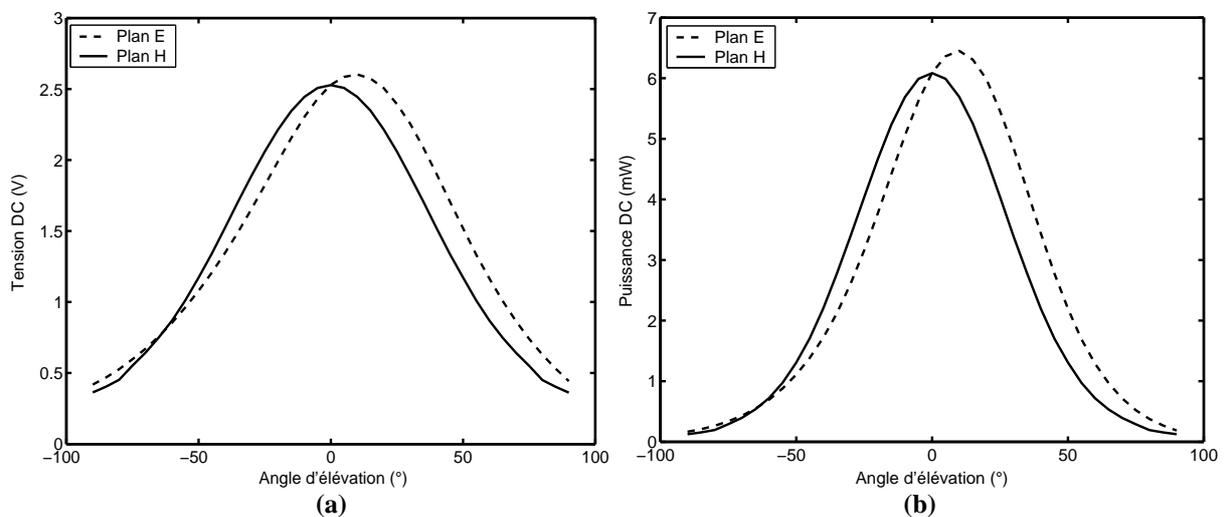


Figure IV. 12 : Simulation FDTD de la sortie DC dans les plans E et H. (a) Tension DC. (b) Puissance DC.

Des mesures de tension de sortie dans le plan H ont été effectuées pour deux valeurs de DSP : 0.098 et 0.135 mW/cm². Les résultats de tension et de puissance DC sont tracés sur la figure IV.13. Les allures des courbes sont les mêmes que celles obtenues par la FDTD, dans le plan H. La largeur de bande de la rectenna à -3 dB dans le plan H est de 65°.

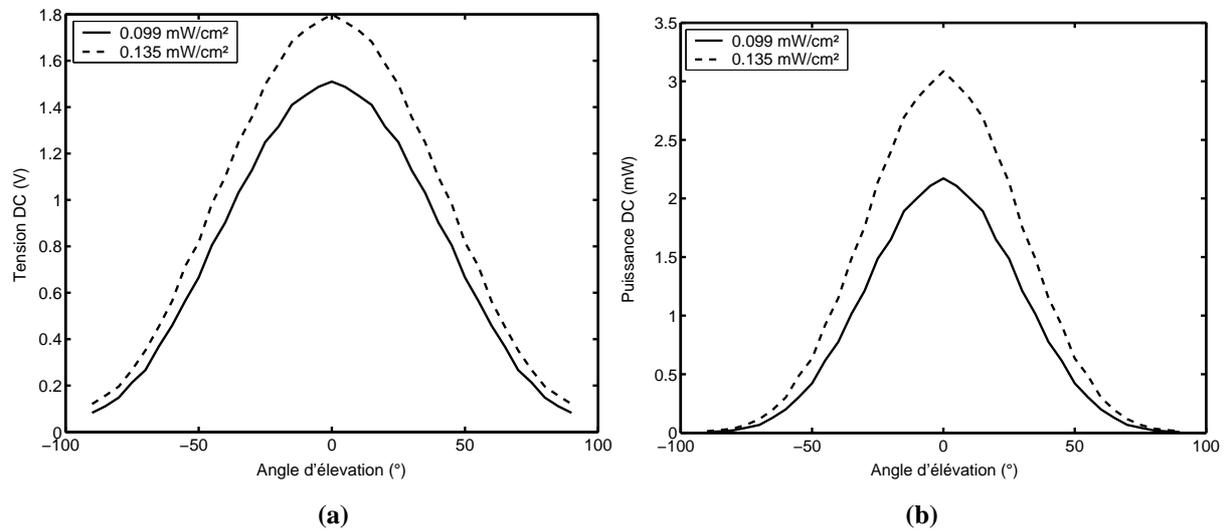


Figure IV. 13 : Mesure de la sortie DC dans le plan H. (a) Tension DC. (b) Puissance DC.

3. Rectenna symétrique double antenne

La deuxième rectenna développée fonctionne à 2.45 GHz, elle est à base d'un pont de diodes modifié à deux accès micro-rubans symétriques (figure IV.14). Il contient quatre diodes Schottky regroupées par paires dans deux boîtiers SOT 23, l'un à anode commune HSMS 2863 et l'autre à cathode commune HSMS 2864. À chacun des deux accès du circuit de conversion, est associée une antenne patch rectangulaire à polarisation linéaire. Elle présente une largeur de 39.3 mm et une longueur de 48.4 mm. Afin de l'adapter sur une charge de 50 Ω, la ligne d'alimentation est décalée de 6.85 mm du centre du patch. De plus, pour que le réseau des deux antennes présente un maximum de rayonnement dans la direction normale à $\theta = 0^\circ$, le couplage des deux antennes dans le plan H a été choisi [IV.2]. Le circuit de conversion RF-DC a été optimisé pour une puissance RF de 7 dBm sur chacun des accès. La charge optimale R_L utilisée est de 1200 Ω. Les valeurs de longueurs et largeurs des différentes sections de lignes sont exposées dans le tableau IV.1. Pour une puissance RF totale de 10 dBm à la fréquence de 2.45 GHz, les diodes D_1 - D_4 présentent une impédance de $(78 - j256) \Omega$. Contrairement à la rectenna présentée précédemment, les quatre diodes partagent le processus de conversion et de la génération de puissance DC et présentent également les mêmes pertes. Pour isoler la charge du côté RF durant les mesures, deux stubs quarts d'ondes

ont été utilisés de part et d'autre de R_L . L'association d'un stub avec la ligne L_8 ramène une impédance inductive de $(j117) \Omega$ aux points P_5 et P_6 . Cela permet de réduire la capacitance des diodes D_1 - D_4 . L'impédance aux points P_1 , P_2 , P_3 et P_4 , par rapport au plan de masse, est de $(78-j22) \Omega$. Les lignes L_5 ($Z_c = 58 \Omega$) et L_6 - L_7 ($Z_c = 95 \Omega$) permettent d'assurer, en partie, l'adaptation des diodes avec les deux accès 50Ω . L'impédance ramenée au niveau des deux antennes est de $(47-j4.5) \Omega$, ce qui correspond à -25 dB d'adaptation sur chacun des deux accès.

La tension DC est prélevée aux bornes de la charge R_L sans référence avec le plan de masse. Ce circuit, comme pour le précédent, ne contient ni filtre HF ni vias de retour à la masse. La rectenna est imprimée sur un substrat RT/Rogers Duroid 5880 ($\epsilon_r = 2.2$, $h = 1.575$ mm et $\tan\delta = 0.0009$).

Etant donné que les étapes de conception et d'optimisation sont les mêmes pour tous les circuits rectennas développés, nous mettons l'accent plus particulièrement sur les résultats de l'analyse globale FDTD ainsi que ceux des mesures.

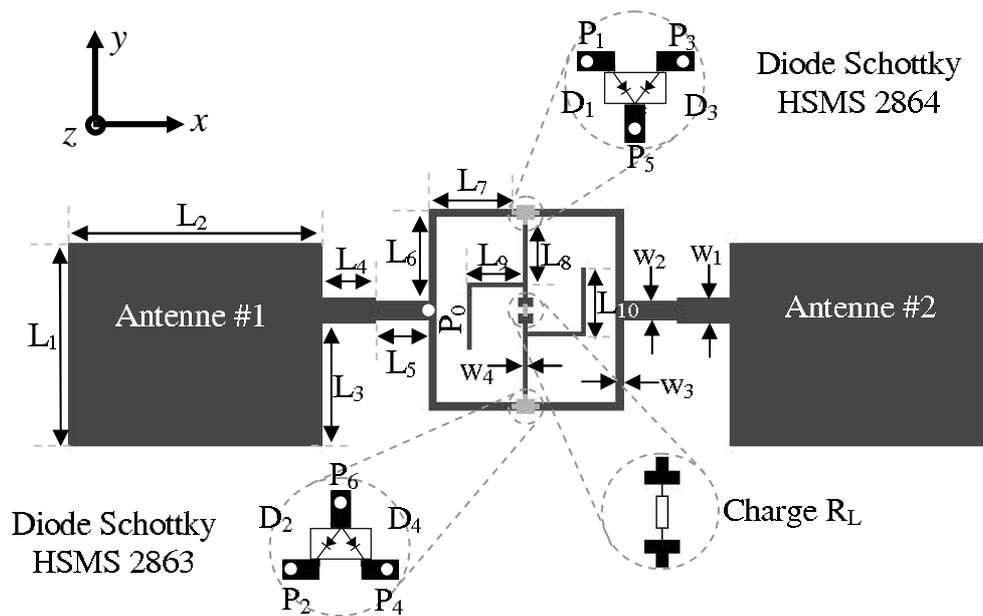


Figure IV. 14 : Rectenna symétrique double antenne

L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6	L_7	L_8	L_9	L_{10}	W_1	W_2	W_3	W_4
39.3	48.4	24.1	10.0	10.0	17.6	17.9	11.5	10.8	13.7	4.8	3.8	1.53	0.95

Tableau IV. 1 : Dimensions de la rectenna en mm

3.1. Circuit de conversion symétrique à deux accès

Avant de présenter les résultats de la rectenna, commençons tout d'abord par quelques résultats de simulations ADS du circuit de conversion tout seul.

Le niveau des trois premiers harmoniques au niveau de l'un des accès est exposé sur la figure IV.15 (a). Les puissances ont été normalisées par rapport à la puissance RF sur un des accès. Les harmoniques paires d'ordre 2 et 4 sont extrêmement faibles sur toute la bande de puissance. Cela est dû, comme on va le voir par la suite, à la présence d'un court circuit au point P_0 . Cela permet de bloquer tous les harmoniques pairs et d'éviter qu'ils ne soient rayonnés par l'antenne. L'harmonique impair à 7.35 GHz est suffisamment faible, il présente une atténuation supérieure à 25 dB.

La figure IV.15 (b) montre le niveau de la fréquence fondamentale (2.45 GHz) et celui des trois premiers harmoniques aux bornes de R_L . Les fréquences de 2.45 et 7.35 GHz sont extrêmement faibles grâce à la symétrie du circuit et à la présence des deux stubs quarts d'ondes. L'harmonique d'ordre 4 à 9.8 GHz est très faible, il est inférieure à -35 dB sur toute la bande de puissance. Des résidus de l'harmonique à 4.9 GHz apparaissent aux bornes de R_L . Toutefois, son niveau reste faible (< -20 dB) par rapport à la puissance d'entrée. Les résultats obtenus montrent bien que la charge de sortie est correctement isolée.

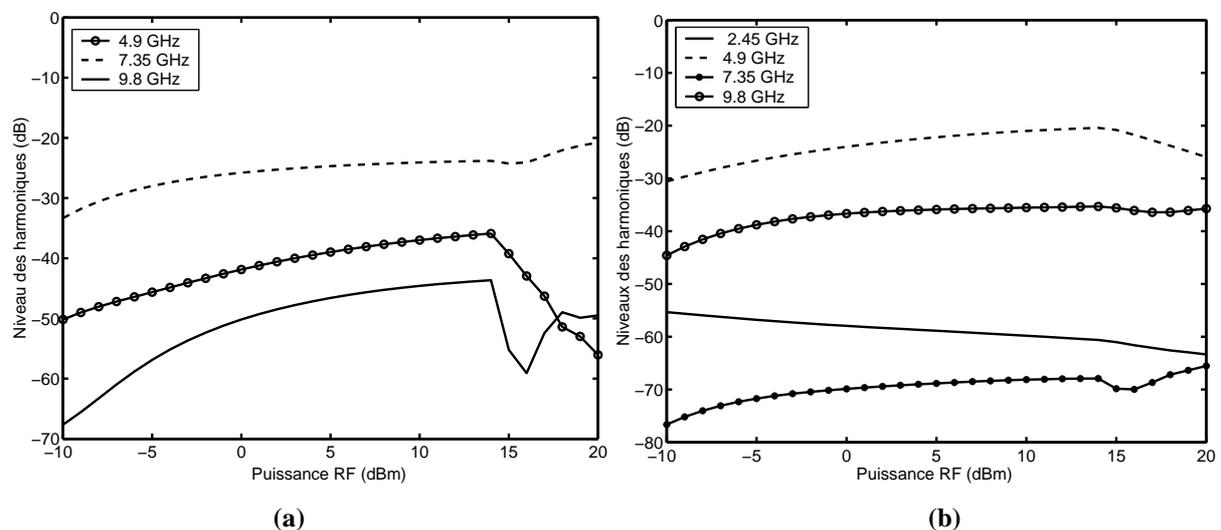


Figure IV. 15 : Niveau des harmoniques. (a) Sur un des accès du circuit. (b) Aux bornes de R_L .

La figure IV.16 montre l'influence du déphasage entre les deux accès sur le rendement du circuit de conversion. Grâce à la symétrie du circuit, l'étude est réduite à l'intervalle $0-180^\circ$. Le rendement est maximal à 0° , lorsque les deux accès sont en phase. Il diminue ensuite progressivement en fonction du déphasage pour atteindre sa valeur minimale lorsque les deux

accès sont en opposition de phase. Les résultats montrent que le circuit est sensible au déphasage entre les deux accès. En effet, comme les deux parties, droite et gauche, du circuit ne sont pas isolées l'une de l'autre, l'introduction d'une dissymétrie sur l'un des deux côtés affecte inévitablement le fonctionnement de tout le circuit.

Les deux antennes qui seront connectées sur les deux accès sont identiques. Elles reçoivent la même puissance RF, quelque soit la direction de l'onde incidente. Pour cette raison, l'influence d'un déséquilibre en puissance entre les deux accès ne sera pas étudiée.

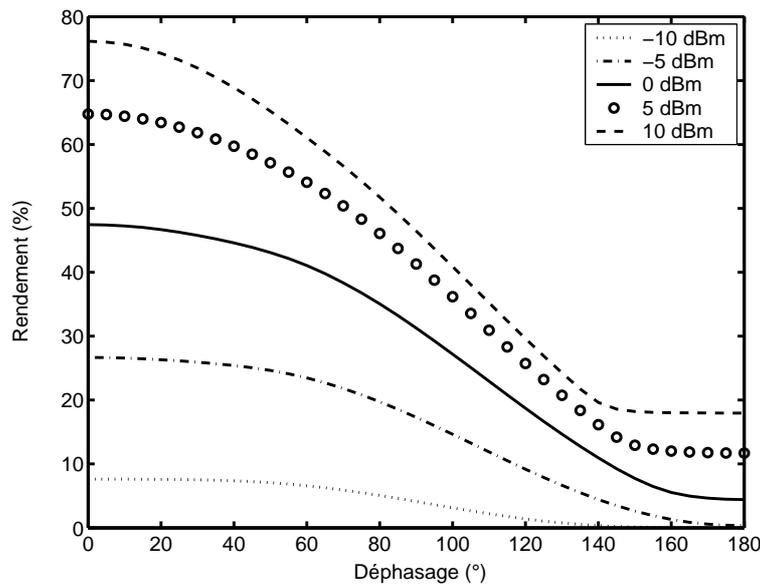


Figure IV. 16 : Influence du déphasage entre les deux accès du circuit sur le rendement

3.2. Simulation FDTD de la rectenna

Une fois que le circuit de conversion et le réseau des deux antennes conçus et optimisés, la rectenna a été analysée avec la méthode FDTD. Les conditions absorbantes de type UPML, avec 10 couches dans chacune des directions, ont été utilisées. L'ordre de la variation polynomiale de la conductivité est $m = 3$. Afin de minimiser les erreurs de discrétisation, le maillage non-uniforme a été utilisé. Les plus petites mailles suivant les axes de coordonnées x , y et z sont $dx = 0.7665$ mm, $dy = 0.4666$ mm et $dz = 0.7875$ mm, et le nombre de mailles est de $227 \times 137 \times 49$. Le pas temporel dt est égal à 1.1261 ps et les simulations sont effectuées sur 25000 itérations temporelles (une durée de 28.15 ns).

3.2.1. Tension DC dans les plans E et H de la rectenna

Les variations des tensions et puissances de sortie en fonction de l'angle d'élévation (θ), dans les deux plans E ($\Phi = 90^\circ$) et H ($\Phi = 0^\circ$) (voir figure IV.14), sont tracées sur la

figure IV.17. On remarque que la tension maximale est obtenue dans la direction normale ($\theta = 0^\circ$). En s'écartant de cette direction, la tension et la puissance DC diminuent. Toutefois, dans les deux plans E et H, la symétrie par rapport au plan $\theta = 0^\circ$ est conservée.

Pour expliquer l'allure des courbes obtenues, nous traçons sur la figure IV.18 le diagramme de rayonnement normalisé du réseau des deux antennes simulé sous HFSS. Dans le plan H, le diagramme comprend un lobe principal à $\theta = 0^\circ$ et deux lobes secondaires à -53° et 53° . Les courbes de puissance DC dans les deux plans E et H ont la même allure que celles du diagramme de rayonnement du réseau. Cela permet d'expliquer la diminution de la tension DC aux bornes de R_L , en s'écartant de la normale. En effet, la tension DC diminue à cause du gain des antennes de réception qui se dégrade. L'ouverture à -3 dB de la rectenna est de 75° (73° pour le réseau) dans les plans E et de 23° (20° pour le réseau) dans le plan H.

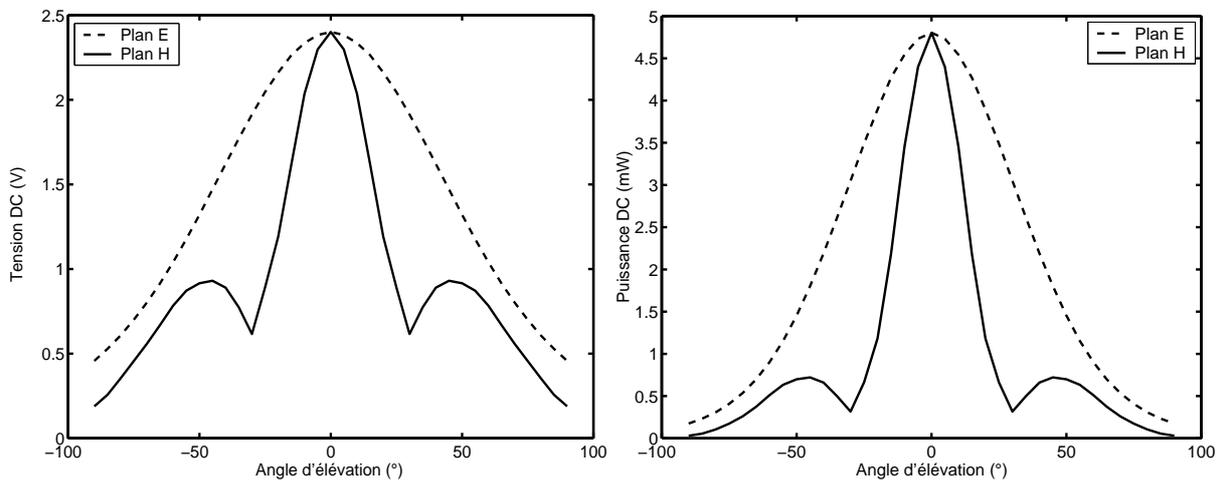


Figure IV. 17 : Tension et puissance DC dans les plans E et H (simulation FDTD)

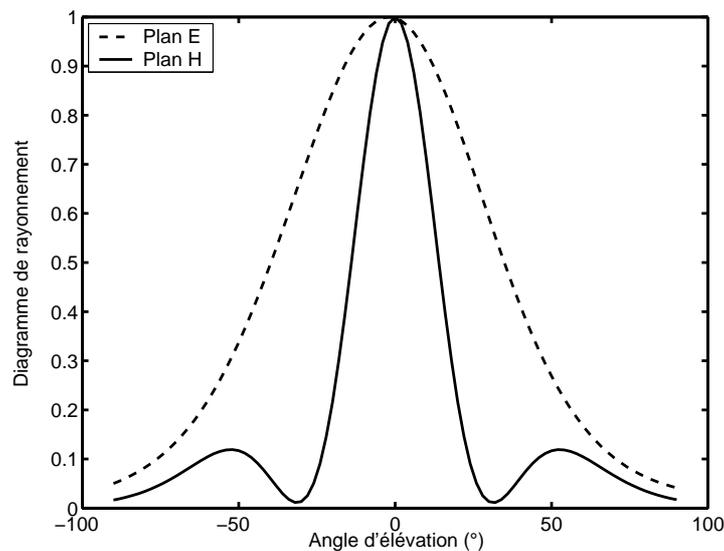


Figure IV. 18 : Diagramme de rayonnement du réseau des deux antennes

3.2.2. Cartographies du champ électrique et du courant surfacique

Passons maintenant aux cartographies du champ électrique et du courant surfacique. L'angle d'incidence est $\theta = 0^\circ$ et l'intensité du champ électrique incident est de 20 V/m (0.106 mW/cm^2). L'étude sera limitée aux premières composantes fréquentielles jusqu'à 7.35 GHz. Au delà de cette fréquence, la puissance des autres composantes harmoniques d'ordre supérieur reste négligeable.

La figure IV.19 montre les cartographies du champ électrique et du courant surfacique DC. Les diodes D_1 - D_4 sont parcourues par le même courant DC. Elles ont la même impédance dynamique à 2.45 GHz. Le courant DC de la charge R_L est le double du courant des diodes. Cela est conforme à la loi des nœuds (loi de Kirchhoff). Le champ électrique normal présente une légère dissymétrie, cela est probablement dû aux lignes d'alimentation qui sont décalées par rapport aux centres des antennes patches.

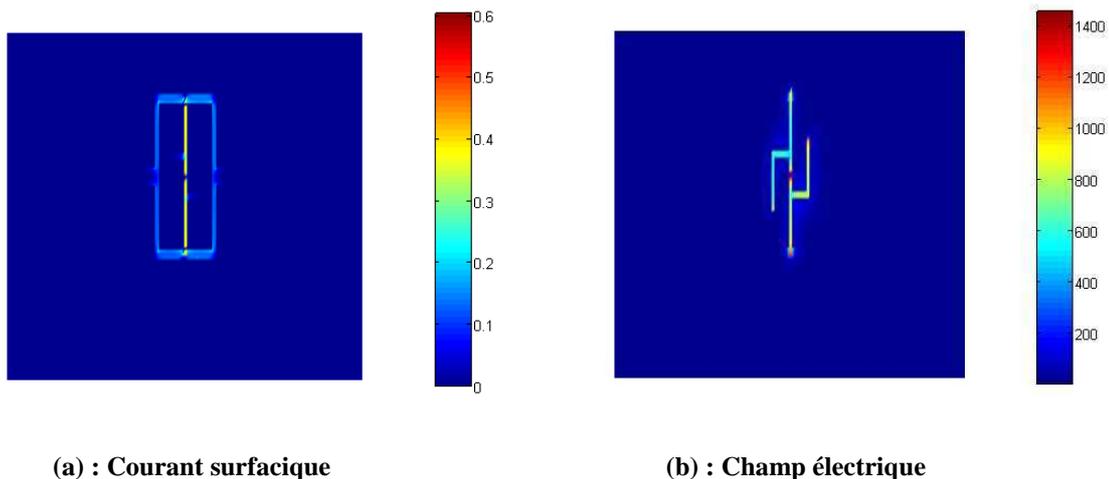
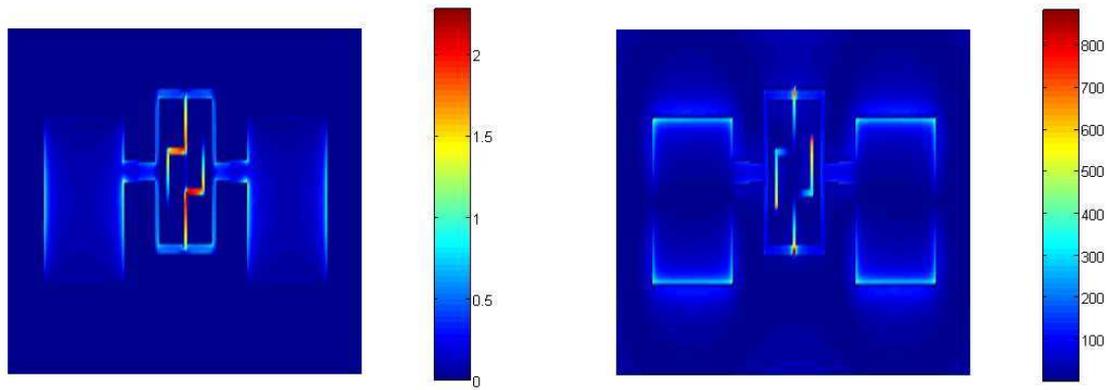


Figure IV. 19 : Cartographies DC

Les cartographies à 2.45 GHz sont exposées sur la figure IV.20. La charge R_L est isolée grâce aux stubs quarts d'onde qui ramènent deux courts circuits de part et d'autre de R_L . Sur les deux antennes, on remarque que le champ électrique est très important sur les bords rayonnants, tandis que le courant surfacique varie de manière sinusoïdale sur les bords non rayonnants. Comme pour la composante DC, on remarque aussi une légère dissymétrie sur la distribution du champ électrique normal (E_z) à 2.45 GHz.

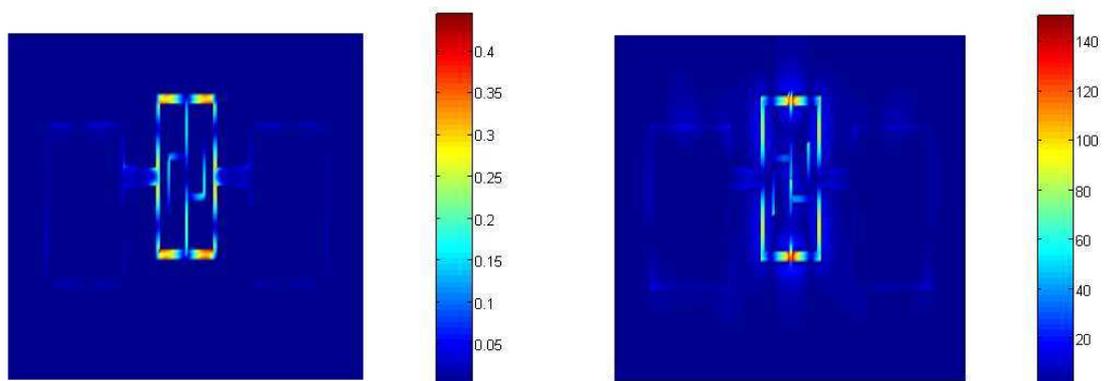


(a) : Courant surfacique

(b) : Champ électrique

Figure IV. 20 : Cartographies à 2.45 GHz

La figure IV.21 nous expose les cartographies à 4.9 GHz. La quasi-totalité de la puissance générée, par D_1 - D_4 à cette fréquence est confinée à l'intérieure de la boucle principale contenant les quatre diodes D_1 - D_4 . On observe une succession de points à forte et à faible impédance, espacés d'un quart d'onde ($\lambda/4 = 11.46$ mm). A 4.9 GHz, il n'y a pas de propagation d'énergie, mais un phénomène d'ondes stationnaires. Deux courts circuits (point P_0) sont présents sur les deux lignes d'accès 58Ω . Ils empêchent la puissance à 4.9 GHz d'être rayonnée par les deux antennes. Les deux diodes D_1 et D_2 sont placées à une distance de trois quarts d'onde du point P_0 , ce qui implique une forte impédance au niveau des points P_1 et P_2 (figure IV.14). Cela est également valable pour les diodes D_3 et D_4 . La longueur totale de la boucle est de trois fois la longueur d'onde à 4.9 GHz. Ces fortes impédances au niveau des diodes atténuent la puissance à 4.9 GHz dans la branche P_5 - P_6 contenant la charge R_L et les stubs.



(a) : Courant surfacique

(b) : Champ électrique

Figure IV. 21 : Cartographies à 4.9 GHz

Les cartographies à 7.35 GHz sont exposées sur la figure IV.22. Les résultats montrent que cette composante fréquentielle est faible, la quasi-totalité de la puissance générée est confinée entre les points P₅ et P₆. Sur les deux accès du circuit, le courant surfacique et le champ électrique sont nuls.

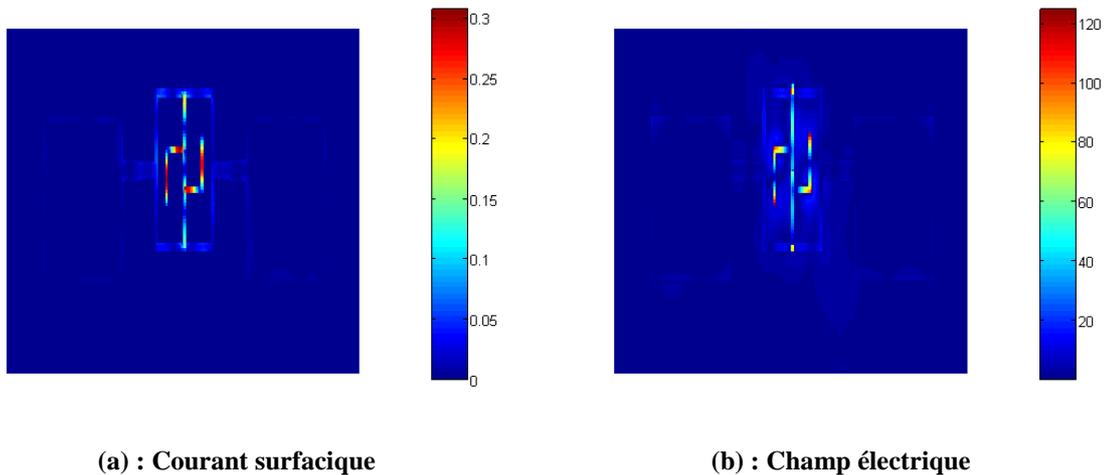


Figure IV. 22 : Cartographies à 7.35 GHz

3.3. Caractérisation expérimentale de la rectenna et comparaison avec la FDTD

La rectenna développée a été réalisée et caractérisée. Le plan de masse du circuit a une longueur de 218 mm et une largeur de 84 mm. Les deux plans E et H de la rectenna sont montrés sur la figure IV.23. Le gain maximum mesuré du réseau d'antennes $G_r = 8.7$ dB et sa surface effective $A_e = 88.5$ cm². La rectenna est placée à 1 mètre de distance de l'antenne d'émission et la charge R_L est fixée à 1.2 k Ω .

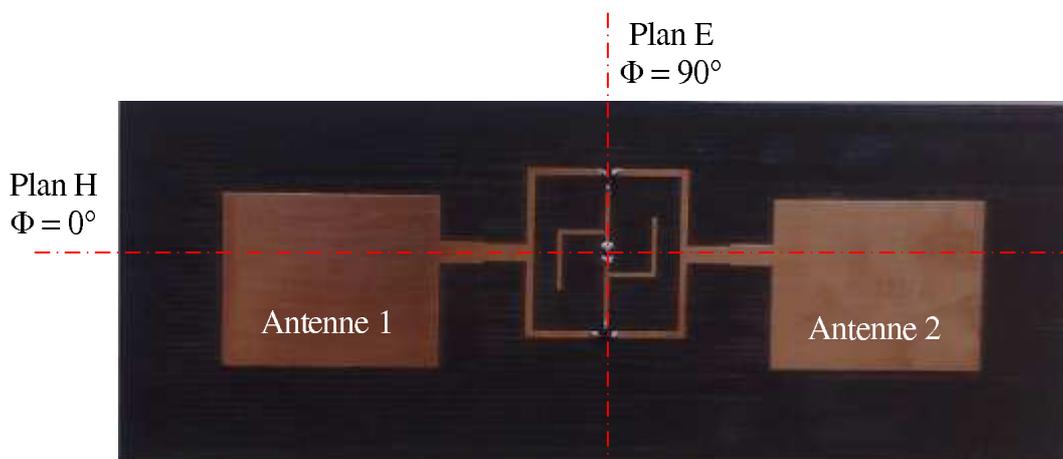


Figure IV. 23 : Rectenna réalisée et mesurée

La figure IV.24 montre une comparaison entre les résultats simulé (FDTD) et mesuré. La tension DC et le rendement de la rectenna y sont présentés. La densité surfacique de puissance varie de 0.004 mW/cm^2 (3.88 V/m) à 0.13 mW/cm^2 (22.14 V/m) et la puissance RF, supposée être reçue, varie de 0.35 à 11.5 mW . On remarque que les résultats prédits par la FDTD concordent avec ceux obtenus par la mesure. Un rendement de 67% a été mesuré lorsque la densité de puissance est égale à 0.06 mW/cm^2 ($E = 15 \text{ V/m}$). Dans les mêmes conditions, le rendement simulé est de 65% . Les tensions DC maximales simulée et mesurée à 0.126 mW/cm^2 sont de 2.879 et 2.86 V , respectivement.

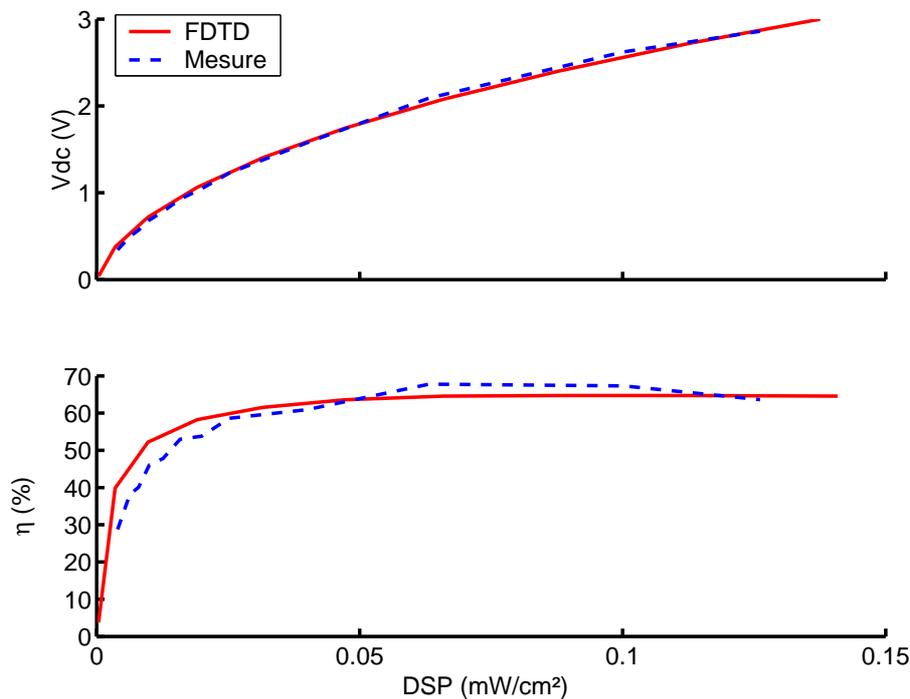


Figure IV. 24 : Rendement et tension DC. (a) FDTD. (b) Mesure.

La figure IV.25 montre la variation de la tension de sortie et du rendement en fonction de la charge, avec les densités de puissance de 0.04 et 0.13 mW/cm^2 . Les résultats montrent que le rendement est optimal autour de $1.2 \text{ k}\Omega$, ce qui concorde avec les résultats de simulations où une résistance optimale de $1.2 \text{ k}\Omega$ avait été obtenue.

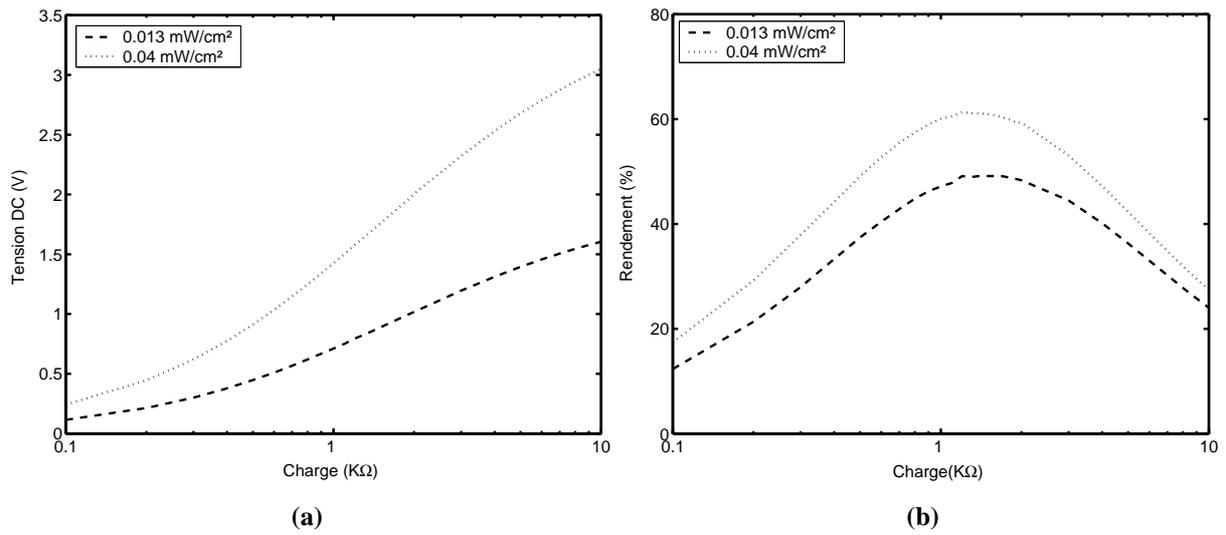


Figure IV. 25 : Sortie DC en fonction de R_L . (a) Tension. (b) Rendement

4. Rectenna double diode

La rectenna double diode [IV.5] que montre la figure IV.26 fonctionne à la fréquence de 2.45 GHz, elle est imprimée sur un substrat Arlon 25N de permittivité $\epsilon_r = 3.38$, de hauteur $h = 1.524$ mm et d'une tangente de pertes $\tan\delta = 0.0025$. La structure est composée d'un circuit de conversion double diode, présenté dans le chapitre III, et d'une antenne patch rectangulaire polarisée linéairement. L'antenne de réception fait 32.38 mm de largeur et 41.28 mm de longueur. Elle est alimentée par une ligne micro-ruban de 0.85 mm de largeur et elle est adaptée sur une impédance de 100Ω . Le circuit de conversion contient deux diodes HSMS 2860 avec boîtiers SOT 23. Ce circuit a été optimisé pour un niveau de puissance P_{RF} de l'ordre de 10 mW. Dans ces conditions, l'impédance série des diodes D_1 et D_2 à 2.45 GHz est de $(95-j200) \Omega$. Les deux lignes L_7 , terminées par des courts circuits aux points P_5 et P_6 , ramènent une impédance inductive de $+j273 \Omega$ aux points P_3 et P_4 . Cela permet de compenser une partie de la capacitance des deux diodes et d'avoir une impédance de $(94+j73) \Omega$ aux points P_1 et P_2 , par rapport au plan de masse. La largeur des deux lignes L_5 et L_6 est de 1.2 mm, elle a été choisie pour ramener une impédance de 100Ω au point P_0 et assurer l'adaptation avec l'antenne de réception. Le niveau normalisé de la composante harmonique à 7.35 GHz au niveau de la ligne d'alimentation (L_4) est de -30 dB. Toutes les sections de ligne du redresseur présentent une impédance caractéristique de 87Ω excepté la ligne d'alimentation qui a une impédance caractéristique de 100Ω .

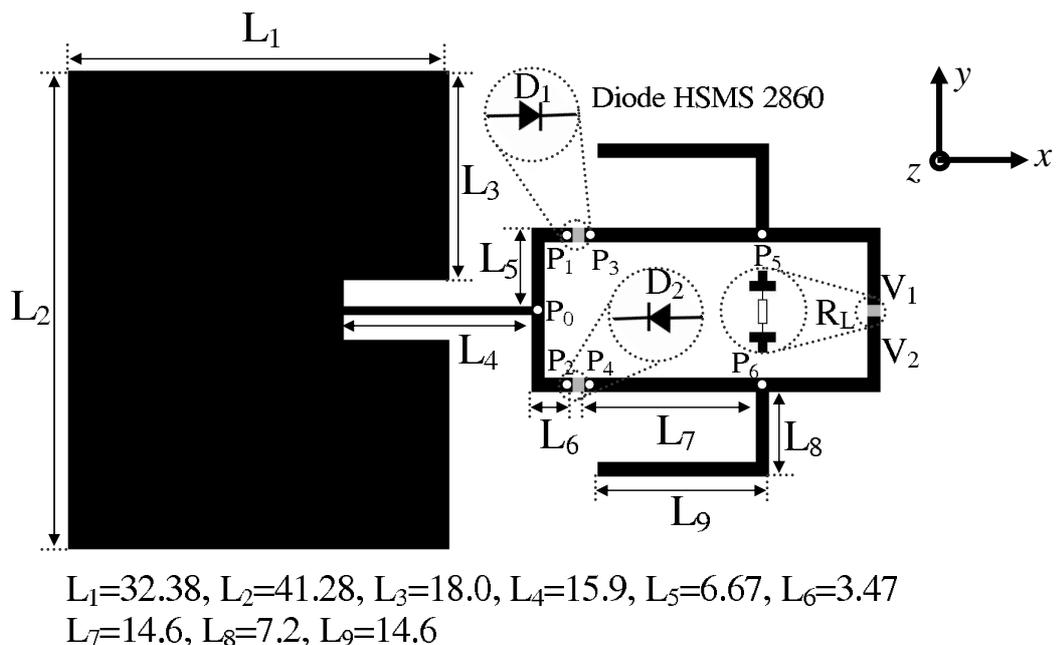


Figure IV. 26 : Rectenna avec le circuit de conversion double diode

4.1. Simulations numérique (FDTD)

Nous proposons dans cette partie de l'étude de simuler et d'analyser la rectenna double diode avec la méthode FDTD. Dans toutes les simulations, des conditions absorbantes de type UPML, avec 10 couches dans chacune des directions, ont été utilisées. L'ordre de la variation polynomiale de la conductivité est égal à 3. Un pas spatial de 0.2 mm est utilisé dans les directions x et y , tandis que dans la direction z , la plus petite maille est égale à 0.762 mm. Le nombre de mailles sur les trois axes x , y et z est de $229 \times 250 \times 50$. Le pas temporel est égal à 0.4403 ps et les simulations ont été effectuées sur 100000 itérations. Pour minimiser les erreurs de discrétisation, l'antenne patch a été modélisée par 64 mailles en longueur et 146 mailles en largeur. De plus, les largeurs de la ligne L_4 et des autres sections de ligne (L_5 , L_6 , L_7 , L_8 et L_9) du circuit de conversion ont été modélisées par 4 et 6 mailles, respectivement.

Nous avons calculé les distributions du courant surfacique et du champ électrique normal (E_z), des premières composantes fréquentielles jusqu'à 7.35 GHz. La rectenna est illuminée par une onde plane, en incidence normale, d'une intensité de 20 V/m (0.106 mW/cm²).

La figure IV.27 montre les cartographies DC de la rectenna. Les diodes D_1 et D_2 sont traversées par le même courant continu, elles ont le même point de fonctionnement et présentent la même impédance dynamique à 2.45 GHz.

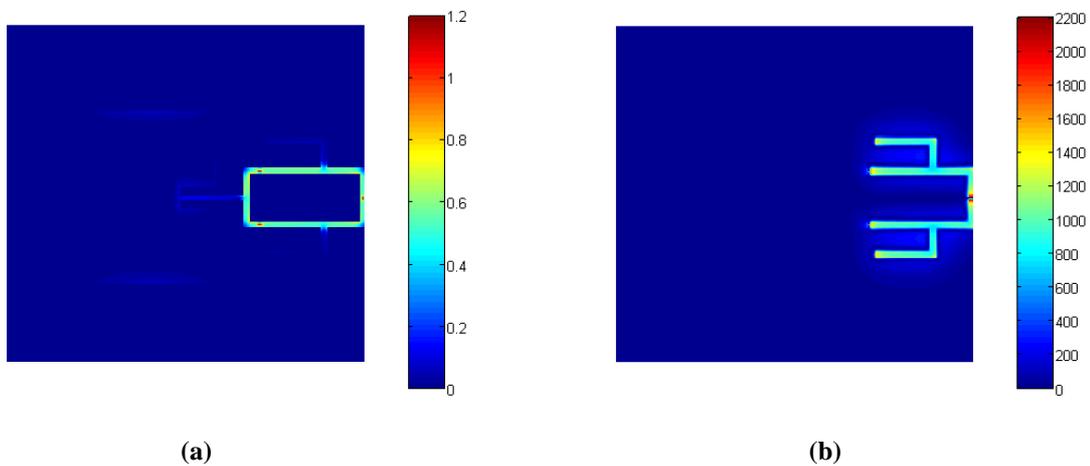


Figure IV. 27 : Cartographies DC. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.

Les cartographies à 2.45 GHz sont exposées sur la figure IV.28. Les stubs quarts d'onde ramènent des courts circuits aux points P_5 et P_6 et permettent d'isoler R_L . Les résultats montrent que les distributions du courant et du champ sont symétriques. La puissance P_{RF} captée par l'antenne est divisée, au point P_0 , en deux composantes en phase et d'égale

puissance jusqu'aux diodes D_1 et D_2 , chacune convertit en DC la moitié de P_{RF} et engendre des harmoniques.

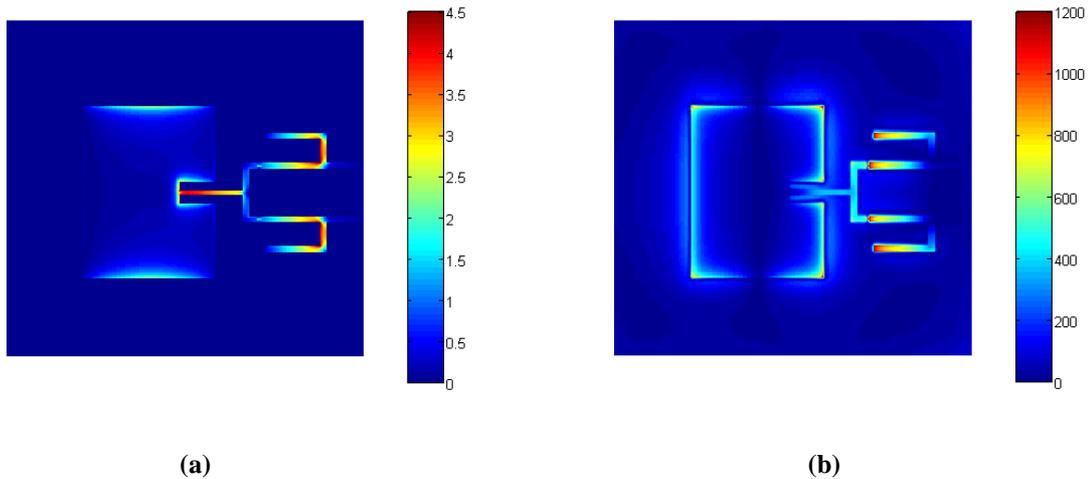


Figure IV. 28 : Cartographies à 2.45 GHz. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.

La figure IV.29 présente les cartographies de la rectenna à 4.9 GHz. La puissance générée par les diodes D_1 et D_2 , à cette fréquence, est confinée dans la branche P_1 - P_0 - P_2 . En effet, les points P_1 et P_2 présentent des impédances assez importantes (circuits ouverts) car ils sont situés à une distance d'un quart d'onde de P_0 . À 4.9 GHz et à tous les harmoniques pairs, le filtre HF n'est pas nécessaire.

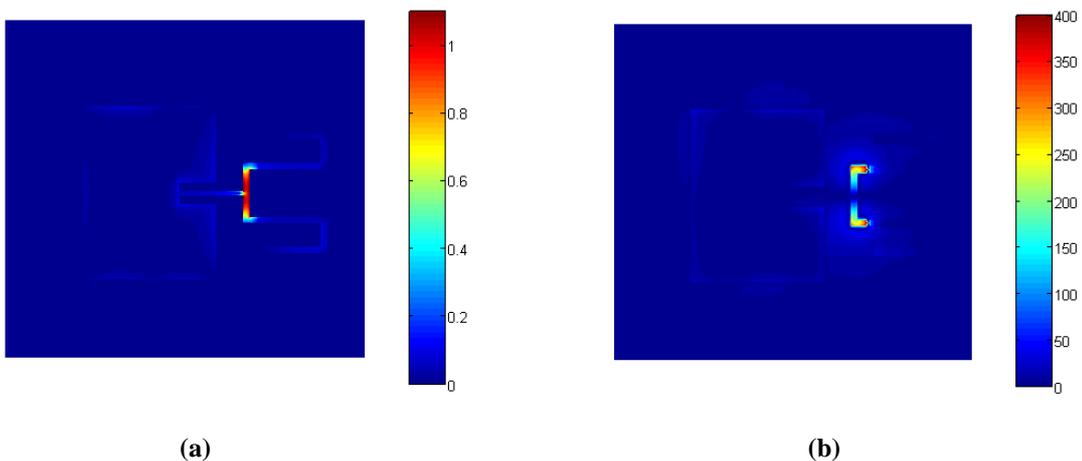


Figure IV. 29 : Cartographies à 4.9 GHz. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.

Les cartographies du champ électrique et de la densité du courant surfacique à 7.35 GHz sont exposées sur la figure IV.30. La quasi-totalité de la puissance à cette fréquence se trouve confinée entre les diodes D_1 et D_2 et les points P_5 et P_6 . La puissance générée par les diodes n'est pas renvoyée vers l'antenne de réception.

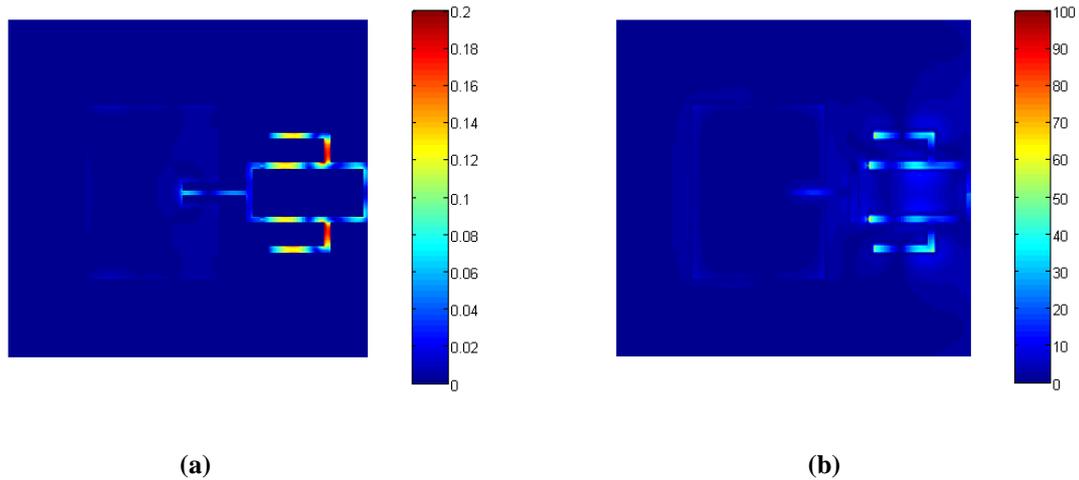


Figure IV. 30 : Cartographies à 7.35 GHz. (a) Courant surfacique. (b) Champ électrique.

4.1.1. Etude paramétrique en fonction de la ligne d'alimentation L_4

Dans les simulations effectuées sous ADS, le générateur de puissance présente la même impédance interne quelque soit la composante harmonique (2.45 GHz, 4.9 GHz, 7.35 GHz, ...). L'antenne de réception, quand à elle, ne présente pas la même impédance d'entrée à toutes ces fréquences. Comme le circuit double diode ne contient pas de filtre HF, lorsque l'antenne est associée au circuit de conversion, elle modifie l'impédance des diodes aux différents harmoniques, et plus particulièrement à 7.35 GHz, et risque par conséquent d'altérer à la fois le niveau d'adaptation et le rendement total de la rectenna.

Pour mieux cerner ce problème, nous avons tracé les cartographies du courant surfacique de la rectenna pour différentes valeurs de L_4 , la longueur de la ligne d'alimentation. En effet, cette ligne permet de faire varier l'impédance ramenées à 7.35 GHz aux points P_1 et P_2 et modifie par conséquent l'impédance de diodes.

La figure IV.31 montre les cartographies du courant à 2.45, 4.9 et 7.35 GHz pour différentes valeurs de L_4 , entre 16.9 mm et 30.9 mm. La rectenna est illuminée par une onde plane, en incidence normale, d'une intensité de 20 V/m (0.106 mW/cm²). Pour voir l'influence de L_4 sur la répartition et l'intensité des courants surfaciques, les cartographies à la même fréquence ont été normalisées. Les résultats montrent qu'à 2.45 GHz, l'intensité du courant surfacique diminue lorsque L_4 augmente. Cela montre que la puissance P_{RF} transmise au circuit de conversion varie en fonction de L_4 . À 4.9 GHz, l'intensité du courant diminue en fonction de L_4 . Toutefois, le courant à cette fréquence reste confiné entre les points P_1 - P_0 - P_2 . La répartition du courant pour ces deux fréquences reste la même, elle ne change pas en fonction de L_4 . À 7.35 GHz, par contre, la répartition et l'intensité du courant surfacique dépendent de L_4 .

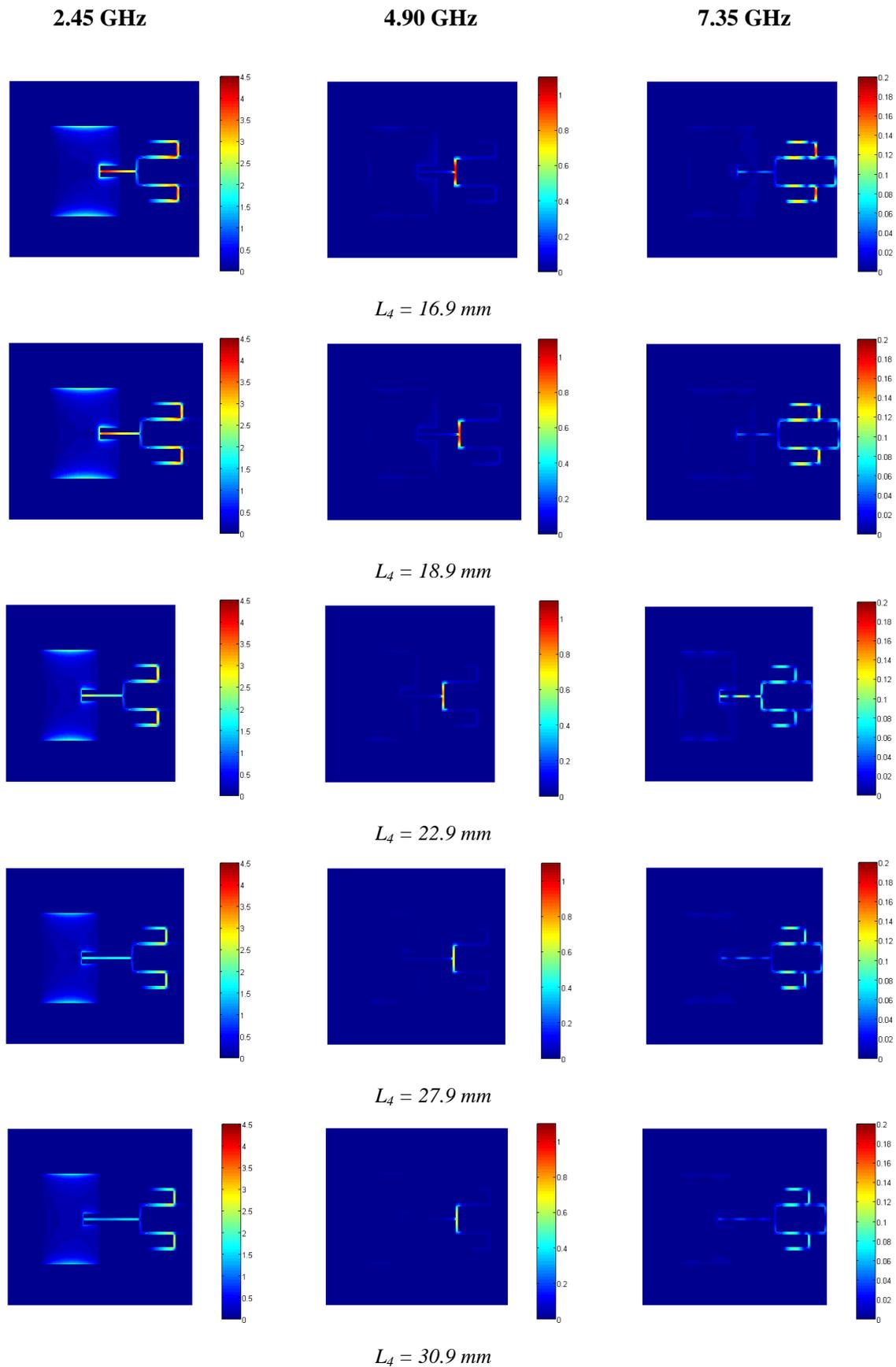


Figure IV. 31 : Distributions du courant surfacique pour différentes valeurs de L_4

A densité de puissance constante (0.106 mW/cm^2), et en faisant varier L_4 de 15.9 mm à 51 mm, la tension DC et le rendement de la rectenna varient comme le montre la figure IV.32. La tension de sortie varie entre 1.5 V et 2.28 V, avec un minimum à $L_4 = 31 \text{ mm}$. D'après l'allure des courbes, on peut en déduire que le rendement est périodique. Sa période est d'une demi-longueur d'onde à 2.45 GHz, cela montre que la ligne L_4 permet de compenser la désadaptation entre l'antenne et le circuit de conversion, et qui est engendrée en partie par l'absence du filtre HF.

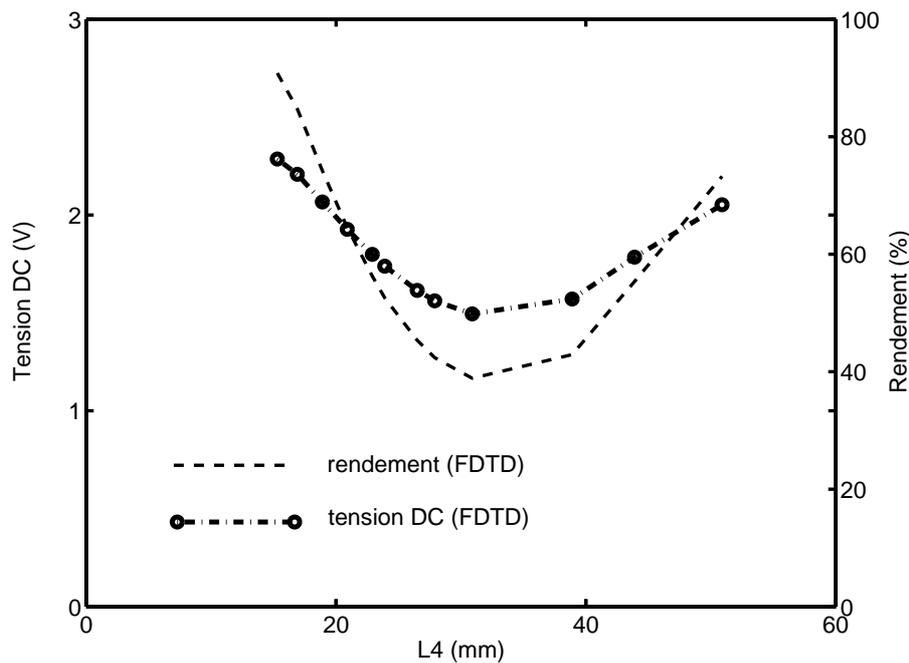


Figure IV. 32 : Tension DC et rendement en fonction de L_4 (FDTD)

La figure IV.33 montre l'évolution temporelle de la tension DC pour trois valeurs de L_4 : 15.9, 18.9 et 22.9 mm. L'intensité du champ électrique incident est de 20 V/m et la charge de sortie est égale à la charge optimale (1.05 k Ω).

Les spectres normalisés du courant et de la tension sur la ligne d'alimentation, pour trois valeurs de L_4 , sont exposés sur les figures IV.34 et IV.35, respectivement. Les résultats montrent bien que le niveau de la composante à 7.35 GHz varie en fonction de la longueur de la ligne d'alimentation.

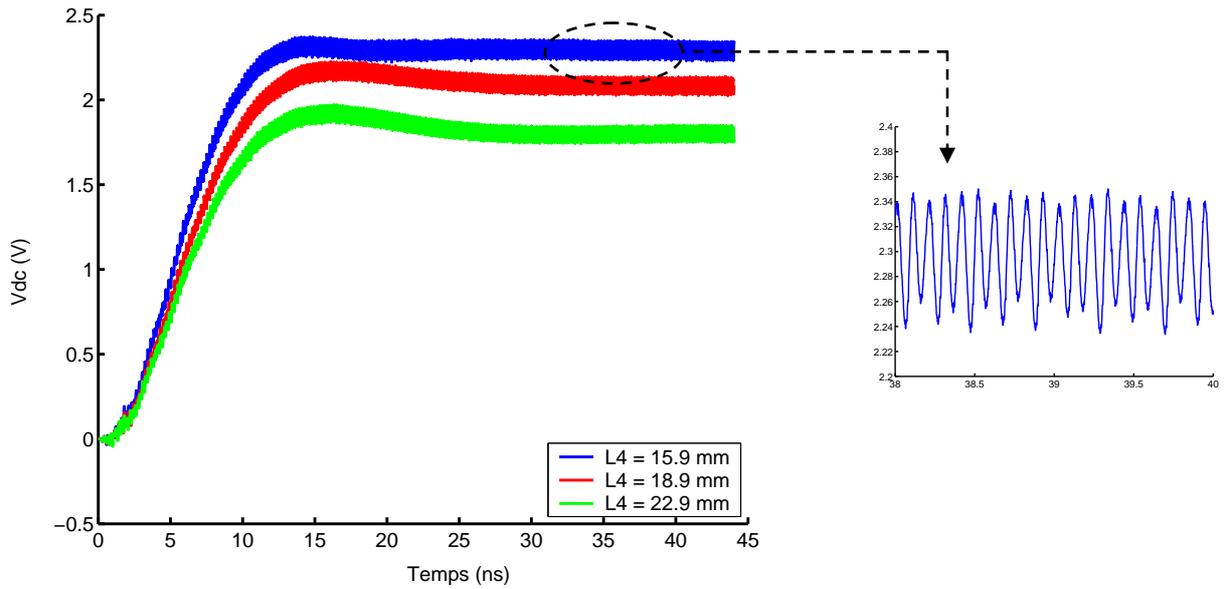


Figure IV. 33 : Variation temporelle de la tension DC pour trois valeurs de L_4 (FDTD)

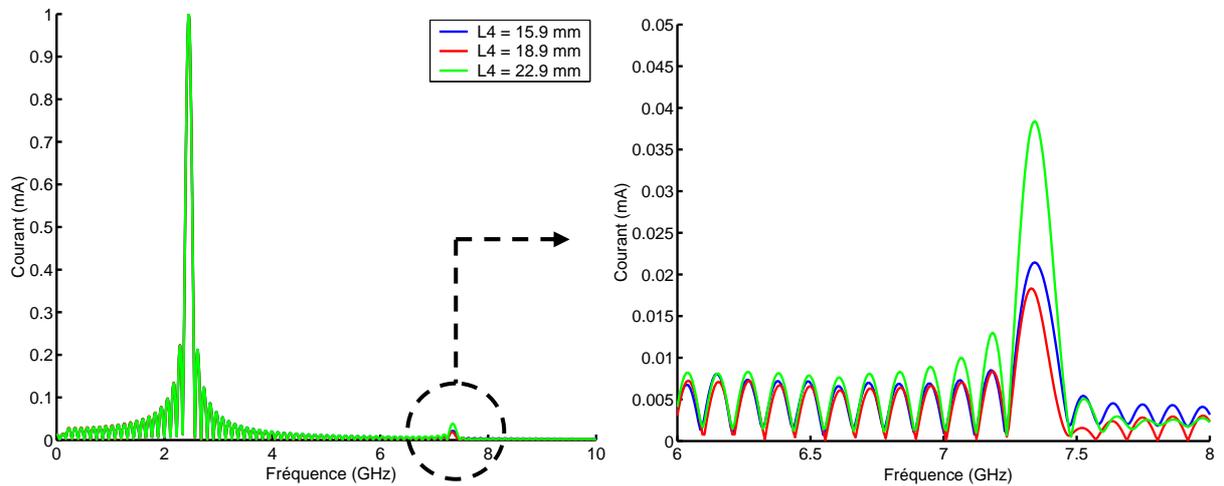


Figure IV. 34 : Spectre normalisé du courant sur la ligne L_4 (FDTD)

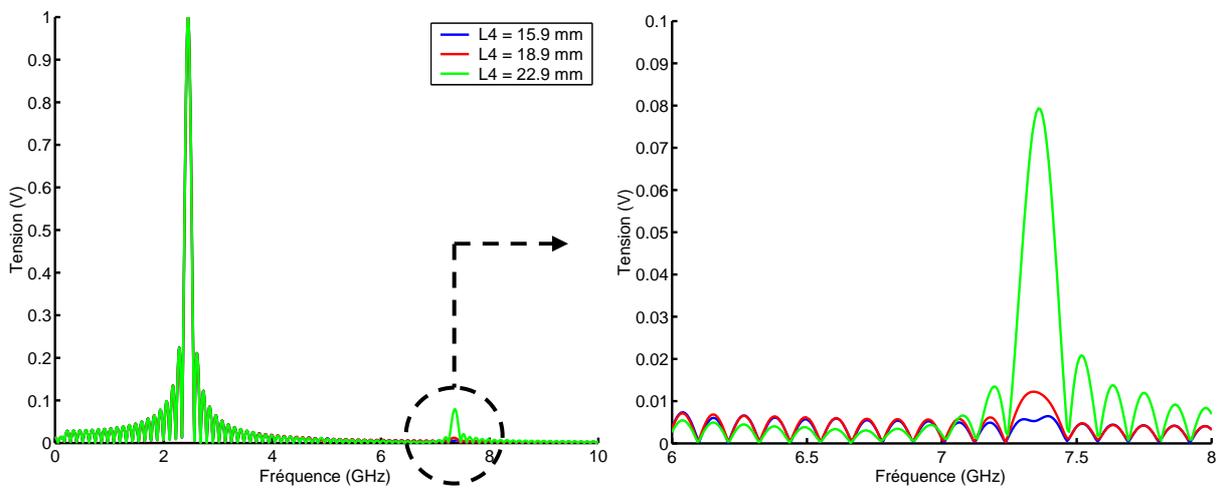


Figure IV. 35 : Spectre normalisé de la tension sur la ligne L_4 (FDTD)

4.2. Mesure de la rectenna – comparaison avec la FDTD

L'antenne patch à encoches a été réalisée et mesurée. Elle présente un niveau d'adaptation de -20 dB à 2.45 GHz et un gain maximal de 4.7 dB dans la direction normale ($\theta = 0^\circ$). Par la suite, la rectenna double diode (figure IV.36) développée a été réalisée et mesurée à l'intérieur de la chambre anéchoïque. La longueur et la largeur du plan de masse sont de 89.1 et 81.28 mm, respectivement. La rectenna est placée à une distance de 70 cm de l'antenne cornet et la densité surfacique de puissance à la réception varie dans la plage 0-0.31 mW/cm². La puissance RF supposée être reçue par la rectenna varie de 0 jusqu'à 11 mW et la charge optimale (1.05 k Ω) a été utilisée en simulations FDTD comme en mesures.

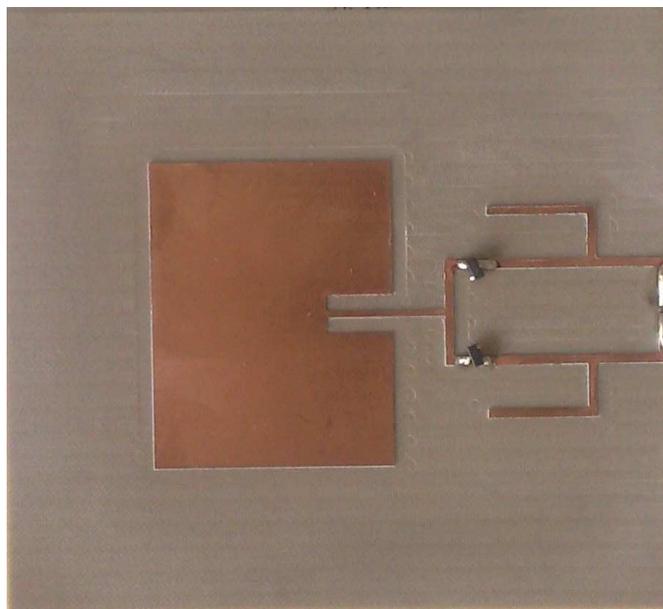


Figure IV. 36 : Prototype de la rectenna réalisée et mesurée

La figure IV.37 présente la tension DC et le rendement mesurés et les compare avec ceux obtenus par la FDTD. Les résultats simulés sont en bonne concordance avec les mesures. La tension et le rendement augmentent en fonction de la densité de puissance. Le rendement mesuré dépasse les 80 % à partir d'une densité de puissance égale à 0.21 mW/cm² ($E = 28$ V/m). Un rendement maximal de 83% a été obtenu lorsque la densité de puissance est de 0.3 mW/cm², la tension correspondante mesurée aux bornes de R_L est de 3.03 V.

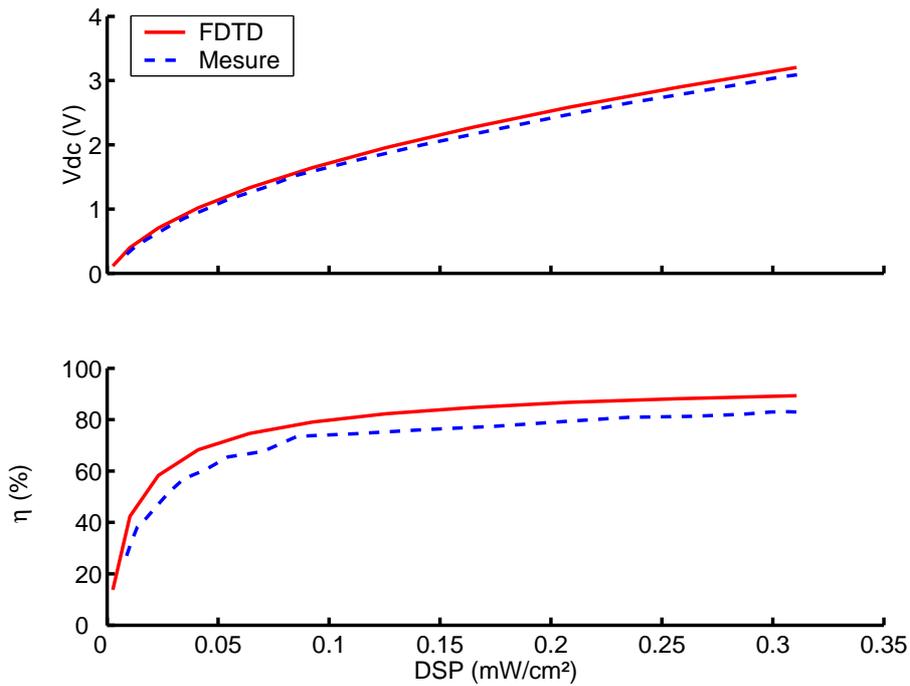


Figure IV. 37 : Tension DC et rendement - simulation FDTD et mesure ($L_4=15.9\text{mm}$)

Deux autres rectennas, avec des lignes d'alimentation (L_4) de 18.9 et 22.9 mm, ont été également réalisées et mesurées. Les résultats obtenus sont comparés aux simulations FDTD et présentés sur la figure IV.38. On voit que la méthode FDTD prédit correctement la sortie DC des circuits réalisés. Le premier circuit avec $L_4 = 18.9$ mm présente un rendement mesuré de 71.5 % à 0.28 mW/cm^2 , tandis que le second circuit ($L_4 = 22.9$ mm) montre un rendement total mesuré de seulement 52.4 % lorsque la densité de puissance est égale à 0.21 mW/cm^2 .

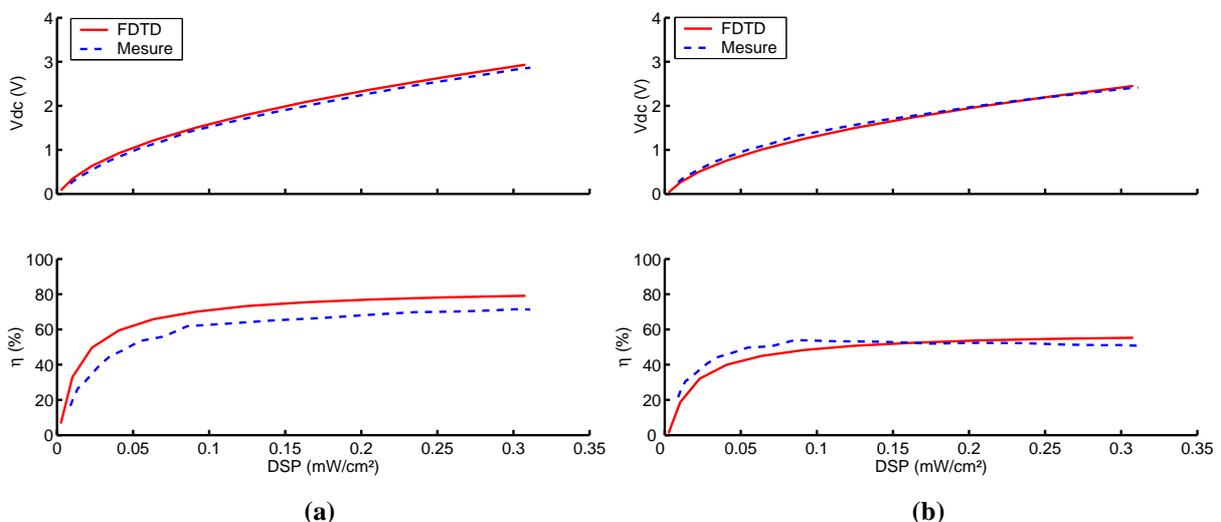


Figure IV. 38 : Tension DC et rendement - simulation FDTD et mesure. (a) $L_4 = 18.9\text{mm}$. (b) $L_4 = 22.9\text{mm}$.

5. Réseaux de rectennas double diode

Pour augmenter la sortie DC, en termes de tension et/ou de puissance, des associations de rectennas ont été introduites dans ce travail. Les deux types d'interconnexion série et parallèle ont été testés. Des réseaux de 2 et de 4 rectennas (figure IV.39) ont été développés, réalisés et caractérisés au laboratoire. Pour constituer ces réseaux, la rectenna présentée sur la figure IV.26 a été utilisée. Les réseaux à 2 et à 4 éléments présentent une largeur de 90 mm et des longueurs de 147 et 280 mm, respectivement.

Tout d'abord, les éléments du réseau ont été disposés de telle sorte que le couplage entre les patchs rayonnants soit dans le plan H. En effet, il a été montré [IV.2] que pour le même espacement (s) entre les bords de deux antennes patchs, le couplage dans le plan H est plus faible que dans le plan E. Dans les réseaux développés, l'espacement (s) est choisi égal à 25 mm et le couplage, entre les deux antennes, dans ce cas est inférieur à -25 dB [IV.2].

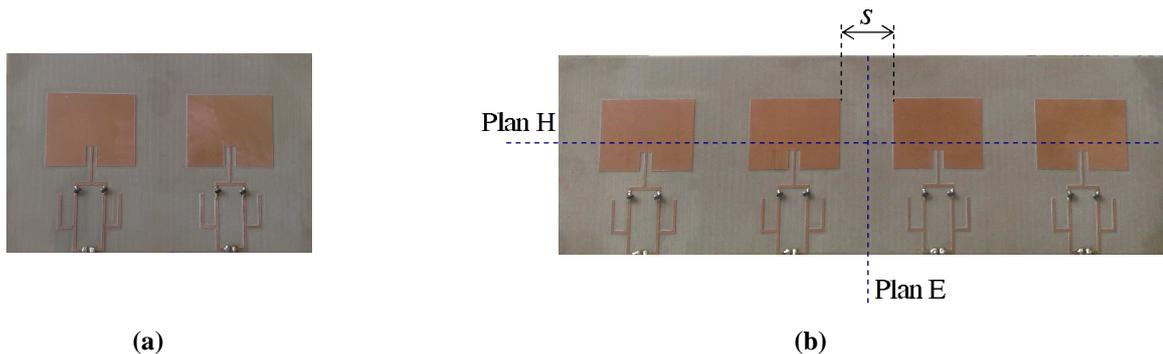


Figure IV. 39 : Réseaux de rectennas. (a) à 2 éléments. (b) à 4 éléments.

Dans un premier temps, des mesures en fonction de la charge R_L ont été effectuées afin de déterminer la charge optimale du réseau. Ensuite, nous avons procédé aux mesures en fonction de la densité surfacique de puissance tout en gardant la charge de sortie optimale. Les résultats mesurés seront comparés à ceux de la rectenna simple (figure IV.36).

5.1. Association des rectennas en parallèle

L'association de rectennas en parallèle permet, théoriquement, de multiplier par N (N étant le nombre d'éléments du réseau) la puissance de sortie DC tout en gardant la tension DC constante. La charge optimale théorique du réseau, dans ce cas, est le rapport entre la charge optimale de la rectenna simple et N .

La figure IV.40 montre la sortie DC des deux réseaux en fonction de la charge entre 100Ω et $10 \text{ k}\Omega$. Les mesures ont été effectuées pour deux densités surfaciques de puissance : 0.027 et 0.28 mW/cm^2 . Avec ces deux densités de puissance, chacun des éléments des réseaux reçoit 1 et 10 mW de puissance. Les résultats obtenus montrent que les charges optimales mesurées des deux réseaux à 2 et à 4 éléments sont de 525Ω et 265Ω , alors que celle de la rectenna simple est de 1050Ω . Ces résultats concordent parfaitement bien avec la théorie. Pour des valeurs importantes de R_L , et lorsque la densité de puissance est de 0.28 mW/cm^2 , la tension de sortie est limitée à 5 V .

La figure IV.41 présente la tension DC et le rendement, des deux réseaux à 2 et 4 éléments, en fonction de la densité surfacique de puissance qui varie de 0 à 0.31 mW/cm^2 . Les résultats de la rectenna simple sont tracés sur la même figure pour la comparaison. Les surfaces équivalentes des deux réseaux ($N = 2$ et 4) sont de 70.46 et 140.92 cm^2 , respectivement. Les charges optimales utilisées sont de 525 et 265Ω . Les résultats des trois circuits sont comparables. Toutefois, on remarque que le réseau de 2 éléments parallèles délivre une tension DC légèrement supérieure à celle d'un élément simple. Le réseau de 4 éléments produit une tension maximale de 3 V , comparée au 3.1 V du circuit à un élément, lorsque la densité de puissance est maximale (0.31 mW/cm^2). Les maximums de rendement des trois circuits ($N=1, 2$ et 4) sont de $83, 88$ et 78% , respectivement.

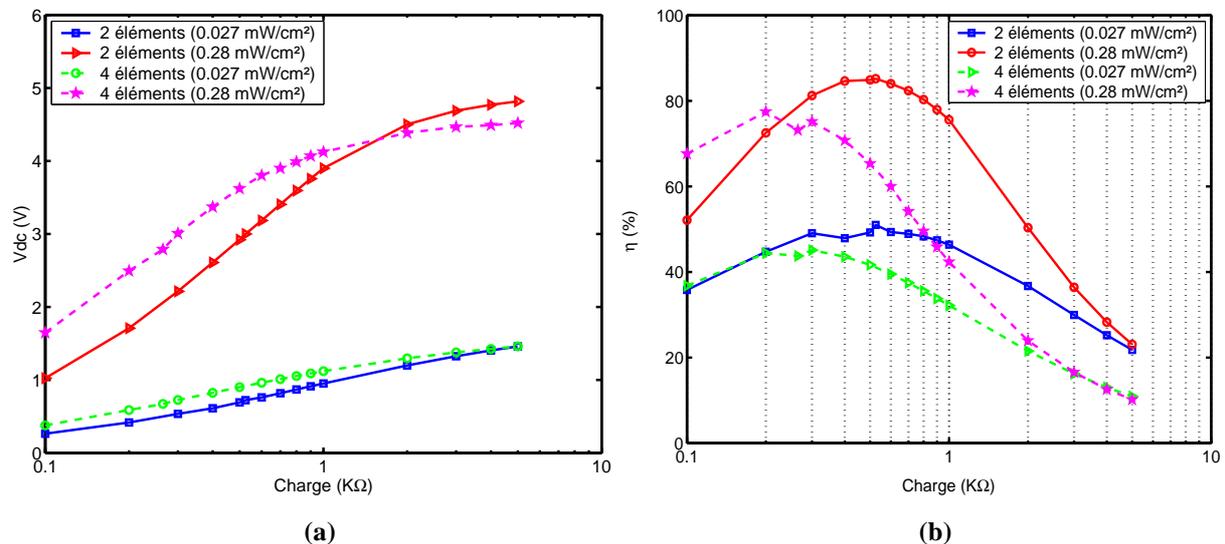


Figure IV. 40 : Association parallèle - mesure en fonction de R_L . (a) Tension DC. (b) Rendement.

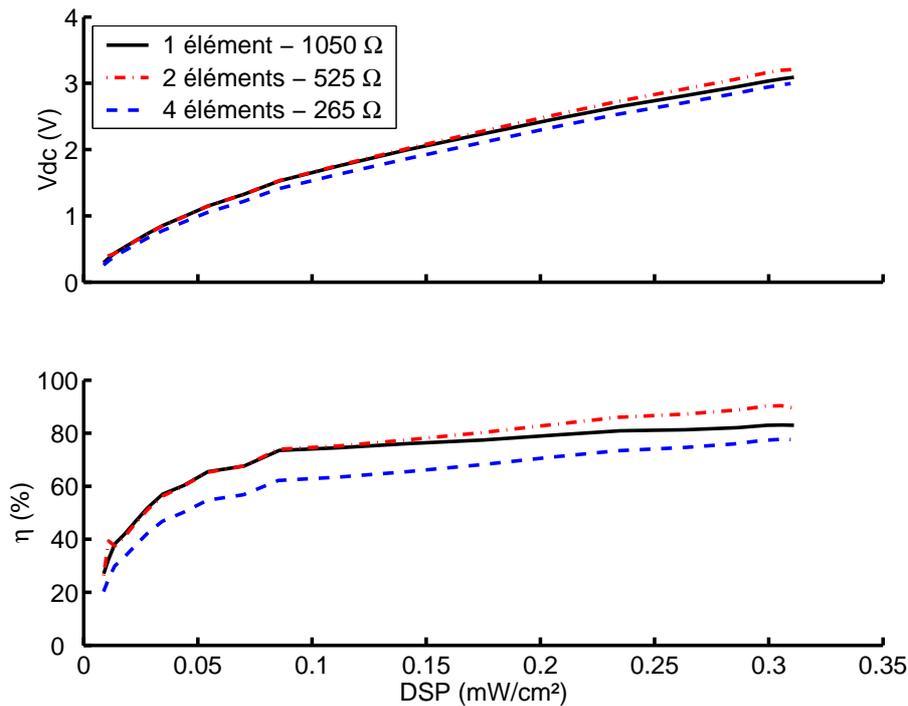


Figure IV. 41 : Association de rectennas en parallèle – tensions et rendements mesurés

5.2. Association des rectennas en série

L'association de rectennas en série permet d'avoir des tensions DC supérieures à celle que délivre l'association en parallèle.

La variation de la sortie DC (tension et rendement) en fonction de la charge R_L , pour les trois circuits ($N = 1, 2$ et 4), est montrée sur la figure IV.42. Les résultats montrent que la charge optimale, pour les deux réseaux, est égale au produit de la charge optimale de la rectenna simple par le nombre d'éléments du réseau (2.1 et 4.2 k Ω). Cela montre que les éléments constitutifs des réseaux sont correctement isolés, ils peuvent être considérés comme des générateurs de tensions DC connectés en série avec une charge R_L en sortie. Aux bornes d'une charge de 10 k Ω , et lorsque la densité de puissance est égale à 0.28 mW/cm², nous avons pu mesurer des tensions de 9.2 et 15.38 V avec les deux réseaux à 2 et à 4 éléments.

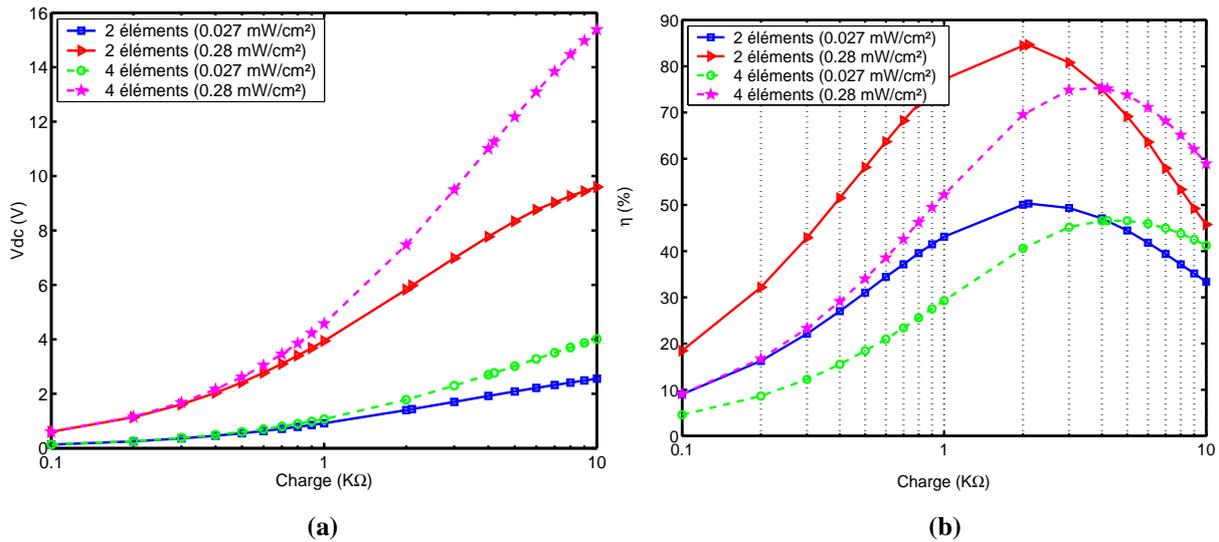


Figure IV. 42 : Association série - mesure en fonction de R_L . (a) Tension DC. (b) Rendement.

La figure IV.43 présente la sortie DC, des réseaux à 2 et à 4 éléments connectés en série, en fonction de la densité surfacique de puissance entre 0 et 0.31 mW/cm². Les résultats de la rectenna simple sont superposés sur la même figure pour pouvoir les comparer. Des tensions maximales de 3.1, 6.43 et 11.90 V ont été mesurées à 0.31 mW/cm² pour les trois circuits $N = 1, 2$ et 4, respectivement. Les charges utilisées sont optimales, elles sont égales à 1.05, 2.1 et 4.2 kΩ, respectivement. Les maximums de rendement des trois circuits ($N=1, 2$ et 4) sont de 83, 88 et 78%, respectivement.

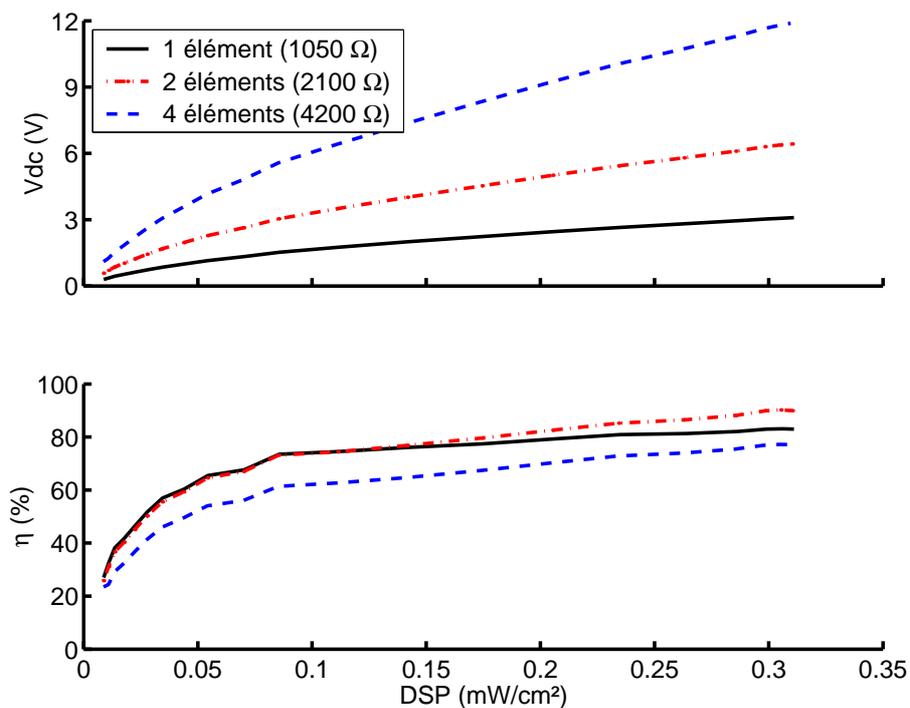


Figure IV. 43 : Association de rectennas en série – tensions et rendements mesurés

5.3. Rapport des tensions DC entre les réseaux et la rectenna simple

La figure IV.44 présente les rapports de tension des quatre réseaux par rapport à la rectenna unitaire. Les rectennas à 2 éléments en parallèle et en série produisent des tensions DC approximativement 1.04 et 2.08 fois celle d'une rectenna simple. Les réseaux à 4 éléments connectés en parallèle et série, quand à eux, présentent des rapports de tension VR (Voltage Ratio) de 0.97 et 3.84, respectivement. Les résultats montrent que les rapports des tensions des quatre réseaux développés sont pratiquement constants.

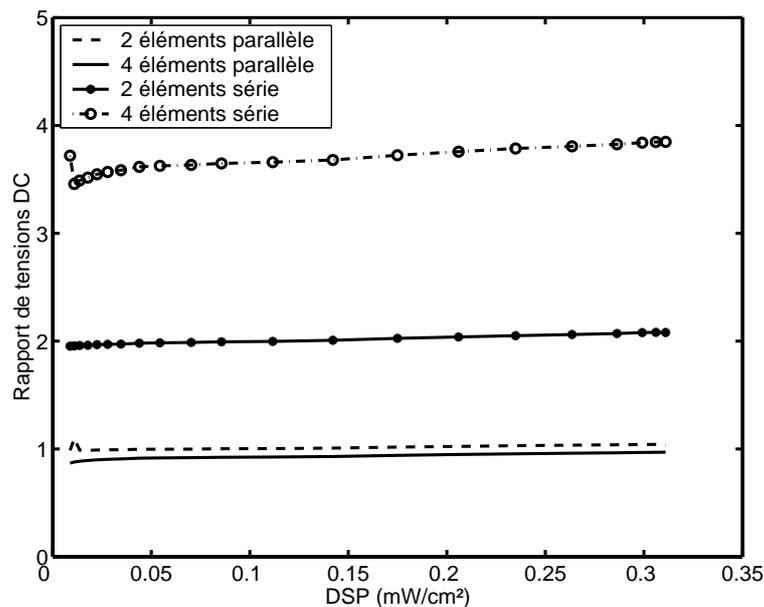


Figure IV. 44 : Rapport (VR) entre les tensions des réseaux de rectennas et la tension de la rectenna élémentaire

6. Conclusion

Dans ce chapitre, trois circuits rectennas ont été développés, réalisés et mesurés en rayonné à l'intérieur d'une chambre anéchoïque. Les résultats mesurés ont été systématiquement comparés avec ceux obtenus par la simulation globale FDTD, et une bonne concordance entre les deux avait été constatée.

La première rectenna en pont de diodes modifié (paragraphe 2) présente un rendement total de 51 % lorsque la densité de puissance est de 0.15 mW/cm². L'altération du rendement est due à la désadaptation de l'antenne par rapport au circuit de conversion et qui est engendrée par l'absence du filtre HF.

La rectenna symétrique double antenne, présentée dans le paragraphe 3, permet de capter plus de puissance RF avec ses deux antennes connectées sur les deux accès du circuit de conversion RF-DC. Ce circuit présente un rendement total de 67 % à 0.06 mW/cm².

Toutefois, contrairement à un réseau de deux rectennas connectées en parallèle, l'introduction d'un déphasage entre les deux accès du circuit dégrade son rendement. En effet, les deux parties droite et gauche de la rectenna ne sont pas complètement découplés de point de vue RF.

Le dernier circuit développé est la rectenna double diode. Elle présente un rendement supérieur à 80 % à partir d'une densité de puissance de 0.21 mW/cm^2 .

En utilisant la méthode FDTD, nous avons pu déterminer les distributions du champ électrique et de la densité du courant surfacique, des premières composantes harmoniques jusqu'à 7.35 GHz. Ces cartographies nous ont aidé, dans un premier temps, à expliquer le comportement des différentes composantes fréquentielles. Par la suite, les résultats obtenus ont été exploités pour alléger les procédures d'optimisation et accroître les performances des circuits rectennas en termes de rendement et d'encombrement.

Les performances des deux premières rectennas, et plus particulièrement celles en pont de diodes modifié mono-antenne, peuvent être améliorées à la lumière des derniers résultats FDTD obtenus.

Afin d'augmenter la puissance et/ou la tension de sortie DC de la rectenna, les associations de rectennas double diode en série et en parallèle ont été introduites dans ce travail de thèse. Quatre réseaux à 2 et à 4 éléments, connectés en série puis en parallèle, ont été développés, réalisés et caractérisés expérimentalement. Avec des charges optimales, les réseaux à 2 et à 4 éléments connectés en série permettent de produire des tensions DC qui sont 2.08 et 3.84 fois supérieures à celle d'une rectenna seule. Les réseaux de 2 et 4 éléments en parallèle fournissent, quand à eux, des puissances DC 2.16 et 3.76 fois supérieures à celle que peut produire la rectenna simple.

7. Références bibliographiques

- [IV.1] H. Takhedmit, B. Merabet, L. Cirio, B. Allard, F. Costa, C. Vollaire 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*.
- [IV.2] C. A. Balanis, «Antenna Theory: Analysis and Design», *John Wiley & Sons, Inc., Third Edition, 2005*.
- [IV.3] J. D. Kraus, R. J. Marhefka, «Antennas for all applications», *McGraw-Hill Edition, Third Edition, 1997*.
- [IV.4] 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*.
- [IV.5] H. Takhedmit, L. Cirio, B. Merabet, B. Allard, F. Costa, C. Vollaire and O. Picon, «Efficient 2.45 GHz rectenna design including harmonic rejecting rectifier device», *Electronics Letters, vol. 46, no. 12, 10th June 2010, pp. 811-812*.

Conclusion générale

Conclusion générale

Nous avons montré à travers les différents travaux développés dans le cadre de cette thèse que l'alimentation à distance de dispositifs à faible consommation est potentiellement intéressante, elle est en mesure de répondre à la fois aux problèmes d'autonomie et de mobilité des capteurs, des réseaux de capteurs et des actionneurs sans fil.

La modélisation numérique a été tout au long de ce travail un outil très important. Un circuit rectenna contient à la fois des éléments distribués (éléments rayonnants, lignes, ...) et des éléments localisés linéaires (résistance, inductance et capacité) et non-linéaires (diode). Pour prendre en compte les deux aspects électromagnétique et circuit, les méthodes d'analyse globales sont plus que souhaitables. Deux méthodes de simulation complémentaires ont été utilisées. Dans un premier temps, le logiciel commercial ADS (co-simulation *harmonic balance* + Momentum) a servi à la simulation et à l'optimisation des circuits de conversion RF-DC. Par la suite, nous avons développé un outil de simulation basé sur la méthode FDTD capable d'analyser le système rectenna dans sa totalité. En effet, le scénario d'une mesure en rayonné à l'intérieure d'une chambre anéchoïque a pu être reproduit. Cette méthode nous a permis de prédire avec précision les sorties DC (tension et rendement) des circuits développés.

Trois rectennas innovantes à 2.45 GHz, sans filtre d'entrée HF ni vias de retour à la masse, ont pu être développées, réalisées et mesurées. Un banc de mesure en rayonné a été monté et un protocole de mesure a été défini. Les résultats mesurés ont été systématiquement comparés aux simulations FDTD et montrent une bonne concordance.

Le premier circuit est à base d'un pont modifié à quatre diodes Schottky, présentant un rendement mesuré de 51 % lorsque la densité surfacique de puissance (DSP) est de 0.15 mW/cm² (23.8 V/m). Une tension continue de 3.6 V et une puissance de 12.3 mW ont pu être mesurées aux bornes d'une charge optimale de 1050 Ω sous une DSP de 0.55 mW/cm² (45.5 V/m). Des cartographies du champ électrique et du courant surfacique ont été présentées, elles illustrent de manière simple le comportement du circuit vis-à-vis des différents harmoniques et elles contribuent à analyser le fonctionnement du circuit rectenna et à définir des règles de conception et d'optimisation.

Le deuxième circuit est une rectenna symétrique double antenne, contenant quatre diodes Schottky. Un rendement de 67 % a pu être obtenu avec une densité de puissance de 0.06 mW/cm² (15 V/m) et une charge optimale de 1.2 k Ω . Une tension DC mesurée de 2.86V a été obtenue lorsque la rectenna est exposée à une densité de puissance de 0.126 mW/cm²

(21.8 V/m).

Le troisième circuit développé est une rectenna symétrique double diode. La structure est compacte et à faible coût, elle présente un rendement mesuré de 83 % et une tension DC de 3.1 V à 0.31 mW/cm² (34 V/m). Nous avons montré que la ligne d'alimentation entre l'antenne et le circuit de conversion modifie le niveau d'adaptation du circuit, et par conséquent son rendement. En effet, comme le circuit ne contient pas de filtre HF, l'antenne dans ce cas modifie l'impédance des diodes ainsi que l'adaptation. De plus, le simulateur ADS utilisé pour l'optimisation du circuit de conversion emploie une méthode fréquentielle, *harmonic balance*, qui n'est pas aussi précise qu'une méthode temporelle de type FDTD, pour la modélisation de la diode.

Les associations série et parallèle des circuits rectennas ont été introduites et testées. Des réseaux de deux et de quatre rectennas double diodes ont été développés, réalisés et mesurés. Les associations en série, à deux et à quatre éléments, délivrent des tensions DC qui sont 2.08 et 3.85 fois supérieures à celle d'une rectenna élémentaire. Des tensions de 6.43 et 11.89 V ont été mesurées à la sortie des deux réseaux pour une DSP de 0.31 mW/cm². D'un autre côté, la puissance DC a pu être doublée et quadruplée grâce aux réseaux à 2 et à 4 éléments connectés en parallèle.

Dans la continuité de ce travail, des améliorations peuvent être envisagées à deux niveaux de l'étude en particulier. Cela concerne l'outil de simulation globale FDTD et les circuits rectennas développés. Nous allons évoquer quelques pistes de recherche portant sur la modélisation globale FDTD et sur la partie conception et optimisation, l'objectif étant de développer des circuits de réception plus performants et moins encombrants.

➤ *L'outil de simulation globale FDTD*

- Le premier point consiste à modéliser rigoureusement le boîtier SOT 23 de la diode afin de prendre en compte les interactions avec le champ incident et avec les différentes parties de la rectenna. Le boîtier SOT 23 a été, jusqu'au là, modélisé par une inductance série (Lp) et une capacité parallèle (Cp) et cela ne reflète pas de manière rigoureuse la réalité. En effet, les résultats présentés dans le paragraphe 3.3.2 du chapitre III montraient une faible influence d'une onde plane sur le fonctionnement du circuit de conversion en pont, alors que l'expérimentation montrait l'inverse (cela nous a amené à protéger les diodes avec des absorbants durant les mesures en rayonné).

- Le second point consiste à tenir compte des pertes diélectriques du substrat pour une meilleure prédiction des performances.
- *Optimisation du circuit rectenna*
 - Miniaturiser l'élément rayonnant et introduire des formes d'antennes plus originales.
 - Placer le circuit de conversion sur une face différente que celle de l'antenne et l'alimenter à travers une fente de couplage. Cette technique permet tout d'abord de réduire les dimensions de la rectenna et d'éviter que le circuit de conversion ne soit illuminé pendant les mesures en rayonné.
 - Selon l'application, introduire des antennes à polarisation circulaire pour passer outre les problèmes liés à la rotation éventuelle de l'émetteur ou du récepteur (la rectenna).
 - Développer des circuits rectennas bi-bande (2.45 et 5.8 GHz) et large bande pour la récupération d'énergie électromagnétique. La difficulté étant de trouver un moyen d'adapter le circuit de conversion sur les deux bandes ou sur une large bande de fréquence et de garder un rendement plus au moins constant sur ces bandes.
 - Définir une procédure de dimensionnement de réseaux de rectennas en fonction du cahier des charges (charge R_L et tension V_{DC} requises, densité de puissance disponible, ...) et pouvoir choisir le type d'association le plus adéquat (série et/ou parallèle).
 - Evaluer la faisabilité d'un système de contre réaction pour stabiliser le rendement sur une large plage de puissance RF. En effet, le rendement de conversion (η) et le niveau d'adaptation (S_{11}) varient en fonction du niveau de puissance d'entrée (P_{RF}). L'idée est d'introduire une boucle de contre réaction qui permettrait de corriger l'écart observé par rapport à une sortie DC optimale, lorsque P_{RF} varie.
 - Résoudre le problème de la variation de la charge R_L si la consommation du système (capteur, actionneur, ...) alimenté par la rectenna varie au cours du temps, en introduisant les systèmes MPPT (Maximum Power Point Tracking) qui permettraient de présenter une charge optimale constante à la sortie de la rectenna et de rendre ainsi l'impédance d'entrée du système à alimenter transparente. Cette solution est particulièrement intéressante lorsque les niveaux de puissance à convertir sont relativement importants, parce que les systèmes MPPT sont des systèmes actifs qui nécessitent d'être alimentés.
 - Introduire un système de stockage de type capacité ou batterie entre la rectenna et le système à alimenter. Cette solution peut être très intéressante, notamment lorsque le dispositif à alimenter fonctionne de manière périodique dans le temps.

- Caractériser l'environnement indoor en termes de niveaux de puissances ambiants disponibles.

Annexes

Annexe 1 : Modélisation d'une diode Schottky par la méthode FDTD

Le modèle électrique équivalent de la diode Schottky sans boîtier SOT 23 est montré sur la figure 1. Il contient une source de courant non linéaire (I_d), une capacité non linéaire (C_d) et une résistance série (R_s).

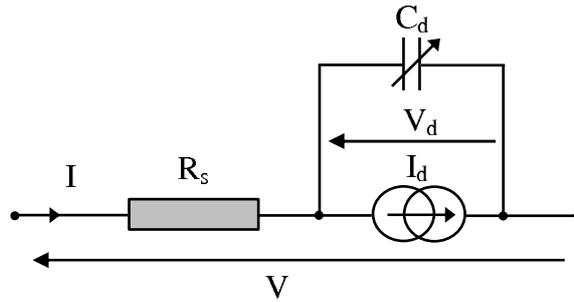


Figure 1 : Modèle électrique d'une diode Schottky sans boîtier

L'insertion du modèle électrique tension-courant (VI) de la diode Schottky dans un algorithme de calcul FDTD revient à résoudre les équations (1.1) à (1.4). Ce modèle nécessite la connaissance de la résistance série (R_s), la capacité (C_d) calculée par les équations (II.50) et (II.51) et le courant de saturation (I_s). Ce modèle ne tient pas compte de la tension inverse de claquage (B_v).

$$V = V_d + R_s I \quad (1.1)$$

$$I = I_d + C_d \frac{\partial V_d}{\partial t} \quad (1.2)$$

$$I_d = I_s \left(\exp\left(\frac{q V_d}{N k T}\right) - 1 \right) \quad (1.3)$$

$$\nabla \times H = \epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} + J \quad (1.4)$$

En considérant la diode orientée suivant l'axe z , la densité de courant surfacique (J) est définie par l'équation (1.5).

$$J = \frac{I}{dxdy} \quad (1.5)$$

La discrétisation de l'équation (1.4) donne (1.6).

$$\nabla \times H^{n+1/2} = \frac{\epsilon_0}{dt} (E_z^{n+1} - E_z^n) + \frac{I^{n+1/2}}{dxdy} \quad (1.6)$$

Le courant I peut dans ce cas s'exprimer comme suit :

$$I^{n+1/2} = dxdy \nabla \times H^{n+1/2} - \frac{\epsilon_0 dxdy}{dt} (E_z^{n+1} - E_z^n) \quad (1.7)$$

D'un autre côté, nous avons :

$$\left(C_d \frac{\partial V_d}{\partial t} \right)^{n+1/2} = \frac{C_d}{dt} (V_d^{n+1} - V_d^n) \quad (1.8)$$

En discrétisant (1.1) et en la remplaçant dans (1.8), on obtient (1.9).

$$\left(C_d \frac{\partial V_d}{\partial t} \right)^{n+1/2} = \frac{C_d}{dt} (V_d^{n+1} - V_d^n - R_s I^{n+1} + R_s I^n) \quad (1.9)$$

Le courant I est calculé aux instants $(n+1/2)$. Pour pouvoir le calculer aux instants entiers (n) et $(n+1)$, on effectue la moyenne donnée par l'équation (1.10).

$$I^{n+1/2} = \frac{I^{n+1} + I^n}{2} \quad (1.10)$$

En remplaçant (1.7) dans (1.10), on obtient (1.11).

$$I^{n+1} = 2dxdy \nabla \times H^{n+1/2} - \frac{\epsilon_0 dxdy}{dt} (E_z^{n+1} - E_z^n) - I^n \quad (1.11)$$

En combinant les deux équations (1.11) et (1.9), on obtient (1.12).

$$\left(C_d \frac{\partial V_d}{\partial t} \right)^{n+1/2} = \left(\frac{C_d dz}{dt} + \frac{2\varepsilon_0 R_s C_d dx dy}{dt^2} \right) (E_z^{n+1} - E_z^n) + \frac{2R_s C_d}{dt} I^n - \frac{2R_s C_d dx dy}{dt} \nabla \times H^{n+1/2} \quad (1.12)$$

D'un autre côté, les deux équations (1.2) et (1.3) donnent :

$$I = I_s \exp\left(\frac{q V_d}{N k T}\right) - I_s + C_d \frac{\partial V_d}{\partial t} \quad (1.13)$$

Après discrétisation de (1.13), on obtient (1.14).

$$I^{n+1/2} = I_s \exp\left(\frac{q V_d^{n+1/2}}{N k T}\right) - I_s + \left(C_d \frac{\partial V_d}{\partial t} \right)^{n+1/2} \quad (1.14)$$

La tension V_d à l'instant $(n+1/2)$ s'exprime sous la forme suivante :

$$V_d^{n+1/2} = \frac{V^{n+1} + V^n}{2} - R_s I^{n+1/2} = \frac{dz(E_z^{n+1} + E_z^n)}{2} - R_s I^{n+1/2} \quad (1.15)$$

Les deux équations (1.14) et (1.15) donnent :

$$I^{n+1/2} = I_s \exp\left(\frac{q}{N k T} \left(\frac{dz(E_z^{n+1} + E_z^n)}{2} - R_s I^{n+1/2} \right)\right) - I_s + \left(\frac{C_d dz}{dt} + \frac{2\varepsilon_0 R_s C_d dx dy}{dt^2} \right) (E_z^{n+1} - E_z^n) + \frac{2R_s C_d}{dt} I^n - \frac{2R_s C_d dx dy}{dt} \nabla \times H^{n+1/2} \quad (1.16)$$

Remplacer (1.7) dans (1.16) donne l'équation (1.17).

$$I^{n+1/2} = I_s \exp\left(\frac{q}{N k T} \left(\frac{dz(E_z^{n+1} + E_z^n)}{2} - R_s dx dy \nabla \times H^{n+1/2} - \frac{R_s \varepsilon_0 dx dy}{dt} (E_z^{n+1} - E_z^n) \right)\right) - I_s + \left(\frac{C_d dz}{dt} + \frac{2\varepsilon_0 R_s C_d dx dy}{dt^2} \right) (E_z^{n+1} - E_z^n) + \frac{2R_s C_d}{dt} I^n - \frac{2R_s C_d dx dy}{dt} \nabla \times H^{n+1/2} \quad (1.17)$$

En simplifiant l'équation (1.17), on aboutit à une équation de type :

$$E_z^{n+1} = \psi_1 + \psi_2 \cdot \exp(\psi_3 \cdot E_z^{n+1}) \quad (1.18)$$

Les coefficients ψ_1 , ψ_2 et ψ_3 sont définis par les équations (1.19) à (1.21).

$$\psi_1 = E_z^n + \frac{dtdxdy(2C_dR_s + dt)\nabla \times H^{n+1/2} + dt^2I_s - 2dtR_sC_dI^n}{C_d dzdt + \epsilon_0 dxdy(2C_dR_s + dt)} \quad (1.19)$$

$$\psi_2 = \frac{-dt^2I_s \exp\left(\frac{q}{N k T} \left(\left(\frac{dtdz - 2 \epsilon_0 R_s dxdy}{2 dt} \right) E_z^n - (R_s dxdy) \nabla \times H^{n+1/2} \right)\right)}{C_d dzdt + \epsilon_0 dxdy(2C_dR_s + dt)} \quad (1.20)$$

$$\psi_3 = \frac{q}{N k T} \left(\frac{dzdt + 2R_s dxdy \epsilon_0}{2dt} \right) \quad (1.21)$$

L'équation (1.18) est résolue numériquement à chaque itération temporelle en utilisant une méthode numérique de type Newton Raphson (annexe 2).

Annexe 2 : Méthode de résolution d'équations non-linéaires de Newton-Raphson

La méthode de Newton-Raphson est largement utilisée dans les problèmes d'ingénierie pour la résolution des équations non-linéaires. Soit f une fonction non linéaire qui admet au moins une racine x_0 (figure 2). Si on suppose initialement que la racine de f est égale à x_i , alors une tangente (Δ) peut être tracée à partir du point $(x_i, f(x_i))$ comme le montre la figure 2. Généralement, le point x_{i+1} où la droite (Δ) coupe l'axe des abscisses est une solution plus proche de x_0 . La tangente de (Δ) est définie par l'équation (2.1).

$$f'(x_i) = \frac{f(x_i)}{x_i - x_{i+1}} \quad (2.1)$$

Cette équation peut se mettre sous la forme (1.2), elle est appelée formule de Newton-Raphson.

$$x_{i+1} = x_i - \frac{f(x_i)}{f'(x_i)} \quad (1.2)$$

Les termes x_{i+1} sont calculés de manière itérative jusqu'à ce que l'erreur $(x_i - x_{i+1})$ entre deux itérations successives soit inférieure à un seuil préalablement défini.

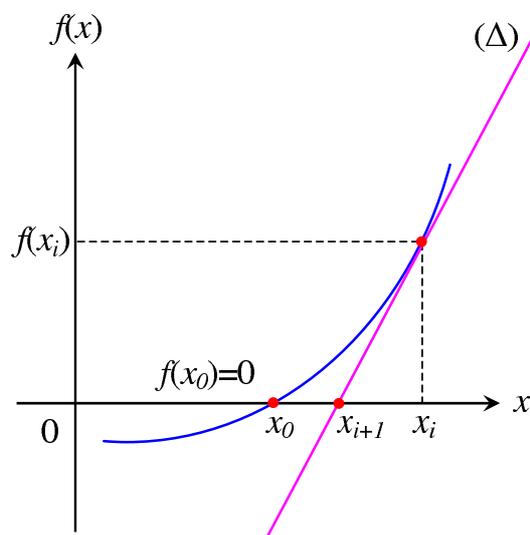


Figure 2 : Principe de résolution d'une équation non linéaire par la méthode de Newton-Raphson

Communications et publications

- [1] Takhedmit, H. ; Cirio, L. ; Merabet, B. ; Allard, B. ; Costa, F. ; Vollaire, C. ; Picon, O. : ‘Efficient 2.45 GHz rectenna design including harmonic rejecting rectifier device’, *Electronics Letters*, vol. 46, no. 12, 10th June 2010, pp. 811-812.
- [2] Takhedmit, H. ; Merabet, B. ; Cirio, L. ; Allard, B. ; Costa, F. ; Vollaire, C. ; Picon, O. : ‘Design of a 2.45 GHz rectenna using a global analysis technique’, *Proc. 3rd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2009. 23-27 March 2009, Berlin*, pp. 2321-2325.
- [3] Takhedmit, H. ; Merabet, B. ; Cirio, L. ; Allard, B. ; Costa, F. ; Vollaire, C. ; Picon, O. : ‘A 2.45-GHz low cost and efficient rectenna’, *Proc. 4th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2010, 12-16 April 2010, Barcelona*, pp. 1-5.
- [4] Takhedmit, H. ; Merabet, B. ; Cirio, L. ; Allard, B. ; Costa, F. ; Vollaire, C. ; Picon, O. : ‘A 2.45-GHz dual-diode RF-to-dc rectifier for rectenna applications’, *European Microwave Conference, EuMC 2010, 26 Sep.- 01 Oct. 2010, Paris*, pp. 37-40.
- [5] H. Takhedmit ; B. Merabet ; L. Cirio ; B. Allard ; F. Costa ; C. Vollaire ; 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] Merabet, B. ; Cirio, L. ; Takhedmit, H. ; Costa, F. ; Vollaire, C. ; Allard, B. ; Picon, O. : ‘Low-cost converter for harvesting of microwave electromagnetic energy’, *Proc. Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009, 20-24 September 2009, San Jose*, pp. 2592-2599.
- [7] Merabet, B. ; Costa, F. ; Takhedmit, H. ; Vollaire, C. ; Allard, B. ; Cirio, L. ; Picon, O. : ‘A 2.45-GHz localized elements rectenna’, *Proc. 3rd International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 27-29 October 2009, Beijing*, pp. 419-422.
- [8] Merabet, B. ; Takhedmit, H. ; Allard, B. ; Cirio, L. ; Costa, F. ; Picon, O. ; Vollaire, C.: ‘Integrated rectenna circuits for microwave power scavenging’, *6th International*

Conference on Integrated Power Electronic Systems, CIPS 2010, 16-18 March, Nuremberg.

- [9] H. Takhedmit ; B. Merabet ; L. Cirio ; B. Allard ; F. Costa ; C. Vollaire ; O. Picon : 'Analyse et conception d'un circuit de conversion RF-DC en pont de diodes modifié à 2.45 GHz', Journée des doctorants de l'île de France, AREMIF 2009, 30 Avril, Paris.
- [10] Takhedmit, H. ; Cirio, L. ; Merabet, B. ; Allard, B. ; Costa, F. ; Vollaire, C. ; Picon, O. : 'A 2.45-GHz dual-diode rectenna and rectenna arrays', Journées Nationales sur la Récupération et le Stockage d'Énergie pour l'Alimentation des Microsystèmes Autonomes, 14-15 Octobre 2010, ISIEE, Paris.
- [11] H. Takhedmit ; B. Merabet ; L. Cirio ; B. Allard ; F. Costa ; C. Vollaire ; O. Picon : 'Analyse et conception d'une rectenna en pont de diodes modifié à 2.45 GHz', GDR Ondes, 2-4 November 2009, CNAM, Paris.
- [12] Takhedmit, H. ; Cirio, L. ; Merabet, B. ; Allard, B. ; Costa, F. ; Vollaire, C. ; Picon, O. : 'A 2.45-GHz dual-diode rectenna and rectenna arrays for wireless remote supply applications», International Journal of Microwave and Wireless Technologies, (article soumis).

Titre : *Modélisation et Conception de Circuits de Réception Complexes pour la Transmission d'Énergie Sans Fil 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, l'optimisation, la réalisation et la mesure de circuits Rectennas (Rectifying antennas) compacts, à faible coût et à haut rendement de conversion RF-DC.

Un outil d'analyse globale, basé sur la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD), a été développé et utilisé pour prédire avec précision la sortie DC des rectennas étudiées. Les résultats numériques obtenus se sont avérés plus précis et plus complets que ceux de simulations à base d'outils commerciaux. La diode Schottky a été rigoureusement modélisée, en tenant compte de ses éléments parasites et de son boîtier SOT 23, et introduite dans le calcul itératif FDTD.

Trois rectennas innovantes, en technologie micro-ruban, ont été développées, optimisées et caractérisées expérimentalement. Elles fonctionnent à 2.45 GHz et elles ne contiennent ni filtre d'entrée HF ni vias de retour à la masse. Des rendements supérieurs à 80 % ont pu être mesurés avec une densité surfacique de puissance de l'ordre de 0.21 mW/cm² ($E = 28$ V/m). Une tension DC de 3.1 V a été mesurée aux bornes d'une charge optimale de 1.05 k Ω , lorsque le niveau du champ électrique est égal à 34 V/m (0.31 mW/cm²).

Des réseaux de rectennas connectées en série et en parallèle ont été développés. Les tensions et les puissances DC ont été doublées et quadruplées à l'aide de deux et de quatre éléments, respectivement.

Mots clés:

Transmission d'Énergie Sans Fil (TESF); Rectenna; Méthode d'Analyse Globale; Rendement de Conversion RF-DC; Caractéristique non-linéaire; Méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel (FDTD); Diode Schottky; Association de rectennas; Technologie micro-ruban; Bande ISM et fréquence de 2.45 GHz.

Title: *Modeling and Design of Rectenna Circuits for Wireless Power Transmission at 2.45 GHz*

Abstract:

The work presented in this thesis is included within the theme of wireless power transmission, applied to wireless powering of sensors, sensor nodes and actuators with low consumption. This study deals with the design, optimization, fabrication and experimental characterization of compact, low cost and efficient Rectennas (Rectifying antennas).

A global analysis tool, based on the Finite Difference Time Domain method (FDTD), has been developed and used to predict with a good precision the DC output of studied rectennas. The packaged Schottky diode has been rigorously modeled, taking into account the parasitic elements, and included in the iterative FDTD calculation.

Three new rectennas, with microstrip technology, have been developed and measured. They operate at 2.45 GHz and they don't need neither input HF filter nor via hole connections. Efficiencies more than 80 % have been measured when the power density is 0.21 mW/cm² ($E = 28$ V/m). An output DC voltage of about 3.1 V has been measured with an optimal load of 1.05 k Ω , when the power density is equal to 0.31 mW/cm² (34 V/m).

Rectenna arrays, with series and parallel interconnections, have been developed and measured. Output DC voltages and powers have been doubled and quadrupled using two and four rectenna elements, respectively.

Keywords:

Wireless Power Transmission; Rectenna; Global Analysis Technique; RF-to-dc Conversion Efficiency; Non-linear characteristic; Finite Difference Time Domain Method (FDTD); Schottky Diode; Rectennas arrays; Microstrip Technology; ISM Band and 2.45 GHz frequency.