

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À RIMOUSKI

**ÉTUDE ET CONCEPTION D'UNE RECTENNA POUR UN
TRANSFERT D'ÉNERGIE SANS FIL POINT À POINT PAR
FAISCEAUX MICRO-ONDES**

Mémoire de recherche présenté
dans le cadre du programme de maîtrise en ingénierie
en vue de l'obtention du grade de maître en sciences appliquées (M. Sc. A.)

PAR
© **STEVE EDEN FILA MBOMBOLO**

Mars 2012

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À RIMOUSKI
Service de la bibliothèque

Avertissement

La diffusion de ce mémoire ou de cette thèse se fait dans le respect des droits de son auteur, qui a signé le formulaire « *Autorisation de reproduire et de diffuser un rapport, un mémoire ou une thèse* ». En signant ce formulaire, l'auteur concède à l'Université du Québec à Rimouski une licence non exclusive d'utilisation et de publication de la totalité ou d'une partie importante de son travail de recherche pour des fins pédagogiques et non commerciales. Plus précisément, l'auteur autorise l'Université du Québec à Rimouski à reproduire, diffuser, prêter, distribuer ou vendre des copies de son travail de recherche à des fins non commerciales sur quelque support que ce soit, y compris l'Internet. Cette licence et cette autorisation n'entraînent pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits moraux ni à ses droits de propriété intellectuelle. Sauf entente contraire, l'auteur conserve la liberté de diffuser et de commercialiser ou non ce travail dont il possède un exemplaire.

Composition du jury :

Mohammed BAHOURA, président du jury, Université du Québec à Rimouski

Chan-Wang PARK, directeur de recherche, Université du Québec à Rimouski

Serioja TATU, examinateur externe, Institut national de la recherche scientifique

Dépôt initial le 09 septembre 2011

Dépôt final le 06 mars 2012

REMERCIEMENTS

La réalisation d'un travail de l'envergure du présent mémoire exige énormément de sacrifices et nécessite la participation de l'entourage académique, professionnel et amical. J'ai donc apprécié les efforts et les encouragements de toutes les personnes m'ayant appuyé au cours de ces années d'accomplissement intellectuel et personnel.

Ainsi, je témoigne ma gratitude à mon directeur de recherche, M. Park, pour l'ensemble de l'œuvre réalisée par notre équipe et pour sa ferveur dans l'encadrement des étudiants. Également, je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à M. Bahoura, président du jury, et à M. Tatu, membre externe du jury, pour leur participation à l'évaluation de mon travail de recherche.

Mes remerciements s'adressent aussi à l'ensemble du corps professoral et administratif de l'UQAR, aux membres du registrariat et du département de mathématiques, d'informatique et de génie. D'ailleurs, les techniciens des laboratoires de mécanique et d'électronique ont été d'un grand soutien au cours de nos travaux. Leur contribution est indéniable à la poursuite de telles recherches.

Je n'oublierai pas Mme Annie Duchesne du service aux étudiants, pour tout le support offert. Votre dévouement et vos suggestions m'ont procuré un environnement propice à la réussite de mes études à l'UQAR.

Finalement, je désire rendre hommage à mes proches dont les applaudissements et les réconforts ont été une source de motivation indispensable. Ce mémoire vous est dédié, chers amis, pour m'avoir épaulé dans les moments difficiles. Quant à ma famille, chaque membre sait le rôle qu'il a occupé depuis le premier jour d'école jusqu'au dépôt de ce mémoire de deuxième cycle. Je garde le souvenir de vos encouragements et de votre implication témoignés par l'aboutissement des travaux de ce mémoire.

RÉSUMÉ

Ce mémoire propose l'étude d'un système de transmission d'énergie sans fil par faisceaux micro-ondes. Nos travaux de recherche se focalisent sur la conception et l'optimisation des circuits de rectification. Les circuits réalisés visent les applications opérant dans la gamme 2-3 GHz de la bande S. Les harmoniques générées par la diode Schottky ont pour effet d'introduire des pertes d'énergie et de dégrader les performances des circuits rectificateurs, au niveau de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC délivrée. Dans ce contexte, la mise en œuvre de filtres compacts est indispensable pour annuler l'impact de ces harmoniques et améliorer les performances des circuits.

Nous avons entrepris de développer des circuits rectificateurs sans l'intégration d'un circuit d'adaptation d'impédance supplémentaire, en exploitant les propriétés de la diode de redressement en RF, afin de réduire les dimensions des circuits. Le logiciel ADS (*Advanced Design System*) est utilisé pour simuler les circuits conçus en adoptant un support microruban. Également, les diodes Schottky de la série HSMS282x sont choisies pour réaliser les circuits. Les modèles de ces diodes empruntés à la bibliothèque des diodes RF d'ADS sont directement insérés dans les montages. Les effets parasites des boîtiers ne sont pas pris en compte lors de la conception des circuits.

Deux approches ont été envisagées. Dans le premier cas, les circuits rectificateurs sont développés en employant la technologie des filtres à base de résonateurs. Dans le second cas, une approche insérant une diode supplémentaire dans le montage doubleur de tension est mise en œuvre. De manière générale, les quatre circuits de rectification réalisés au cours de ces travaux montrent une efficacité de conversion RF-DC au dessus de 60 % lorsque la puissance incidente est supérieure à 10 dBm et la résistance R_L de charge est de 200 Ω . Pour le rectificateur à base du filtre coupe-bande en entrée, la tension DC récupérée à la sortie du circuit atteint 0,18 V à 2,45 GHz, alors que la puissance incidente est de 0 dBm. La rectenna constituée en connectant une antenne externe à ce circuit de rectification a permis de tester une transmission de la puissance sans fil à l'intérieur des locaux de notre laboratoire de télécommunications.

Mots clés : circuit de rectification, rectenna, transmission d'énergie sans fil, technologie microruban, spectre des micro-ondes, diode Schottky.

ABSTRACT

This work relates the study of a wireless microwave power transmission system. Our researches concentrate on the design and the optimization of rectifying circuits. The proposed rectifiers are developed for applications operating at 2-3 GHz frequencies range in the S-band. The generated harmonics by the Schottky diode result on energy losses and have an impact on the rectifiers' performance, in terms of RF-DC conversion efficiency and DC voltage delivered. So, compact filters are needed to avoid harmonics effects and to improve the circuits' yield.

By exploiting the diode properties at microwaves, we can develop rectifiers without an input matching circuit; this leads to reduce the circuits' size. ADS (*Advanced Design System*) software is used to compute the designed circuits by using the microstrip technology. Also the HSMS282x Schottky diodes series are chosen for the circuits' realization. The diodes' models are taken from the high frequency diodes library of ADS. And the parasitic effects of the diode package are not considered for the circuits design.

Two approaches are suggested. For the first approach, the rectifiers integrate filters based on resonators. For the second one, an additional diode is inserted into the half bridge voltage doubler circuit. Globally, the results have shown a RF-DC conversion efficiency above 60 % while the incident power is above 10 dBm and the load resistance R_L has a value of 200 Ω . Thus, the designed rectifier inserting an input bandstop filter delivers an output DC voltage of 0.18 V at 2.45 GHz for an incident power of 0 dBm. By joining an external antenna to that rectifier, we have tested indoor a wireless power transmission.

Keywords : rectifier, rectenna, wireless power transmission, microwave power transmission, microstrip technology, microwave spectrum, Schottky diode.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	VII
RÉSUMÉ.....	IX
ABSTRACT.....	XI
TABLE DES MATIÈRES.....	XIII
LISTE DES TABLEAUX.....	XIX
LISTE DES FIGURES.....	XXI
LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES.....	XXXI
CHAPITRE 1.....	1
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
CHAPITRE 2.....	7
PRÉSENTATION DE LA TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FIL.....	7
2.1 TECHNOLOGIES DE LA TRANSMISSION D'ENERGIE SANS FIL.....	7
2.1.1 Propagation de l'onde électromagnétique.....	8
2.1.2 Techniques de transmission de l'énergie sans contact.....	8
2.1.3 Historique de la transmission d'énergie par faisceaux micro-ondes.....	10
2.1.4 Quelques exploits de la transmission d'énergie par faisceaux micro-ondes.....	10
2.1.5 Orientations de la recherche.....	11
2.2 MICRO-ONDES ET INTERET PUBLIC.....	14
2.2.1 Effets des micro-ondes sur la santé.....	14
2.2.2 Limites d'exposition et restrictions de rayonnement.....	15

2.3	PRINCIPE ET STRUCTURE DE LA TRANSMISSION DE PUISSANCE SANS FIL ..	15
2.3.1	Principe de la transmission d'énergie sans fil par faisceaux micro-ondes.....	16
2.3.2	Structure de la rectenna	19
2.4	ETUDE DE LA DIODE DE REDRESSEMENT.....	23
2.4.1	Choix de la diode	23
2.4.2	Caractéristiques de la diode Schottky	23
2.4.3	Modélisation de la diode Schottky	26
2.4.4	Comportement de la diode Schottky	28
2.4.5	Performances de la diode Schottky	29
2.5	TOPOLOGIES DES CIRCUITS DE RECTIFICATION	32
2.5.1	Méthodologie d'analyse	32
2.5.2	Analyse du comportement de la diode	34
2.5.3	Topologie du rectificateur à une diode en série.....	40
2.5.4	Topologie du rectificateur à une diode en parallèle.....	45
2.5.5	Topologie du rectificateur à double diodes.....	47
2.6	PROBLEMATIQUE.....	49
2.7	OBJECTIFS ET HYPOTHESES	50
2.8	DESCRIPTION DE LA METHODOLOGIE.....	51
CHAPITRE 3		53
RÉALISATION DES RECTIFICATEURS À BASE DE RÉSONATEURS.....		53
3.1	INTRODUCTION	53
3.2	RAPPEL DE QUELQUES NOTIONS.....	54
3.2.1	Technologie des lignes de propagation microruban	54
3.2.2	Revue du rôle des paramètres S.....	56
3.2.3	Principe de l'adaptation d'impédance	57
3.2.4	Présentation des filtres micro-ondes.....	58
3.2.5	Technologies des filtres à résonateurs couplés	60

3.2.6	Concepts et méthodes d'optimisation	61
3.3	MISE EN ŒUVRE DES BANCS DE MESURE	63
3.4	CONCEPTION ET REALISATION DES FILTRES A BASE DE RESONATEURS	64
3.5	CHOIX ET PARAMETRES DE LA DIODE	66
3.6	CONCEPTION ET ANALYSE DU CIRCUIT 1.....	69
3.6.1	Conception du circuit de rectification.....	69
3.6.2	Analyse des résultats de simulation du circuit 1.....	72
3.6.3	Analyse des résultats expérimentaux	74
3.7	CONCEPTION ET ANALYSE DU CIRCUIT 2.....	76
3.7.1	Réalisation du circuit de rectification	76
3.7.2	Analyse des résultats de simulation du circuit 2.....	77
3.7.3	Analyse des résultats expérimentaux	79
3.8	CONCLUSION	82
CHAPITRE 4.....		83
RÉALISATION DES RECTIFICATEURS À TROIS DIODES DE REDRESSEMENT		83
4.1	INTRODUCTION.....	83
4.2	ANALYSE DE LA TOPOLOGIE INCLUANT TROIS DIODES DE REDRESSEMENT...	83
4.2.1	Analyse des montages sans charge	84
4.2.2	Cas d'un montage terminé par un circuit ouvert	88
4.2.3	Cas d'un montage intégrant une charge résistive.....	91
4.2.4	Conclusion de l'analyse des montages	93
4.3	CONCEPTION ET ANALYSE DU CIRCUIT 3.....	94
4.3.1	Réalisation du circuit 3.....	95
4.3.2	Analyse des résultats de simulation.....	96
4.3.3	Analyse des résultats d'expérimentation	97
4.4	CONCEPTION ET ANALYSE DU CIRCUIT 4.....	100

4.4.1	Réalisation du circuit 4	101
4.4.2	Analyse des résultats de simulation	103
4.4.3	Résultats des mesures expérimentales.....	105
4.5	CONCLUSION.....	108
CHAPITRE 5	109
MISE EN ŒUVRE D'UNE TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FIL PAR FAISCEAUX MICRO-ONDES.....		109
5.1	INTRODUCTION	109
5.2	RECAPITULATIF DES TRAVAUX SUR LES RECTIFICATEURS	109
5.3	BANCS DE MESURE POUR LES TESTS DE LA MPT.....	113
5.4	ANTENNE DE RECEPTION	114
5.5	ESSAI D'UNE MPT POINT A POINT EN LABORATOIRE.....	116
5.6	CONCLUSION.....	119
CHAPITRE 6	123
CONCLUSION GÉNÉRALE.....		123
ANNEXE I.....		127
MISE EN ŒUVRE DES FILTRES		127
I.1	INTRODUCTION	127
I.2	MISE EN ŒUVRE DU FILTRE 1	127
I.3	MISE EN ŒUVRE DU FILTRE 2	129
I.4	MISE EN ŒUVRE DU FILTRE 3	130
I.5	MISE EN ŒUVRE DU FILTRE 4.....	133
I.6	CONCLUSION.....	133
ANNEXE II	135
SCHEMAS DES CIRCUITS DE RECTIFICATION		135
II.1	INTRODUCTION	135

II.2	SCHEMA DE REALISATION DU CIRCUIT 1	135
II.3	SCHEMA DE REALISATION DU CIRCUIT 2	138
II.4	SCHEMA DE REALISATION DU CIRCUIT 3	142
II.5	SCHEMA DE REALISATION DU CIRCUIT 4	145
	ANNEXE III	149
	CARACTERISTIQUES DES ANTENNES.....	149
III.1	INTRODUCTION.....	149
III.2	DESCRIPTION DE L'ANTENNE D'EMISSION.....	149
III.3	DESCRIPTION DE L'ANTENNE DE RECEPTION	151
	COMMUNICATIONS ET PUBLICATIONS	155
	BIBLIOGRAPHIE	157

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 : Caractéristiques électriques des diodes de la série HSMS28xx	67
Tableau 2 : Dimensions des lignes du circuit 1	69
Tableau 3 : Dimensions des lignes du circuit 2	77
Tableau 4 : Simulation de l'impédance d'entrée des montages sans charge en fonction de différentes valeurs de la puissance incidente	88
Tableau 5 : Simulation de l'impédance d'entrée des montages à charge résistive en fonction de différentes valeurs de la puissance incidente	93
Tableau 6 : Dimensions des lignes du circuit 3	95
Tableau 7 : Dimensions des lignes du circuit 4	102
Tableau 8 : Illustration des résultats par rapport à d'autres travaux de recherche.....	112
Tableau 9 : Mesure et déduction de la puissance captée par l'antenne de réception et du rendement de la transmission en fonction de la distance.....	116
Tableau 10 : Comparatif des grandeurs électriques DC mesurées et estimées et de la déduction faite du rendement global dans le cadre des tests de la MPT en laboratoire	119
Tableau 11 : Caractéristiques électriques de l'antenne d'émission	150
Tableau 12 : Caractéristiques électriques de l'antenne de réception	152

LISTE DES FIGURES

Figure 1 : Schéma de principe de la MPT	16
Figure 2 : Courbe simulée de la puissance incidente P_{in} en fonction de la distance r suivant l'équation de Friis	18
Figure 3 : Modélisation d'une rectenna	20
Figure 4 : Structure conventionnelle d'une rectenna	21
Figure 5 : Modélisation de la diode Schottky	26
Figure 6 : (a) Détecteur conventionnel ; (b) Schéma équivalent	28
Figure 7 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence	30
Figure 8 : Circuit linéaire à base d'une ligne adaptée.....	34
Figure 9 : Spectre simulé des signaux du circuit linéaire. (a) En entrée ; (b) En sortie	34
Figure 10 : Montage à une diode en série du détecteur	35
Figure 11 : Résultats de simulation du montage à une diode en série. (a) Spectre en entrée ; (b) Spectre en sortie ; (c) Coefficient de réflexion ; (d) Capture temporelle des tensions	36
Figure 12 : Spectre simulé des signaux du montage à une diode en série à 4,350 GHz	37
Figure 13 : Montage à une diode en série avec filtrage en sortie	38
Figure 14 : Résultats simulés de l'impact du filtrage en sortie sur le détecteur	38
Figure 15 : Détecteur intégrant un simulateur LSSP	39

Figure 16 : Coefficient de réflexion simulé en fonction de la puissance incidente	39
Figure 17 : Montage à une diode en série du rectificateur avec filtrage	40
Figure 18 : Résultats de simulation du rectificateur à une diode en série avec filtrage	41
Figure 19 : Rectificateur à une diode en série avec modification des paramètres de filtrage	42
Figure 20 : Résultats de simulation du rectificateur modifié à une diode en série	43
Figure 21 : Rectificateur à une diode en série intégrant un filtre passe-bande	44
Figure 22 : Résultats de simulation suite à l'insertion d'un filtre passe-bande	44
Figure 23 : Configuration à une diode en parallèle du rectificateur	45
Figure 24 : Résultats de simulation du montage à une diode en parallèle	46
Figure 25 : Montage doubleur de tension du circuit rectificateur	46
Figure 26 : Résultats de simulation du montage doubleur de tension	47
Figure 27 : Structure d'une ligne microruban	55
Figure 28 : Illustration par simulation du principe d'adaptation d'impédance à partir du circuit de la figure 8	57
Figure 29 : Filtre à lignes couplées	59
Figure 30 : Filtre DBR à base de stubs par circuit ouvert	61
Figure 31 : Banc de mesure des grandeurs électriques DC	63
Figure 32 : Banc de mesure du paramètre S_{11} à l'entrée du circuit sous test	63
Figure 33 : Filtre coupe-bande à large bande de réjection	64

Figure 34 : Rectificateur du circuit 1 à filtre passe-bande en entrée	68
Figure 35 : Spectre simulé des signaux en entrée et en sortie du circuit 1	70
Figure 36 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 1 en fonction de la capacité C pour différentes valeurs de la puissance incidente	70
Figure 37 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 1 en fonction de la charge pour différentes valeurs de la puissance incidente	71
Figure 38 : Simulation du coefficient de réflexion du circuit 1 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la puissance incidente.....	71
Figure 39 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 1 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la puissance incidente	72
Figure 40 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 1 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences	73
Figure 41 : Mesure en laboratoire du coefficient de réflexion du circuit 1 pour différentes valeurs de la puissance incidente	74
Figure 42 : Tension DC en sortie du circuit 1 en fonction de la puissance incidente pour les fréquences 2,33 GHz et 2,55 GHz	75
Figure 43 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 1 en fonction de la puissance incidente pour les fréquences 2,33 GHz et 2,55 GHz.....	75
Figure 44 : Rectificateur à filtre coupe-bande en entrée.....	76
Figure 45 : Spectre simulé des signaux lus en entrée et en sortie du circuit 2	77
Figure 46 : Simulation du coefficient de réflexion du circuit 2 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la puissance incidente.....	78

Figure 47 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 2 en fonction de la charge pour différentes valeurs de la puissance incidente	78
Figure 48 : Mesure en laboratoire du coefficient de réflexion du circuit 2 en fonction de la fréquence pour différents niveaux de la puissance incidente	79
Figure 49 : Tension DC en sortie du circuit 2 en fonction de la fréquence lorsque la puissance incidente est de +5 dBm et de +10 dBm.....	80
Figure 50 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 2 en fonction de la fréquence lorsque la puissance incidente est de +5 dBm et de +10 dBm	80
Figure 51 : Tension DC en sortie du circuit 2 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences	81
Figure 52 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 2 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences	81
Figure 53 : Configuration classique à deux diodes du doubleur de tension sans charge	84
Figure 54 : Paramètres et outils de simulation	85
Figure 55 : Spectre simulé des signaux du montage à deux diodes sans charge	85
Figure 56 : Tension DC simulée en fonction de la puissance incidente pour le montage à deux diodes sans charge	86
Figure 57 : Configuration proposée à trois diodes de redressement du montage sans charge	86
Figure 58 : Spectre simulé des signaux du montage sans charge à trois diodes	87
Figure 59 : Tension DC simulée en fonction de la puissance incidente pour le montage sans charge à trois diodes de redressement	88
Figure 60 : Montage à deux diodes terminé par un circuit ouvert	89

Figure 61 : Résultats de simulation dans le cas du montage à deux diodes terminé par un circuit ouvert	89
Figure 62 : Résultats de simulation dans le cas du montage à trois diodes terminé par un circuit ouvert	90
Figure 63 : Montage à deux diodes intégrant une charge résistive.....	91
Figure 64 : Spectre simulé des signaux du montage à deux diodes intégrant une charge résistive	92
Figure 65 : Spectre simulé des signaux du montage à trois diodes intégrant une charge résistive	92
Figure 66 : Simulation des tensions en sortie des deux montages étudiés intégrant une charge résistive en fonction de la puissance incidente	93
Figure 67 : Rectificateur à trois diodes mises dans des boîtiers distincts.....	94
Figure 68 : Spectre simulé des signaux du circuit 3	95
Figure 69 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 3 en fonction de la charge pour différents niveaux de la puissance incidente.....	96
Figure 70 : Simulation du coefficient de réflexion du circuit 3 en fonction de la fréquence pour différents niveaux de la puissance incidente	97
Figure 71 : Mesure du coefficient de réflexion en entrée du circuit 3 pour différents niveaux de la puissance incidente.....	98
Figure 72 : Tension DC en sortie du circuit 3 en fonction de la fréquence lorsque la puissance incidente est de +8 dBm et de +13 dBm	98
Figure 73 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 3 en fonction de la fréquence lorsque la puissance incidente est de +8 dBm et de +13 dBm	99

Figure 74 : Tension DC en sortie du circuit 3 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences	99
Figure 75 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 3 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences	100
Figure 76 : Rectificateur à trois diodes insérées dans le même boîtier	101
Figure 77 : Spectre simulé des signaux du circuit 4 aux fréquences 2,45 GHz et 2,63 GHz	102
Figure 78 : Simulation du coefficient de réflexion du circuit 4 en fonction de la fréquence pour différents niveaux de la puissance incidente.....	103
Figure 79 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 4 en fonction de la charge pour différents niveaux de la puissance incidente aux fréquences 2,45 GHz et 2,63 GHz.....	104
Figure 80 : Mesure du coefficient de réflexion du circuit 4 en fonction de la fréquence pour différents niveaux de la puissance incidente	105
Figure 81 : Tension DC en sortie du circuit 4 en fonction de la fréquence pour une puissance incidente de +10 dBm.....	106
Figure 82 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 4 en fonction de la fréquence pour une puissance incidente de +10 dBm.....	106
Figure 83 : Tension DC en sortie du circuit 4 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences	107
Figure 84 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 4 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences	107

Figure 85 : Récapitulatif des résultats mesurés des quatre circuits réalisés en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences d'opération	110
Figure 86 : Banc de mesure pour la caractérisation de l'antenne	113
Figure 87 : Banc de mesure pour la réalisation d'une MPT	114
Figure 88 : Photo de l'antenne de réception	114
Figure 89 : Coefficient de réflexion mesuré pour l'antenne de réception	115
Figure 90 : Estimation de la puissance incidente P_{in_calcul} par calcul de l'équation de Friis	115
Figure 91 : Transmission d'énergie sans fil réalisée en laboratoire	118
Figure 92 : Circuit planaire du filtre 1	127
Figure 93 : Schéma ADS du filtre 1	128
Figure 94 : Résultats du Filtre 1. (a) Simulation ADS ; (b) Simulation Momentum.....	128
Figure 95 : Circuit planaire du filtre 2	129
Figure 96 : Résultats du Filtre 2. (a) Simulation ADS ; (b) Simulation Momentum.....	129
Figure 97 : Schéma ADS du filtre 2	130
Figure 98 : Circuit planaire du filtre 3	131
Figure 99 : Schéma ADS du filtre 3	131
Figure 100 : Résultats du Filtre 3. (a) Simulation ADS ; (b) Simulation Momentum.....	132
Figure 101 : Schéma ADS du filtre 4	132
Figure 102 : Résultats du Filtre 4. (a) Simulation ADS ; (b) Simulation Momentum.....	133

Figure 103 : Schéma ADS du circuit 1	135
Figure 104 : Partie 1 du circuit 1	136
Figure 105 : Partie 2 et partie 3 du circuit 1	137
Figure 106 : Schéma ADS du circuit 2	138
Figure 107 : Partie 1 du circuit 2.....	139
Figure 108 : Partie 2 du circuit 2.....	140
Figure 109 : Partie 3 du circuit 2.....	141
Figure 110 : Schéma ADS du circuit 3	142
Figure 111 : Partie 1 du circuit 3.....	143
Figure 112 : Partie 2 du circuit 3.....	144
Figure 113 : Schéma ADS du circuit 4	145
Figure 114 : Partie 1 du circuit 4.....	146
Figure 115 : Partie 2 du circuit 4.....	147
Figure 116 : Antenne ANT-2.4-YG12-N d'émission	149
Figure 117 : Diagramme de rayonnement de l'antenne émettrice dans le plan E	150
Figure 118 : Diagramme de rayonnement de l'antenne émettrice dans le plan H	151
Figure 119 : Antenne ANT-DB1-RAF-RPS-ND de réception	151
Figure 120 : Diagramme de rayonnement en azimuth de l'antenne de réception pour la gamme 2,40-2,483 GHz	152

Figure 121 : Diagramme de rayonnement en élévation de l'antenne de réception pour la gamme 2,40-2,483 GHz.....	153
---	-----

LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES

ADS	Advanced Design System
CRC	Communications Research Centre (Centre de Recherches sur les Communications)
DBR	Dual Behavior Resonator
DC	Direct Current (Courant continu)
DIMES	Delf Institute of Microelectronics and Submicron
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente)
ICNIRP	International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (Commission Internationale pour la Protection contre les Rayonnements Non Ionisants)
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ISM	Industrial, Scientific and Medical (Industriel, Scientifique et Médical)
LSSP	Large-Signal Scattering-Parameter (Paramètre S pour signaux forts)
MIT	Massachusetts Institute of Technology
MPT	Microwave Power Transmission (Transmission de Puissance par Micro-ondes)
NASA	National Aeronautics and Space Administration

RF	Radio Frequency (Radio Fréquence)
RF-DC	Radio Frequency-Direct Current (Radio Fréquence-Courant Continu)
RFID	Radio Frequency Identification (Identification par Radio Fréquence)
RSS	Radio Standards Specification (Cahier des charges sur les Normes Radioélectriques)
S	Scattering (Paramètre S)
SAR	Specific Absorption Rate (Débit d'Absorption Spécifique)
SHARP	Stationary High Altitude Relay Platform
SPS	Solar Power Satellite (Centrale Solaire Spatiale)
TEM	Transverse Electro-Magnetic (Transverse Electro-Magnétique)
TRL	Thru Reflect Line
WHO	World Health Organization (Organisation Mondiale de la Santé)

CHAPITRE 1

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La transmission d'énergie sans fil est une technique consistant à capter des ondes radio fréquences émises par une source dans l'espace libre, dans le but de produire de l'énergie électrique. Au regard de la prolifération des équipements nomades, le défi de l'industrie des technologies sans fil est de garantir l'autonomie énergétique de ces équipements et leur indépendance vis-à-vis de la prise secteur ; notamment pour les opérations se déroulant dans des milieux géographiquement isolés, ou des zones sinistrées pour lesquelles les populations n'ont pas accès à un réseau électrique. D'autant plus que les coûts environnementaux liés aux déchets produits par les piles et les coûts financiers relatifs à leur recyclage peuvent devenir importants pour nos sociétés.

Ce mémoire aborde spécifiquement le thème de la transmission sans fil de la puissance par faisceaux micro-ondes (MPT). Cette technique permet donc de transmettre une énergie micro-onde via l'antenne de l'émetteur, en vue de la récupérer et la convertir en un signal continu au récepteur. Ainsi, elle offre l'opportunité d'alimenter les équipements nomades à distance, en fournissant le courant électrique continu dont ils ont besoin pour fonctionner, ou pour recharger les batteries incorporées. Le récepteur de ce système, appelé rectenna, est composé d'une antenne et d'un circuit de rectification (Sheik Mohammed *et al.*, 2010). Les travaux de ce mémoire concernent principalement l'étude du circuit de rectification. Ils proposent la conception et l'optimisation de tels circuits, particulièrement pour des puissances incidentes inférieures à 1 W. Les fréquences de la gamme 2-3 GHz dans la bande S sont choisies pour opérer les circuits conçus. Tandis que la fréquence centrale de 2,45 GHz dans la bande ISM (Industriel, Scientifique et Médical) servira pour

les tests expérimentaux, point à point, de la MPT en raccordant une antenne externe et une charge au circuit de rectification.

La problématique est relative à la variation des performances du circuit de rectification suivant le niveau de la puissance incidente à l'entrée du circuit, de la fréquence d'opération et de la charge. Nous nous intéresserons particulièrement à l'impact des harmoniques produites sur les performances du circuit. En effet, un circuit de rectification classique est constitué d'un montage de redressement basé sur la diode Schottky, d'un circuit d'adaptation d'impédance en entrée et de filtres. Ce montage de redressement génère des harmoniques dont les effets sur les performances du circuit rectificateur sont significatifs (Chiou et Chen, 2010). D'abord, ces harmoniques traduisent des pertes en énergie pour le processus de conversion du signal radio fréquence (RF) en signal continu (DC). Ensuite, le signal de sortie se retrouve fortement dégradé, dépendamment de l'amplitude de ces harmoniques. D'où la nécessité de les filtrer afin de minimiser les pertes en énergie et de substituer la composante DC du signal en sortie. Cependant, l'association des différents sous-systèmes du circuit de rectification entraîne des difficultés d'adaptation des impédances associées et d'optimisation des performances du circuit. Ainsi, notre objectif est d'optimiser ces performances en s'assurant de supprimer les harmoniques induites par le montage de redressement. En même temps, nous envisageons de maximiser la tension continue de sortie, suivant le niveau du signal incident. De ce fait, un compromis est nécessaire entre la simplicité d'implémentation, la miniaturisation et l'optimisation des performances du circuit de rectification. Les travaux de ce mémoire ont également une valeur démonstrative, relativement à la faisabilité et aux potentiels applicatifs de cette technologie.

Au niveau de la recherche, plusieurs travaux se rapportant à cette thématique ont été soulignés au cours des dernières années. Les recherches de Chen *et al.* (2008) ont proposé une rectenna pouvant recharger une batterie, dont le circuit de rectification intègre des filtres à éléments discrets. Une efficacité de conversion RF-DC de 47 % et une tension DC de 1,54 V sont atteintes pour une puissance incidente de 0 dBm à 925 MHz. Quant à celles

de Riviere *et al.* (2009), elles ont utilisé des filtres à éléments distribués pour la suppression des harmoniques. Au cours de ces travaux, ils ont annexé une antenne patch externe au circuit de rectification conçu pour former une rectenna. Leurs résultats montrent une efficacité de conversion RF-DC de 72 % pour une charge résistive de 453 Ω et une puissance incidente de 13 dBm à 2,45 GHz. Aussi ils sont en mesure de récupérer une tension DC de 0,3 V à une distance de 140 cm de l'antenne d'émission lorsque la puissance émise est de 33 dBm. Par ailleurs, plusieurs topologies de montages de redressement ont été suggérées pour réaliser les circuits de rectification. Ainsi, Douyere *et al.* (2008, a) ont mis en œuvre un circuit de rectification en incorporant un montage à une diode Schottky en série et des filtres passe-bande en entrée et passe-bas en sortie à base de lignes planaires classiques. Leurs résultats ont atteint une efficacité de conversion RF-DC de 79,3 % pour une charge résistive de 300 Ω et une puissance incidente de 15 dBm à 2,45 GHz. Aussi, Gao *et al.* (2010) ont employé une configuration conventionnelle à une diode en parallèle dont les tests du circuit de rectification réalisé ont révélé une efficacité de conversion RF-DC de 68,4 %, pour une charge de 298 Ω à la fréquence 5,86 GHz, et pour une puissance injectée de 102 mW. Quant à Bouchouicha *et al.* (2010), ils ont adopté un montage doubleur de tension pour mettre en œuvre le circuit de rectification à l'aide du logiciel *Advanced Design System* (ADS), dans le but de capter des signaux ambiants de faibles puissances incidentes. Lorsque la puissance reçue est estimée à -42 dBm, ces auteurs ont obtenu une efficacité de conversion RF-DC du rectificateur d'environ 0,6 % à 1,8 GHz. D'autre part, les auteurs He *et al.* (2009) ont introduit une troisième diode et une inductance dans le montage doubleur de tension afin d'améliorer la sensibilité de détection et les performances du circuit de rectification. Ils atteignent une tension DC de 9,8 V pour une charge de 2000 Ω et une puissance incidente de 20 dBm à 5,8 GHz. Aussi une efficacité de conversion RF-DC maximum de 60 % est obtenue. Finalement, Takhedmit *et al.* (2009) ont conçu deux circuits, l'un à une diode de rectification en série et l'autre à quatre diodes en pont. Les mesures expérimentales montrent respectivement une efficacité de conversion RF-DC de 65 % et de 72 % à 2,45 GHz, pour une puissance incidente de 12 dBm et une charge de 1050 Ω . De plus, ces mêmes auteurs (Takhedmit *et al.*, 2011) ont réalisé une

rectenna à deux diodes de redressement dont l'efficacité de conversion RF-DC atteint 83 % pour une charge de 1050Ω ; lorsque la puissance incidente est de 14 dBm et la fréquence d'opération est de 2,45 GHz.

Globalement, les résultats des recherches sont encourageants dans l'optique d'une commercialisation de cette technologie. Toutefois, les travaux de recherche s'orientent actuellement vers les applications à faibles puissances, en raison des moindres coûts de développement associés. À ce propos, la recherche est motivée par les applications telles que l'alimentation des tags RFID utilisés pour l'identification par radio fréquence (Na *et al.*, 2004), la recharge de batteries intégrées dans les capteurs (Lim et Itoh, 2008) et la capture des ondes ambiantes présentes dans l'espace atmosphérique (Hagerty *et al.*, 2004 ; Ugan et Reindl, 2008).

Au sujet de la méthodologie adoptée dans ce mémoire, deux approches sont considérées. Premièrement, nous réalisons les circuits de rectification en intégrant une diode Schottky en parallèle dans le montage de redressement et en exploitant les propriétés des lignes planaires couplées pour réaliser des filtres à base des résonateurs ; ceci permet de réduire la taille des filtres tout en atténuant significativement les harmoniques. Concernant la deuxième approche, nous proposons un montage de redressement insérant une troisième diode en parallèle dans le montage doubleur de tension, dans le but d'améliorer la tension continue rectifiée et d'atténuer les harmoniques. Comme proposé par Zhang *et al.* (2009), aucun circuit d'adaptation d'impédance supplémentaire n'est utilisé à l'entrée des circuits de rectification. Notre démarche ajuste les dimensions des lignes d'interconnexion insérées dans les circuits de rectification afin d'optimiser leurs performances (Takhedmit *et al.*, 2010), tout en minimisant leur taille. Nous exploiterons alors la puissance du logiciel ADS pour concevoir les circuits par simulation. Les circuits de rectification réalisés au cours des présents travaux ont été optimisés après différentes phases de simulation en utilisant la méthode du Gradient et la méthode Hybride. Nous sommes donc en mesure de réaliser des circuits présentant un excellent coefficient de réflexion pour certaines fréquences de la bande S suite à l'optimisation de leurs performances.

À propos de l'organisation de ce document, le chapitre 2 présente une description générale de la transmission d'énergie sans fil et introduit les critères et les outils à tenir en compte lors de la conception des circuits de rectification destinés à la MPT. Une revue détaillée des problèmes liés à la conception des circuits de rectification, des objectifs de ce mémoire et de la méthodologie adoptée conclut ce chapitre. Dans le chapitre 3, quelques notions essentielles sont étudiées initialement, et des précisions sont fournies par rapport aux outils et aux technologies employés pour concevoir les circuits de rectification réalisés dans ce mémoire. Par la suite, l'approche intégrant des filtres à base de résonateurs y est examinée. Quant au chapitre 4, il explore l'approche proposée employant trois diodes dans le montage de redressement. Le chapitre 5 dresse un bilan des réalisations et propose l'évaluation des tests en laboratoire de la MPT, point à point. Finalement, la conclusion des travaux de ce mémoire est présentée dans le chapitre 6.

CHAPITRE 2

PRÉSENTATION DE LA TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FIL

2.1 TECHNOLOGIES DE LA TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FIL

Le concept de la transmission d'énergie sans fil date des débuts des ondes radio, à la fin du XIX^e siècle, et s'est développé progressivement suivant les progrès de l'électronique RF. Mais le récent engouement pour cette technologie est attribuable à la mode sans fil qui incite l'industrie à garantir une autonomie en énergie quasi permanente des équipements mobiles. De plus, la remise en question de la pérennité des ressources naturelles force la recherche à recourir à de nouvelles techniques de production de l'énergie.

Au fait, la transmission d'énergie sans fil se révèle être le moyen pour transporter l'énergie électrique sans support filaire. Elle consiste à générer de l'énergie et à la transférer sans contact de la source vers le récepteur, tout deux séparés par une distance donnée. Les possibilités d'applications sont donc très nombreuses. Entre autres, elle permet la recharge à distance des batteries intégrées dans les équipements portables. Cette technologie assurerait également le transport de l'électricité sans fil d'un point à un autre, rendant alors accessible la ressource électrique aux régions enclavées. D'autre part, elle complète bien les technologies naissantes comme les tags RFID (Jiang *et al.*, 2007), en garantissant leur autonomie énergétique. Finalement, une des visions de la NASA (*National Aeronautics and Space Administration*) et d'autres centres de recherche est la création de centrales solaires en orbite terrestre pour lesquelles l'énergie collectée sera transmise vers des sites isolés ou des zones désertiques sur Terre (Sasaki et Tanaka, 2011).

Plusieurs techniques ont été développées pour transférer l'énergie sans support filaire. Ces techniques s'appuient sur les principes de la propagation électromagnétique dérivés de la loi de Faraday, du théorème d'Ampère et des équations de Maxwell, etc. Des précurseurs

comme Heinrich Hertz, Nicola Tesla et Guglielmo Marconi revendiquent les premiers exploits de la communication sans fil. De la propagation des ondes électromagnétiques, en passant par l'invention de la radio, est né le besoin de transmettre l'énergie sans contact filaire.

2.1.1 Propagation de l'onde électromagnétique

Une antenne a pour rôle de rayonner ou de capter l'onde électromagnétique émise sous une certaine puissance par la source. L'analyse du champ électromagnétique transmis laisse apparaître deux zones de rayonnement : la zone de champ proche et la zone de champ lointain (Conil, 2005, p6).

La zone dite de champ proche constitue la zone la plus proche de l'ouverture de l'antenne. Elle se subdivise en trois sous-zones. La zone de champ réactif est la zone initiale s'étalant jusqu'à une distance de $\lambda/2\pi$ de l'ouverture de l'antenne, λ étant la longueur d'onde. Elle fait référence aux ondes évanescentes dont les phénomènes de propagation sont non-radiatifs. Cette zone d'induction est suivie par la zone de Rayleigh. Elle occupe l'espace compris entre $\lambda/2\pi$ et $D^2/2\lambda$, D étant l'ouverture de l'antenne. Une zone transitoire, appelée zone de Fresnel, délimite le champ proche et le champ éloigné. Dans cette zone, les champs varient considérablement. Sa limite se situe à une distance $2D^2/\lambda$ de l'antenne. Au-delà de la zone de Fresnel, on trouve la zone éloignée. Cette zone de champ lointain est la plus exploitée et permet des transmissions à plus grandes échelles. Également appelée zone de Fraunhofer, la densité de puissance dans cette zone décroît suivant le carré de la distance (Balanis, 1997, p33). Les ondes dans la zone lointaine sont planes et résultent des effets rayonnants de l'antenne.

2.1.2 Techniques de transmission de l'énergie sans contact

On distingue plusieurs moyens pour transmettre l'énergie sans contact (Douyere, 2008, p7). Parmi elles, on peut d'abord citer le transfert de puissance par induction magnétique. Cette technique est utilisée pour des transmissions sur de très faibles distances de l'ordre du centimètre. Elle repose sur le principe du couplage par induction magnétique

régissant les transformateurs électriques. Plusieurs produits commerciaux sont disponibles aujourd'hui sur le marché, à l'instar des tablettes de rechargement pour les appareils électroniques nomades homologués aux puissances débitées par ladite table.

Ensuite, on peut évoquer la technique du couplage inductif par résonance. Elle utilise deux antennes circulaires, ou bobines de réception, et exploite les propriétés du champ proche de rayonnement d'une antenne. Cette technique, inspirée par la bobine de Tesla, est optimale pour des distances de quelques mètres. Elle est malheureusement handicapée par la grandeur encombrante des antennes utilisées pour la transmission. Au cours des dernières années, le MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) a démontré, par le biais de l'équipe du professeur Soljacic, un transfert de l'énergie par couplage de deux bobines de 60 cm de diamètre sur une distance de 2 m dont le rendement a atteint 40 %. Cette expérience a permis d'allumer une ampoule de 60 W pour une fréquence de couplage de 60 MHz (Hadley, 2007).

Aussi les modes de transfert d'énergie par faisceau laser et par faisceau de particules (Douyere, 2008, p7) fascinent les chercheurs et seront réservés surtout pour des tests et des applications point à point. Toutefois, ces technologies n'ont pas encore connu l'essor voulu tant le coût des recherches est énorme et les applications sont restreintes, à cause de l'alignement nécessaire entre l'émetteur et le récepteur.

Contrairement aux autres techniques évoquées, la transmission d'énergie par onde électromagnétique en champ lointain (Marian *et al.*, 2011) offre plus de flexibilité et permet des transmissions sur des grandes distances pour des puissances variables. Les transmissions y sont diffusées ou directionnelles. Elle rend possible la miniaturisation des antennes et la transmission simultanée de données et d'énergie. L'on peut combiner en réseau plusieurs rectennas au niveau du récepteur dans le but d'améliorer la puissance débitée en sortie. Pour atteindre un rendement élevé et augmenter la portée des transmissions, celles-ci s'opèrent en partie dans le domaine des micro-ondes. D'où l'appellation anglaise MPT de cette technologie la désignant comme la transmission de la puissance par faisceaux micro-ondes.

2.1.3 Historique de la transmission d'énergie par faisceaux micro-ondes

Une des plus importantes innovations technologiques du XX^e siècle est l'utilisation courante des micro-ondes. Aujourd'hui, ces ondes peuvent être exploitées autant pour les télécommunications que pour des applications telles que les traitements médicaux, la décontamination des eaux, le diagnostic de l'état des infrastructures dans les réseaux de transport, etc.

À la fin du XIX^e siècle, Nicola Tesla proposa l'utilisation des ondes radio pour la transmission de la puissance sans fil (Sheik Mohammed *et al.*, 2010). Le chercheur William Brown renouvelait cette idée après la deuxième guerre mondiale. D'ailleurs, il a été le premier en 1964 à démontrer la faisabilité de la MPT à une fréquence d'émission de 2,45 GHz (Brown, 1964). Son idée exploitait le champ lointain de l'antenne pour récupérer l'énergie électromagnétique émise et proposait une nouvelle approche insérant une diode pour convertir cette onde en puissance continue. L'utilisation de la diode de redressement en micro-ondes constitue jusqu'à ce jour l'atout principal de la rectenna. En 1968, Peter Glaser proposait l'idée de collecter de l'énergie solaire dans l'espace géostationnaire par des satellites et de la transmettre sur Terre par onde électromagnétique en utilisant un vaste panneau de cellules intégrant des réseaux de rectennas (Glaser, 1968). Au fil des années, plusieurs recherches ont contribué à l'évolution de la MPT, lui assurant la réputation dont elle jouit aujourd'hui.

2.1.4 Quelques exploits de la transmission d'énergie par faisceaux micro-ondes

À travers les travaux de Brown (1964) et Glaser (1968), plusieurs projets de grande envergure ont permis à la technologie d'acquérir une plus grande notoriété. En effet, l'expérience du Grand Bassin sur l'île de la Réunion en 2001 (Celeste *et al.*, 2004) a permis de fournir une puissance DC de 65 W sur une distance de 40 m avec un rendement global estimé à 5 %. Lors de cette expérience, une puissance de 800 W a été émise par la source de micro-ondes, pour une fréquence d'émission de 2,45 GHz. C'est une des démonstrations ayant le plus marqué la communauté scientifique.

Par ailleurs, le projet SPS (*Solar Power Satellite*) aux États-Unis d'Amérique pour la construction de centrales solaires, dans un souci de recherche de nouvelles sources d'énergie, proposait de collecter de l'énergie en orbite géostationnaire et de transmettre par onde électromagnétique cette énergie vers un vaste réseau de rectennas sur Terre (Brown, 1984). De nombreux défis ont freiné le projet, notamment : le coût de déploiement, la complexité technologique et les moyens humains nécessaires pour la mise en place en orbite d'un système photovoltaïque capable de collecter des dizaines de kilowatts. Même si ce projet fut abandonné dans les années 80, les moyens technologiques actuels ont permis à la NASA et à d'autres centres de recherche à travers la planète d'envisager à nouveau le déploiement de tels projets à des coûts dorénavant moindres (Collins et Matsuoka, 2008 ; Matsumoto, 2002).

Également, le Centre de Recherches sur les Communications (CRC) au Canada a mené des travaux sur la MPT (Fisher, 1988) dans le cadre du projet SHARP (*Stationary High Altitude Relay Platform*). En 1987, il faisait l'expérience de fournir à un avion miniaturisé de l'énergie à une altitude de 150 m pour une fréquence d'émission de 2,45 GHz (Schlesak *et al.*, 1988).

2.1.5 Orientations de la recherche

Actuellement, plusieurs communications et publications axées sur la récupération d'énergie par faisceaux micro-ondes font montre de progrès encourageant quant à l'avenir de cette technologie. Les applications de la MPT pour de très hautes puissances nécessitent d'associer plusieurs rectennas, en vue d'une récupération plus grande de la puissance par sommation des niveaux de sortie de chacune des rectennas (Shinohara et Matsumoto, 1998). Après lecture de la littérature sur le sujet et consultation de plusieurs articles scientifiques, il apparaît que des projets similaires à celui présenté dans ce mémoire ont été menés au cours de la décennie. Particulièrement, des projets focalisés sur la conception et l'optimisation du système de réception. Certains d'entre eux ont donc retenu notre attention.

Effectivement, des chercheurs de l'université de la Caroline du Sud (Ali *et al.*, 2005) ont réussi une MPT à la fréquence de 5,5 GHz. L'originalité de leur travail réside dans la miniaturisation de leur circuit et l'intégration d'une antenne patch avec double lignes d'alimentation sur un support microruban. Cela permet d'obtenir une souplesse d'insertion et une simplicité de configuration du circuit rectificateur. Une efficacité de conversion RF-DC de 57,3 % est obtenue. Le chercheur Kai Chang et son équipe figurent parmi les plus dédiés sur le sujet. Après avoir réalisé la MPT en utilisant plusieurs rectennas en réseau et avoir mis en évidence les défis d'une telle association (Ren et Chang, 2006), leurs travaux sur le filtrage se démarquaient par l'adoption de la technologie des lignes coplanaires (Strassner et Chang, 2002). Certains chercheurs (Yo *et al.*, 2008) ont réussi avec la technologie coplanaire à concevoir une rectenna opérée à 2,45 GHz, incorporant une antenne à fentes capable de supprimer la seconde et la troisième harmonique. Les résultats affichent une efficacité de conversion RF-DC de 78 % et une tension DC de sortie de 15,3 V pour une puissance incidente de 32 dBm.

Également, les travaux de Yang *et al.* (2008) ont permis de récupérer une tension DC de 1 V et d'atteindre une efficacité de conversion RF-DC de 30 % pour une puissance incidente de 16 dBm, à 10 GHz de fréquence d'émission. Au cours des dernières années, des projets universitaires en France ont fait l'objet de plusieurs publications. Merabet *et al.* (2009) présentaient une méthodologie d'analyse de performances des diodes de la série HSMS28xx pour la conception d'une radiopile. De même, Takhedmit *et al.* (2010) proposaient une rectenna à deux diodes de redressement sans filtre d'entrée. Pour une densité de puissance de $0,22 \text{ mW/cm}^2$ et une fréquence d'opération de 2,45 GHz, une tension DC de 2,6 V et une efficacité de conversion RF-DC de plus de 80 % sont atteintes avec une charge en sortie de 1050Ω lors d'une transmission de puissance sans fil à 70 cm de distance entre l'émetteur et le récepteur.

Les chercheurs du DIMES (*Delf Institute of Microelectronics and Submicron*) aux Pays-Bas ont proposé une nouvelle approche dans la conception de la rectenna (Yan *et al.*, 2005). La nouveauté réside dans l'utilisation d'un circuit résonnant pour augmenter la

tension du signal incident capté par l'antenne, contribuant ainsi à faire conduire plus rapidement la diode. Les résultats montrent, avec un montage doubleur de tension, l'obtention d'une tension DC en sortie de 0,8 V, lorsque la puissance incidente atteint une valeur de -20 dBm. Dans le cadre d'expérimentations aux faibles puissances, Vera *et al.* (2010) utilise parallèlement deux doubleurs de tension pour le même circuit de rectification. À -20 dBm de puissance incidente et pour une charge de 8,2 K Ω , une tension d'environ 75 mV et une efficacité de conversion RF-DC en dessous de 20 % sont obtenues. Ces performances ne constituent pas une amélioration, mais leur démarche pourrait être retenue pour la combinaison de plusieurs circuits de rectification dans la même rectenna. Par ailleurs, Ren *et al.* (2007) ont opéré, à 35 GHz, un récepteur intégrant une antenne circulaire. Une tension continue de 0,45 V est atteinte en sortie pour une seule rectenna et une tension de 1,73 V est récupérée pour un réseau de rectennas, lorsque la densité de puissance est de 30 mW/cm². Quant à Hiramatsu *et al.* (2009), ils ont conçu une rectenna miniature avec une antenne patch à fentes. Les résultats démontrent une tension DC de 117 mV obtenue à 60 cm de l'antenne d'émission, alors que la puissance émise est de 25 dBm.

D'autres travaux proposent des approches classiques de conception et d'analyse en utilisant la méthode de la balance harmonique. Les chercheurs Douyere *et al.* (2008, b) de l'université de la Réunion adoptent une démarche conventionnelle de conception basée sur des filtres pour la suppression d'harmoniques et un circuit additionnel pour l'adaptation d'impédance. Tandis que Bouchouicha *et al.* (2010) dresse une analyse exhaustive de la conception de la rectenna pour laquelle chaque élément de la rectenna est conçu séparément avant de combiner l'ensemble. De même, Selvakumaran *et al.* (2009) propose une méthode d'optimisation par simulation pour la réalisation d'un doubleur de tension, dans le but de combiner le circuit de rectification et l'antenne.

En revanche, les rectennas à faibles puissances incidentes sont actuellement destinées à l'industrie des tags RFID et des capteurs embarqués. Des études sur un tag RFID incorporant une rectenna (Na *et al.*, 2004) et sur l'impact des structures murales et de la

température sur les performances de la rectenna (Shams et Ali, 2007) ont contribué à appliquer la MPT dans un cadre pratique et réel.

2.2 MICRO-ONDES ET INTERET PUBLIC

Une des préoccupations de la population au regard des technologies sans fil est la présence des antennes et autres sources de rayonnement ; un questionnement judicieux et justifié sur les effets des émissions électromagnétiques sur la santé est souvent abordé.

Du point de vue de la physique, les rayonnements micro-ondes ont les mêmes caractéristiques que les ondes radio couramment utilisées en basses fréquences. Elles sont donc traitées de la même manière par les organismes régissant le spectre de fréquences et les applications de télécommunications, par rapport à la santé publique. L'Organisation Mondiale de la Santé (WHO) et la Commission Internationale pour la Protection contre les Rayonnements Non Ionisants (ICNIRP) au niveau international, ainsi que Santé Canada et Industrie Canada au niveau local, émettent les recommandations et les restrictions pour les utilisateurs du spectre. Ces recommandations concernent les puissances émises par les antennes et les équipements de télécommunications radiatifs qui produisent tout rayonnement non ionisant dans le champ proche et le champ éloigné de rayonnement.

2.2.1 Effets des micro-ondes sur la santé

Même si des allégations présument un effet causal de l'utilisation des portables, ou de la présence des ondes RF dans l'air ambiant, sur les tissus humains (provoquant entre autres des cancers, des maladies cardiovasculaires, des maladies oculaires...), néanmoins aucune étude ne corrobore avec certitude ses théories. Dans l'aide-mémoire n° 193, publié sur son site web au mois de juin 2011, le WHO notifie que les études actuelles ne peuvent déterminer formellement un lien entre les symptômes soupçonnés et l'exposition aux ondes RF. Actuellement, seuls les effets liés à l'intensité et à la durée de l'exposition sont pris en compte pour établir les critères d'opérabilité des équipements de télécommunications.

En revanche, la conséquence immédiate de l'exposition aux micro-ondes consiste au réchauffement des tissus de l'organisme alors que l'énergie du champ électromagnétique est absorbée par les molécules d'eau du corps. Un assèchement est néanmoins observé par les individus en contact aux micro-ondes. D'autre part, des rayonnements micro-ondes, même de faibles puissances, peuvent causer de l'induction de courants électriques dans le corps se traduisant par des chocs électriques.

2.2.2 Limites d'exposition et restrictions de rayonnement

Le code de sécurité 6 de Santé Canada dresse les directives principales de l'exploitation des ondes RF et leur rayonnement dans l'espace public, en rapport à la présence d'êtres humains dans le milieu d'opération. Ainsi, le Débit d'Absorption Spécifique (SAR) permet de définir les limites d'exposition aux émissions radiatives des sources RF par l'être humain, selon le cahier des charges sur les normes radioélectriques 102 (RSS-102) établi par Industrie Canada.

De façon générale, les émissions à la fréquence fondamentale sont limitées, par Industrie Canada, à une intensité de champ d'une valeur de 50 mV/m à une distance de 3 m, pour les dispositifs de faible puissance exempts de licence dans la bande de fréquences 2 400-2 483,5 MHz, suivant les recommandations fournies dans le RSS-210, le RSS-310 et le RSS-Gen.

Concernant la MPT, les puissances émises lors des essais expérimentaux et celles envisagées pour les applications commerciales ne dépassent pas celles déjà exploitées par les technologies sans fil actuelles telles que les réseaux de téléphonie cellulaire. Un des buts commerciaux de la MPT est la récupération d'une partie de l'énergie d'emblée fournie aux appareils mobiles afin de produire l'électricité qui assurerait leur fonctionnement.

2.3 PRINCIPE ET STRUCTURE DE LA TRANSMISSION DE PUISSANCE SANS FIL

Cette section introduit les notions de base sur la MPT et relève les principes de conception de la rectenna. Les difficultés s'y afférant seront également mises en évidence.

Nous proposons au cours de cette analyse d'identifier les axes d'amélioration et d'optimisation des performances de la rectenna.

2.3.1 Principe de la transmission d'énergie sans fil par faisceaux micro-ondes

Nous pouvons décrire la technologie de la MPT en trois étapes distinctes : la première étape est la transformation de l'électricité en onde. Cette onde est ensuite propagée dans l'espace vers le récepteur qui la détectera pour la convertir en signal électrique continu. La figure 1 schématise le principe de fonctionnement de la MPT. Ainsi, l'émetteur transmet l'onde électromagnétique par la voie aérienne au récepteur pour la rectification. Un émetteur est généralement composé d'une source de signal, d'un circuit d'amplification et d'une antenne. La source d'émission peut être un simple générateur de signaux micro-ondes ou une chaîne d'émission plus complexe intégrant un modulateur, un mélangeur, des filtres, etc.

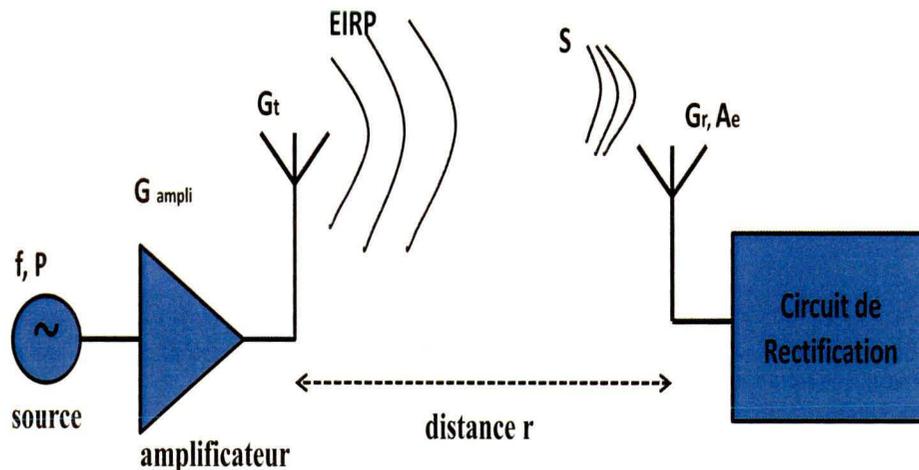


Figure 1 : Schéma de principe de la MPT

Les sources oscillantes à base de tubes à vide comme les magnétrons, les klystrons et les gyrotrons permettent l'émission de hautes puissances pour l'ensemble du spectre des micro-ondes. Tandis que l'antenne d'émission propage l'onde électromagnétique dans

l'espace. On peut définir l'onde propagée et captée en zone de champ lointain comme étant l'onde dont la longueur d'onde est négligeable par rapport à l'ouverture de l'antenne ; la distance de détection du champ lointain étant supérieure à $2D^2/\lambda$, le paramètre D désigne ici l'ouverture de l'antenne.

Par ailleurs, le récepteur est composé d'une antenne et du circuit de rectification. La puissance de l'onde captée par l'antenne de réception est décrite par l'équation de Friis, voir l'équation (2.3). Cette dernière stipule que la puissance reçue P_{in} équivaut au produit de la puissance P_t transmise à la sortie de l'amplificateur, du gain à la fois de l'antenne d'émission G_t et de celle de réception G_r , et des pertes de propagation en espace libre $[\lambda/(4\pi r)]^2$, suivant la distance r et la longueur d'onde λ . Cependant, l'équation de Friis est un cas idéal de propagation de l'onde électromagnétique en espace vide, sans autres pertes (Maral et Bousquet, 2002, p201). Dans un cadre réel de communication terrestre, d'autres pertes influencent le bilan des puissances dressé, notamment : des pertes de polarisation du champ électromagnétique, des pertes d'alignement des antennes et des atténuations dues aux phénomènes atmosphériques, aux réflexions et aux couplages induits par la présence d'objets rayonnants ou déviateurs d'ondes.

La puissance émise par une antenne est caractérisée par la Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente (EIRP). Celle-ci symbolise l'intensité du champ en zone de rayonnement éloigné. Elle est considérée comme la puissance maximale transmise de façon égale par une antenne isotrope dans la direction de la propagation. L'EIRP résulte du produit $P_t * G_t$. Cependant, la puissance P_t dépend de la puissance P générée par la source à une fréquence f , du gain G_{ampli} et des caractéristiques de l'amplificateur (voir figure 1). Également, les pertes d'interconnexion du câblage entre l'antenne et l'amplificateur sont à prendre en compte dans le calcul de l'EIRP.

D'une part, le gain G_r de l'antenne de réception est directement associé à l'ouverture de cette antenne dont la surface effective A_r est exprimée dans l'équation (2.1).

$$A_r = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \quad (\text{m}^2) \quad (2.1)$$

D'autre part, l'énergie captée par l'antenne de réception est exprimée en densité surfacique de puissance de l'onde incidente S comme suit :

$$S = \frac{EIRP}{4\pi r^2} = \frac{P_t G_t}{4\pi r^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (2.2)$$

Ainsi, la puissance délivrée à la sortie de l'antenne du récepteur est estimée selon l'équation de Friis de la manière suivante :

$$P_{in} = A_r S = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \quad (\text{W}) \quad (2.3)$$

De ce fait, l'antenne du récepteur se charge de capter l'onde électromagnétique et de débiter la puissance incidente vers le circuit de rectification. Ce circuit de rectification est un montage de redressement transformant l'onde incidente en énergie électrique continue. D'ailleurs, le challenge principal de la MPT réside dans la capacité du récepteur à convertir l'essentiel de la puissance captée en énergie continue.

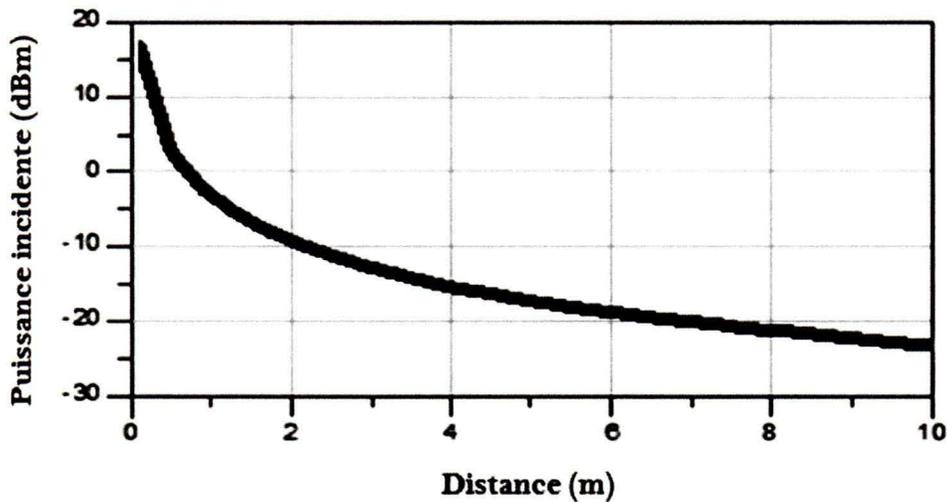


Figure 2 : Courbe simulée de la puissance incidente P_{in} en fonction de la distance r suivant l'équation de Friis

Par conséquent, le rendement global d'une MPT est déduit du rapport entre la puissance DC convertie en sortie de la rectenna et la puissance RF (P_r) rayonnée au niveau de l'antenne émettrice. Actuellement, la faiblesse de ce rendement, suivant la distance, demeure le plus grand frein à la percée commerciale de la MPT. Contrairement à une transmission de données dont l'intérêt est de capter un niveau de signal au minimum de détectabilité, la MPT nécessite de détecter le maximum de puissance rayonnée pour le processus de rectification. Cela permet de garantir une puissance convertie convenable à l'application et d'augmenter le rendement global. En effet, l'énergie de l'onde émise décroît suivant le carré de la distance. La puissance captée par l'antenne de réception se retrouve ainsi fortement atténuée. L'exemple de la figure 2 illustre bien le phénomène. Cette figure dresse un portrait de la puissance captée par une antenne en fonction de la distance entre les antennes d'émission et de réception dans le cadre d'une propagation idéale en espace libre, selon l'équation de Friis. Elle a été obtenue pour une fréquence d'émission de 2,45 GHz, une puissance d'émission de 24 dBm, un gain d'antenne émettrice de 12 dBi, et un gain d'antenne de réception de 1 dBi. En pratique, d'autres facteurs d'atténuation contribueront à réduire le bilan présenté dans cet exemple.

2.3.2 Structure de la rectenna

En rappel, le terme rectenna est la désignation adoptée pour décrire le récepteur de la MPT. Une rectenna est la combinaison de deux entités : l'antenne de réception et le circuit de rectification. Ce système est modélisé dans la figure 3. L'antenne de réception est représentée par son impédance complexe Z_a et une source idéale de tension E . Tandis que le circuit de rectification est caractérisé par une impédance complexe Z_r . L'impédance Z_l de la ligne d'interconnexion, reliant l'antenne au circuit de rectification, est essentielle pour l'adaptation d'impédance entre les deux entités.

Deux concepts d'adaptation d'impédance s'appliquent pour ce modèle. D'une part, l'on peut assimiler l'impédance de la ligne d'interconnexion à celle du circuit de rectification et syntoniser l'impédance de l'antenne à la fréquence d'opération de sorte à créer une résonance entre l'antenne et le circuit de rectification. Dans ce cas, l'impédance

de l'antenne doit être égale au conjugué de celle présentée par l'ensemble du circuit rectificateur ($Z_a = [Z_r]^*$) afin de les adapter réciproquement, en référence au principe d'adaptation d'impédance décrit par Combes (1996, p79). Cependant, cette méthode représente un défi majeur de conception. Elle demande une modélisation parfaite de ces deux entités et exige d'ajuster adéquatement l'impédance de l'antenne à celle de l'ensemble du circuit de rectification (Bouchouicha *et al.*, 2010).

D'autre part, le second concept consiste à concevoir l'antenne indépendamment du circuit de rectification. Dans cette optique, l'impédance de la ligne d'interconnexion est conçue de manière à adapter l'impédance de l'antenne à celle du circuit de rectification ($Z_l = \sqrt{[Z_a Z_r]}$), voir le principe d'adaptation d'impédance décrit par Combes (1996, p80). Une ligne d'interconnexion quart d'onde est alors utilisée (Gao *et al.*, 2010).

Cette seconde approche est plus courante, mais elle a le défaut d'augmenter les dimensions des circuits selon les caractéristiques du substrat utilisé et la fréquence d'opération. Une autre manière pour l'adaptation d'impédance est d'insérer un circuit d'adaptation à la place de la ligne d'interconnexion (Riviere *et al.*, 2009).

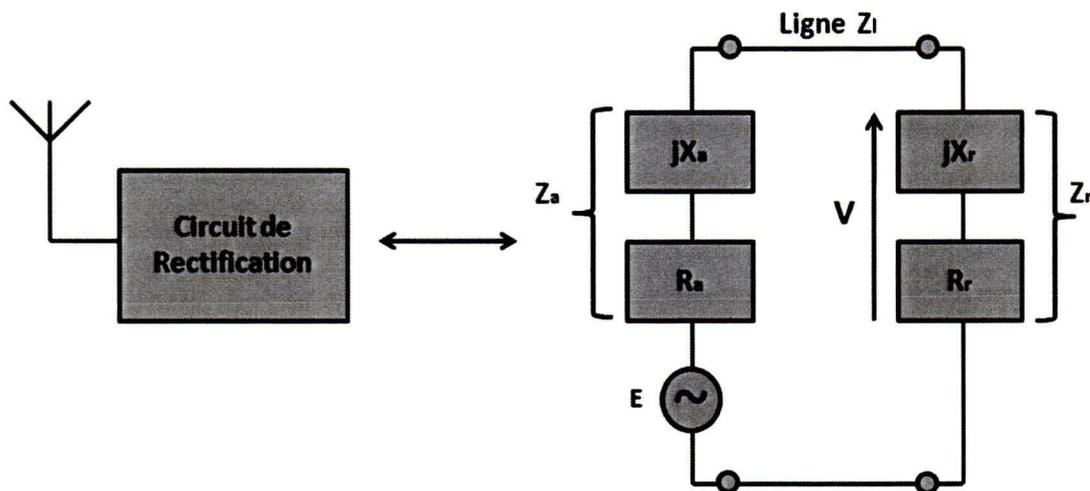


Figure 3 : Modélisation d'une rectenna

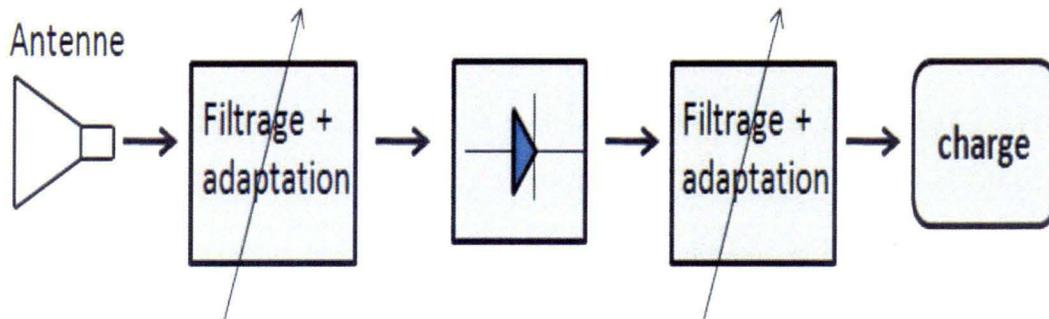


Figure 4 : Structure conventionnelle d'une rectenna

Pour des fins de détails, un circuit de rectification conventionnel est constitué d'un montage redresseur à base de la diode, de circuits d'adaptation d'impédance lorsque requis, de filtres et de la charge. La figure 4 en fait montre. Auparavant, les chercheurs ont utilisé des filtres pour supprimer les harmoniques générées par le montage redresseur et un circuit supplémentaire pour l'adaptation d'impédance. Il est désormais possible d'exploiter l'impédance du filtre d'entrée de sorte à adapter directement l'antenne et le montage redresseur (Chen *et al.*, 2008). Cela étant, l'adaptation d'impédance en entrée vise à garantir le transfert de l'ensemble de la puissance incidente à la sortie de l'antenne vers le montage redresseur à base de diodes. Majoritairement, les concepteurs abandonnent l'usage du circuit d'adaptation d'impédance entre le montage redresseur et la charge (Bouchouicha *et al.*, 2010) ; car l'objectif est la récupération de la puissance continue. En d'autres termes, le filtrage en sortie rejette les harmoniques générées, et l'on suppose qu'il n'y a pas de pertes du signal continu sur la ligne d'interconnexion vers la charge. Ces considérations ont leur fondement, mais elles mériteraient des investigations plus approfondies.

En ce qui concerne le montage redresseur, les circuits à base de diodes ont principalement été employés jusqu'à récemment. Plusieurs topologies sont possibles pour concevoir ce type de circuits. Par contre, la recherche sur les semiconducteurs offre la possibilité d'intégrer des transistors dans le montage redresseur, à l'instar de la suggestion faite par une équipe de l'université de science et technologie de Hong Kong (Lam *et al.*,

2006). Même si cette approche est exploitable, très peu de travaux y ont eu recours pour concevoir des rectennas.

La charge joue un rôle très important dans la conception du récepteur. L'efficacité de conversion RF-DC qui définit le rendement de la rectenna est décrite dans l'équation (2.4).

$$\eta_{rectenna} = \frac{P_{DC}}{P_{in}} = \frac{V_{DC}^2}{R_L P_{in}} \quad (\%) \quad (2.4)$$

Avec :

- V_{DC} : Tension DC lue à la sortie de la rectenna (V);
- R_L : Impédance de la charge résistive en sortie (Ω);
- P_{in} : Puissance incidente, de l'onde RF s'acheminant vers le circuit de rectification, captée par l'antenne de réception (W);
- P_{DC} : Puissance DC lue à la sortie de la rectenna (W).

L'efficacité de conversion RF-DC est considérée comme le rapport entre la puissance DC redressée à la sortie de la rectenna et la puissance incidente captée par l'antenne (Yo *et al.*, 2008). L'on présume négligeable la puissance réfléchiée à l'entrée lorsque l'antenne et le circuit de rectification sont adaptés (McSpadden *et al.*, 1992). L'analyse de l'équation (2.4) montre que l'efficacité de conversion RF-DC augmente suivant le carré de la tension DC de sortie, en fonction de la puissance RF captée ou de la charge. Le paradoxe étant que la tension DC de sortie croît lorsque la valeur de la charge augmente, tandis que l'efficacité de conversion augmente avant de décroître à partir d'un certain seuil de la valeur de la charge (He *et al.*, 2009).

La compréhension des influences de la puissance incidente et de la charge, en rapport au circuit de rectification, permet de concevoir une rectenna présentant d'excellentes performances. Lorsque la puissance incidente augmente, la tension de sortie croit également, alors que l'efficacité de conversion progresse jusqu'à un maximum avant de diminuer graduellement (Ren et Chang, 2006).

D'autre part, on définit le point de fonctionnement comme le meilleur compromis entre la tension DC de sortie, la charge, l'efficacité de conversion et la puissance incidente. Pour conclure, la conception d'une rectenna consiste à la recherche de ce point de fonctionnement selon les objectifs et le cahier de charge à satisfaire.

2.4 ETUDE DE LA DIODE DE REDRESSEMENT

Cette section étudie le comportement de la diode de redressement dans le domaine des micro-ondes. Elle dresse un portrait global des performances de la diode et explore les possibilités d'amélioration pour maximiser son rendement pour la MPT.

2.4.1 Choix de la diode

La diode est le cœur du circuit de rectification. En électronique, elle est employée dans le redressement pour transformer un signal alternatif en signal mono-alternance (unidirectionnel), alors que l'impédance de la diode apparaît infinie lors d'une polarisation en inverse. De même, la diode réelle conduit en direct à partir d'un seuil de tension rendant son impédance négligeable. Ces propriétés font de la diode le composant idéal pour le redressement et la détection de signaux. Toutefois, une diode est un dipôle non-linéaire dont la polarisation détermine les caractéristiques de fonctionnement. La plupart des diodes sont des composants à semiconducteurs réalisés autour d'une jonction PN (Pouvil, 1994). Ainsi, la technologie de réalisation de la jonction différencie les différentes familles de diodes et détermine leur utilisation. Actuellement, la majorité des circuits de rectification impliqués dans la rectenna adopte la diode Schottky comme diode de redressement, en raison de ses propriétés favorables à une commutation rapide et à la détection de très faibles signaux.

2.4.2 Caractéristiques de la diode Schottky

La diode Schottky est l'invention de l'allemand Walter Schottky. Contrairement à la plupart des diodes, celle-ci est réalisée par la jonction d'un métal et d'un semiconducteur dont le dopage du substrat est de type P ou de type N. Néanmoins, cette diode fonctionne

comme une jonction PN classique pour laquelle le passage du courant est entièrement associé aux porteurs majoritaires, sans délai de stockage de charges et de recouvrement. Ce mécanisme lui permet d'opérer des commutations rapides. Les diodes Schottky présentent également des tensions de seuil faibles.

Sans détailler, le contact entre un métal et un semiconducteur peut mener à deux situations distinctes (Pouvil, 1994, p11). D'une part, ce contact est susceptible de créer une zone de contact ohmique, résultant d'un très grand dopage du semiconducteur. Dans ce cas, le courant et la tension sont linéairement dépendants, laissant donc passer le courant dans les deux sens de la polarisation. Le contact ohmique formé empêche la diode d'être employée en mode détection et en mode redressement. D'autre part, cette jonction peut donner lieu à la création de la barrière de Schottky, suite à un plus faible dopage du semiconducteur. Cette barrière de Schottky est le résultat du passage d'un courant électrique du métal vers le semiconducteur, occasionnant l'apparition d'une zone de charge d'espace dans ce dernier matériau et d'une autre zone de signe opposée sur la surface du métal. La barrière de potentiel ainsi constituée (Badoual, 1995, p108) aux abords de l'interface entre le métal et le semiconducteur est conductrice en direct alors qu'elle réfute le passage des électrons en polarisation inverse avant claquage. Cette propriété est exploitée pour fabriquer des diodes Schottky.

Il faut souligner qu'un semiconducteur est caractérisé par une bande de conduction et par une bande de valence. Lors de la conduction, il y a transfert des électrons d'une bande vers l'autre. Le niveau de Fermi représente le taux d'occupation en électrons de ces deux bandes dans le matériau, c'est-à-dire qu'il indique l'énergie moyenne des électrons impliqués dans la conduction électrique (Benaziez, 2010). De cette manière, un semiconducteur de type N est obtenu lorsque le niveau de Fermi est proche de la bande de conduction, alors que le type P est attribuable à un niveau de Fermi proche de la bande de valence. Pour une tension positive appliquée au métal, la diffusion des électrons du semiconducteur vers le métal rendra la diode passante. Si une polarisation inverse est

appliquée, la barrière devient plus haute, empêchant donc les électrons de circuler à travers la zone de déplétion.

La non-linéarité entre le courant I_d traversant la diode et la tension V appliquée à ses bornes est mise en évidence par l'équation suivante (Badoual, 1995, p109).

$$I_d = I_{sat} \left(e^{\frac{qV}{nkT}} - 1 \right) \quad (\text{A}) \quad (2.5)$$

Avec :

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

Ainsi, la caractéristique courant-tension (Application Note 969) a un comportement fortement non-linéaire pour des puissances élevées, selon l'équation (2.5). Ce comportement dérive à la fois des paramètres physiques de la jonction (dopage et hauteur de la barrière) et des conditions d'expérimentation notamment la température, la polarisation et le courant de saturation I_{sat} . Ce dernier équivaut au courant inverse avant claquage de la diode et dépend des propriétés physiques de celle-ci, notamment du type de semiconducteur, du dopage, de la surface de la jonction, de la hauteur de la barrière et de la température absolue de la jonction.

En outre, toutes les diodes Schottky n'ont pas la même capacité de détection de très faibles puissances. Les diodes Schottky de type N font partie de la catégorie de diodes, dites polarisées, qui ont besoin d'un courant externe de polarisation pour améliorer leur détectabilité aux faibles puissances, car leur courant de saturation est généralement plus faible. Alors que les diodes Schottky de type P sont généralement conçues pour avoir des tensions de seuil très faibles sans polarisation externe et une barrière de Schottky ayant la hauteur la plus basse possible. De ce fait, les diodes à polarisation nulle sont utilisées dans

des applications à faibles puissances où aucune alimentation externe n'est possible, comme les tags RFID.

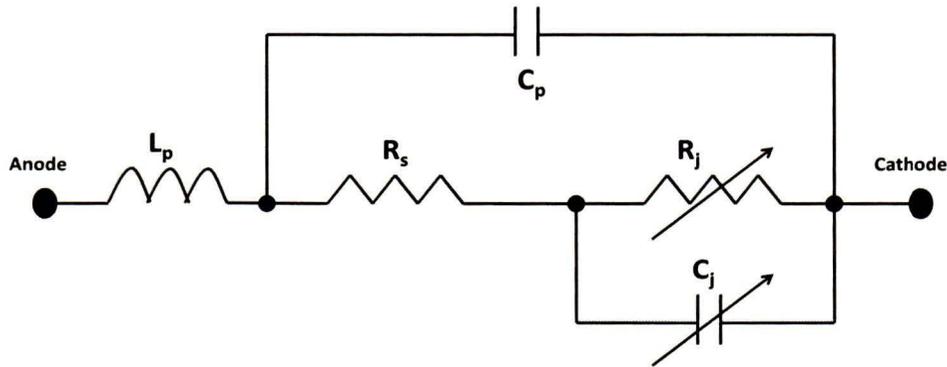


Figure 5 : Modélisation de la diode Schottky

2.4.3 Modélisation de la diode Schottky

La modélisation de la diode Schottky fait encore l'objet de recherche, tant la difficulté est grande pour aboutir à un modèle non-linéaire qui tient compte de tous les paramètres physiques et électriques influençant le comportement de la diode. Cependant, les chercheurs s'appuient sur son modèle électrique équivalent pour analyser les circuits de rectification (voir figure 5).

La résistance série R_s est associée à la résistance de la jonction dû au contact entre le métal et le semiconducteur (R_{jonc}) et à la résistance induite par le substrat (R_{sub}). En d'autres termes, cette résistance parasite est entièrement attribuable aux paramètres physiques de la diode (Cory, 2009 ; Badoual, 1995, p109), comme le montre l'équation (2.6). Elle varie principalement avec le vieillissement des structures physiques de la diode.

$$R_s = R_{jonc} + R_{sub} = \left[\frac{L}{q \cdot \mu_N \cdot N_d \cdot A} \right] + \left[2 \cdot \rho_{sub} \cdot \left(\frac{A}{\pi} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \quad (\Omega) \quad (2.6)$$

Où :

- A : surface de la jonction (cm^2);

- μ_N : mobilité des électrons ou des trous ($\text{cm}^2/\text{V.s}$);
- N_d : densité de dopage de la jonction (électrons/ cm^3);
- L : épaisseur de la jonction (cm);
- ρ_{sub} : résistivité du substrat ($\Omega.\text{cm}$);
- q : charge de l'électron, $1,60206 \cdot 10^{-19}$ (C).

La zone de déplétion séparant les porteurs du métal et ceux du semiconducteur induit une résultante capacitive dans le dipôle (Cory, 2009). En polarisation directe, la largeur de la zone de déplétion et la hauteur de la barrière sont réduites, minimisant ainsi cet effet capacitif. En polarisation inverse, les manifestations contraires se produisent ; ce qui contribue à accentuer l'effet capacitif de cette zone. Donc cette capacité induite C_j de la jonction (Cory, 2009 ; Badoual, 1995, p109) est une fonction de la tension inverse appliquée, voir l'équation (2.7). À noter que les paramètres q , k , et T de la présente équation ont été décrits précédemment dans l'équation (2.5).

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{V_{inv}}{V_{jonct}} - \frac{kT}{q}\right)^{1/2}} \quad (\text{pF}) \quad (2.7)$$

Avec :

- V_{inv} : tension inverse appliquée (V);
- C_{j0} : capacité de la jonction à $V_{inv}=0$ (pF);
- V_{jonct} : tension interne de la jonction approximativement égale à la hauteur de la barrière de Schottky – 0,1 (V).

Un autre paramètre important est la résistance dynamique de la diode. La résistance R_j présentée par la jonction définit le rapport entre le courant et la tension au sein de la diode. Elle est associée au caractère redresseur de la diode. Cette résistance dépend aussi bien des propriétés de fabrication de la diode que des facteurs électriques externes appliqués à celle-ci, voir l'équation (2.8). L'application d'un courant externe de saturation permet de diminuer la résistance dynamique de la diode (Application Note 1090). L'on peut constater que R_j et C_j sont des paramètres variables dépendant de la température, des

courants de polarisation, et de l'amplitude du signal incident en alternance inverse pour C_j et en sens direct pour R_j . Le courant redressé par la diode contribue également à diminuer la résistance R_j lorsque la puissance du signal incident est suffisamment forte. En outre, l'inductance L_p et la capacité C_p sont des effets parasites induits par le boîtier (*package*) de la diode. Aussi, les paramètres n , k , q et T de l'équation (2.8) ont été présentés précédemment dans l'équation (2.5).

$$R_j = \frac{nkT}{q(I_{ext} + I_{sat} + I_{redressé})} \quad (\Omega) \quad (2.8)$$

Avec :

- I_{ext} : courant externe de polarisation (A);
- $I_{redressé}$: courant redressé (A);
- I_{sat} : courant de saturation (A).

2.4.4 Comportement de la diode Schottky

La non-linéarité de la diode Schottky entraîne la génération d'harmoniques au passage du signal périodique entrant (Yo *et al.*, 2008). Effectivement, la diode transforme le signal RF entrant en une composante continue, proportionnelle à l'amplitude du signal incident, et en une série d'harmoniques dont les amplitudes dépendent de la configuration de cette diode dans le circuit.

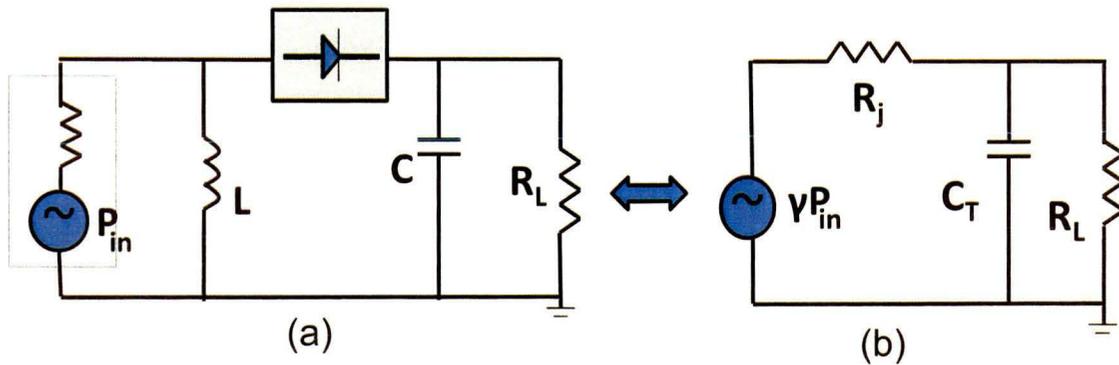


Figure 6 : (a) Détecteur conventionnel ; (b) Schéma équivalent

Normalement, le schéma équivalent de la diode (voir figure 5) devrait être utilisé pour l'analyse du circuit de détection (Application Note 1090) de la figure 6(a). Cependant, on emploie le montage vidéo du détecteur de la figure 6(b) pour analyser le circuit. La capacité C_T est la somme de toutes les capacités apparaissant au niveau du détecteur, en plus de la capacité de filtrage à la sortie du circuit de détection. La tension de sortie du détecteur peut être traduite comme le produit de la sensibilité de tension γ et de la puissance incidente P_{in} de l'onde RF selon l'équation (2.9).

$$V_d = \gamma \cdot P_{in} \quad (\text{mV}) \quad (2.9)$$

Cette sensibilité de tension du détecteur est un indicateur de performance important aux faibles puissances incidentes (Application Note 1089). Il décrit la capacité de la diode à détecter le signal incident. L'unité de mesure utilisée est exprimée en mV/ μ W. En pratique, la sensibilité de tension est dégradée par les constituants électriques de la diode, voir l'équation (2.10). Dans cette équation, le paramètre f désigne la fréquence d'opération.

$$\gamma = \frac{\gamma_0}{1 + 4\pi^2 f^2 C_j^2 R_s R_j} \quad (\text{mV}/\mu\text{W}) \quad (2.10)$$

Avec :

$$\gamma_0 = \beta R_j = \frac{I_{redressé}}{P_{in}} R_j \quad (\text{mV}/\mu\text{W}) \quad (2.11)$$

Le paramètre γ_0 des équations (2.10) et (2.11) représente la sensibilité de tension théorique sans polarisation externe qui résulte du produit de la sensibilité de détection du courant (β) et de la résistance de la jonction (Application Note 956-6). Cette sensibilité du courant tient compte de la température et de la puissance incidente et est influencée par la capacité et la résistance de la jonction, mais aussi par la fréquence d'opération f .

2.4.5 Performances de la diode Schottky

Même si l'on a fait abstraction de l'impact réel de la fréquence, il faut mentionner que la diode admet une bande de fréquences limitée (Douyere, 2008, p16). La fréquence de coupure qui assure un comportement fiable de la diode est présentée dans l'équation ci-après (Pouvil, 1994, p25).

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_j} \quad (\text{GHz}) \quad (2.12)$$

L'on peut étendre cette fréquence de coupure en manipulant certains paramètres de la diode. D'ailleurs, minimiser C_{jo} permet de diminuer C_j , selon l'équation (2.7). Par ailleurs, les paramètres parasites R_j , R_s , C_j , C_p et L_p sont principalement la source des pertes dans la diode. D'autres pertes sont attribuables aux connectivités dans le boîtier et aux lignes de transmissions. Ici, nous supposons C_p et L_p représentatifs de tous les effets parasites induits par l'emballage.

$$Z_{in} = Z_{L_p} + Z_{C_p} // [R_s + (Z_{C_j} // R_j)] \quad (\Omega) \quad (2.13)$$

En revanche, l'impédance de la diode Schottky, vue de son schéma équivalent (voir figure 5), est décrite par l'équation (2.13). L'analyse de cette équation permet d'affirmer que cette impédance est influencée par les facteurs électriques dans la diode : soit le courant externe, le courant redressé, le courant de saturation et la puissance incidente. Les impédances des paramètres physiques C_p , L_p , R_s , C_j et R_j ont donc un impact sur l'impédance de la diode.

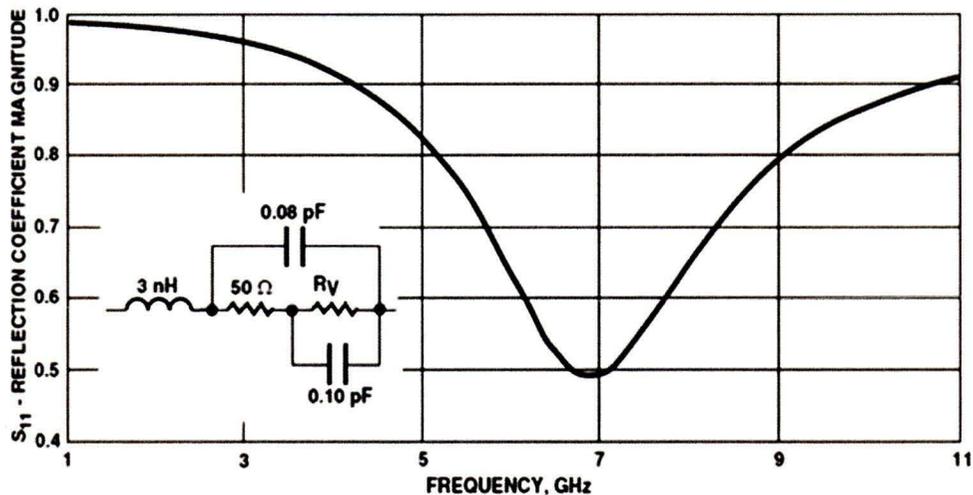


Figure 7 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence (Application Note 969)

Même si des formules mathématiques permettent de prédire cette impédance, il est difficile d'établir l'impact réel de la charge et de la température sur celle-ci. L'analyse empirique permet de mesurer plus adéquatement cette impédance au moyen d'un analyseur de réseau et de la méthode de caractérisation TRL (*Thru Reflect Line*), pour les fréquences d'utilisation visées. Puisque cette équation de l'impédance est obtenue à partir d'un modèle de la diode Schottky qui ne tient pas compte de tous les effets de non-linéarité de celle-ci, il serait indispensable de considérer plus largement la problématique de l'impédance. La figure 7 nous montre la relation entre le coefficient de réflexion et la fréquence. Ces résultats sont obtenus sans adaptation entre la source et la diode HSCH-3486 pour une charge R_L de 50Ω . D'après cette figure, l'impédance d'entrée de la diode varie avec la fréquence. Pour adapter un tel circuit, il est nécessaire de concevoir un circuit d'adaptation opérant dans une certaine bande de fréquences. En outre, l'analyse de cette courbe montre que la diode semble adaptée à la source pour une plage donnée de fréquences, ou alors les réactances parasites du boîtier peuvent résonner avec celles de la diode de sorte à créer un circuit adapté. Le cas échéant, cette propriété peut mener à la conception de rectennas sans circuits d'adaptation. Celle-ci est exploitable en optimisant les lignes d'interconnexion des différents composants du circuit de redressement à base de diodes.

Parallèlement, l'impédance de la diode varie avec la puissance incidente (Ungan et Reindl, 2008). Cela impose aux concepteurs de s'assurer une adaptation d'impédance pour l'ensemble du panel de puissances incidentes estimées pour opérer la rectenna. On notera également qu'aux faibles puissances incidentes, la température dégrade considérablement les performances de la diode (Application Note 1328).

Pour terminer, les caractéristiques de la diode sont simultanément influencées par la source RF et par la charge. D'une part, son impédance varie avec la fréquence d'opération et la puissance injectée. D'autre part, la désadaptation d'impédance (entre la diode et la source) et la valeur de la charge ont un impact sur son rendement. De plus, ces facteurs agissent sur les paramètres R_j et C_j de la diode, rendant les phénomènes de non-linéarité difficile de modélisation. Autant il est complexe d'adapter la diode dans le circuit en tenant

compte de tous les effets modifiant son impédance d'entrée, autant il est difficile de minimiser les effets de la variation de la charge, de la température et du signal incident de la source lorsqu'aucune alimentation externe n'est intégrée dans le montage. Certes, un circuit d'adaptation permet possiblement d'améliorer le rendement de la diode, mais l'énergie absorbée par ce circuit cause la réduction de sa sensibilité de détection.

2.5 TOPOLOGIES DES CIRCUITS DE RECTIFICATION

Nous proposons maintenant d'étudier brièvement les topologies des rectificateurs les plus impliquées dans la conception de rectennas. Jusqu'ici, nous n'avons pas tenu compte de la technologie de fabrication du circuit de rectification dans les analyses. Même si certaines technologies induisent moins de pertes, nous optons pour la technologie microruban en raison de son faible coût et de sa facilité de fabrication. Les paramètres du substrat sont choisis de sorte à amoindrir les dimensions des lignes, diminuant ainsi la taille du circuit. Le substrat RO4003C ($\epsilon_r = 3,38$; $h = 0,508$ mm ; $t = 35$ μm) est utilisé pour les analyses.

2.5.1 Méthodologie d'analyse

Nous avons évoqué, dans la section précédente, la difficulté du modèle équivalent de la diode à représenter l'ensemble des effets mentionnés de non-linéarité. Pour la suite, nous nous appuyerons, à des fins d'analyse des circuits et d'interprétation des résultats, sur les modèles des diodes d'Agilent Technologies empruntées à la bibliothèque *High-Frequency Diode* intégrée dans le logiciel ADS développé par ce même fournisseur.

Ce logiciel est un outil de simulation et d'optimisation particulièrement complet qui dispose de plusieurs atouts pour la modélisation et la conception des circuits et des systèmes RF (Ghiglino, 2010, p74). Plusieurs contrôleurs de simulation intégrés dans ADS permettent l'analyse de différents types de circuits en empruntant diverses techniques de calcul et de mesure pour une variété de technologies. D'ailleurs, le contrôleur de simulation *Harmonic Balance* permet d'analyser les circuits non-linéaires. À partir des équations de Maxwell, la méthode de la balance harmonique combine l'analyse des éléments linéaires

par les méthodes fréquentielles et celle des éléments non-linéaires par les méthodes temporelles, en considérant les phases et les amplitudes des courants et des tensions (Brahimi, 2010, p65). Les transformées de Fourier sont ensuite appliquées pour combiner les deux approches par une transposition dans le domaine fréquentiel ou temporel. Ainsi, la méthode de la balance harmonique intègre le comportement individuel de chaque élément du circuit pour prédire les comportements globaux du système et pour aboutir au résultat poursuivi. Elle ne tient donc pas compte de tous les phénomènes électromagnétiques, notamment le couplage entre les composants (Takhedmit, 2010, p60). D'ailleurs, cet auteur emploie les modèles des diodes RF proposés par le logiciel ADS qui sont couramment exploités par les concepteurs de rectennas. Le contrôleur de simulation *S-Parameter*, idéal pour les faibles signaux et pour les circuits linéaires, et le contrôleur *Large-Signal S-Parameter* (LSSP), idéal pour les signaux forts et les circuits non-linéaires, seront utilisés pour l'analyse d'impédance et la mesure des paramètres S des systèmes. Comme l'explique leur fiche de description du site d'Agilent Technologies, ces deux simulateurs déterminent la réponse fréquentielle en courant et en tension au niveau des ports du système pour la prédiction des coefficients de réflexion et de transmission de la matrice S (*Scattering*) représentant ce système. Le contrôleur LSSP offre supplémentaires la mesure de puissances. En s'associant au contrôleur *Harmonic Balance*, il évalue la réponse du système en fonction de l'évolution simultanée de la fréquence et de la puissance.

Dans les précédentes analyses de la diode, celle-ci était montée en configuration série, voir figure 6(a). En réalité, il existe plusieurs types de circuit redresseur, pouvant combiner plusieurs diodes en parallèle et en série. Les prochains paragraphes examineront les performances des circuits de rectification intégrant les montages de redressement les plus considérés. Cette portion du chapitre fait une analyse générique des topologies. Nous utiliserons des modules idéaux de filtrage du logiciel ADS pour modéliser les filtres (Douyere, 2008, p25). Aucune ligne d'interconnexion n'est intégrée dans les circuits pour cette analyse (Vera, 2009, p60).

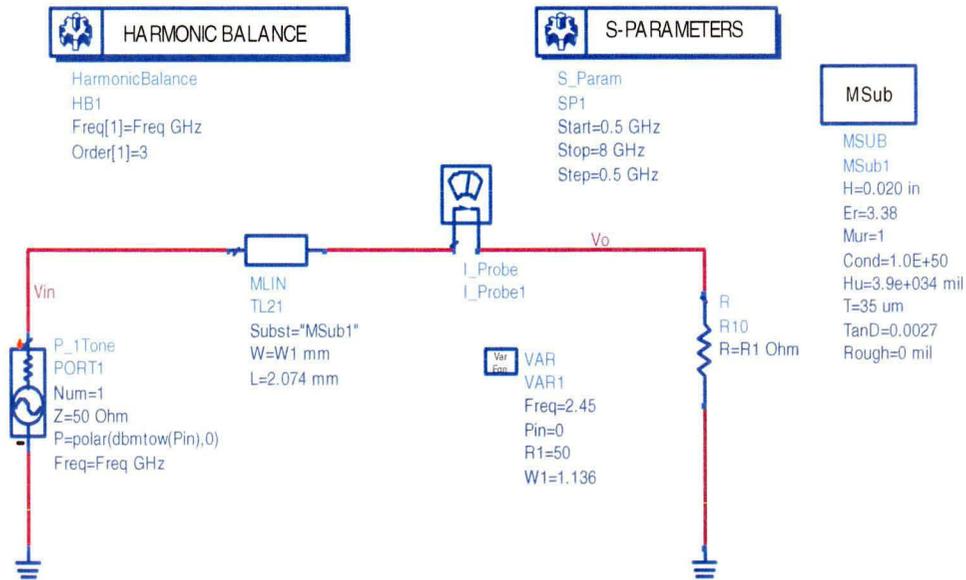


Figure 8 : Circuit linéaire à base d'une ligne adaptée

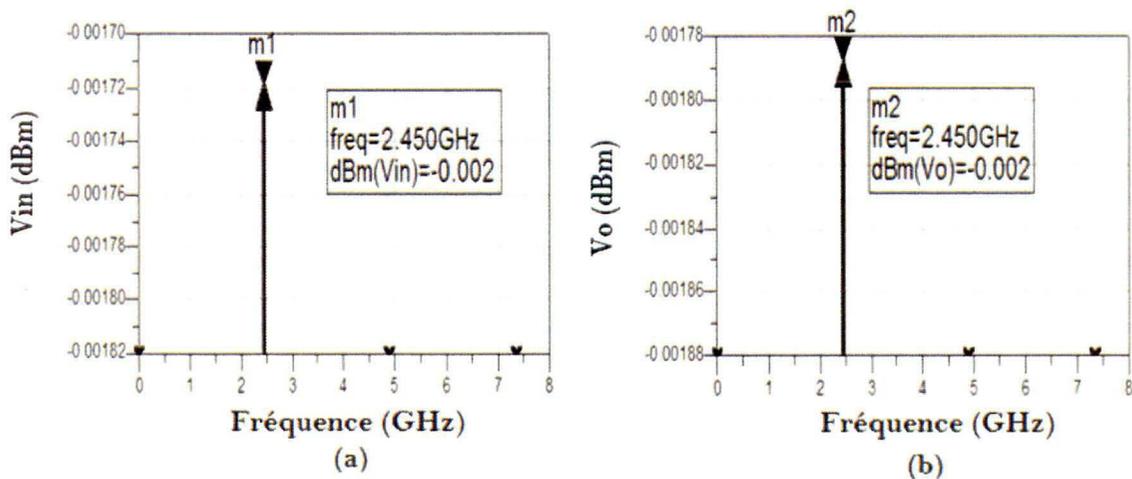


Figure 9 : Spectre simulé des signaux du circuit linéaire. (a) En entrée ; (b) En sortie

2.5.2 Analyse du comportement de la diode

Initialement, nous allons illustrer par simulation le phénomène de non-linéarité de la diode. Le choix de la diode pour les analyses s'est porté sur une diode HSMS2820 développée par Hewlett-Packard et commercialisée par Avago Technologies. Soit le schéma de la figure 8 dont le système est composé d'une ligne de transmission ayant une

impédance de 50Ω . Un signal sinusoïdal y est injecté à la fréquence 2,45 GHz. Le spectre du signal au nœud d'entrée V_{in} de la figure 9(a) correspond à celui du signal au nœud de sortie V_o de la figure 9(b). En dehors des réflexions du signal en cas de désadaptation, ce système est linéaire et ne génère aucune harmonique additionnelle, mise à part la fondamentale à la fréquence d'opération.

Nous allons remplacer la ligne de transmission par une diode en série. Puisque l'objectif est une analyse spectrale, le schéma de la figure 10 n'intègre pas d'inductance ou de résistance pour le retour du courant continu généré par cette diode. D'après les résultats de la figure 11(a) et la figure 11(b), nous constatons l'apparition des harmoniques de rang supérieur et d'une composante continue. La valeur de la puissance pour la fondamentale au nœud V_{in} est plus importante que celle de la puissance au nœud V_o , en raison de la réflexion d'une portion du signal injecté vers la source.

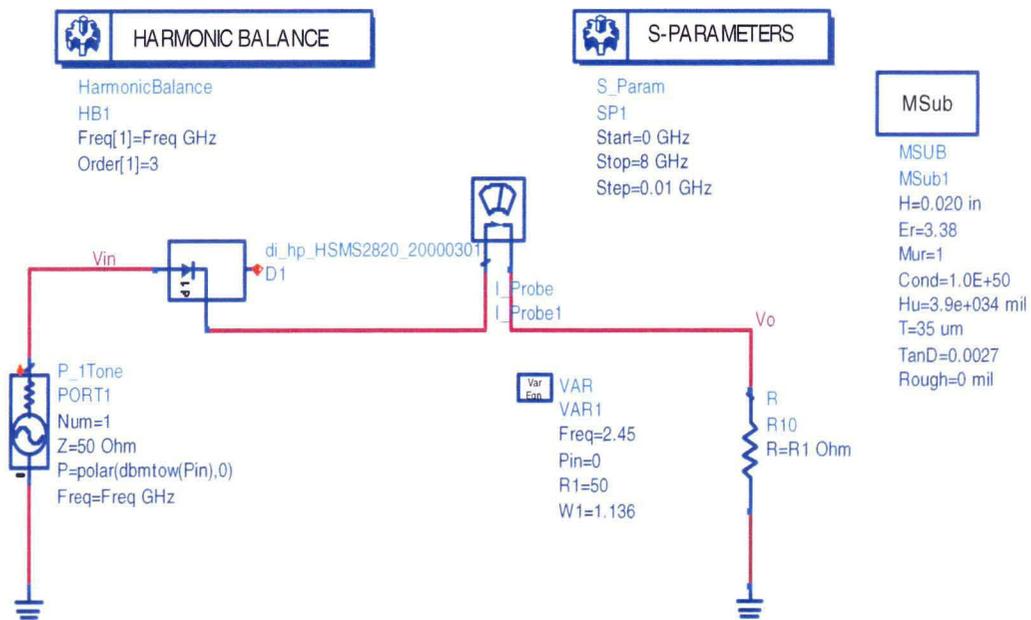


Figure 10 : Montage à une diode en série du détecteur

Cela illustre le phénomène de non-linéarité et de génération d'harmoniques par la diode. Par ailleurs, la figure 11(c) montre que la diode est adéquatement adaptée à la source de 50Ω pour la bande de fréquences allant de 3,5 GHz à 5,5 GHz. Dépendamment de la configuration et du boîtier (*package*) de la diode, cette bande de fréquences peut être plus étroite. La représentation de la réponse temporelle des tensions aux nœuds est également affichée dans la figure 11(d).

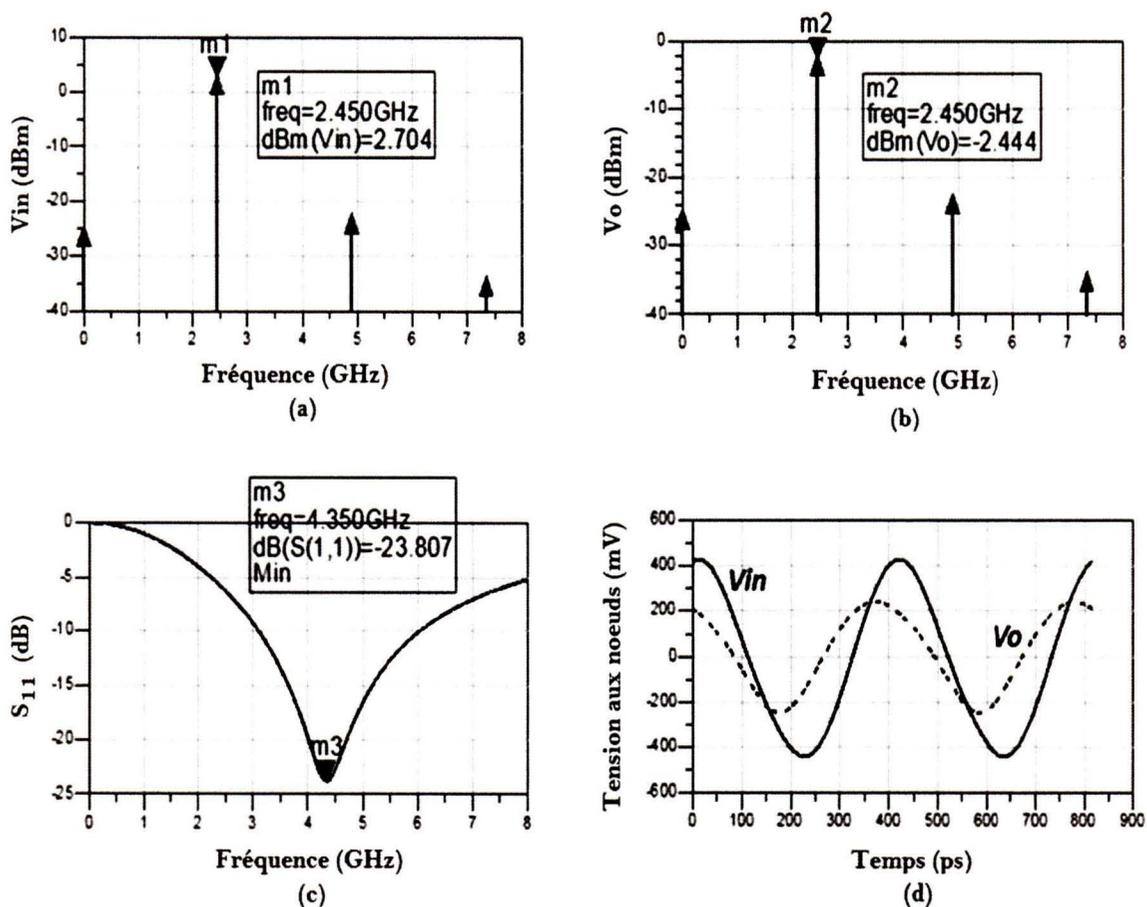


Figure 11 : Résultats de simulation du montage à une diode en série. (a) Spectre en entrée ; (b) Spectre en sortie ; (c) Coefficient de réflexion ; (d) Capture temporelle des tensions

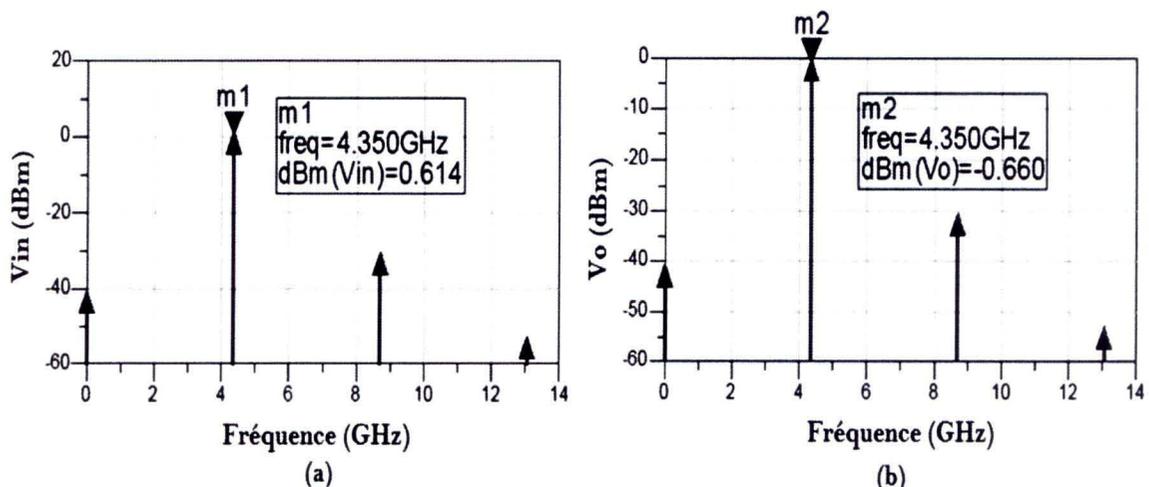


Figure 12 : Spectre simulé des signaux du montage à une diode en série à 4,350 GHz

Par contre, si l'on modifie la fréquence d'opération à celle présentant le meilleur coefficient de réflexion (soit la fréquence 4,350 GHz), la valeur de la puissance pour la fondamentale au nœud V_{in} correspond approximativement à celle de la puissance au nœud V_o (voir figure 12). La raison est la transmission à cette fréquence du signal injecté vers la diode avec le moins de réflexion.

Afin d'augmenter la puissance DC de sortie, il faudrait appliquer un filtrage pour absorber l'essentiel de la puissance de la fondamentale et des autres harmoniques qui atteignent la charge. Dans la figure 13, nous avons rajouté un condensateur pour réduire les composantes alternatives du signal de sortie. L'on peut effectivement voir la valeur de la composante DC des signaux croître au-delà de -20 dBm, alors que les harmoniques sont réduites à la sortie du condensateur (voir figure 14). Le fait de filtrer les harmoniques permet de récupérer un signal DC au niveau de la charge. Ce principe est encore plus significatif dans la conception des rectificateurs en configuration parallèle. Aussi, le condensateur induit un changement de l'impédance d'entrée. Il apparaît maintenant nécessaire d'adapter la source au reste du circuit. Ceci peut être réalisé par l'insertion d'un circuit de filtrage en entrée pour éliminer les harmoniques de rang supérieur, s'acheminant vers la source RF, et pour adapter le circuit.

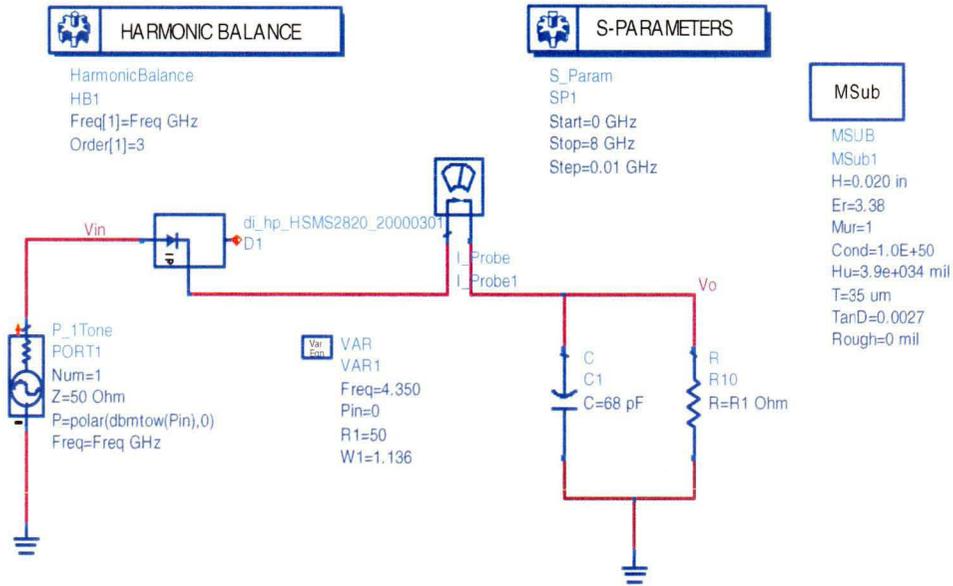


Figure 13 : Montage à une diode en série avec filtrage en sortie

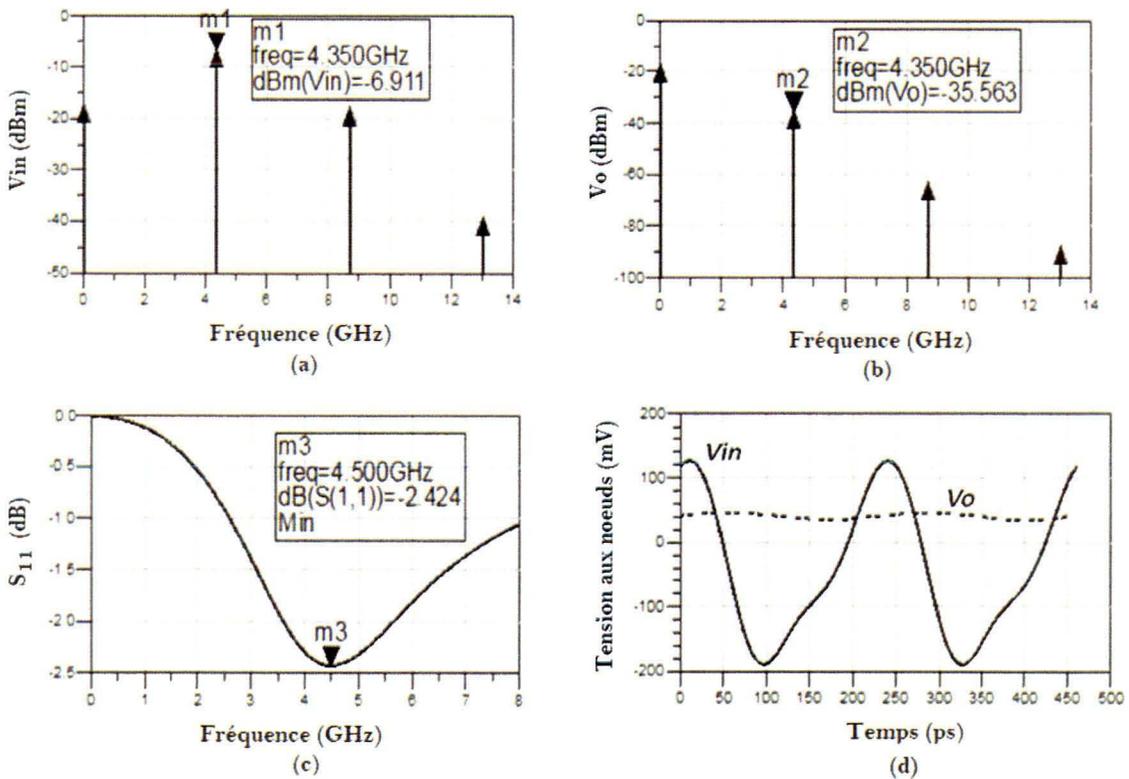


Figure 14 : Résultats simulés de l'impact du filtrage en sortie sur le détecteur

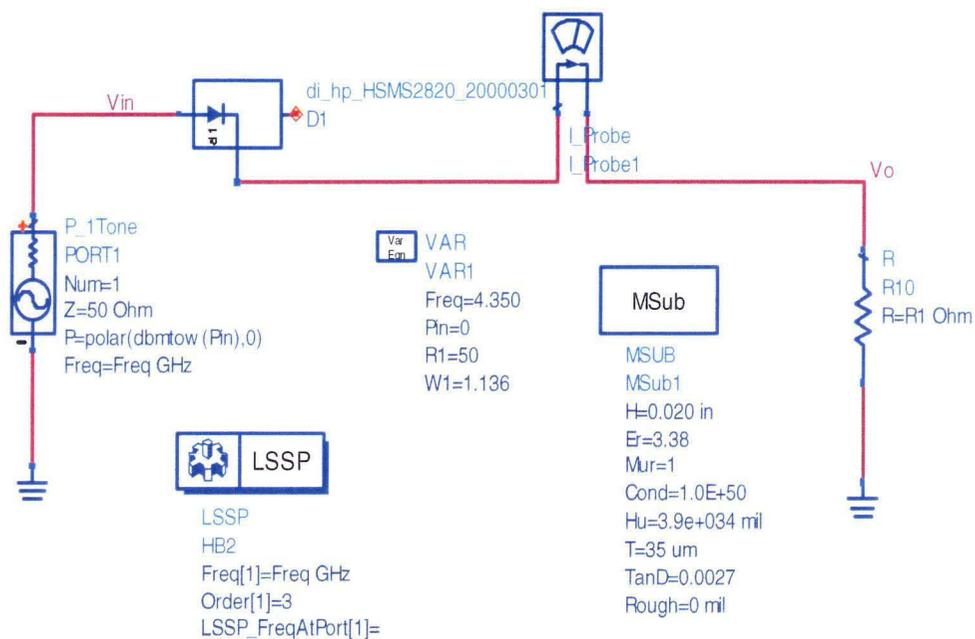


Figure 15 : Détecteur intégrant un simulateur LSSP

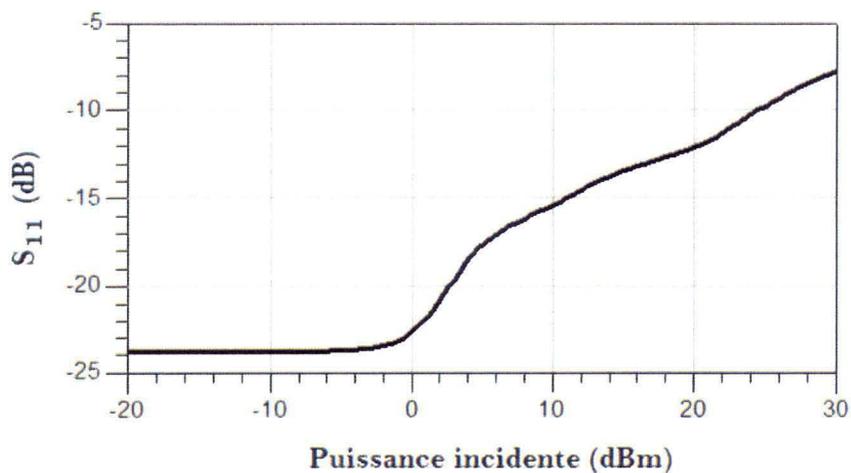


Figure 16 : Coefficient de réflexion simulé en fonction de la puissance incidente

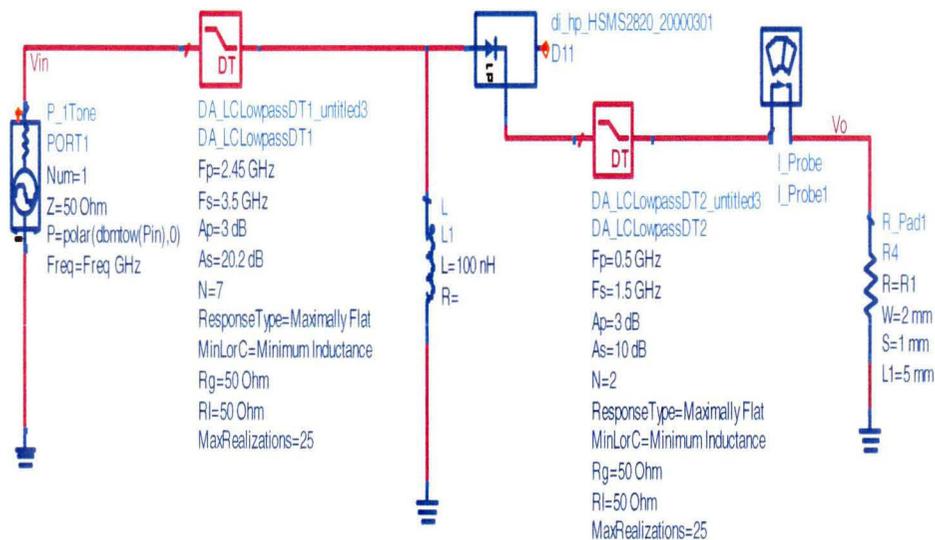
Nous proposons d'observer la variation du coefficient de réflexion en fonction de la puissance incidente dans la figure 15. Pour cela, le contrôleur de simulation LSSP est utilisé à la fréquence adaptée de 4,350 GHz. La figure 16 démontre que l'impédance de la

diode est susceptible de changer suivant la puissance incidente. Ainsi, l'impact du niveau de la puissance incidente sur son impédance représente un souci majeur pour la conception d'un circuit d'adaptation d'impédance.

Nous venons d'introduire les concepts de base de la conception de la rectenna. Plusieurs considérations sont à tenir en compte, notamment la pertinence du filtrage en entrée ou celle de l'adaptation d'impédance. Également, certaines applications nécessitent un récepteur adapté pour un éventail de puissances incidentes et de fréquences d'opération. C'est le cas de la récupération de l'énergie ambiante où le niveau de puissance peut varier selon le positionnement, l'éloignement et le milieu d'opération.

2.5.3 Topologie du rectificateur à une diode en série

Notre démarche vise à mettre en évidence les différentes possibilités topologiques des circuits de rectification, sans pour autant établir des critères de comparaison ou une méthodologie de conception. Nous nous contenterons d'élucider les approches les plus rencontrées. Une analyse basée sur la répartition spectrale des harmoniques permettra de désigner des avenues d'optimisation du système.



Filtre 17 : Montage à une diode en série du rectificateur avec filtrage

À ce stade, nous procédons à l'étude d'un circuit rectificateur intégrant un montage redresseur à une diode en série. En effet, la figure 17 présente la configuration étudiée. Un filtre passe-bas en entrée permet d'empêcher les harmoniques de rang supérieur d'atteindre la source, alors que le filtre en sortie prévient leur acheminement vers la charge. En d'autres termes, le degré de rejection des filtres est important dans le système en termes d'atténuation et de plage de fréquences coupées. Ces filtres sont élaborés en utilisant l'outil *Filter DesignGuide* du logiciel ADS. Le premier est d'ordre 7 pour une fréquence passante de 2,45 GHz et une fréquence de coupure de 3,5 GHz dont l'atténuation est de 20,2 dB. La fréquence d'opération est de 2,45 GHz, la charge est de 200 Ω et la puissance incidente est de 10 dBm.

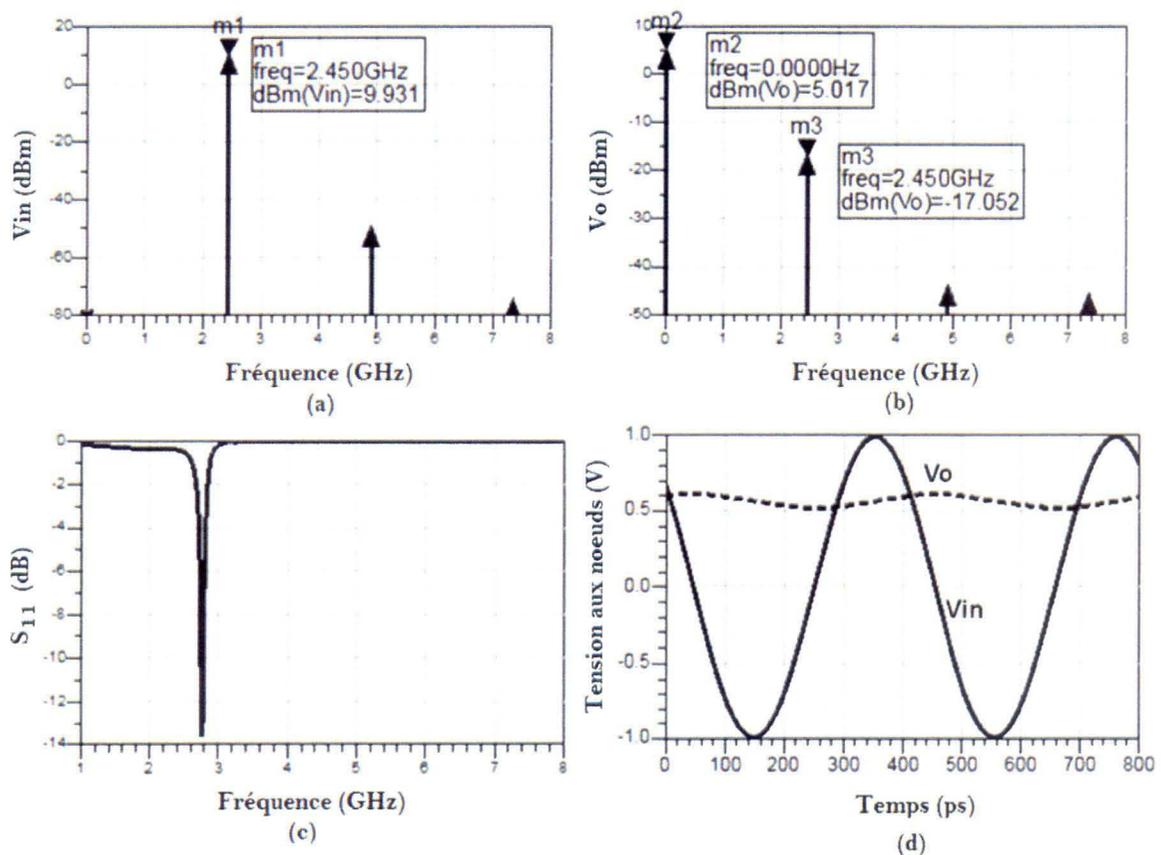


Figure 18 : Résultats de simulation du rectificateur à une diode en série avec filtrage

La bobine d'inductance $L=100$ nH du circuit de la figure 17, et des deux circuits suivants, sert à manifester la nécessité d'une ligne de retour du courant continu en entrée pour éviter l'introduction de la composante DC de ce courant au niveau des bornes des sources de micro-ondes. Cependant, une ligne de longueur d'onde $\lambda/4$ aurait eu le même effet que l'inductance. Le second filtre d'ordre 2 est passant jusqu'à 0,5 GHz et présente une atténuation de plus de 10 dB à partir de 1,5 GHz.

L'introduction des filtres a provoqué une modification du coefficient de réflexion comme l'on peut le voir dans la figure 18. Nous pouvons y observer les spectres des signaux en entrée et en sortie. Afin d'élucider l'importance du filtrage, nous allons changer les paramètres de fonctionnement des filtres (figure 19). Ces changements concernent principalement le degré d'atténuation du filtre de sortie à la fréquence de coupure changeant de 10 dB à 20 dB. Pour le filtre d'entrée, la fréquence passante est désormais de 2,6 GHz et la fréquence de coupure admet une valeur de 4,3 GHz.

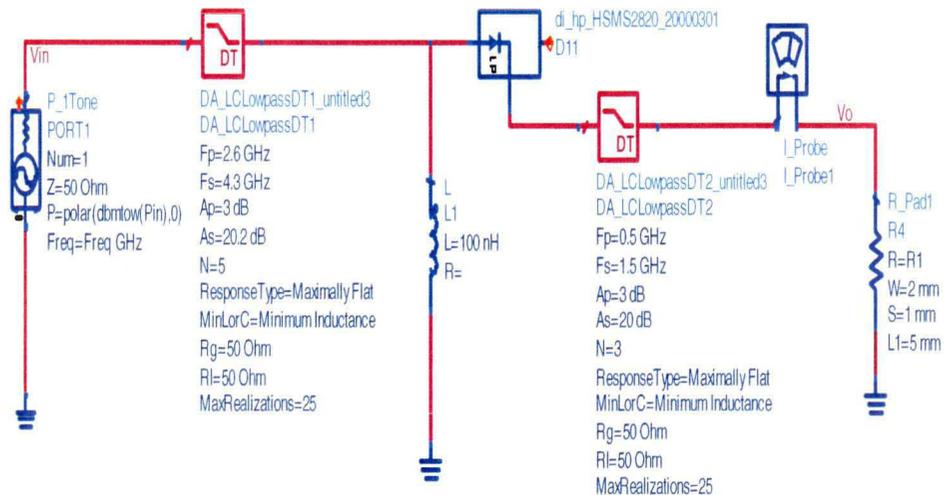


Figure 19 : Rectificateur à une diode en série avec modification des paramètres de filtrage

L'effet est une amélioration systématique des performances du système. La moyenne de la tension de sortie est maintenant autour de 1,1 V (voir figure 20). Cette illustration confirme qu'une bonne conception du filtre améliore les performances du circuit de

rectification. Ceci étant, la difficulté réside dans la conception de tels filtres, exigeant une grande précision au niveau des fréquences de coupures et des degrés d'atténuations des harmoniques. De plus, la tâche d'élaborer un filtre qui adapte le reste du circuit est complexe et nécessite une bonne modélisation de chacun des sous-systèmes.

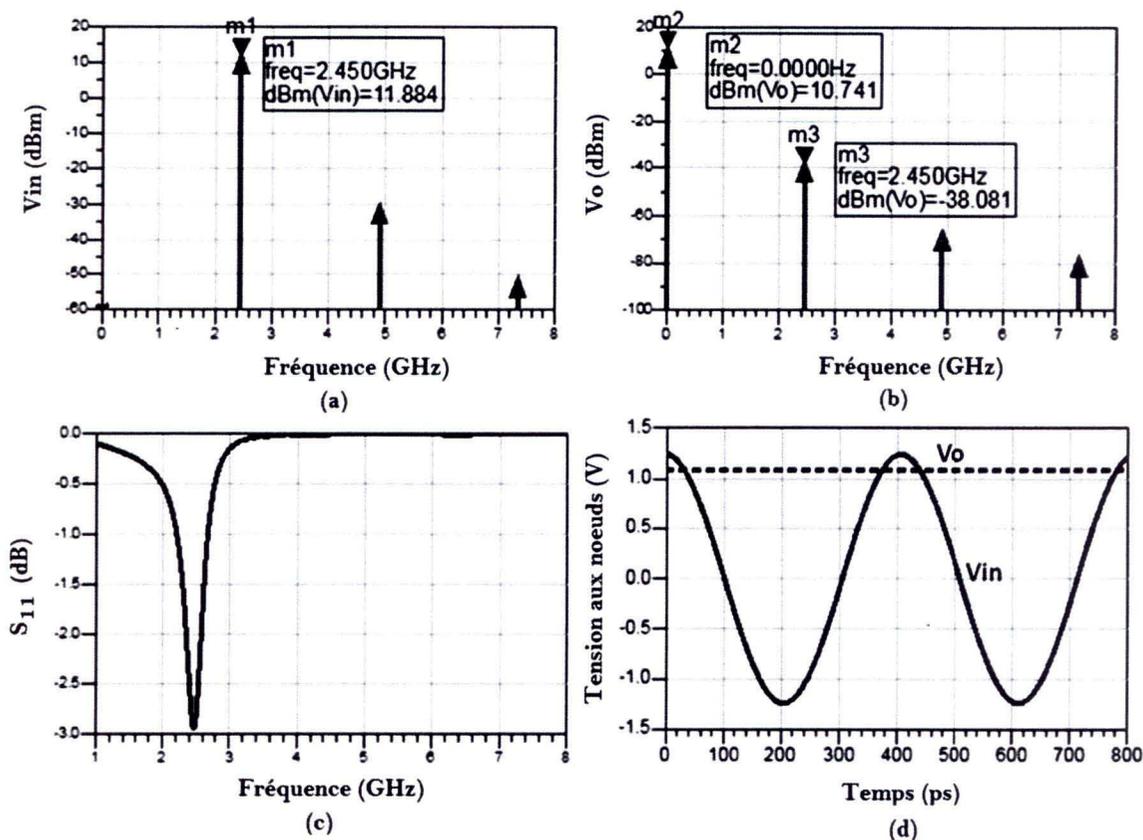


Figure 20 : Résultats de simulation du rectificateur modifié à une diode en série

Nous allons désormais intégrer un filtre passe-bande, au lieu du filtre passe-bas en entrée (voir figure 21). La bande passante est comprise entre 2 GHz et 3 GHz. Les bandes de réjection, au-delà de 20 dB, sont celles des fréquences inférieures à 1 GHz et des fréquences supérieures à 4 GHz. Les résultats de simulation sont indiqués dans la figure 22. À noter que les filtres ne sont pas optimisés, leurs caractéristiques ne servant uniquement qu'aux présentes illustrations. Ainsi, les résultats montrent que n'importe quel type de filtre peut apporter des résultats satisfaisants, dépendamment de sa conception.

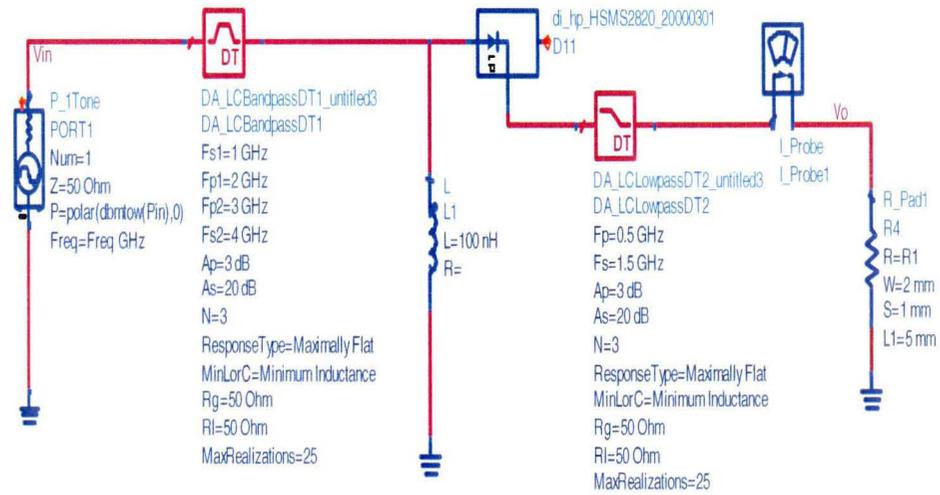


Figure 21 : Rectificateur à une diode en série intégrant un filtre passe-bande

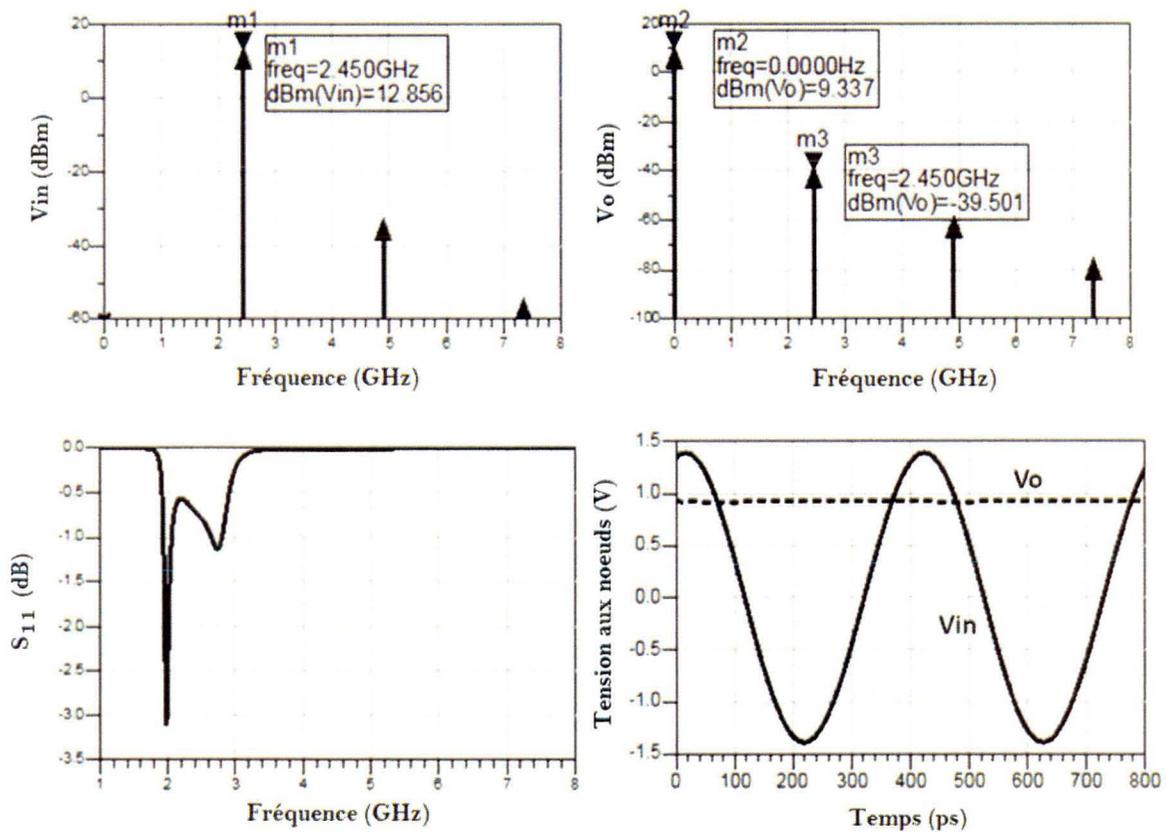


Figure 22 : Résultats de simulation suite à l'insertion d'un filtre passe-bande

2.5.4 Topologie du rectificateur à une diode en parallèle

La topologie à une diode en parallèle offre l'avantage d'un retour direct du courant continu, créant un circuit fermé DC avec la charge lorsque la diode est passante. Le courant DC généré est ainsi réutilisé par cette dernière pour améliorer sa sensibilité de détection, tout en minimisant les pertes dans les lignes de transmission. Cependant, il est nécessaire, pour cette topologie, d'insérer un condensateur de capacité C pour bloquer le courant continu en direction de la source.

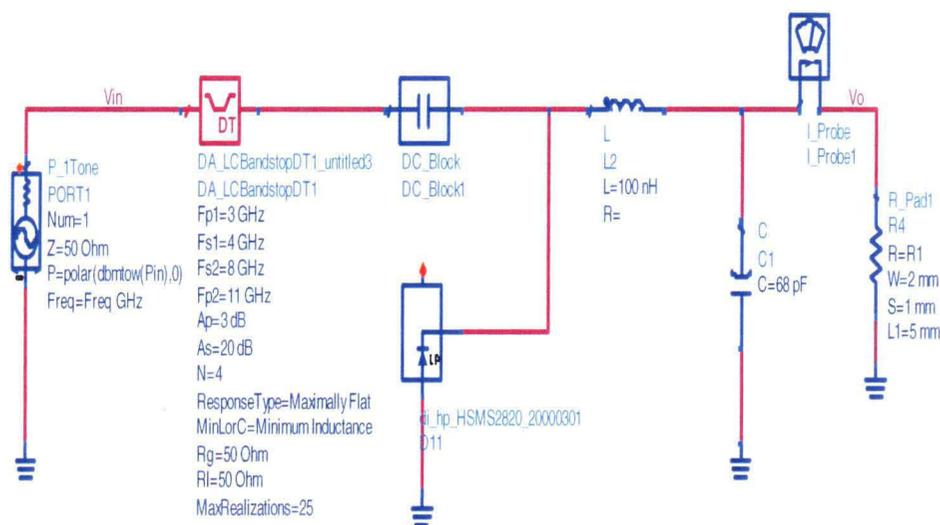


Figure 23 : Configuration à une diode en parallèle du rectificateur

La figure 23 présente un montage rectificateur incorporant une diode en parallèle. Pour cet exemple, nous adoptons une configuration intégrant un filtre coupe-bande en entrée et un filtre L-C en sortie. La figure 24 montre les résultats de simulation. La fréquence offrant le meilleur coefficient de réflexion est de 3,5 GHz. Cependant, peu importe la configuration, tous les types de filtre peuvent être utilisés. Aussi, les dimensions des filtres à éléments discrets vont prendre de l'importance en technologie microruban, selon leur ordre et leur fréquence de coupure. Dans ce sens, un filtre d'ordre 7 aura des dimensions exorbitantes dans le contexte des rectennes. Mais avec l'avancé des techniques

de filtrage en technologie planaire, les dimensions des filtres ne devraient plus être un facteur d'encombrement.

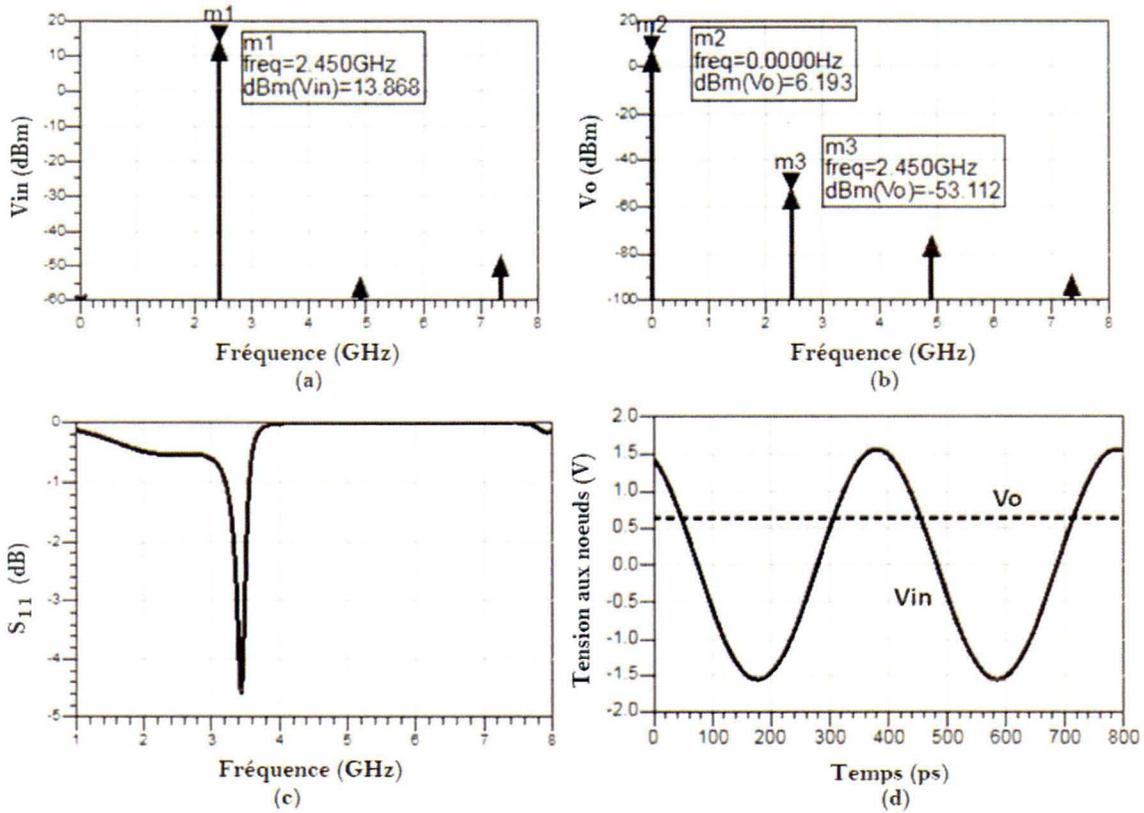


Figure 24 : Résultats de simulation du montage à une diode en parallèle

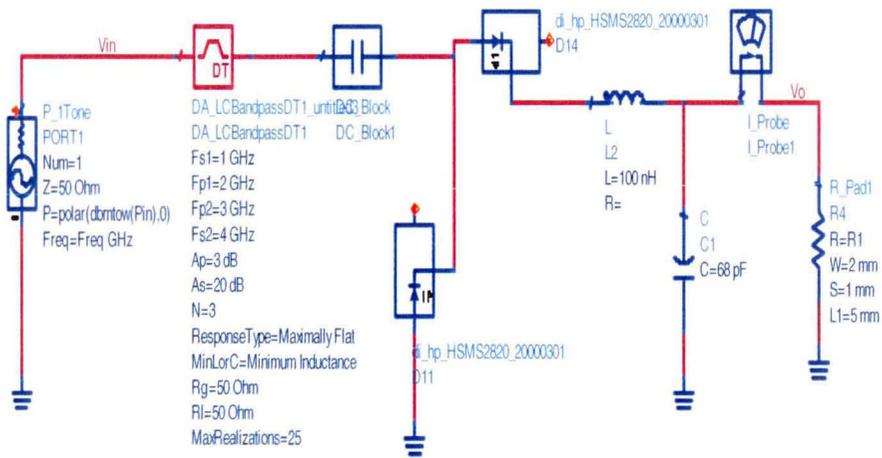


Figure 25 : Montage doubleur de tension du circuit rectificateur

2.5.5 Topologie du rectificateur à double diodes

Nous allons examiner le montage doubleur de tension classique du rectificateur (voir figure 25). Quoique le terme doubleur n'est pas vraiment approprié dans le cas de la rectenna ; car tout dépend de la conception et de l'optimisation faite du circuit. Même s'il offre une plus grande tension de sortie, un circuit doubleur mal conçu pourrait offrir de moins bonnes performances par rapport à d'autres topologies.

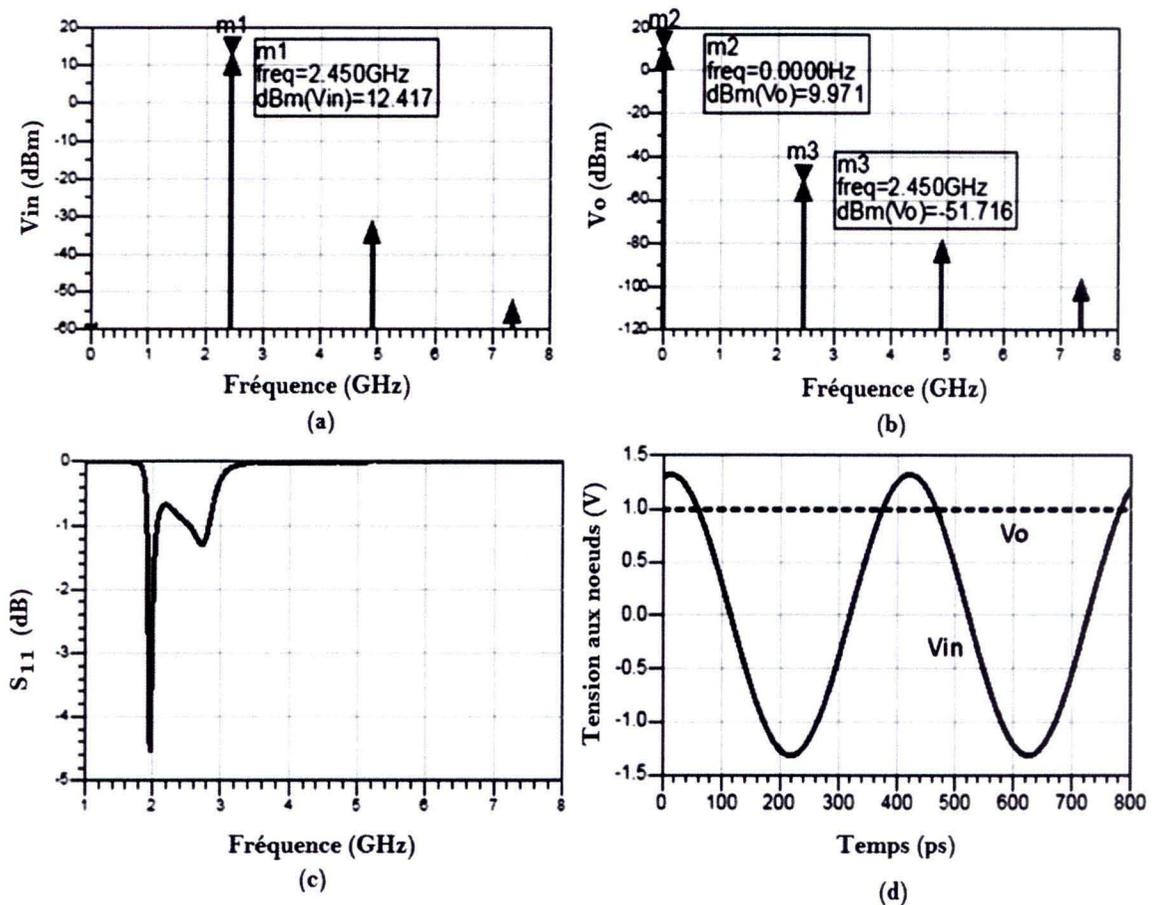


Figure 26 : Résultats de simulation du montage doubleur de tension

Nous reprenons dans cet exemple le filtre passe-bande jadis inséré dans la figure 21. Les résultats sont affichés dans la figure 26. En termes RF, les deux diodes se retrouvent en parallèle ; ce qui réduit l'impédance d'entrée du sous-système qu'elles forment. Par contre,

les modèles des diodes en topologie série sont plus aisés à concevoir que ceux des autres topologies (Douyere, 2008, p21).

Nous sommes à la fin du sous-chapitre sur l'étude des différentes topologies fréquemment proposées. Cette étude ne visait pas une comparaison ou une évaluation de performances, mais bien la mise en évidence des problèmes inhérents à la conception des circuits de rectification associés à la rectenna, en rapport à l'adaptation d'impédance et l'amélioration des performances. De plus, les filtres, les lignes de transmission et les circuits d'adaptation sont susceptibles de causer des pertes d'énergie dans le circuit. Chaque topologie apporte son lot de défis de conception. Il serait impertinent d'en suggérer une seule pour la conception des récepteurs de la MPT.

Pour rappel, le point de fonctionnement correspond au meilleur compromis entre la puissance incidente nécessaire, la charge optimale, la fréquence d'opération la plus adaptée, la tension de sortie, l'efficacité de conversion et la sensibilité du détecteur. Au niveau de la conception et de l'optimisation, la recherche de ce point de fonctionnement est motivée par l'application visée, les besoins et les limitations technologiques du projet.

Plusieurs approches de conception ont été suggérées par les différents concepteurs (Lacroux, 2005, p155). L'approche classique est basée sur la modélisation de chacun des composants et des éléments distribués du système. Ces éléments du circuit sont ensuite rassemblés pour constituer la rectenna. Une autre approche consiste à caractériser expérimentalement les éléments du récepteur de façon individuelle afin de mieux identifier les points d'optimisation. Par la suite, une série d'essais en laboratoire permet de développer et d'améliorer les performances du système dans son ensemble. Ceci étant, l'arrivée de logiciels efficaces dans les technologies micro-ondes a occasionné une nouvelle philosophie de conception. Chaque élément est modélisé et réalisé séparément ; alors que leur association est optimisée lors de différentes phases de simulation d'ensemble. La démarche la plus appropriée pour concevoir une rectenna repose donc sur l'identification des éléments à optimiser.

2.6 PROBLEMATIQUE

Le travail abordé dans ce mémoire porte sur la conception et l'optimisation du récepteur d'un système de transmission d'énergie sans fil par faisceaux micro-ondes.

Peu importe l'approche de conception considérée parmi celles évoquées ci-haut, le nœud de la conception d'une rectenna réside dans la difficulté à associer l'ensemble des éléments du système de façon efficiente et optimale. Dans ce contexte, le circuit de rectification (composé de filtres et du montage redresseur à base de la diode) peut être élaboré de sorte à y rattacher n'importe quelle antenne de 50Ω , sans pertes. Ainsi, le problème demeure la capacité du circuit de rectification à absorber l'essentiel de la puissance incidente pour la transformer en puissance continue. De cette manière, l'efficacité de conversion RF-DC est optimisée. Néanmoins, les harmoniques engendrées par les effets non-linéaires de la diode inhibent les performances de la rectenna. Ces harmoniques représentent des pertes d'énergie pour le processus de conversion du signal RF en continu et contribuent à dégrader les performances du circuit de rectification.

Aussi, l'impédance changeante de la diode Schottky, en fonction de la fréquence et du niveau de signal, affecte considérablement l'efficacité de conversion RF-DC. D'autre part, la charge a un impact direct sur les performances du système de réception. Le constat d'une instabilité de la puissance continue fournie par la rectenna, suivant le niveau de la puissance captée et la charge, est susceptible d'handicaper certaines applications.

Nous proposons dans ce mémoire d'élaborer une méthodologie de réalisation de la rectenna reposant sur l'optimisation du circuit de rectification. Notre démarche consiste à minimiser l'impact des harmoniques induites par la diode tout en améliorant les performances du circuit réalisé suivant les objectifs fixés. Les prochaines sections décrivent les objectifs et la méthodologie élaborée pour y parvenir.

2.7 OBJECTIFS ET HYPOTHESES

La transmission d'énergie sans fil est une technologie qui suscite l'enthousiasme de la communauté scientifique et du public. Le thème de ce mémoire a été fortement inspiré par l'idée de fournir de l'énergie sans fil aux appareils mobiles tels que les téléphones cellulaires. Nous envisageons de réaliser des circuits de rectification, particulièrement pour des puissances incidentes inférieures à 1 W. La satisfaction de ces travaux réside dans la démonstration faite en laboratoire d'une transmission d'énergie sans fil.

En effet, l'objectif est de concevoir et d'optimiser des circuits de rectification. L'élaboration d'une approche capable d'insérer une antenne quelconque de 50Ω procure beaucoup de flexibilité à notre système. En effet, nous focalisons notre recherche sur la réalisation du circuit de rectification. Dans ce sens, en négligeant les pertes d'insertion de l'antenne, les pertes de polarisation et d'alignement, nous sommes capables de concevoir un circuit de rectification qui s'adapte à toute antenne de 50Ω . Puisqu'une antenne externe est associée au circuit, nous avons intérêt d'amoindrir la taille du rectificateur. Également, le processus de conversion de la puissance RF en puissance DC est opéré par la diode Schottky. En maximisant l'efficacité du montage redresseur, nous pouvons assurer une efficacité élevée du circuit de rectification. Les caractéristiques du point de fonctionnement recherché se résument comme suit :

- Optimiser les éléments du rectificateur pour des transmissions dans la gamme 2-3 GHz de la bande S dont la fréquence centrale est de 2,45 GHz,
- Atteindre une efficacité de conversion RF-DC dépassant 60 %,
- Maximiser la tension DC de sortie suivant la puissance incidente,
- Assurer un niveau d'adaptation adéquat pour les fréquences de la gamme 2-3 GHz, alors qu'un coefficient de réflexion inférieur à -15 dB est visé,
- Obtenir le meilleur compromis entre la simplicité d'implémentation, la miniaturisation du circuit de rectification et l'optimisation de ces performances.

La détermination du point de fonctionnement est la principale motivation de notre démarche. Puisque l'impédance de la diode varie avec la puissance incidente, nous considérons utile d'identifier les fréquences pour lesquelles le circuit de rectification est adapté à une source de 50Ω dans la gamme 2-3 GHz de la bande S. Ainsi, nous pourrions exploiter cette caractéristique pour éviter d'intégrer un circuit d'adaptation supplémentaire. Les autres hypothèses concernent d'abord la modélisation des composants. Suite à notre propre expérimentation et à la lecture de plusieurs travaux de recherche (Vera, 2009, p59 ; Takhedmit, 2010, p91), nous avons opté pour l'utilisation des modèles des lignes microrubans et des diodes intégrés dans le logiciel ADS. Également, les effets du boîtier seront négligés ; car les fabricants des diodes Schottky tiennent compte des effets non-linéaires et de la désadaptation induite lors de l'emballage. D'ailleurs, les fiches techniques fournies par la plupart des vendeurs de diodes décrivent les caractéristiques de fonctionnement de celles-ci dans le boîtier. Toutefois, les composants discrets seront considérés idéaux. De cette manière, nous pourrions utiliser des composants de différents fournisseurs sans tenir compte de leur modèle réel, pour des raisons économiques et pratiques. Les pertes attribuables aux lignes de transmission et aux liaisons au plan de masse de la plaque microruban sont considérées négligeables.

Au regard des moyens techniques à notre disposition, les applications visées par notre proposition concernent l'ensemble des systèmes sans fil à faible consommation, dont les puissances DC de fonctionnement s'étendent du μW au mW. La fréquence d'opération des tests de transmission sans fil est 2,45 GHz, comprise dans la bande ISM. Ainsi, la vocation des travaux réalisés est de fournir de l'énergie à distance pour recharger les batteries des équipements portables allant des capteurs ou tags RFID aux téléphones cellulaires.

2.8 DESCRIPTION DE LA METHODOLOGIE

Ce mémoire propose une méthodologie de conception basée sur une approche circuit. Nous profitons de la puissance du logiciel ADS pour définir une démarche pour laquelle chaque élément du circuit de rectification est conçu séparément. Les filtres sont réalisés de sorte à atténuer considérablement les harmoniques. La technologie microruban sert pour

l'implémentation des circuits étudiés. Le substrat RO4003C ($\epsilon_r = 3,38$; $h = 0,508$ mm ; $t = 35$ μm) de Rogers Corporation a été choisi pour la mise en œuvre de ces circuits. Les éléments des circuits sont alors interconnectés les uns aux autres aux moyens de lignes de propagation planaires. L'optimisation par simulation de ces lignes permet d'ajuster l'impédance d'entrée des circuits, suivant les objectifs évoqués pour le point de fonctionnement dans la section précédente. De cette façon, l'on est capable de ramener cette impédance à un bon niveau d'adaptation avec la source de 50Ω , pour certaines fréquences de la bande S. En même temps, cela contribue à améliorer les performances du système. La combinaison d'une méthode d'optimisation Hybride et de celle du Gradient permet d'accélérer le processus de simulation et d'aboutir à de meilleurs résultats.

Notre système n'admet aucune source externe de polarisation de la diode. Deux approches sont retenues pour concevoir la rectenna. La première approche exploite la technologie du filtrage à base de résonateurs. Cette technique permet de réaliser des filtres performants, tout en minimisant leur taille. La topologie de la diode unique en parallèle est adoptée. Les lignes d'interconnexion des filtres avec la diode et la charge sont optimisées pour atteindre un niveau d'adaptation acceptable du système. Aucun circuit d'adaptation additionnel n'est alors intégré dans la rectenna. Dans la seconde approche, nous suggérons une configuration à trois diodes de redressement pour le rectificateur. Cette configuration offre l'avantage d'améliorer la tension de sortie DC et de réduire l'impact des harmoniques, particulièrement en entrée.

Notre démarche se focalise exclusivement sur la conception du circuit de rectification. Le protocole de tests défini validera expérimentalement les résultats de simulation. Les essais en laboratoire portant sur la MPT sont opérés en joignant une antenne externe acquise sur le marché. Une évaluation des performances de l'ensemble de la rectenna ainsi constituée conclura les travaux entrepris dans ce mémoire.

CHAPITRE 3

RÉALISATION DES RECTIFICATEURS À BASE DE RÉSONATEURS

3.1 INTRODUCTION

La conception des circuits de rectification nécessite d'identifier la diode de redressement à intégrer et sa configuration dans le circuit. Dans ce chapitre, nous proposons d'étudier brièvement certaines notions essentielles à la compréhension des concepts évoqués dans ce mémoire. Ensuite, nous montrerons les bancs de mesure utilisés pour caractériser les circuits réalisés. Également, nous procéderons à la description des filtres conçus préalablement pour être intégrés dans les circuits de rectification. Nous présenterons le choix des diodes montées dans les circuits et l'évaluation des deux circuits de rectification réalisés à base de résonateurs dans la dernière partie du chapitre.

Nous avons opté pour une configuration de la diode en parallèle, en raison du retour direct du courant DC généré vers la diode et de la mise en œuvre du point de masse à son entrée, minimisant alors les pertes dans les lignes reliant aux vias (trous de fixation au plan de masse).

Cependant, nous avons introduit les filtres préconçus dans les circuits en les annexant à la diode à l'aide de lignes d'interconnexion. Ces lignes sont optimisées de sorte à atteindre les objectifs de conception fixés pour ces travaux. Toutefois, les circuits montrés dans ce chapitre sont optimisés en employant la méthode Hybride et la méthode du Gradient. Le substrat RO4003C, évoqué dans le précédent chapitre, est alors employé.

3.2 RAPPEL DE QUELQUES NOTIONS

Cette section est consacrée à la revue de certaines notions importantes de l'électronique RF. Les notions évoquées ici servent à la compréhension des concepts utilisés pour l'évaluation et l'interprétation des performances de la rectenna. Dans la première partie, nous verrons la technologie planaire microruban, les paramètres S et les principes de l'adaptation d'impédance. Ensuite, nous étudierons les différents moyens de réalisation du filtrage par lignes planaires. Enfin, nous terminerons cette section par un aperçu des méthodes d'optimisation employées pour la conception des rectennas proposées. Toutes ces notions sont décrites de façon succincte à titre de rappel pour les besoins du mémoire. Des références livresques peuvent être consultées pour un approfondissement des connaissances.

3.2.1 Technologie des lignes de propagation microruban

La technologie microruban est très utilisée dans la réalisation de circuits micro-ondes. L'on parle de propagation d'ondes quasi-TEM (Transverse Electro-Magnétique) pour cette technologie planaire, car les modes de propagation se déroulent sur une section transverse non homogène (Clavet, 2006, p26).

Une ligne planaire microruban est composée d'un ruban métallique conducteur, de largeur W et d'épaisseur t , imprimé sur un substrat diélectrique, de permittivité relative ϵ_r et d'épaisseur h , l'ensemble reposant sur un plan de masse (voir figure 27). La ligne est alors modélisée par une impédance caractéristique Z , dépendant de la largeur W du conducteur, pour laquelle les phénomènes de propagation se produisent dans un milieu homogène équivalent caractérisé par une permittivité effective ϵ_{eff} . Également, la longueur de la ligne L entraîne une variation de la phase Φ dans le milieu homogène équivalent. Le plan de masse est essentiel pour la propagation. En effet, la réalisation d'un court-circuit au moyen du via, reliant au plan de masse, est susceptible de causer des pertes par effets parasites (Issa, 2009).

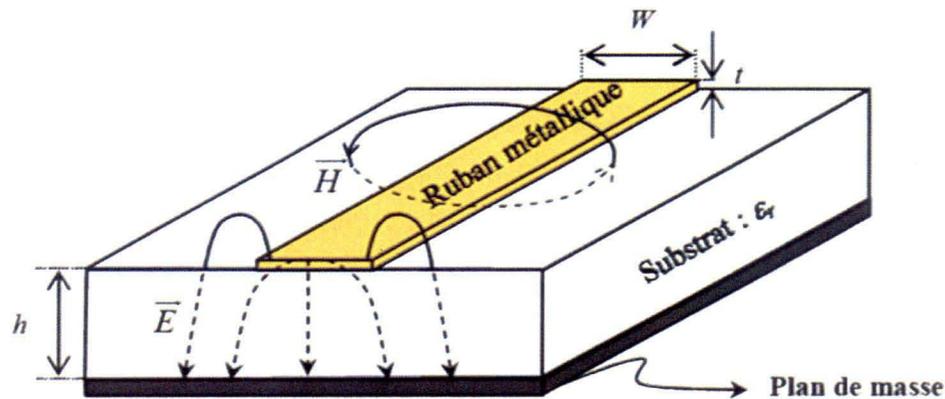


Figure 27 : Structure d'une ligne microruban (Issa, 2009)

Deux autres types de pertes peuvent avoir un impact sur le circuit électrique. Les pertes dans le conducteur sont liées à son épaisseur W et à sa longueur L , alors que les pertes dans le substrat pour une ligne classique augmentent avec la permittivité relative ϵ_r et la hauteur h (Pozar, 2005, p145). Il faut également considérer les pertes par radiation dans le microruban (Hong et Lancaster, 2001, p83).

Pour le calcul des paramètres de la ligne, le logiciel ADS intègre l'outil *LineCalc* qui permet de transposer les paramètres physiques W et L en paramètres électriques Z et Φ , et vice versa. Toutefois, ces paramètres sont influencés par la fréquence d'opération. Pour réduire les coûts et la taille d'un circuit, il est possible d'imprimer ces composantes (filtres, coupleurs, antenne...) sur plusieurs couches, en utilisant le même substrat ou des substrats différents (Riviere *et al.*, 2010 ; Georgiadis *et al.*, 2010), avec ou sans plan de masse intermédiaire (Potelon, 2007, p30).

Par contre, ces techniques sont complexes de réalisation, surtout au niveau de la fabrication. Dans le cadre de ce mémoire, nous nous contenterons de la technique classique à un substrat et une couche pour la conception de l'ensemble des circuits de rectification. Cela procure une simplicité du processus d'implémentation.

3.2.2 Revue du rôle des paramètres S

Dans le domaine des micro-ondes, la représentation d'un système par une matrice Z ou Y est compromise par les phénomènes d'incidence, de réflexion et de transmission subis par l'onde dans le milieu de propagation. Ainsi, la matrice S permet de modéliser un système RF en tenant compte de ces phénomènes dans la représentation des grandeurs électriques (tensions ou courants) du système. Par exemple, un système composé de N-ports peut être modélisé par sa matrice S, où V_i^+ représente l'amplitude de la tension de l'onde incidente au port i et V_i^- celle de la tension de l'onde réfléchi à ce même port. La matrice équivalente de ce système, élucidée par Pozar (2005, p174), est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & \cdots & S_{1N} \\ \vdots & \cdots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Selon (3.2), les paramètres de la matrice S désignent un rapport entre l'onde réfléchi au niveau d'un port i par rapport à celle incidente au niveau d'un port j , lorsque les ondes incidentes à tous les autres ports sont nulles.

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_x^+ = 0} \quad \text{pour } x \neq j \quad (\text{dB}) \quad (3.2)$$

Dans le cas d'un système à deux ports, le paramètre S_{11} est défini comme le coefficient de réflexion au port d'entrée. L'équation (3.3) traduit cette relation par le rapport de l'onde réfléchi sur l'onde incidente au niveau du port d'entrée, lorsque le port de sortie est adapté.

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} \quad (\text{dB}) \quad (3.3)$$

Ainsi, les paramètres S sont une manière de caractériser un système en haute fréquence. Expérimentalement, la mesure de ces paramètres est obtenue à l'aide d'un analyseur de réseau.

3.2.3 Principe de l'adaptation d'impédance

Soit l'exemple de la figure 8 présenté dans la section 2.5.2 du précédent chapitre. Dans cet exemple, la largeur de la ligne d'une valeur de 1,136 mm correspond à une impédance caractéristique de 50Ω . Ainsi, la ligne était adaptée à la source et à la charge de même impédance. Les résultats affichés dans la figure 9 montraient le signal d'entrée être adéquatement transmis à la charge. En d'autres termes, le niveau de la puissance au nœud V_{in} égalait celui de la puissance au nœud V_o . Les caractéristiques du substrat RO4003C sont les suivantes : $\epsilon_r = 3,38$; $h = 0,508$ mm ; $t = 35$ μm .

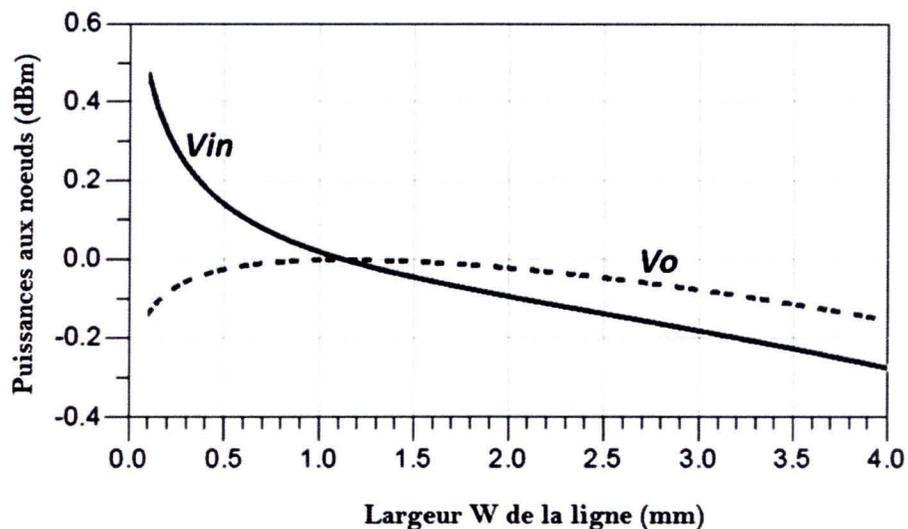


Figure 28 : Illustration par simulation du principe d'adaptation d'impédance à partir du circuit de la figure 8

Pour illustrer le phénomène de désadaptation, nous allons modifier l'impédance caractéristique de la ligne en variant sa largeur W (voir figure 8). La figure 28 montre les courbes du niveau des puissances au nœud d'entrée V_{in} et au nœud de sortie V_o en fonction de la largeur de la ligne W , à la fréquence 2,45 GHz. Le point d'intersection entre ces deux courbes correspond à l'adaptation du système pour laquelle la largeur de la ligne a une valeur de 1,136 mm. Ainsi, lorsque la ligne est adaptée à la source et à la charge, il n'y a pas de réflexion ; le signal au nœud V_{in} est équivalent au signal au nœud V_o . Pour les

largeurs de la ligne inférieures à 1,136 mm, synonyme d'une impédance supérieure à 50Ω , le signal incident est de plus en plus réfléchi. Ceci augmente la puissance lue au nœud V_{in} , alors que le signal transmis devient progressivement faible. Pour les valeurs de W supérieures à 1,136 mm, signifiant une impédance inférieure à 50Ω , le signal visualisé se dégrade autant au nœud V_{in} qu'au nœud V_o . Pour explication, la gamme des impédances caractéristiques réalisables est limitée pour les basses impédances par la grande largeur du ruban métallique (Clavet, 2006, p27). En d'autres mots, plus l'impédance est basse, plus la largeur de la ligne est grande. Cela entraîne des modes de propagation supérieurs et des effets parasites. L'observation faite dans la figure 28 atteste que les très basses impédances induisent des pertes dans la ligne. Dans un autre ordre d'idée, une ligne de transmission de longueur d'onde $\lambda/4$ est généralement utilisée pour adapter une source à la charge.

À propos du coefficient de réflexion, plus sa valeur est basse, mieux le système est adapté. Par exemple, $S_{11} = -15$ dB indique que le signal incident est adéquatement transmis. En effet, c'est un indicateur essentiel dans la conception de circuits micro-ondes pour assurer un transfert maximum de la puissance délivrée à la charge. Néanmoins, il n'est pas toujours aisé d'adapter un circuit. Cela peut exiger l'usage d'un circuit d'adaptation d'impédance, à la place de la ligne de longueur d'onde $\lambda/4$. Ce circuit est réalisé à l'aide de lignes distribuées ou de composants discrets. Dans le cas de la rectenna, nous avons vu que l'impédance de la diode changeait suivant la puissance incidente et la charge. Il est alors indispensable d'adapter le système pour une certaine bande de fréquences autour de la fréquence d'opération, pour différentes puissances incidentes. Cela ajoute de la complexité lors de la conception d'un circuit d'adaptation ajustable. De plus, un circuit d'adaptation complexe engendrera davantage de pertes par radiation dans les lignes distribuées ou par dissipation dans les composants discrets.

3.2.4 Présentation des filtres micro-ondes

À l'instar des circuits d'adaptation, un filtre dans la technologie microruban peut être réalisé à l'aide d'éléments distribués ou de composants discrets. Il est caractérisé par sa réponse en amplitude, la bande de fréquences passantes et la bande de fréquences bloquées.

Le gabarit définissant les caractéristiques du filtre traduit le niveau des pertes d'insertion (S_{21}) et celui des pertes de réflexion (S_{11}) pour une certaine plage de fréquences à partir de la fréquence centrale.

Les filtres classiques à base de composants discrets sont encore employés dans l'électronique des micro-ondes. Les techniques actuelles d'intégration des composants permettent la fabrication d'inductances et de capacités à faibles pertes. Cependant, les capacités et les inductances peuvent être réalisées à partir de lignes planaires classiques et à stubs en technologie microruban. De cette manière, l'on diminue les coûts de production. En même temps, les lignes planaires offrent beaucoup de flexibilité de positionnement lors de la conception des filtres. Pourtant, la réalisation de filtres à large bande de fréquences, c'est-à-dire d'ordre élevé, demande de concaténer plusieurs éléments (discrets ou planaires). La conséquence est l'augmentation de la taille du circuit. À l'ère de la miniaturisation et de la mode sans fil, il est nécessaire de réduire les dimensions des filtres pour faciliter leur intégration dans des montages électroniques. Les techniques de réalisation des filtres à lignes planaires dans la technologie microruban sont en pleine évolution. L'arrivée d'une nouvelle génération de filtres permet de réduire considérablement les dimensions des circuits. C'est le cas des filtres à motifs imprimés (*patch*), les filtres à lignes couplées, les filtres à résonateurs en boucle ouverte, etc. Sauf que ces types de filtres accroissent la complexité de réalisation pour les machinistes, et leur réalisation implique un outillage de très grande précision.

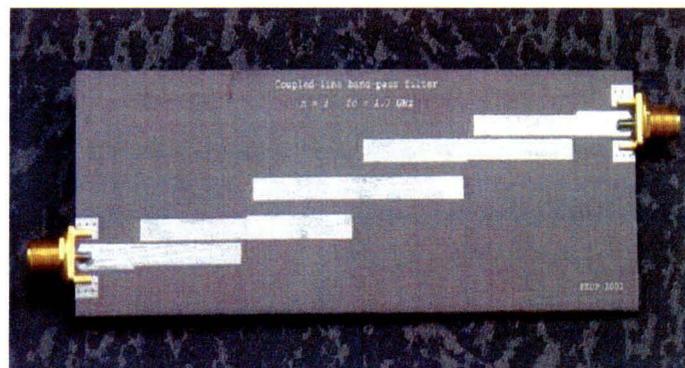


Figure 29 : Filtre à lignes couplées (Potelon, 2007)

3.2.5 Technologies des filtres à résonateurs couplés

Il y a plusieurs manières d'exploiter les modes de résonance induits par le couplage de deux lignes planaires pour créer des filtres. En combinant plusieurs lignes couplées, les concepteurs sont capables de réaliser des filtres passe-bande et coupe-bande. Dans ce contexte, les filtres à lignes couplées sont basés sur des résonateurs demi-onde ou quart d'onde chargés aux extrémités par des courts-circuits ou des circuits ouverts (Issa, 2009). La figure 29 montre un exemple de cette catégorie de filtres. La réponse de ce filtre est déterminée par la fréquence centrale et fixée par les dimensions des tronçons de lignes. Le nombre de pôles, ou de points de résonance, et l'écart entre les lignes dressent le gabarit du filtre en déterminant la largeur de la bande passante (Potelon, 2007). Toutefois, ces filtres peuvent avoir des dimensions importantes dépendamment des caractéristiques du substrat.

Une autre catégorie de filtres est celle des filtres DBR (*Dual Behavior Resonator*). Ces filtres sont mis en œuvre par association de résonateurs. Un résonateur étant réalisé en intercalant une ligne de transmission entre deux stubs. Chaque résonateur introduit deux zéros de transmission, correspondant à une structure coupe-bande (Manchec *et al.*, 2007). De cette manière, la combinaison de ces résonateurs et la maîtrise des effets de couplage induits permettent de contrôler la bande passante résultante et les niveaux d'atténuation dans les bandes de réjection, et d'inhiber l'apparition des modes de résonance aux fréquences des harmoniques à supprimer.

La figure 30 présente un exemple de filtre DBR. Lors de la conception de tels filtres, la recombinaison des modes de résonance permet de réaliser des filtres passe-bande et coupe-bande compacts. En élargissant la bande de réjection, l'on est capable d'ajuster ces filtres pour un fonctionnement en filtre passe-bas pour la bande de fréquences couvrant la fréquence centrale et l'ensemble des fréquences à supprimer.

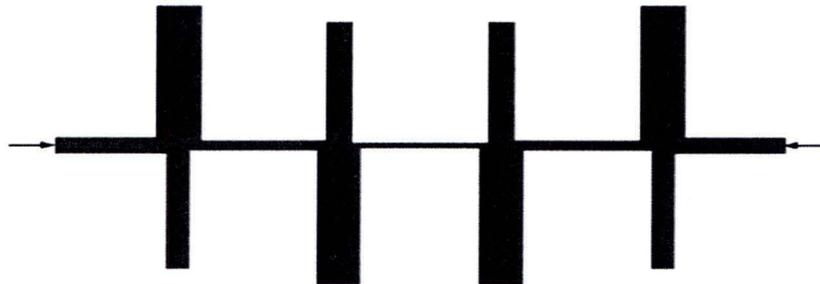


Figure 30 : Filtre DBR à base de stubs par circuits ouverts (Potelon, 2007)

3.2.6 Concepts et méthodes d'optimisation

Les techniques de conception et d'optimisation des circuits micro-ondes sont nombreuses. L'optimisation vise à assurer l'atteinte d'objectifs précis de conception en modifiant certains paramètres du système. La désignation de ces objectifs, sans ambiguïté, et l'identification des paramètres les plus appropriés à manipuler sont les premières étapes pour garantir un temps de calcul relativement court et une efficacité du processus d'optimisation. Le logiciel ADS intègre des outils de calcul empruntant un éventail d'algorithmes pour l'optimisation.

Ces algorithmes se distinguent par les différentes formulations de la fonction d'erreur et par les méthodes de recherche employées. La fonction d'erreur, ou fonction de coût, représente la différence entre les performances obtenues à chaque phase de simulation et les spécifications désirées (Hong et Lancaster, 2001, p285). Tandis que la méthode de recherche détermine la manière dont les paramètres initiaux sont obtenus pour chacune des étapes de simulation. La résolution du problème soumis dépend de la minimisation de la valeur de la fonction d'erreur. Les paramètres initiaux aident à parvenir plus rapidement à la solution envisagée. Nous avons adopté deux de ces méthodes pour la réalisation des circuits de rectification. Donc, nous avons associé la méthode Hybride, alternativement ou par séquence, à la méthode du Gradient durant toutes les phases d'optimisation des circuits de rectification. Cela permet de retenir les paramètres présentant les meilleurs résultats avec une méthode pour les réutiliser comme paramètres initiaux lors de la simulation suivante.

La méthode Hybride dans ADS combine la méthode de recherche aléatoire (*Random*) et la méthode de *Quasi-Newton*. D'après sa fiche descriptive du site d'Agilent, cela offre un compromis entre l'habilité de trouver rapidement un minimum local et la possibilité de déterminer un coût minimum global en présence de plusieurs minima locaux. La méthode de *Quasi-Newton* est utilisée pour résoudre des systèmes d'équations non-linéaires. Cet algorithme emploie les dérivées de second ordre de la fonction d'erreur et son gradient pour définir l'étape suivante de l'exécution. Tandis que la méthode de recherche aléatoire démarre toujours à partir de paramètres initiaux générés arbitrairement par le système. L'algorithme est complété en exécutant une série d'essais par perturbation non ordonnée de ces paramètres. Le résultat optimal est obtenu à la suite de plusieurs phases d'optimisation. Le processus global de la méthode Hybride est tel que le système lance initialement l'algorithme de la méthode *Quasi-Newton* jusqu'à l'atteinte d'un gradient optimal où la valeur de la fonction d'erreur ne peut plus être améliorée. Ce minimum atteint, le système tente alors une nouvelle phase d'optimisation pour approcher le plus près de l'objectif poursuivi. Les paramètres initiaux sont alors obtenus arbitrairement grâce à la méthode de recherche aléatoire. Le processus recommence de façon cyclique jusqu'à ce qu'aucune amélioration ne soit possible ou que le maximum d'itérations soit atteint.

La méthode du Gradient est pour sa part très efficace pour optimiser des systèmes linéaires. Chaque phase d'optimisation mène à une solution optimale en fonction des paramètres initiaux. D'où l'intérêt du bon choix des paramètres à optimiser et de leurs valeurs initiales. Pour chaque itération, la fonction d'erreur et son gradient sont évalués au point initial. L'algorithme s'exécute itérativement jusqu'au minimum de la valeur de la fonction d'erreur. Le minimum zéro correspondant à l'atteinte de tous les objectifs définis. Le secret de cette méthode réside dans le poids des paramètres. Il est nécessaire de réintroduire, dans le système, les paramètres améliorés par l'algorithme pour chaque phase d'optimisation pour parvenir à la meilleure solution à partir de paramètres davantage proches de cette solution.

3.3 MISE EN ŒUVRE DES BANCS DE MESURE

Les bancs de mesure présentés dans cette section permettent de caractériser, en laboratoire, les circuits réalisés. Le banc de mesure de la figure 31 est utilisé pour visualiser les grandeurs électriques DC du circuit de rectification. Il comprend une source de signaux micro-ondes, le circuit testé, la charge et un voltmètre (Takhedmit, 2010, p105).

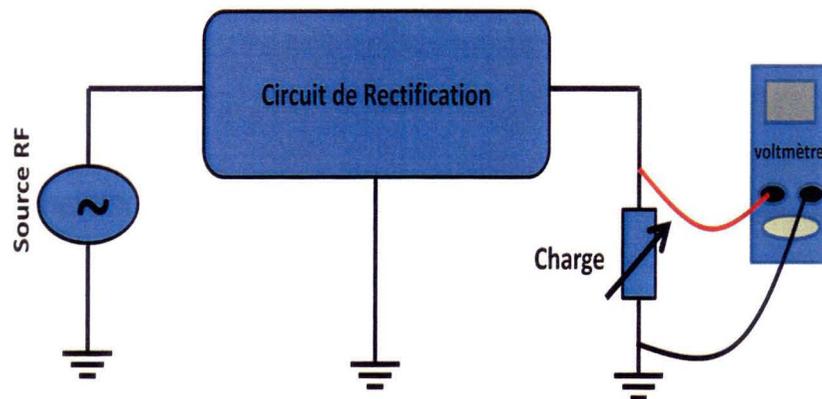


Figure 31 : Banc de mesure des grandeurs électriques DC

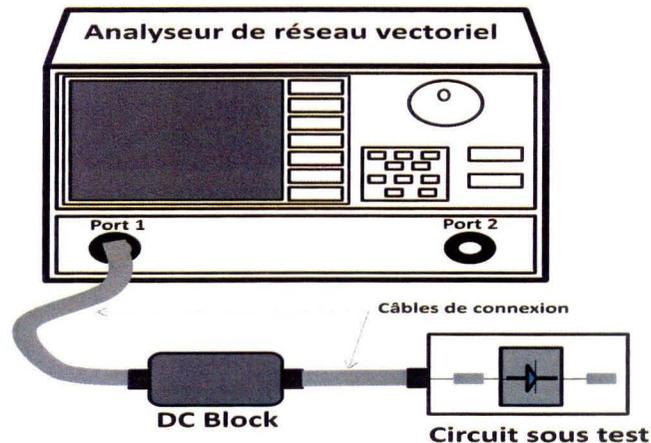


Figure 32 : Banc de mesure du paramètre S_{11} à l'entrée du circuit sous test

La source de signaux micro-ondes HP 83752A à notre disposition dans le laboratoire est fabriquée par Hewlett Packard. Elle émet des signaux allant jusqu'à 20 GHz, alors que

les puissances de sortie délivrées atteignent un maximum de +16 dBm stable et un minimum de -15 dBm dans la bande S. L'impédance interne présentée par cette source est de 50 Ω . L'amplificateur ZHL4240W, fabriqué par Mini-Circuits, sera annexé à la source pour générer des puissances plus importantes. La tension DC est mesurée suivant la charge à l'aide d'un voltmètre. Tandis que le deuxième banc de mesure (figure 32) concerne la caractérisation des circuits sous test pour la mesure des paramètres S. Cette méthode de caractérisation utilise l'analyseur de réseau vectoriel 8719C de Hewlett Packard. Celui-ci génère des signaux d'une gamme de fréquences allant jusqu'à 13,5 GHz pour un maximum de puissance de +10 dBm. La résistance interne est de 50 Ω . Cet appareil rend possible, par déduction, la lecture des impédances, notamment la réactance et la résistance du circuit sous test, vu de l'entrée. La technique nommée calibration à 1 port est employée pour mesurer le coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée du circuit sous test. La figure 32 fait montre de la configuration en laboratoire de ce test. Le bloqueur de courant continu (*DC block*) sert à éviter tout acheminement de la puissance DC vers l'analyseur de réseau.

3.4 CONCEPTION ET REALISATION DES FILTRES A BASE DE RESONATEURS

La réalisation des filtres est l'étape cruciale de la méthodologie abordée dans ce chapitre. Nous avons entrepris la conception de quatre filtres divisés en deux groupes. Tous ces filtres exploitent de façon conjointe les technologies des filtres à lignes couplées et des filtres DBR.

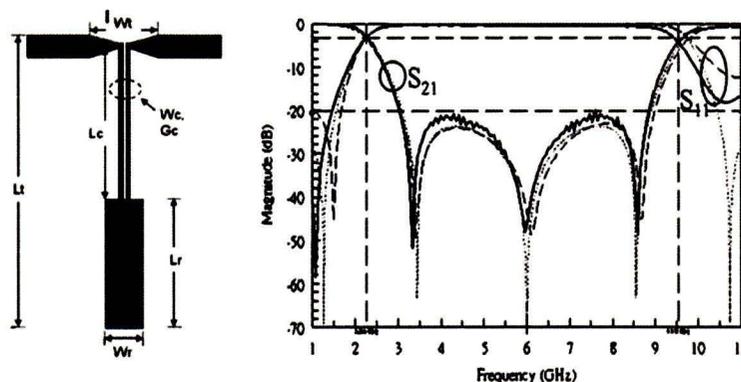


Figure 33 : Filtre coupe-bande à large bande de réjection (Hsieh et Wang, 2005)

Le premier groupe concerne la réalisation d'un filtre coupe-bande et d'un filtre passe-bande. Le filtre coupe-bande à une section est inspiré des travaux de Hsieh et Wang (2005) sur la réalisation d'un filtre coupe-bande à large bande de réjection. La figure 33 présente le synoptique du circuit planaire de ce filtre et des résultats obtenus par les concepteurs. Pour les besoins de notre projet, nous sommes en mesure de modifier le comportement de ce filtre, en optimisant les largeurs et les longueurs des tronçons de lignes, en plus de l'écart Gc entre les lignes couplées Lc . Le schéma de ce circuit réalisé à l'aide d'ADS et les résultats obtenus par simulation sont montrés dans l'annexe I.2. Le paramètre S_{11} relevé se situe au dessus de -1 dB à partir de 2 GHz alors que S_{21} indique que les signaux aux fréquences de la bande 2-10 GHz sont abaissés jusqu'à plus de 18 dB. Ce filtre servira à filtrer les harmoniques à la sortie du circuit de rectification (voir figure 34).

Concernant le filtre passe-bande, sa réalisation a nécessité un approfondissement de la recherche afin de concevoir un filtre de taille raisonnable. En effet, nous avons réussi à mettre en œuvre ce filtre en nous basant sur les conclusions de quelques chercheurs (Lin *et al.*, 2005; Tu, 2006, p82). En combinant leur approche, nous sommes parvenus à élaborer un filtre passe-bande unique (voir figure 34) dont les performances simulées et le schéma ADS sont présentés dans l'annexe I.3. Au-delà de la gamme de fréquences comprises entre 2 GHz et 3 GHz, les signaux sont atténués de plus de 20 dB jusqu'à 10 GHz. Ce filtre est donc idéal pour laisser pénétrer les signaux micro-ondes à l'entrée du circuit de rectification dont les fréquences d'opération avoisinent 2,45 GHz.

Le deuxième groupe de filtres comprend un filtre coupe-bande, laissant passer les fréquences basses jusqu'à 1 GHz, et un autre filtre coupe-bande, tranchant les fréquences supérieures à 3 GHz (voir figure 44). Ces filtres sont réalisés par association de deux sections du filtre coupe-bande de la figure 33. En variant les paramètres des filtres, l'on peut déplacer les bandes passantes de sorte à satisfaire les critères établis pour les travaux de ce mémoire. Les performances et les schémas ADS de ces filtres sont respectivement affichés dans l'annexe I.4 et l'annexe I.5. L'atténuation atteint jusqu'à plus de 40 dB dans

les deux cas, sauf pour les bandes 3-4 GHz, 5-7 GHz et 8-12 GHz, dans l'un ou l'autre des cas.

3.5 CHOIX ET PARAMETRES DE LA DIODE

Le choix de la diode a d'abord été motivé par l'accès à un modèle non-linéaire pouvant être importé dans le logiciel ADS. De plus, la compagnie Agilent offre une gamme de modèles non-linéaires intégrés dans ADS. Notre critère principal étant l'utilisation de diodes Schottky ne nécessitant pas une polarisation externe pour la détection aux puissances supérieures à -20 dBm. Les autres critères sont la fréquence limite de fonctionnement optimal, la sensibilité de détection, la tension inverse de claquage, le coût d'achat et la disponibilité sur le marché. Ainsi, la série HSMS28xx, initialement produite par Hewlett Packard et commercialisée par Avago Technologies, incorpore plusieurs diodes.

Les caractéristiques particulières concernent la résistance R_s , la capacité de la jonction C_j , le courant de saturation I_{sat} et la tension directe de détection V_F . Un compromis est nécessaire entre des paramètres R_s , C_j et V_F faibles et un courant I_{sat} élevé. Les diodes retenues de la série HSMS28xx (voir tableau 1) ont déjà fait l'objet de recommandations selon leur utilité et leur bande optimale de fréquences d'opération lorsqu'aucune polarisation externe n'est appliquée (Agilent technical data, a ; Waugh, 1999). La diode Schottky recherchée doit présenter de bonnes performances, en termes de sensibilité de détection, dans la bande 2-3 GHz suivant la valeur de la puissance incidente. La série des diodes HSMS282x apparaît comme la plus adaptée à nos critères de choix, notamment : la plage optimale de fréquences de fonctionnement et la puissance incidente nécessaire à leur fonctionnement sans polarisation externe.

En effet, la particularité de ces diodes réside dans leur capacité à fonctionner en mode auto-polarisé ou en mode polarisé (Avago datasheet, a). Ces propriétés en font des composants très utiles pour des applications de recharge de batterie, où le courant DC débité par cette batterie est réinjecté pour polariser les diodes du circuit tout en abaissant la

résistance de la jonction R_j . Ce qui optimise la tension DC de sortie et l'efficacité de conversion et améliore la sensibilité de détection.

En absence de courant de polarisation externe, les diodes HSMS282x sont adéquates aux puissances incidentes dépassant -20 dBm et aux fréquences inférieures à 4 GHz (Avago datasheet, b ; Agilent technical data, b). Les paramètres électriques des diodes de la série HSMS282x sont présentés dans le tableau 1. La tension de claquage V_{BR} est de 15 V pour un courant inverse de 100 μ A. Celle-ci a un impact sur l'efficacité de conversion RF-DC du redresseur (Douyere, 2008, p18). Cette série de diodes présente également une tension directe de 340 mV pour un courant de polarisation de 1 mA.

Tableau 1 : Caractéristiques électriques des diodes de la série HSMS28xx (Agilent technical data, a ; Avago datasheet, b)

Description	Paramètre	Unité	HSMS282x	HSMS286x	HSMS285x
Tension inverse de claquage	$V_{BR}^{[1]}$	V	15	7	3,8
Tension directe maximum de détection	$V_F^{[2]}$	mV	340	350	250
Courant de saturation	I_{sat}	A	$2,2 \cdot 10^{-8}$	$5 \cdot 10^{-8}$	$3 \cdot 10^{-6}$
Résistance série	R_s	Ω	6	5	25
Capacité à polarisation nulle	C_{jo}	pF	0,7	0,18	0,18
Facteur d'idéalité	n		1,08	1,08	1,06
Hauteur de la barrière de Schottky	P_B	V	0,65	0,65	0,35

[1] La valeur de V_{BR} est mesurée pour un courant inverse de 100 μ A.

[2] La valeur de V_F est obtenue pour un courant direct de 1 mA.

Les diodes de cette série sont montées dans différents boîtiers pour plusieurs configurations. Concernant les circuits réalisés dans ce chapitre, nous avons opté pour la diode HSMS2820 dans le boîtier SOT-23. Cependant, nous considérons les effets parasites du boîtier négligeables lors des simulations. Les modèles fournis dans ADS seront directement introduits dans les circuits de simulation. La configuration parallèle est de mise pour la rectification de l'onde incidente en puissance continue. En rappel, le filtre en entrée empêche l'acheminement des harmoniques générées par la diode vers la source. Dans le cas d'une antenne, ces harmoniques seraient alors rayonnées par cette dernière. Également, le filtre de sortie atténue les harmoniques se dirigeant vers la charge.

Pour résumer, la diode Schottky est l'élément principal du circuit de rectification. Son choix exige de considérer tous les critères d'utilisation imposés par l'application. Nous exploiterons les propriétés des diodes HSMS282x pour concevoir les différents circuits de rectification proposés lors des présents travaux de recherche.

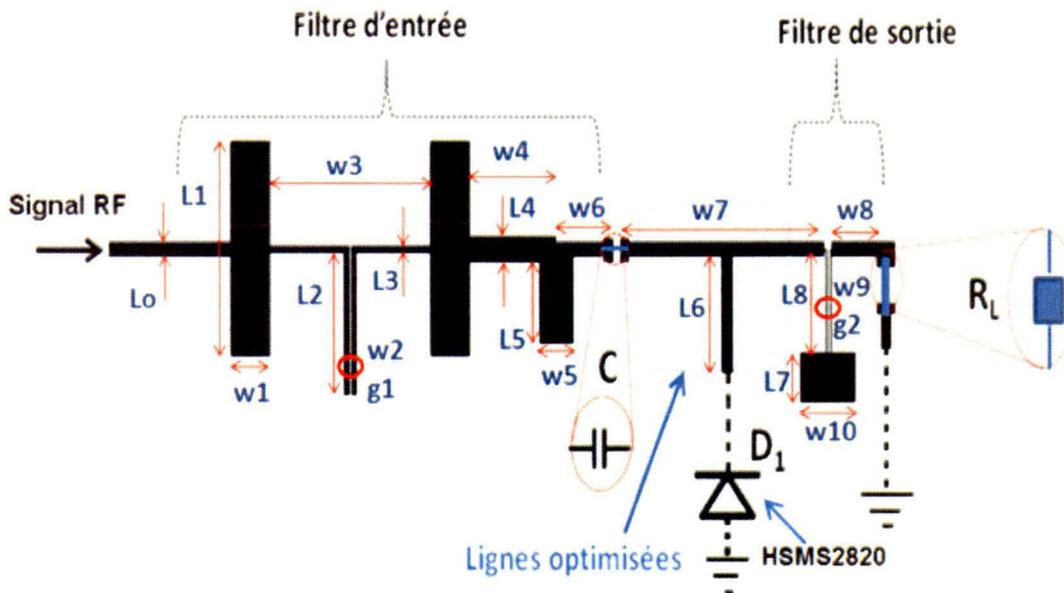


Figure 34 : Rectificateur du circuit 1 à filtre passe-bande en entrée

3.6 CONCEPTION ET ANALYSE DU CIRCUIT 1

3.6.1 Conception du circuit de rectification

Nous procédons désormais à l'analyse du circuit 1 de rectification réalisé au cours des travaux de ce mémoire. La figure 34 montre le schéma de ce circuit. Il comprend le filtre passe-bande en entrée (voir annexe I.3), un condensateur de capacité C , la diode de rectification D_1 , le filtre coupe-bande de sortie (voir annexe I.2), et la charge composée de la résistance R_L . Le condensateur de capacité C empêche le courant DC généré d'atteindre la source. Le schéma ADS de ce circuit est présenté dans l'annexe II.2. Le signal RF est injecté à l'entrée du circuit. Une ligne d'interconnexion de 50Ω assure la transmission de ce signal vers le filtre d'entrée. Le tableau 2 contient les longueurs des lignes d'interconnexion. Les paramètres $g1$ et $g2$ représentent l'écart entre deux lignes couplées.

Tableau 2 : Dimensions des lignes du circuit 1

Paramètres	Lo	L1	w1	L2	w2	g1	L3	w3	L4	w4	L5
Valeurs (mm)	1,14	18,29	4.34	12,13	0,60	0,15	0,60	17,40	2,12	9,49	6,94
Paramètres	w5	w6	L6	w7	L7	w8	L8	w9	g2	w10	
Valeurs (mm)	3,62	6,06	10,00	22,07	4,10	5,00	8,80	0,14	0,30	5,98	

Le spectre simulé des signaux lus sur la ligne d'entrée et de sortie (aux bornes de la charge) est montré dans la figure 35. Un signal d'une puissance incidente de 0 dBm, soit 1 mW, est introduit dans le circuit à la fréquence 2,45 GHz ; alors que la résistance R_L a une valeur de 200Ω . Le constat est tel que les harmoniques sont atténuées en entrée à plus de 80 dB. En sortie, elles sont abaissées à plus de 15 dB ; ce qui concorde avec les prédictions inspirées par les résultats obtenus pour le filtre 1 et le filtre 2 (voir annexe I.2 et annexe I.3).

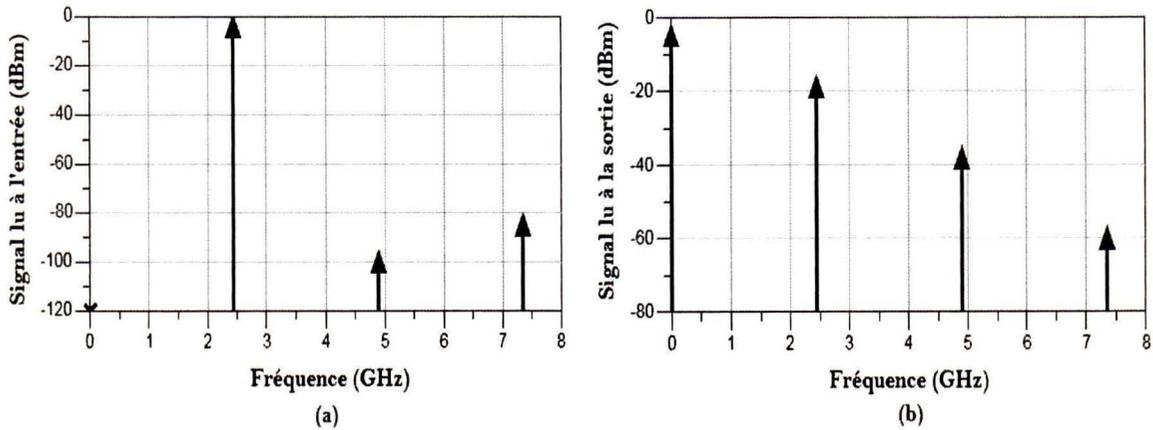


Figure 35 : Spectre simulé des signaux en entrée et en sortie du circuit 1

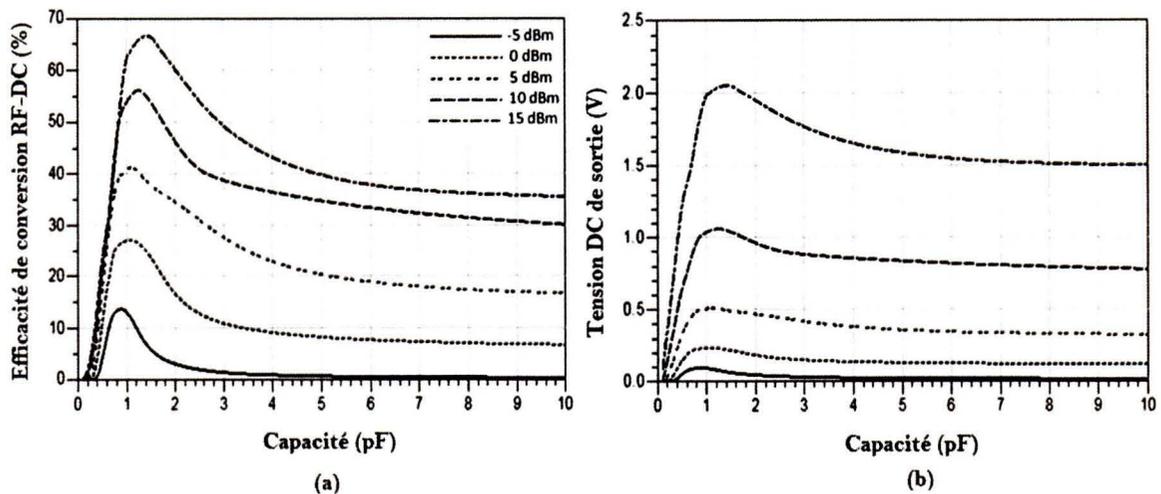


Figure 36 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 1 en fonction de la capacité C pour différentes valeurs de la puissance incidente

L'impact simulé de la capacité C sur les performances du circuit est mis en évidence dans la figure 36, pour différents niveaux de puissances incidentes et une charge de 200Ω , à la fréquence $2,45 \text{ GHz}$. La valeur $C=1 \text{ pF}$ sera utilisée pour concevoir l'ensemble des circuits. De même, l'impact simulé de la charge sur le circuit est illustré dans la figure 37. Puisque la charge optimale varie suivant la puissance incidente, nous considérerons la charge $R_L=200 \Omega$ comme valeur optimale pour l'ensemble des circuits.

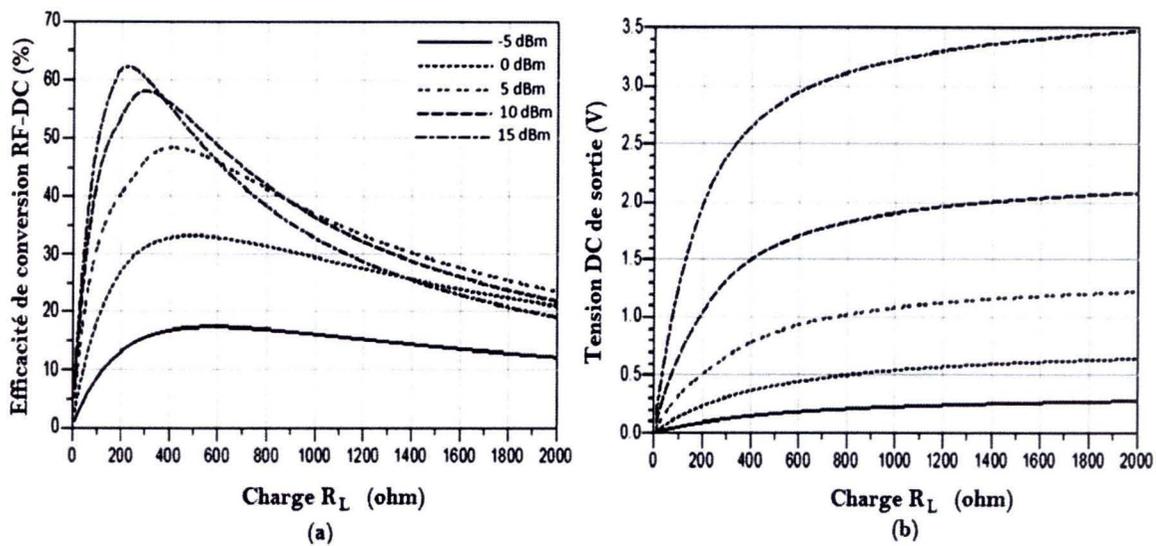


Figure 37 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 1 en fonction de la charge pour différentes valeurs de la puissance incidente

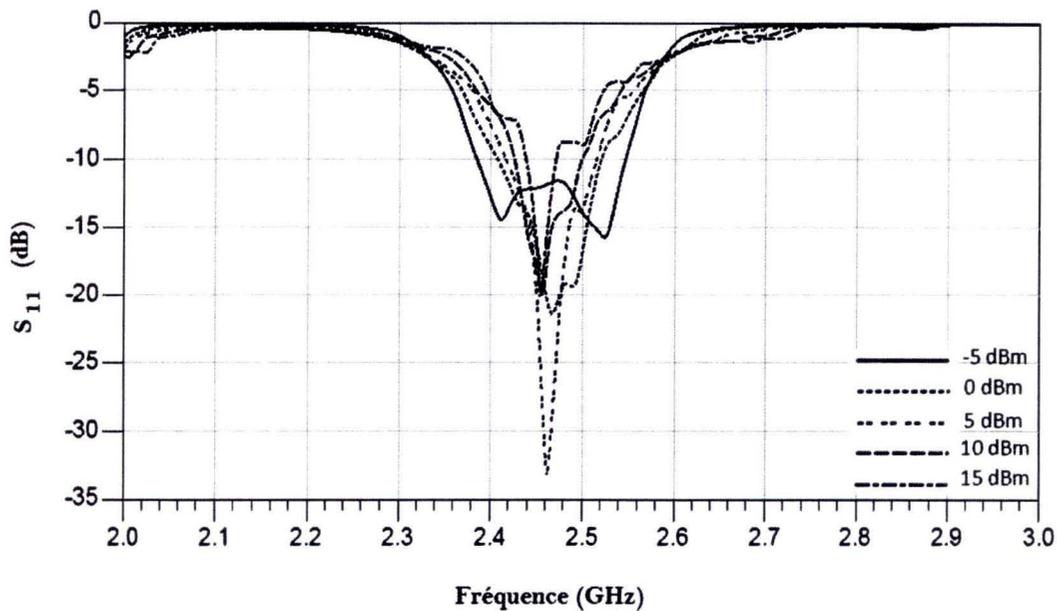


Figure 38 : Simulation du coefficient de réflexion du circuit 1 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la puissance incidente

3.6.2 Analyse des résultats de simulation du circuit 1

Nous avons démontré tout le long des travaux de ce mémoire que les performances de la diode varient suivant la fréquence, la puissance incidente et la charge. La figure 38 affiche le coefficient de réflexion suivant différents niveaux de la puissance incidente. Ainsi, les fréquences présentant la meilleure adaptation vis-à-vis de la source doivent offrir les meilleures performances. Cette affirmation est vérifiée dans la figure 39. La bande de fréquences comprises entre 2,4 GHz et 2,52 GHz procure les meilleures performances pour ce circuit. La figure 40 décrit ces performances, par groupe de fréquences, suivant la puissance incidente. Les fréquences autour de la fréquence 2,45 GHz offrent les meilleurs résultats, alors que l'efficacité de conversion RF-DC atteint des valeurs au dessus de 60 %. Dans la prochaine sous-section, nous procéderons à une comparaison entre les résultats obtenus lors des simulations et ceux issus des mesures expérimentales.

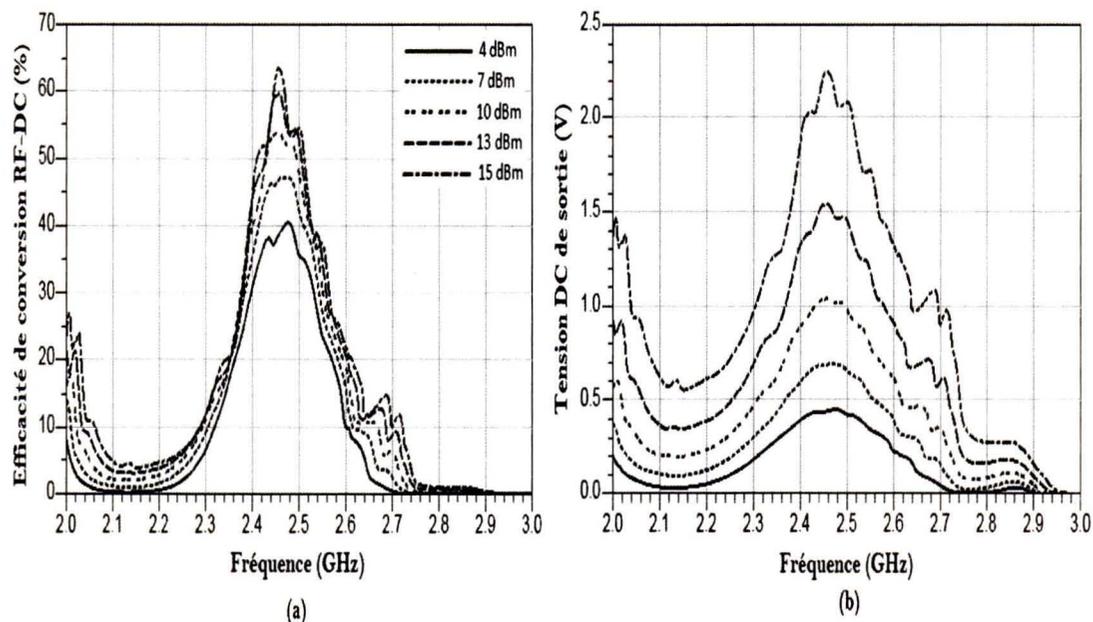


Figure 39 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 1 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la puissance incidente

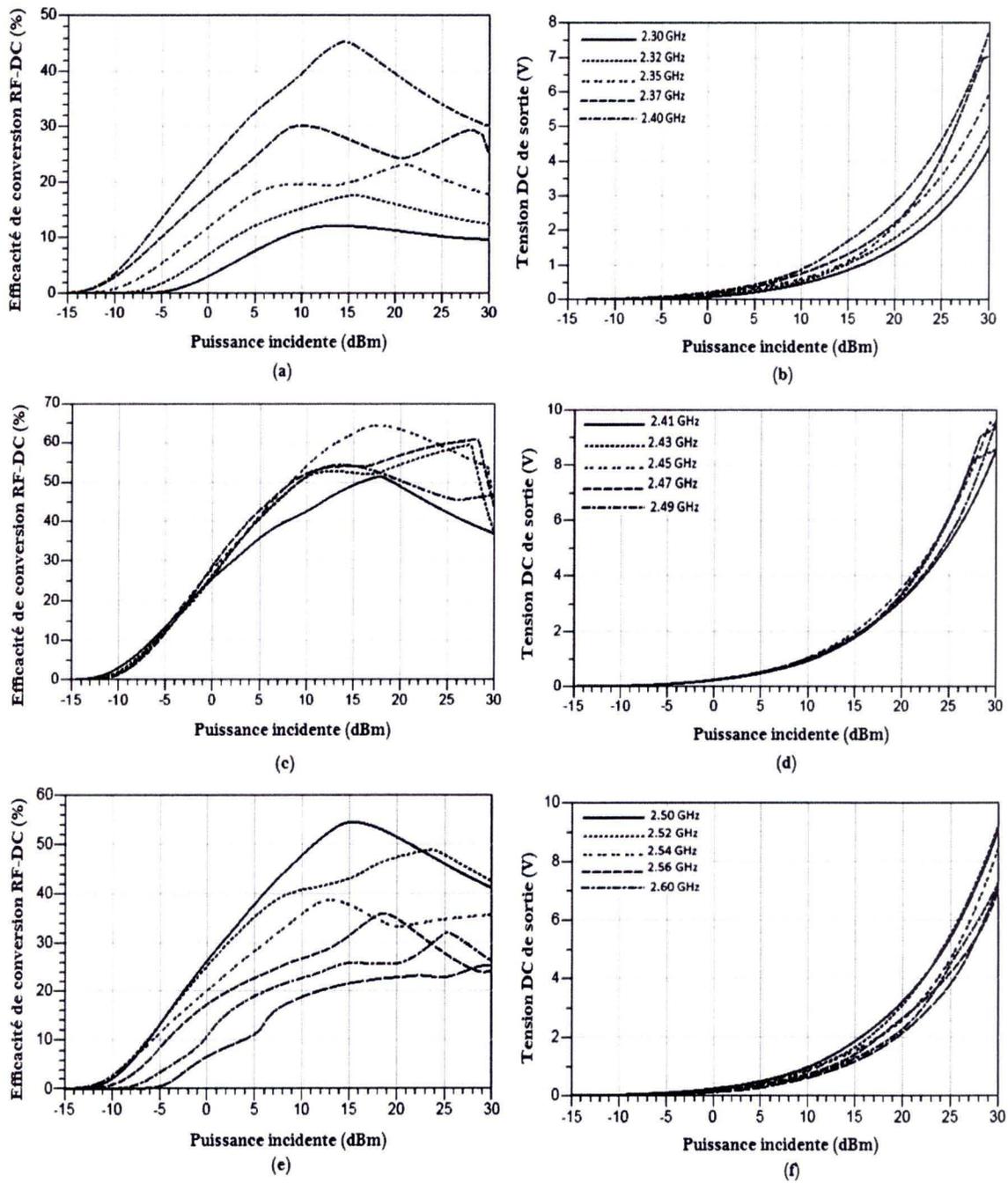


Figure 40 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 1 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences

3.6.3 Analyse des résultats expérimentaux

Nous allons maintenant procéder à la vérification des performances du circuit. La mesure du coefficient de réflexion, à l'aide de l'analyseur de réseau, est montrée dans la figure 41, pour la bande de fréquences 2-3 GHz et une charge de 200Ω . Les fréquences autour de 2,30 GHz et de 2,52 GHz sont celles qui présentent la meilleure adaptation, suivant la puissance injectée. L'évaluation comparative des performances du circuit 1 est illustrée ci-dessous. La figure 42 affiche la tension DC à la sortie du circuit en fonction de la puissance incidente alors que la figure 43 montre la courbe de l'efficacité de conversion RF-DC. Pour les fréquences considérées lors de la comparaison, un maximum de 37 % est obtenu lors des simulations à la fréquence 2,55 GHz. Tandis que le maximum mesuré est de 29 % pour les deux fréquences. À l'instar de la courbe du coefficient de réflexion obtenue à l'aide de l'analyseur de réseau, les résultats des mesures apparaissent en dessous des attentes par rapport à ceux issus des simulations. Les détails de l'interprétation des résultats sont évoqués lors de la conclusion de ce chapitre.

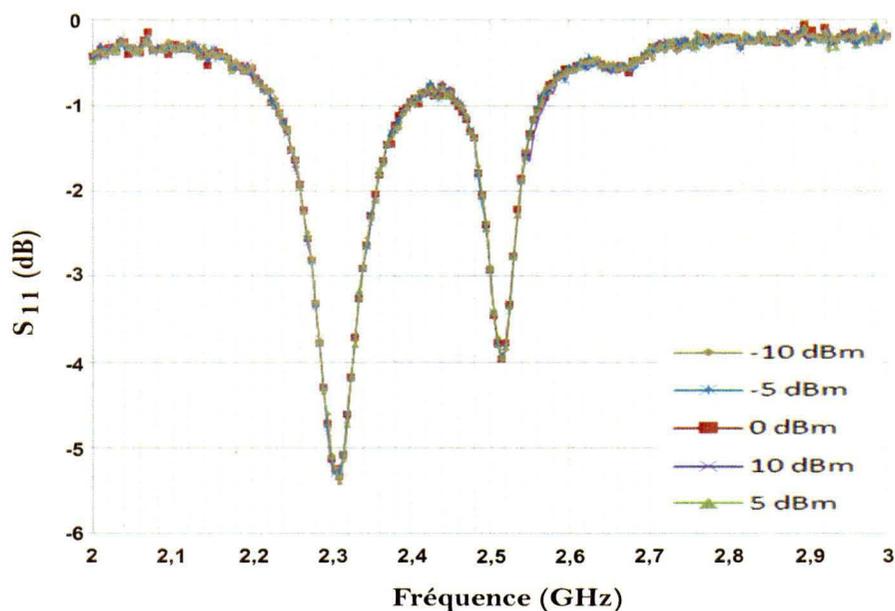


Figure 41 : Mesure en laboratoire du coefficient de réflexion du circuit 1 pour différentes valeurs de la puissance incidente

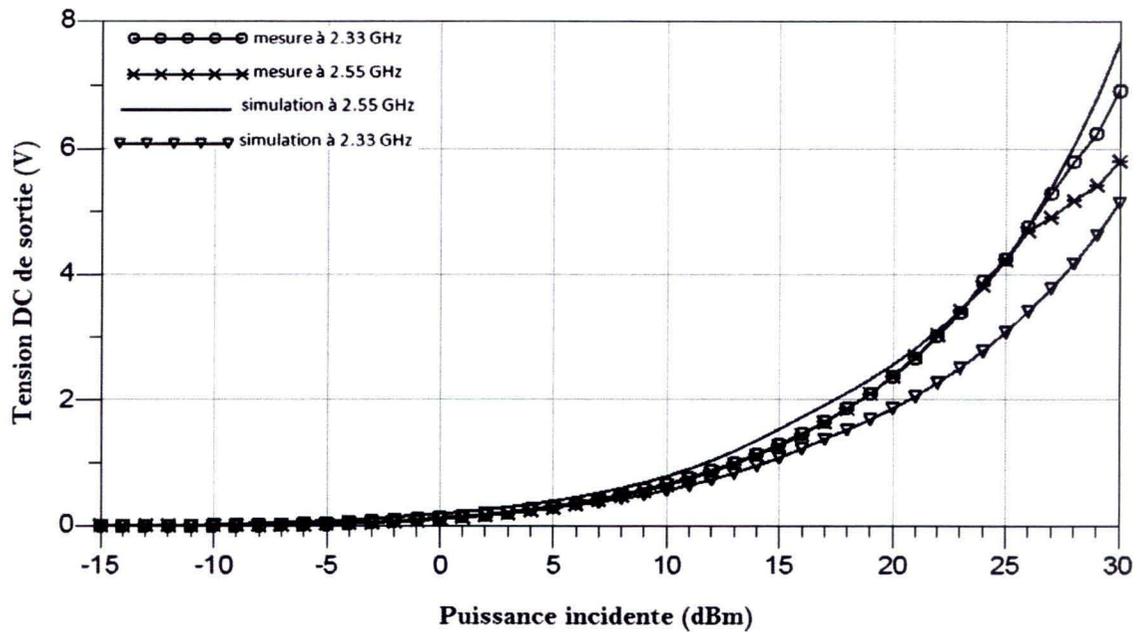


Figure 42 : Tension DC en sortie du circuit 1 en fonction de la puissance incidente pour les fréquences 2,33 GHz et 2,55 GHz

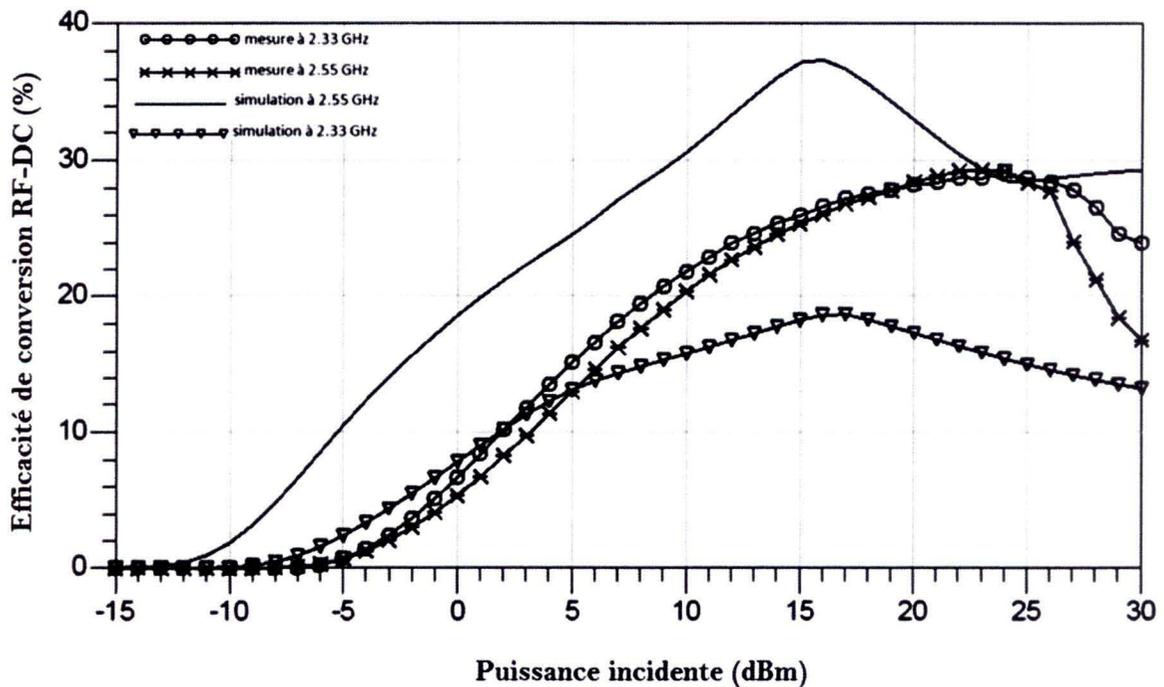


Figure 43 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 1 en fonction de la puissance incidente pour les fréquences 2,33 GHz et 2,55 GHz

3.7 CONCEPTION ET ANALYSE DU CIRCUIT 2

3.7.1 Réalisation du circuit de rectification

La réalisation d'un rectificateur avec l'intégration des filtres coupe-bande en entrée (voir annexe I.5) et en sortie (voir annexe I.4) a permis de réduire les dimensions du circuit, par rapport au circuit 1. La figure 44 montre le schéma réalisé du circuit 2 de rectification. Les lignes sont optimisées de sorte à obtenir le meilleur compromis entre les différents paramètres régissant les performances du circuit. Les dimensions des lignes sont affichées dans le tableau 3. Les paramètres $g1$, $g2$, $gs1$ et $gs2$ représentent l'écart entre deux lignes couplées. Le schéma ADS de ce circuit est présenté dans l'annexe II.3.

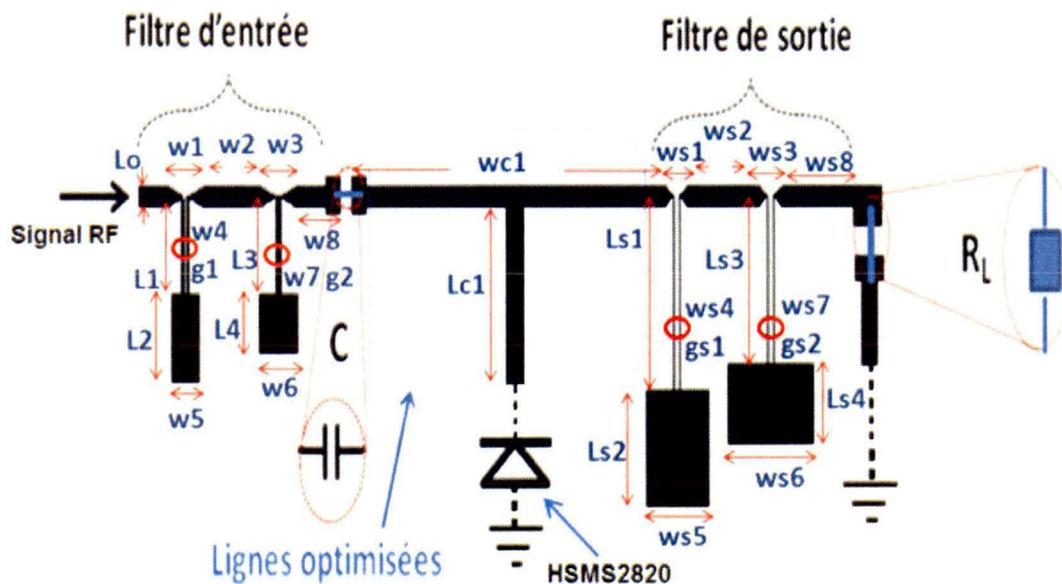


Figure 44 : Rectificateur à filtre coupe-bande en entrée

La figure 45 montre le spectre simulé des signaux en entrée et en sortie du circuit pour une puissance incidente de 0 dBm et une résistance R_L de 200 Ω lorsque la fréquence d'opération est de 2,45 GHz. Même si l'harmonique de rang 2 n'est pas fortement atténuée en entrée, le filtre de sortie diminue considérablement l'amplitude des harmoniques en direction de la charge ; alors que l'atténuation des harmoniques est de plus de 50 dB.

Tableau 3 : Dimensions des lignes du circuit 2

Paramètres	Lo	w1	L1	w2	L2	w3	L3	w4	L4	g1	w5
Valeurs (mm)	1,14	2,58	5,00	4,00	4,72	2,51	5,00	0,17	3,13	0,17	2,02
Paramètres	w6	w7	g2	w8	Lc1	wc1	ws1	Ls1	ws2	Ls2	ws3
Valeurs (mm)	2,60	0,17	0,10	3,06	10,00	22,11	1,60	10,00	5,00	6,17	1,60
Paramètres	Ls3	ws4	Ls4	gs1	ws5	ws6	ws7	gs2	ws8		
Valeurs (mm)	8,73	0,10	4,24	0,30	4,55	6,18	0,10	0,30	5,00		

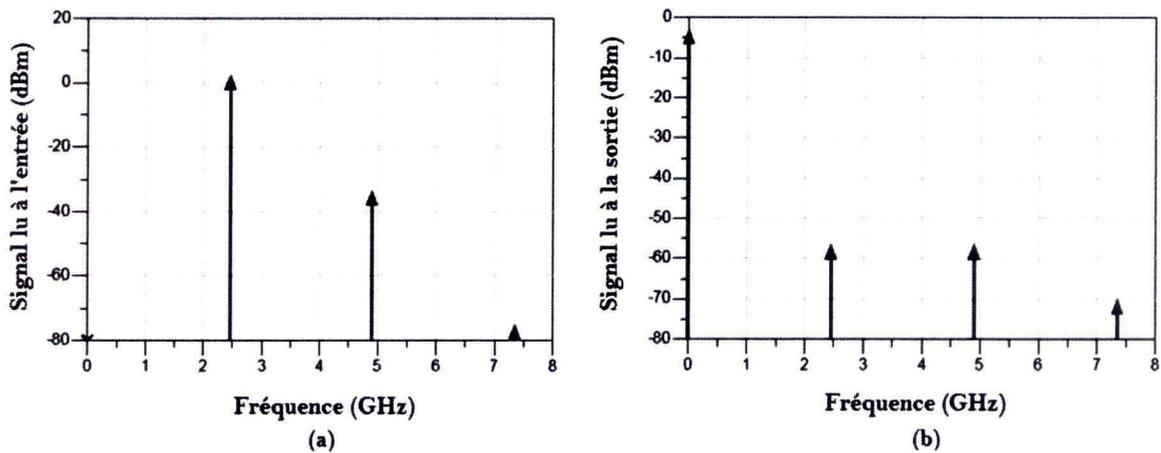


Figure 45 : Spectre simulé des signaux lus en entrée et en sortie du circuit 2

3.7.2 Analyse des résultats de simulation du circuit 2

La figure 46 présente le coefficient de réflexion obtenu pour différents niveaux de la puissance incidente en entrée du circuit 2. Certaines fréquences paraissent offrir une meilleure adaptation que d'autres, particulièrement pour les fréquences supérieures à 2,85 GHz. Nous exploitons alors ces fréquences pour évaluer la variation des performances du circuit suivant la charge dans la figure 47. Dans ce dernier cas, la puissance injectée est

de 10 dBm. Ainsi, la charge optimale varie selon la fréquence d'opération. Dans ce cas, il est possible d'obtenir de bonnes ou moins bonnes performances du circuit à une fréquence donnée, dépendamment du niveau d'adaptation affichée pour la charge concernée.

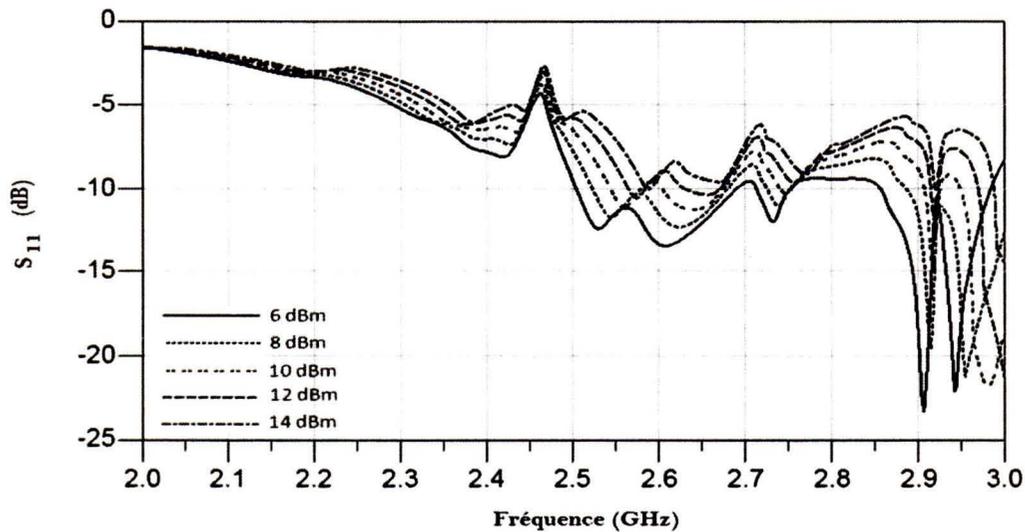


Figure 46 : Simulation du coefficient de réflexion du circuit 2 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la puissance incidente

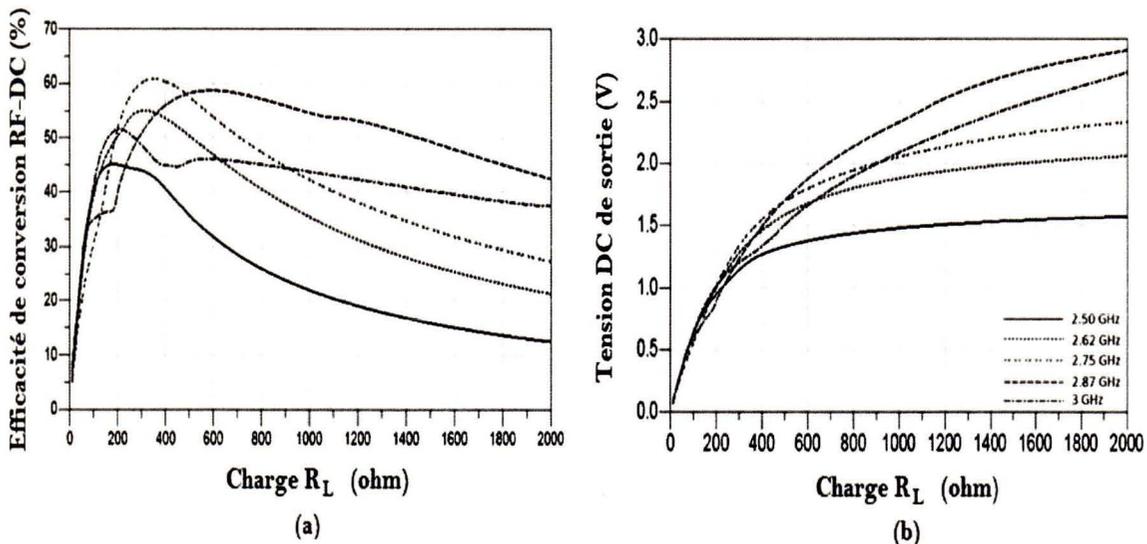


Figure 47 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 2 en fonction de la charge pour différentes valeurs de la puissance incidente

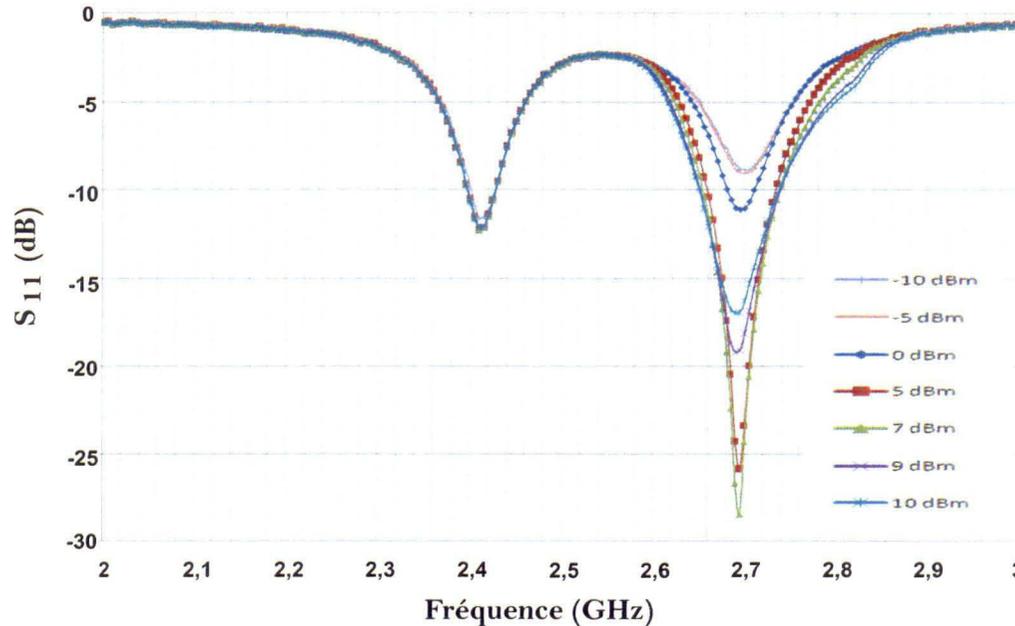


Figure 48 : Mesure en laboratoire du coefficient de réflexion du circuit 2 en fonction de la fréquence pour différents niveaux de la puissance incidente

3.7.3 Analyse des résultats expérimentaux

Nous allons maintenant comparer les résultats expérimentaux aux résultats de simulation. Les mesures du coefficient de réflexion sont affichées dans la figure 48 pour une charge de 200Ω . Quelques nuances apparaissent par rapport aux prévisions, surtout pour la bande de fréquences comprises entre 2,9 GHz et 3 GHz. En effet, certaines fréquences des bandes 2,42-2,48 GHz et 2,68-2,78 GHz offrent désormais les meilleurs niveaux d'adaptation. La figure 49 et la figure 50 dressent le portrait de l'évolution des performances du circuit 2 suivant la fréquence ; lorsque la puissance incidente est de 5 dBm ou 10 dBm. Il existe des disparités entre les résultats des mesures et ceux issus des simulations, notamment au niveau des fréquences présentant le minimum ou le maximum de performances. La figure 51 et la figure 52 illustrent la variation des performances du circuit suivant la puissance incidente. Pour les simulations, les meilleures performances sont obtenues à la fréquence 2,80 GHz alors que l'efficacité de conversion RF-DC dépasse 60 % dès que la puissance injectée atteint 18 dBm, pour un maximum de 62 % à 20 dBm.

La fréquence 2,72 GHz montre les meilleurs résultats des mesures. L'efficacité de conversion est supérieure à 60 % à partir de 14 dBm, pour un maximum de 66 % à 22 dBm.

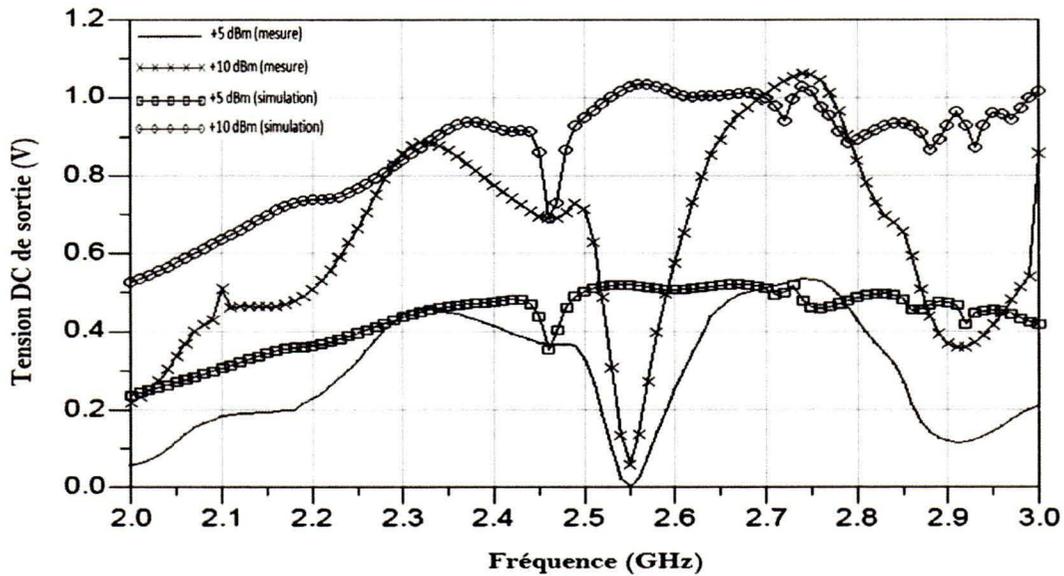


Figure 49 : Tension DC en sortie du circuit 2 en fonction de la fréquence lorsque la puissance incidente est de +5 dBm et de +10 dBm

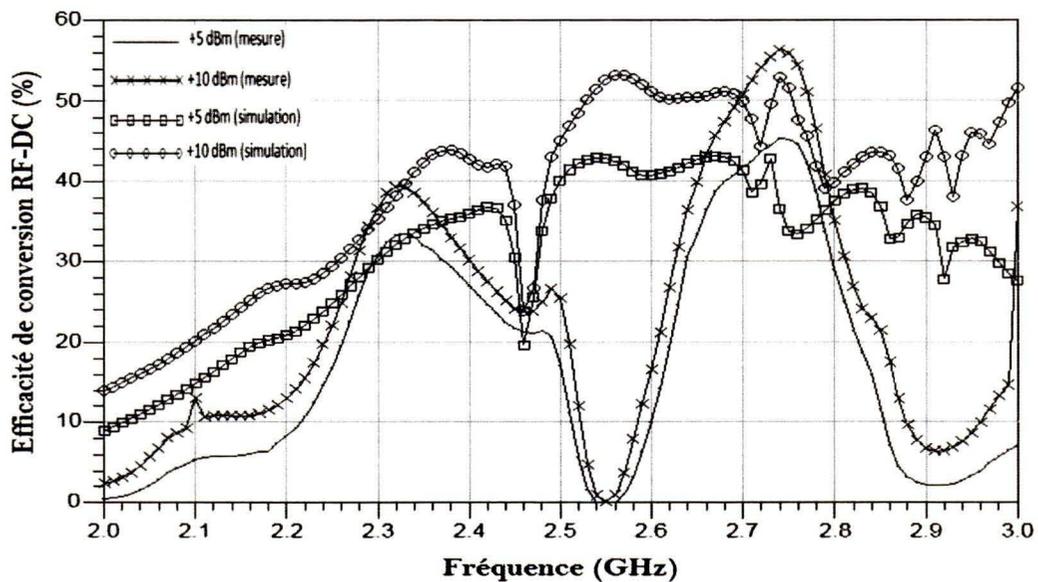


Figure 50 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 2 en fonction de la fréquence lorsque la puissance incidente est de +5 dBm et de +10 dBm

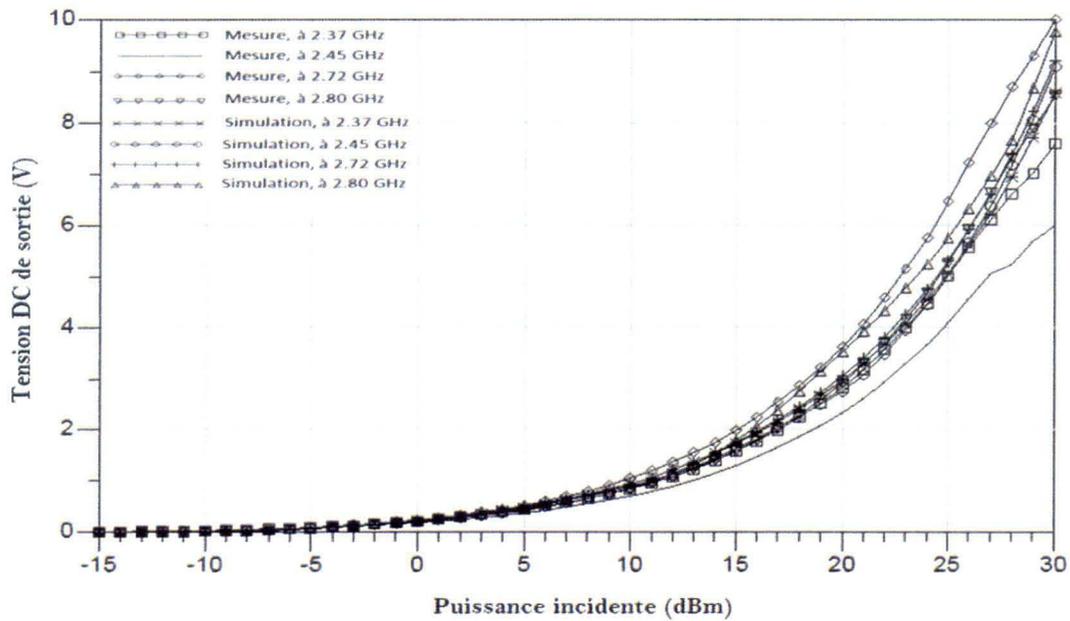


Figure 51 : Tension DC en sortie du circuit 2 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences

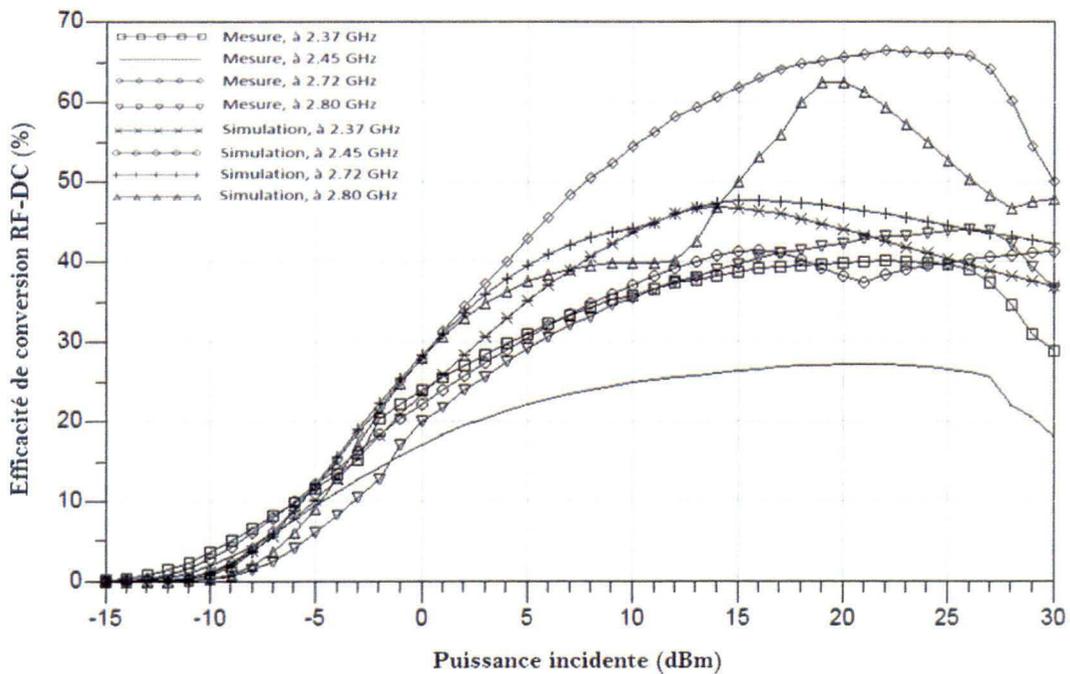


Figure 52 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 2 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences

3.8 CONCLUSION

Ce chapitre a d'abord introduit des notions indispensables à la compréhension des concepts évoqués dans ce mémoire, notamment : la technologie microruban, les paramètres S, le principe de l'adaptation d'impédance, les filtres micro-ondes en technologie planaire à base de résonateurs et les méthodes d'optimisation. Par la suite, nous avons montré les bancs de mesure et les filtres insérés dans les montages, en plus d'identifier le choix des diodes Schottky.

Globalement, le circuit 2 réalisé rencontre les objectifs fixés pour ces travaux, en termes de coefficient de réflexion et d'efficacité de conversion RF-DC. Ce circuit est adapté pour certaines fréquences de la bande 2-3 GHz. Pour les simulations, la bande de fréquences supérieures à 2,85 GHz offre un coefficient de réflexion se situant en dessous de -15 dB. Pour les mesures, ce sont les fréquences des bandes 2,42-2,48 GHz et 2,68-2,78 GHz qui procurent la meilleure adaptation. Dans les deux cas, l'efficacité de conversion RF-DC dépasse 60 %, à la fréquence 2,80 GHz pour les simulations et à la fréquence 2,72 GHz pour les mesures. À propos du circuit 1, un maximum de 37 % est obtenu lors des simulations à la fréquence 2,55 GHz et pour une puissance injectée de 16 dBm. Tandis que le maximum mesuré est de 29 % à cette dernière fréquence et à la fréquence 2,33 GHz.

Quelques divergences sont donc notées entre les résultats expérimentaux et ceux issus des simulations. Ces divergences sont plus apparentes aux puissances supérieures à 0 dBm. Pour justifier les écarts, des investigations additionnelles sont nécessaires, comme la modélisation des vias à la masse et l'évaluation de l'impact du processus d'implémentation du plan de masse sur les performances du circuit.

CHAPITRE 4

RÉALISATION DES RECTIFICATEURS À TROIS DIODES DE REDRESSEMENT

4.1 INTRODUCTION

Nous proposons dans ce chapitre d'étudier l'autre approche, intégrant une troisième diode dans le montage doubleur de tension. Cette diode participe donc au processus de conversion du signal RF en signal continu. Les rectificateurs réalisés n'intègrent pas de filtres en entrée ; car l'ajout de la troisième diode contribue à atténuer les harmoniques générées. Les circuits sont conçus pour opérer dans la gamme de fréquences 2-3 GHz. Pour cela, nous optimiserons les lignes pour atteindre des performances adéquates du circuit dans cette gamme de fréquences.

4.2 ANALYSE DE LA TOPOLOGIE INCLUANT TROIS DIODES DE REDRESSEMENT

Nous allons dans un premier temps analyser la topologie proposée consistant à insérer une diode supplémentaire dans la configuration du doubleur de tension (Lim et Itoh, 2008). Pour y parvenir, les montages testés au cours des analyses sont adaptés à la source. En effet, l'outil *Optim* d'ADS est inséré dans les montages pour ajuster l'impédance de la source à celle du circuit (Zhang *et al.*, 2009), tandis que la méthode d'optimisation aléatoire dite *Random* a été utilisée de façon exclusive pour les simulations des circuits de ce sous-chapitre. De cette manière, nous pouvons réaliser l'adaptation d'impédance pour garantir un transfert maximum de la puissance au montage à base de diodes. L'analyse est faite en considérant divers montages et en validant l'apport de la topologie proposée par rapport à la structure initiale.

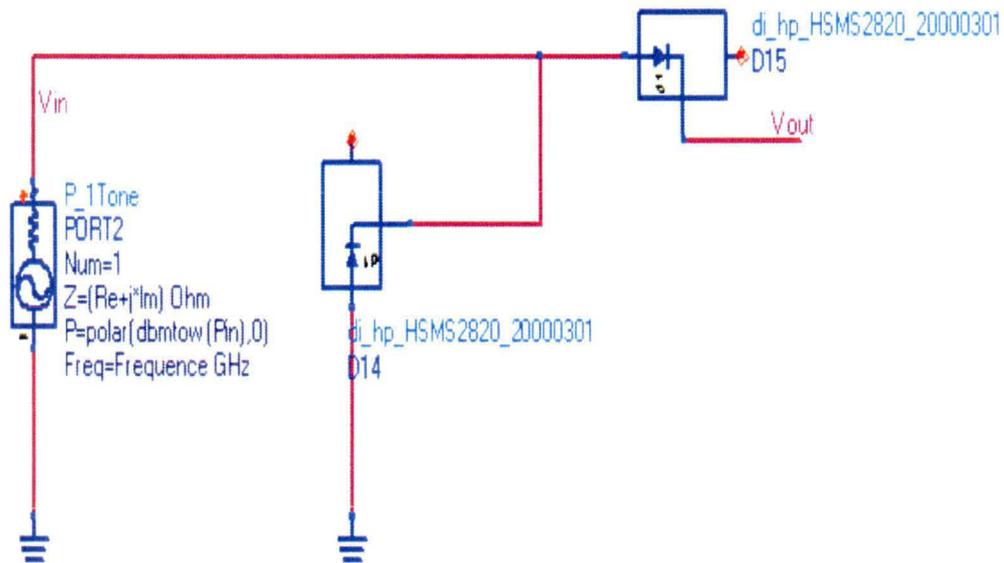


Figure 53 : Configuration classique à deux diodes du doubleur de tension sans charge

4.2.1 Analyse des montages sans charge

Pour cette première étape, nous allons analyser un montage à deux diodes sans charge à la sortie. Le but est d'observer le comportement du montage sans charge et d'identifier l'impact de l'ajout d'une troisième diode dans ce circuit. La figure 53 montre la structure du montage étudié initialement à deux diodes. Le signal d'entrée est mesuré au nœud V_{in} , alors que le signal de sortie est mesuré au nœud V_{out} . Aussi les paramètres de simulation et les critères d'optimisation sont présentés dans la figure 54. Ainsi, l'impédance de la source est optimisée pour atteindre un excellent coefficient de réflexion à la fréquence 2,45 GHz et pour une puissance incidente de 10 dBm.

L'analyse spectrale, illustrée dans la figure 55, révèle que le niveau de la puissance DC fournie par les diodes atteint une valeur avoisinant 7 dBm en entrée ou en sortie du circuit. De ce fait, nous pouvons estimer le niveau de la tension DC récupérée en fonction de la puissance incidente. La figure 56 montre que nous sommes en mesure de dégager une composante continue de la tension d'amplitude 0,69 V pour une puissance incidente de 10 dBm, à la fréquence 2,45 GHz. Nous venons de voir le comportement du montage à

deux diodes pour une configuration doubleur de tension. L'étape suivante consiste à ajouter une troisième diode à cette configuration.

MSub

MSUB
MSub1
H=0.020 in
Er=3.38
Mur=1
Cond=1.0E+50
Hu=3.9e+034 mil
T=35 um
TanD=0.0027
Rough=0 mil

LSSP

LSSP
HB2
Freq[1]=Frequency GHz
Order[1]=5
LSSP_FreqAtPort[1]=

VAR

VAR
VAR1
Frequency=2.45
Pin=10
R1=200
L1=1.136
Im=52.14 (o)
Re=39 (o)

OPTIM

Optim
Optim1
OptimType=Random SaveCurrentEF=yes
MaxIters=25
DesiredError=0.0
StatusLevel=4
FinalAnalysis="None"
NormalizeGoals=no
SetBestValues=yes
SaveSols=yes
SaveGoals=yes
SaveOptimVars=yes
UpdateDataset=yes
SaveNominal=no
SaveAllIterations=no
UseAllOptVars=yes
UseAllGoals=yes

GOAL

Goal
OptimGoal1
Expr="dB(S11)"
SimInstanceName="HB2"
Min=
Max=-200
Weight=
RangeVar[1]=
RangeMin[1]=
RangeMax[1]=

Zin

Zin
Zin1
Zin1=zin(S11,PortZ1)

Figure 54 : Paramètres et outils de simulation

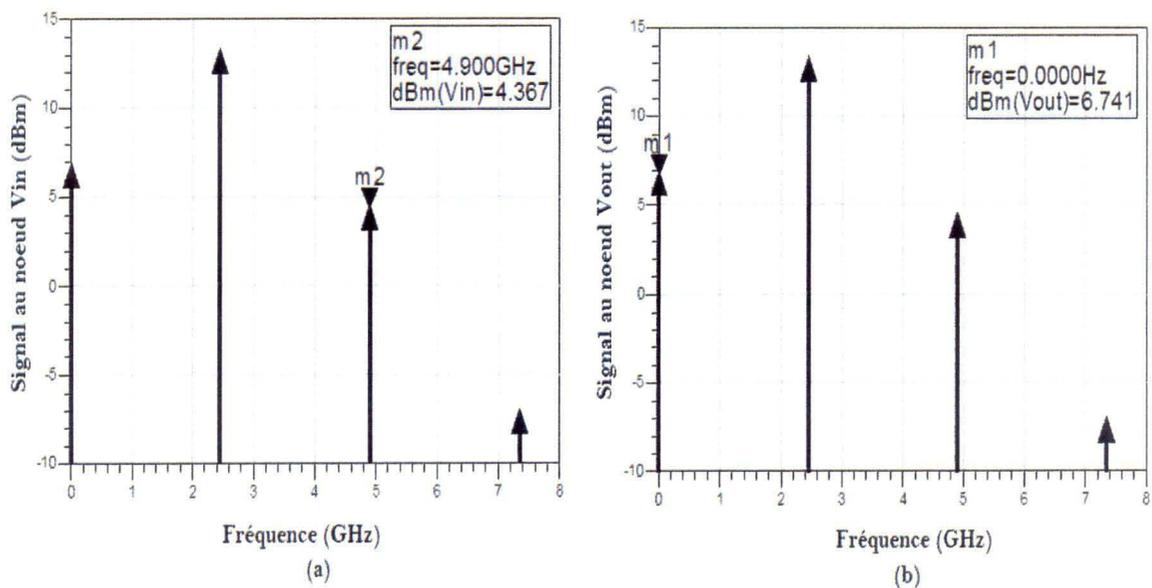


Figure 55 : Spectre simulé des signaux du montage à deux diodes sans charge

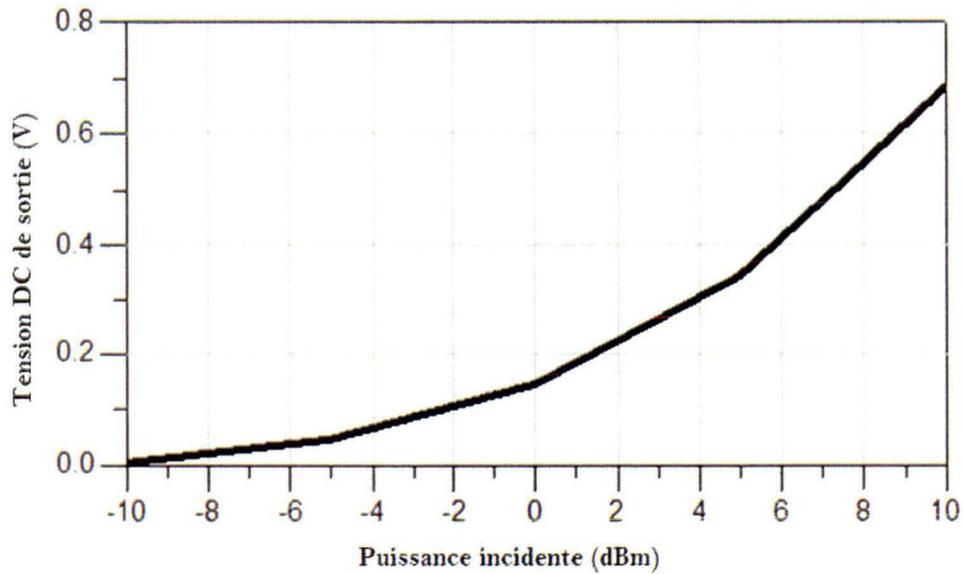


Figure 56 : Tension DC simulée en fonction de la puissance incidente pour le montage à deux diodes sans charge

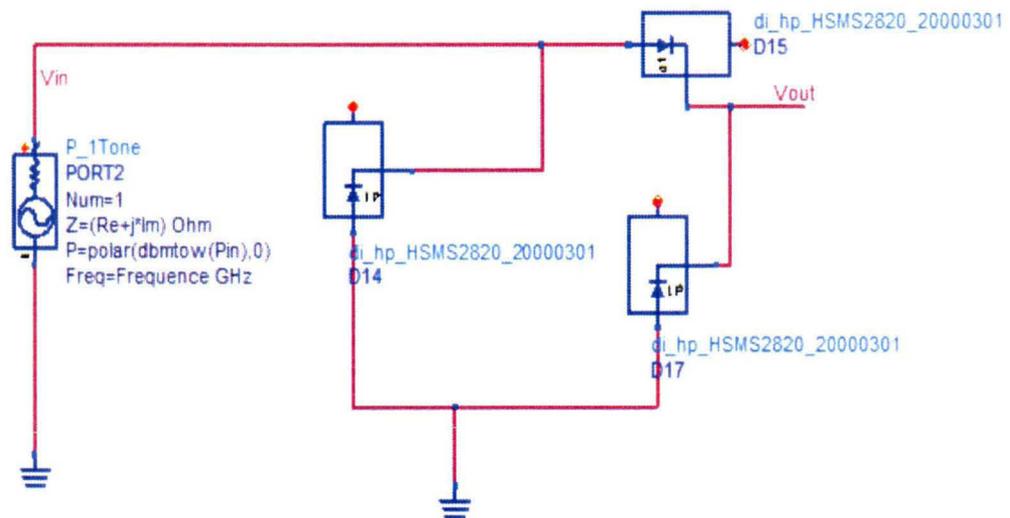


Figure 57 : Configuration proposée à trois diodes de redressement du montage sans charge

Ainsi, la figure 57 présente le schéma de la topologie proposée. Cette diode additionnelle agit comme une charge pour le montage initial. En se fiant au modèle de la diode présenté dans le premier chapitre (voir figure 5), les effets capacitifs de cette

troisième diode semblent atténuer certaines harmoniques. La figure 58 appuie cette affirmation. D'une part, les effets capacitifs diminuent l'amplitude de certaines harmoniques, particulièrement celle de la deuxième harmonique des signaux lus. D'autre part, l'amplitude de la composante continue du signal en sortie est augmentée, contrairement à celle de l'entrée qui n'a pas changé. La conséquence étant une tension DC de sortie plus élevée par rapport au montage conventionnel à double diodes. D'ailleurs, la figure 59 affiche la variation de la tension DC à la sortie suivant le niveau de puissance. Une tension de 1,71 V est obtenue pour une puissance incidente de 10 dBm. L'on peut déduire que la résistance équivalente de cette diode additionnelle a pour effet de charger le circuit et permet d'améliorer la tension de sortie. Cependant, cela contribue également à abaisser l'impédance d'entrée du montage. Le tableau 4 dresse un comparatif entre l'impédance d'entrée Z_{in} présentée par le montage à double diodes et celle présentée par le montage à trois diodes. Les valeurs de Z_{in} présentées dans le tableau 4 sont obtenues par simulation des circuits de la figure 53 et de la figure 57 dans ADS en utilisant l'outil de mesure Zin (voir figure 54). Donc, l'ajout de la troisième diode permet également de diminuer l'impédance globale du montage.

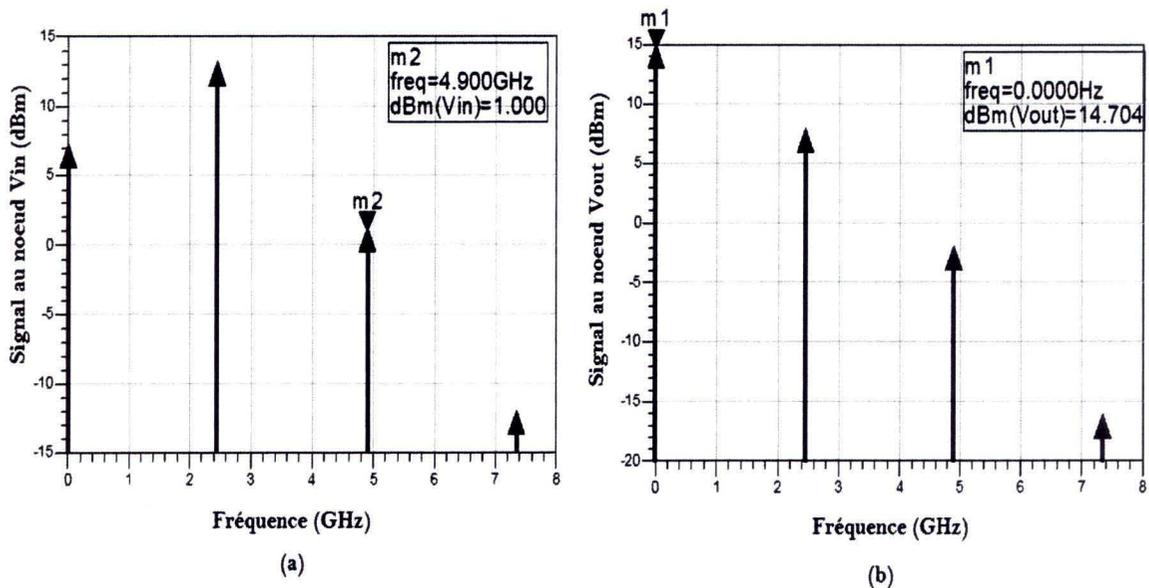


Figure 58 : Spectre simulé des signaux du montage sans charge à trois diodes

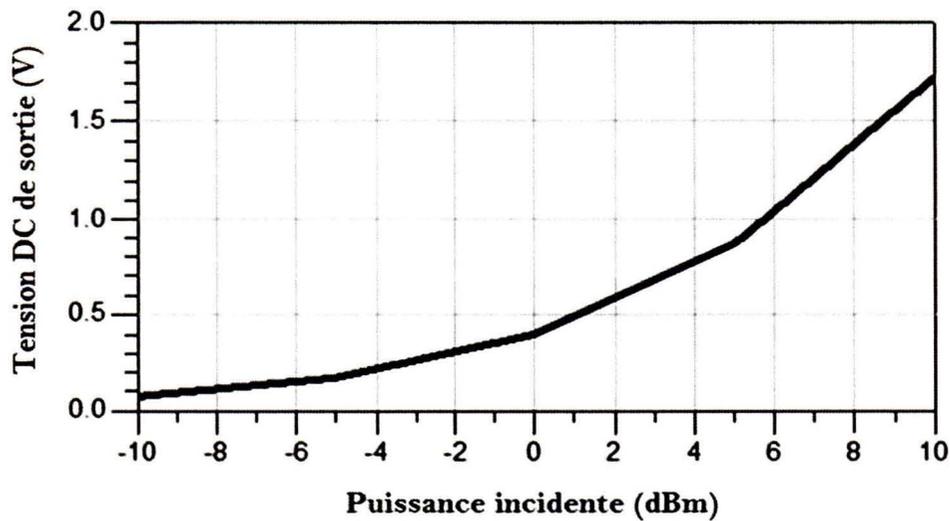


Figure 59 : Tension DC simulée en fonction de la puissance incidente pour le montage sans charge à trois diodes de redressement

Tableau 4 : Simulation de l'impédance d'entrée des montages sans charge en fonction de différentes valeurs de la puissance incidente

	Puissance incidente (dBm)				
	-10	-5	0	5	10
Z_{in} pour le montage à double diodes	61/-81°	62/-71°	62/-61°	65/-53°	73/-45°
Z_{in} pour le montage à trois diodes	42/-84°	44/-80°	50/-70°	62/-55°	61/-45°

4.2.2 Cas d'un montage terminé par un circuit ouvert

L'hypothèse des effets capacitifs de la diode supplémentaire sur les deux autres diodes peut expliquer l'atténuation des harmoniques à la sortie du circuit. Toutefois, il n'est pas encore certain qu'en minimisant l'impact de ces effets capacitifs, nous pouvons parvenir à augmenter la tension DC à la sortie. La présente étape permet de vérifier ce fait. Effectivement, nous allons charger le circuit avec une ligne ouverte, synonyme d'une charge infinie (voir figure 60). Cette ligne a une longueur d'onde de $\lambda/4$; cela assure l'élimination des harmoniques à la sortie du montage, principalement la fondamentale.

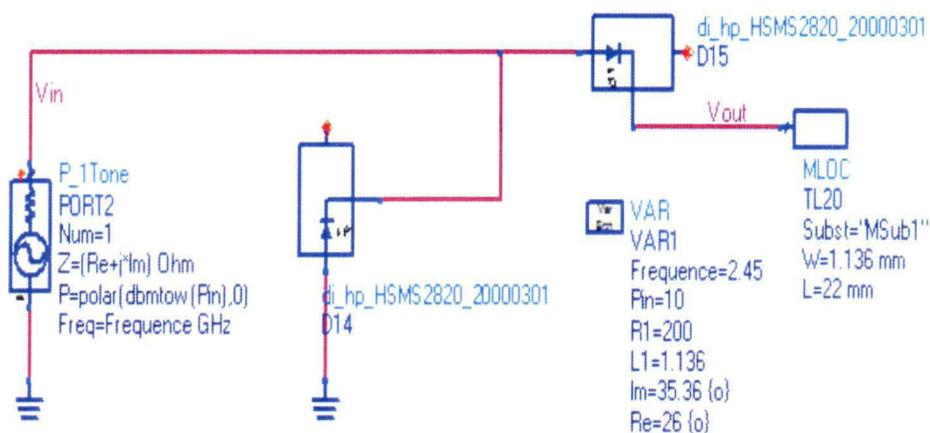


Figure 60 : Montage à deux diodes terminé par un circuit ouvert

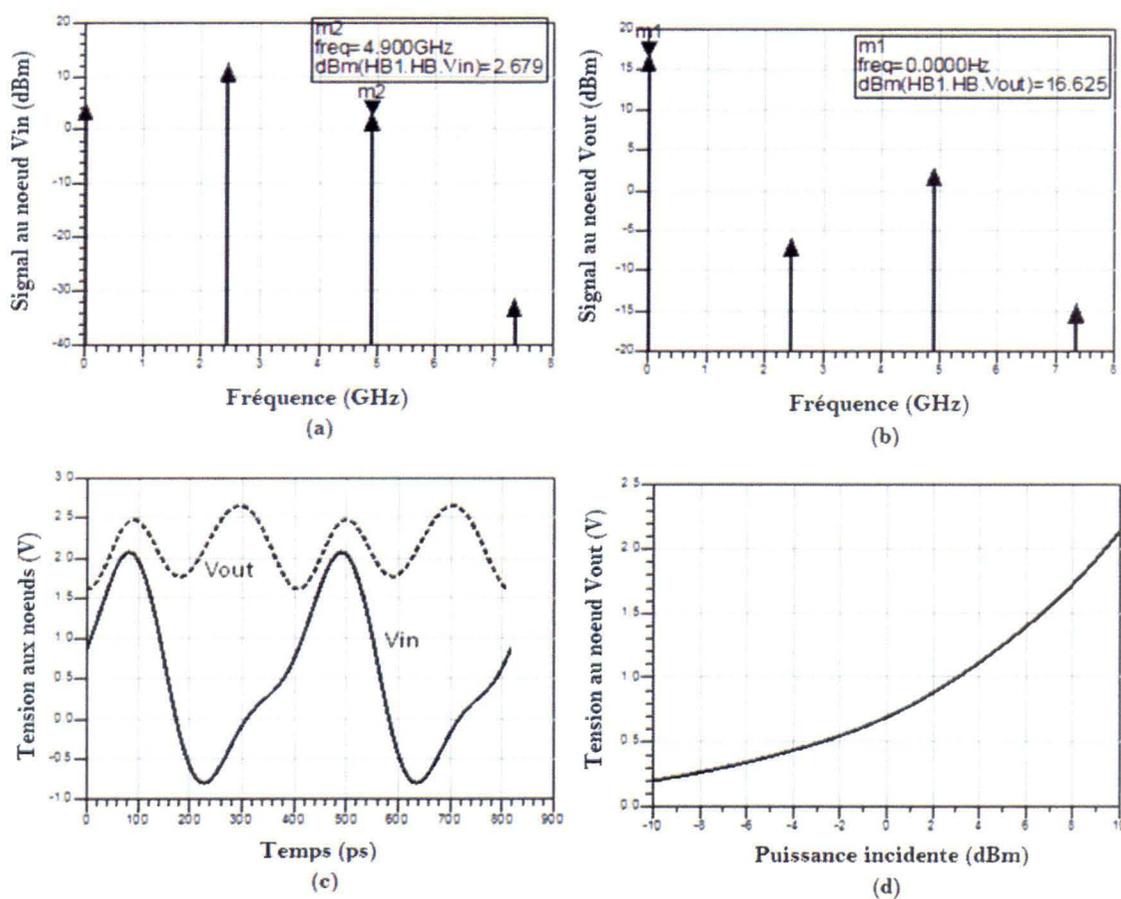


Figure 61 : Résultats de simulation dans le cas du montage à deux diodes terminé par un circuit ouvert

La figure 61 présente les résultats obtenus lorsque le montage à deux diodes est terminé par la ligne ouverte. Le fait d'atténuer l'amplitude de la fondamentale à la sortie du montage profite au signal incident qui tend vers un signal continu. Si nous comparons ces résultats avec ceux acquis lors de l'ajout de la troisième diode dans le montage à ligne ouverte en sortie (voir figure 62), il n'y a pas de différence majeure entre les deux configurations. Les effets capacitifs de cette diode sont inhibés. Cependant, l'amplitude de la composante DC générée par le montage à trois diodes demeure supérieure à celle du montage à deux diodes. En effet, l'on récupère une tension DC de 2,30 V dans le premier cas, contre une tension DC de 2,14 V pour le second cas, pour une puissance incidente de 10 dBm.

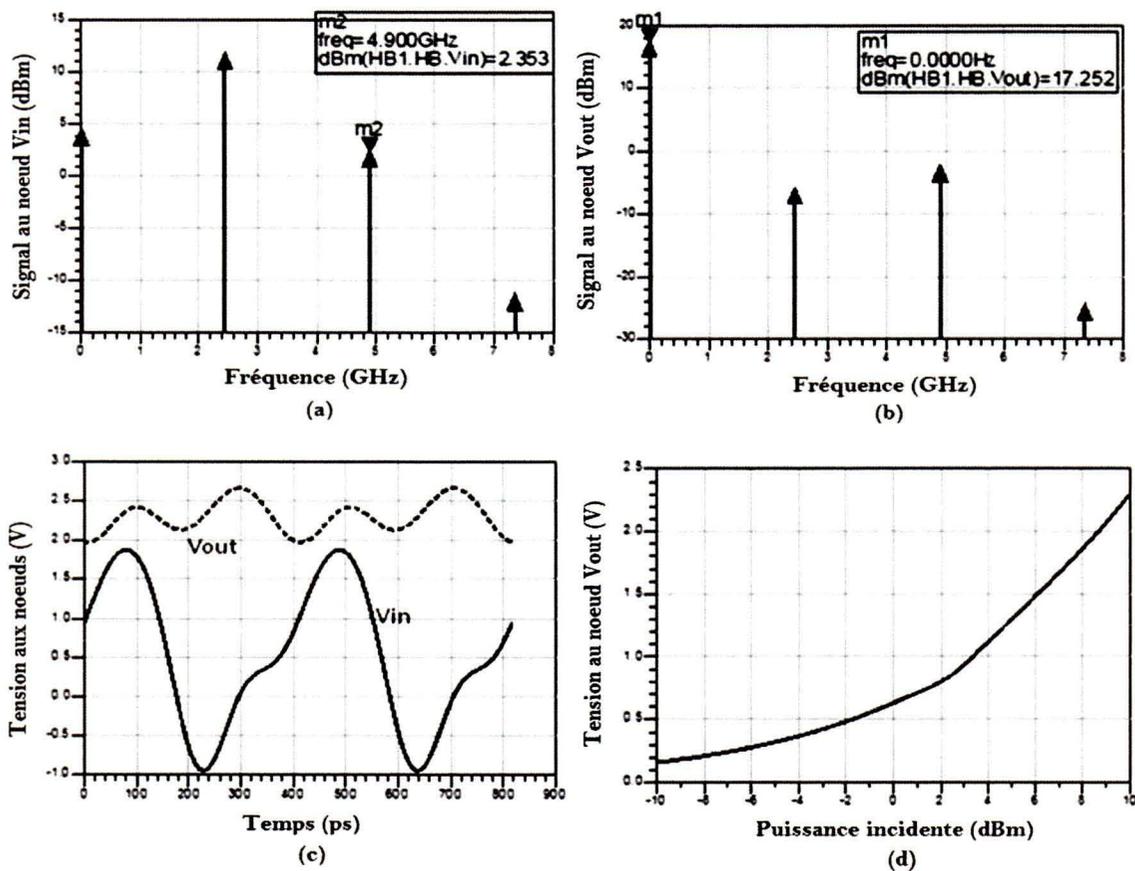


Figure 62 : Résultats de simulation dans le cas du montage à trois diodes terminé par un circuit ouvert

La formulation de l'explication est telle que la troisième diode fournit de la puissance DC à la sortie du circuit, au même titre que la première diode du montage lors des alternances inverses. Malgré l'inhibition de l'impact de la capacité et de la résistance de la troisième diode sur le circuit par l'intégration d'une ligne ouverte de longueur d'onde $\lambda/2$. Cela n'a pas empêché l'amélioration du niveau de la tension DC de sortie. Ce constat est davantage significatif pour les hautes puissances où la contribution des trois diodes dans la fourniture de la puissance DC serait encore plus évidente.

4.2.3 Cas d'un montage intégrant une charge résistive

Nous allons désormais analyser un montage chargé par une résistance de 200 Ω . Dans ce contexte, nous pouvons déjà déterminer l'utilité de la configuration à trois diodes dans un cadre pratique. La figure 63 présente le montage réalisé, ainsi que l'impédance optimisée de la source. Dans le cas du montage à deux diodes, les résultats de la figure 64 montrent que le signal n'est aucunement filtré en sortie, alors que la composante continue est dominée par la fondamentale.

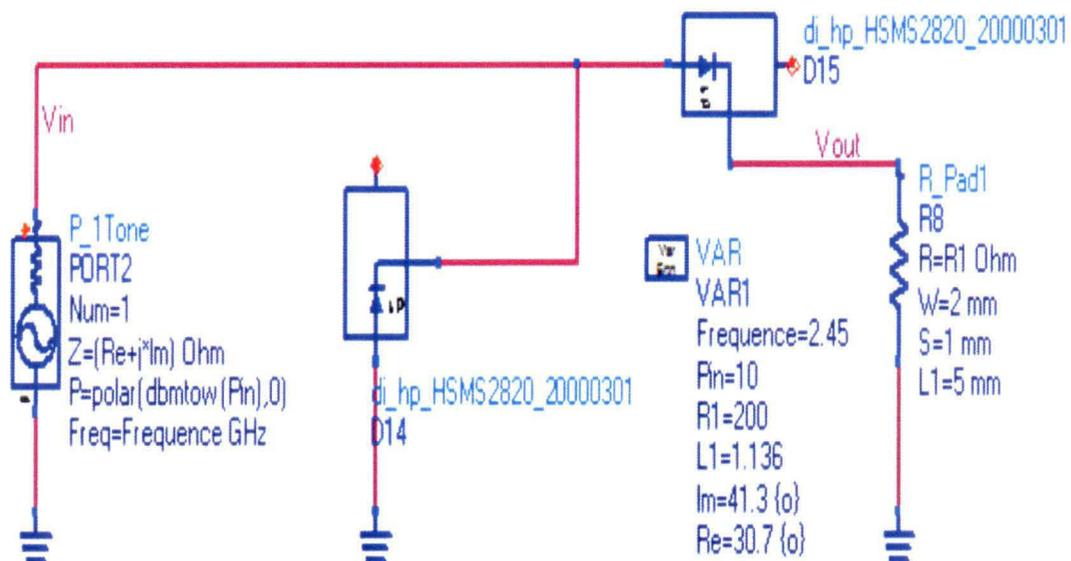


Figure 63 : Montage à deux diodes intégrant une charge résistive

En comparaison, l'ajout de la troisième diode permet à la fois de réduire les harmoniques et d'augmenter l'amplitude de la composante DC, à la sortie du circuit (voir figure 65). D'un autre côté, l'examen des tensions DC de sortie pour les deux configurations considérées démontre que le montage à trois diodes offre une amélioration de la tension de sortie, comme en témoigne la figure 66.

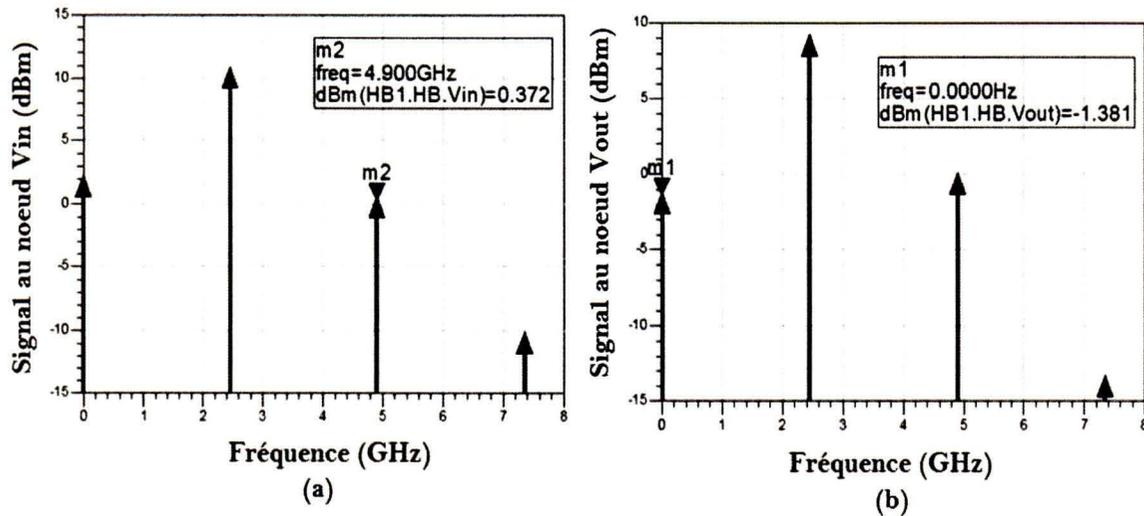


Figure 64 : Spectre simulé des signaux du montage à deux diodes intégrant une charge résistive

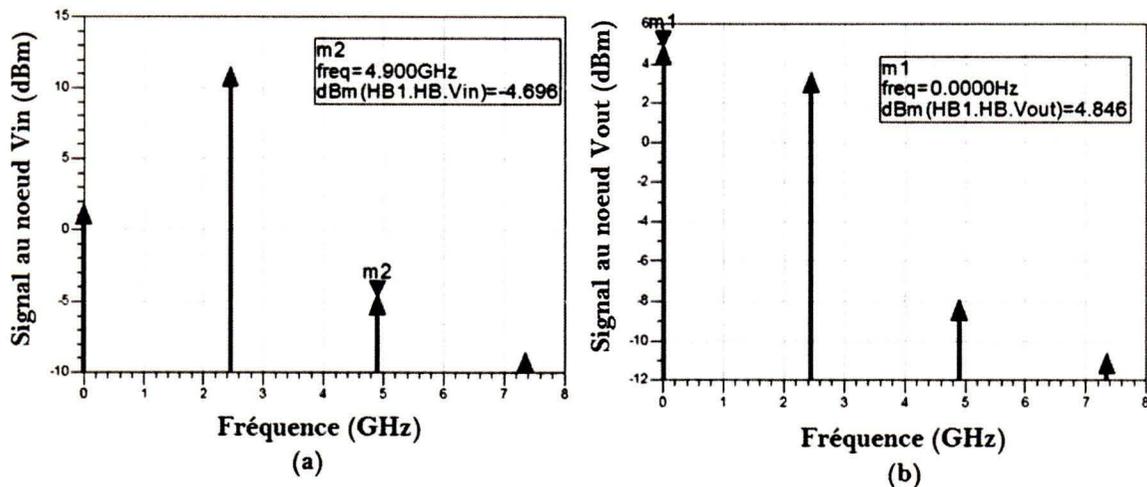


Figure 65 : Spectre simulé des signaux du montage à trois diodes intégrant une charge résistive

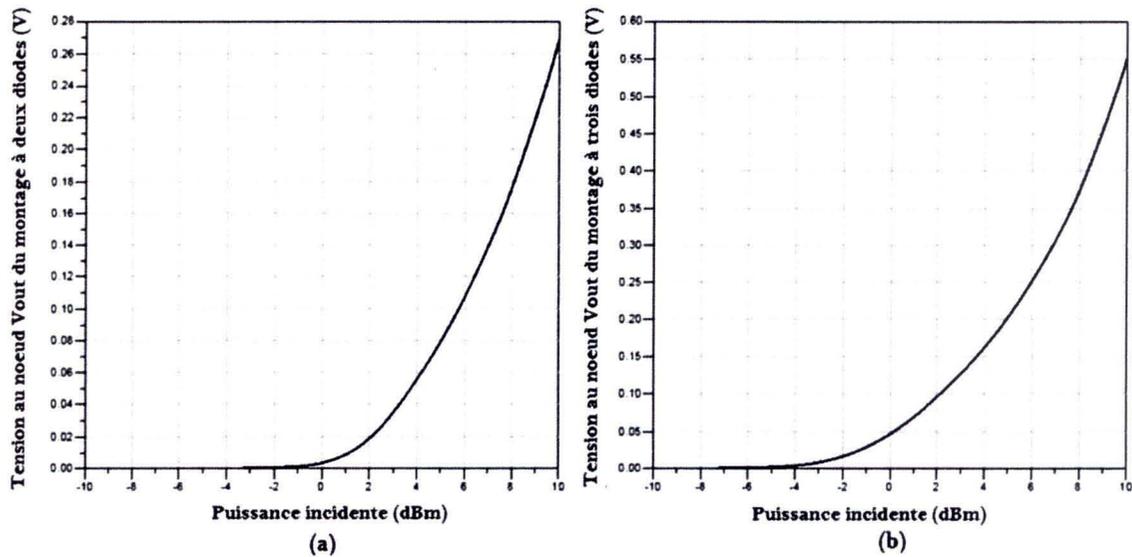


Figure 66 : Simulation des tensions en sortie des deux montages étudiés intégrant une charge résistive en fonction de la puissance incidente

Tableau 5 : Simulation de l'impédance d'entrée des montages à charge résistive en fonction de différentes valeurs de la puissance incidente

	Puissance incidente (dBm)				
	-10	-5	0	5	10
Z_{in} pour le montage à double diodes	53/-70°	53/-64°	51/-54°	51/-42°	53/-31°
Z_{in} pour le montage à trois diodes	40/-80°	40/-77°	41/-67°	44/-55°	50/-41°

Le tableau 5 dresse un portrait de l'évolution de l'impédance d'entrée Z_{in} suivant les niveaux de la puissance incidente. Définitivement, la configuration à trois diodes apporte son lot de bénéfices comme l'amélioration dans l'efficacité du processus de rectification du signal RF en signal continu.

4.2.4 Conclusion de l'analyse des montages

Nous venons de voir l'intérêt de l'ajout d'une troisième diode dans le circuit doubleur de tension. Cette nouvelle configuration permet d'atténuer les harmoniques à la sortie du

montage, mais aussi d'abaisser l'impédance résultante. De plus, la tension de sortie est augmentée, ce qui permet d'améliorer les performances du circuit. Maintenant, la tâche de conception consiste à exploiter le profil de cette topologie pour réaliser un circuit de rectification performant. Les prochains sous-titres s'affaireront à la proposition de deux rectificateurs intégrant le montage à trois diodes de redressement.

4.3 CONCEPTION ET ANALYSE DU CIRCUIT 3

Cette section du chapitre présente le circuit de rectification réalisé en intégrant trois diodes dans le processus de conversion du signal RF en signal continu. D'une part, les lignes sont optimisées de sorte à atteindre les meilleures performances selon les objectifs fixés. D'autre part, le montage doubleur de tension est réalisé en utilisant le modèle HSMS2822. Dans ces conditions, les effets capacitifs induits par l'interconnexion des diodes sont pris en compte dans le modèle. La méthode du Gradient et la méthode Hybride sont utilisées simultanément pour l'optimisation lors des phases de simulations.

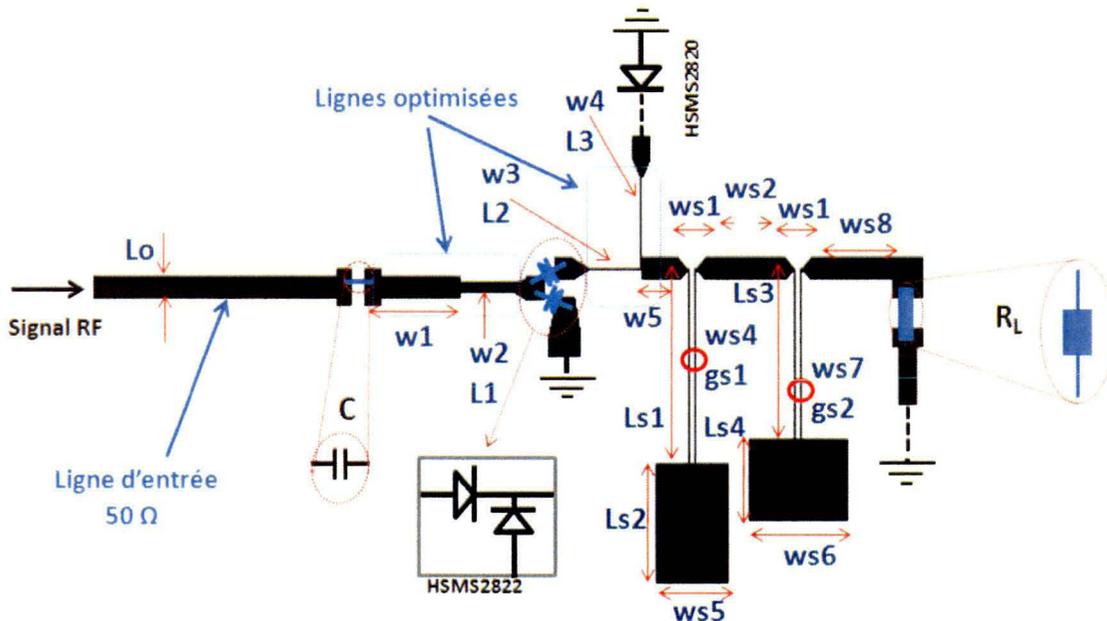


Figure 67 : Rectificateur à trois diodes mises dans des boitiers distincts

4.3.1 Réalisation du circuit 3

Le schéma ADS du circuit 3 montré dans la figure 67 est illustré à l'annexe II.4. La diode HSMS2820 représente la troisième diode insérée. Le signal est injecté à l'entrée du circuit via une ligne de 50Ω d'une longueur de 17 mm ; alors que la résistance R_L compose la charge. Le filtre coupe-bande de sortie est le même utilisé pour concevoir le circuit 1 (voir annexe I.4). Le tableau 6 montre les dimensions du circuit. Le spectre des signaux à l'entrée et à la sortie du circuit, obtenu par simulation, est affiché dans la figure 68, pour une puissance incidente de 0 dBm et une résistance R_L de 200Ω , alors que la fréquence d'opération est de 2,45 GHz.

Tableau 6 : Dimensions des lignes du circuit 3

Paramètres	Lo	w1	w2	L1	w3	L2	w4	L3	w5	Ls1	Ls2
Valeurs (mm)	1,14	5,97	4,76	0,62	3,21	0,12	0,12	4,12	2,33	10,00	6,17
Paramètres	ws1	ws2	Ws4	gs1	ws5	Ls3	Ls4	ws6	ws7	gs2	ws8
Valeurs (mm)	1,60	5,00	0,10	0,30	4,55	8,73	4,24	6,18	0,10	0,30	5,00

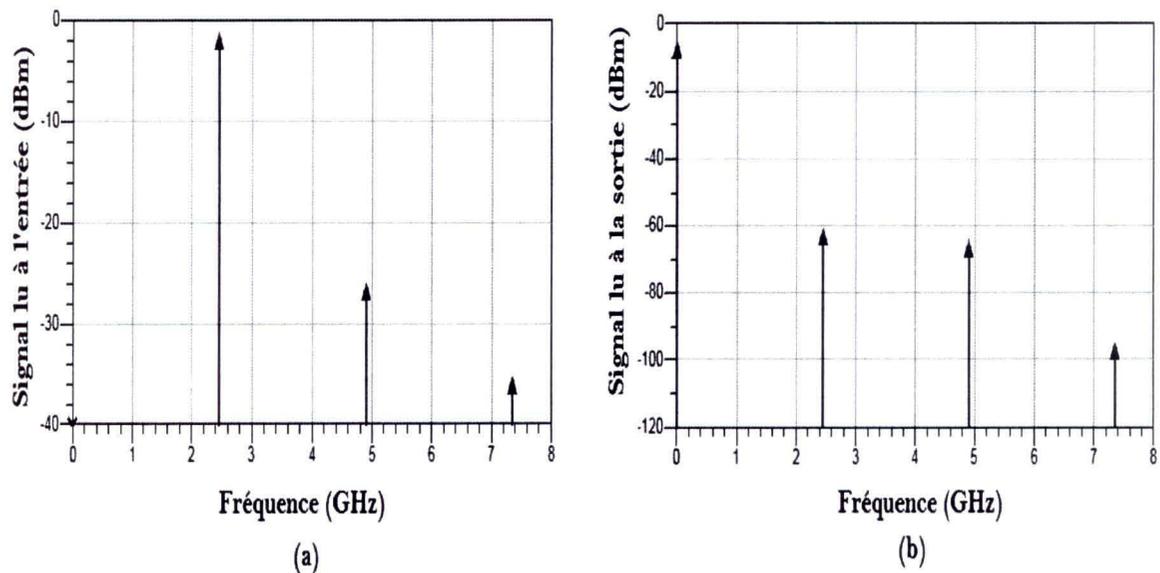


Figure 68 : Spectre simulé des signaux du circuit 3

4.3.2 Analyse des résultats de simulation

La figure 69 affiche les résultats de simulation en fonction de la charge pour une fréquence de 2,45 GHz et pour différents niveaux de la puissance incidente. Les résultats de simulation obtenus lors des phases d'élaboration de ce rectificateur sont encourageants, même si l'efficacité de conversion du circuit est en dessous de 60 % pour les puissances concernées. En effet, nous avons basé l'analyse sur un ensemble de fréquences de manière à comparer les performances du circuit pour chacune de ces fréquences suivant la puissance incidente. La figure 70 présente le coefficient de réflexion obtenu lors des simulations. Les fréquences comprises entre 2,55 GHz et 2,84 GHz sont celles qui offrent les meilleurs résultats de simulation. Pour les fréquences de cette bande, le circuit atteint son meilleur niveau d'adaptation par rapport à la source de 50 Ω , soit un coefficient de près de -13 dB.

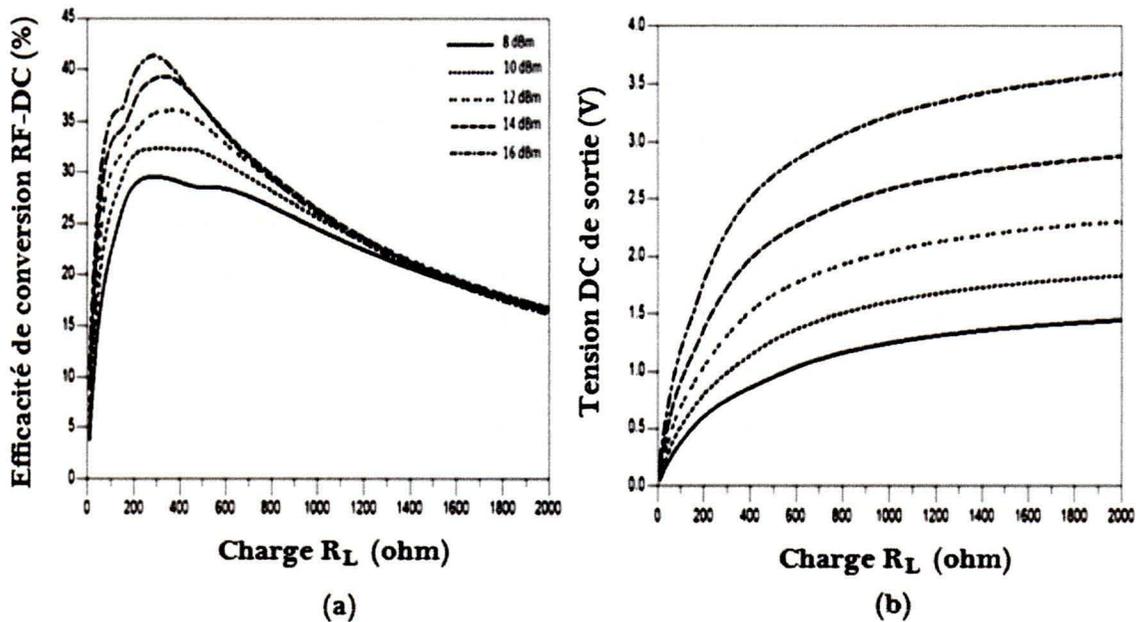


Figure 69 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 3 en fonction de la charge pour différents niveaux de la puissance incidente

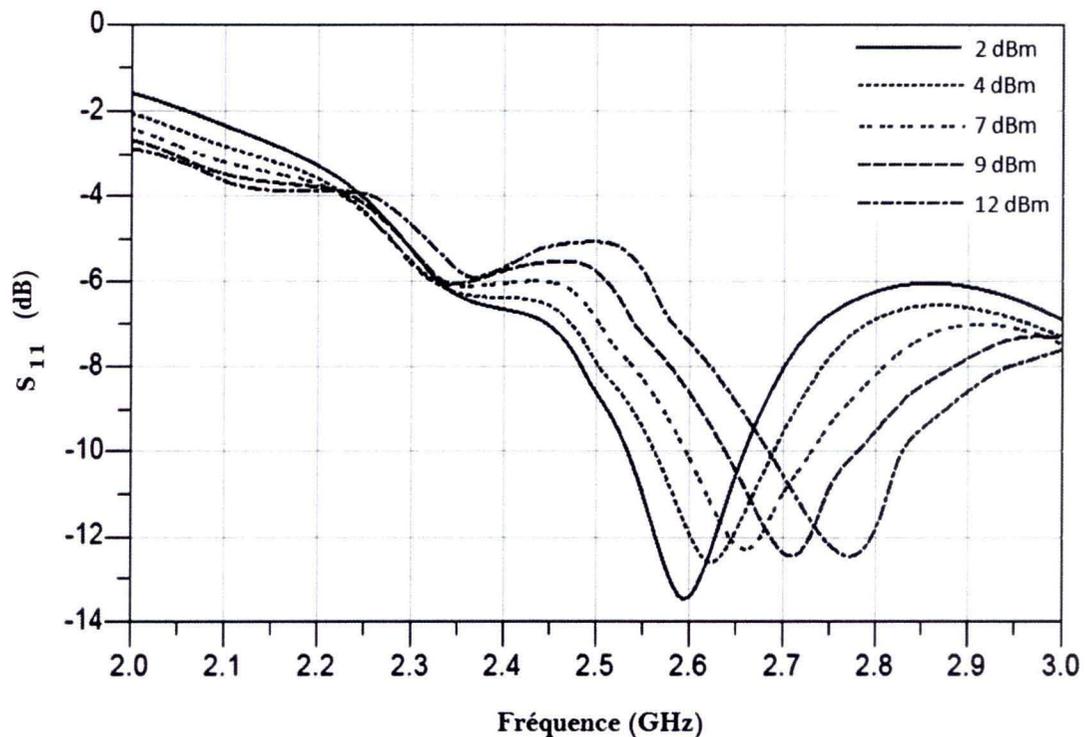


Figure 70 : Simulation du coefficient de réflexion du circuit 3 en fonction de la fréquence pour différents niveaux de la puissance incidente

4.3.3 Analyse des résultats d'expérimentation

La figure 71 affiche la courbe du coefficient de réflexion obtenue par mesure pour une charge de 200Ω . La gamme de fréquences pour laquelle S_{11} est en dessous de -10 dB est désormais située autour de 2,20 GHz et de 2,30 GHz, avec une amélioration constante de l'adaptation pour les fréquences supérieures à 2,50 GHz suivant l'évolution de la puissance incidente. Les résultats des mesures expérimentales, en fonction de la fréquence, sont présentés dans la figure 72 et la figure 73, pour différents niveaux de la puissance incidente. Les performances du circuit aux fréquences offrant une bonne adaptation sont en croissance, avec une efficacité de conversion atteignant 60 %. Puisque le coefficient de réflexion varie avec la puissance incidente et la fréquence, les performances varient en fonction du niveau d'adaptation induit. On peut dire que les bandes de fréquences autour de 2,10-2,30 GHz et 2,65- 2,95 GHz sont celles qui offrent les meilleures performances.

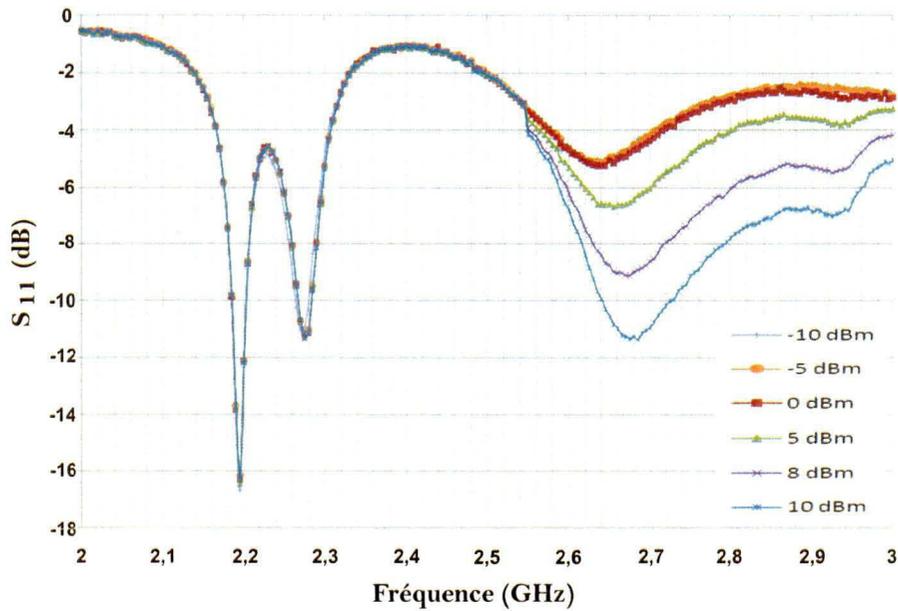


Figure 71 : Mesure du coefficient de réflexion en entrée du circuit 3 pour différents niveaux de la puissance incidente

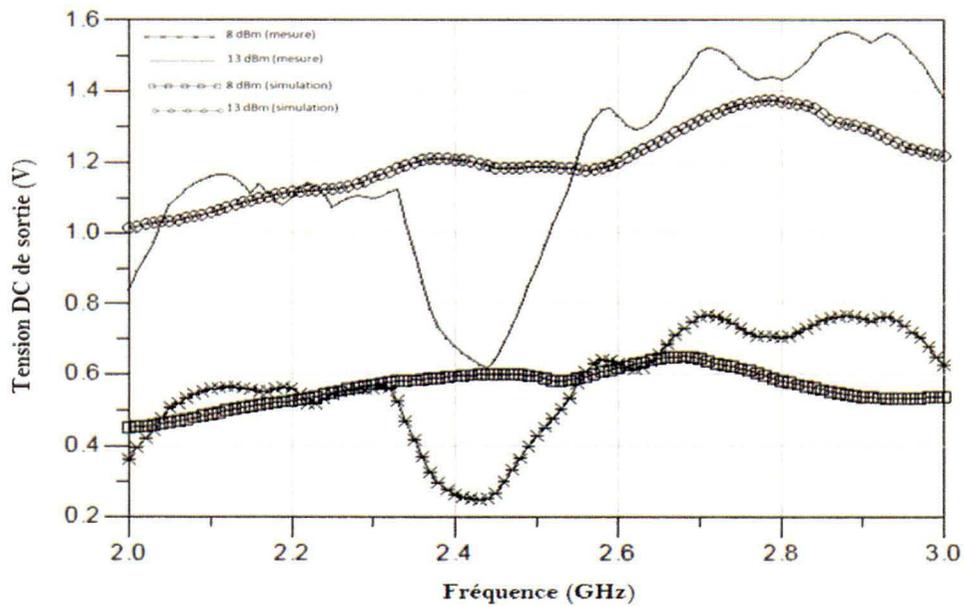


Figure 72 : Tension DC en sortie du circuit 3 en fonction de la fréquence lorsque la puissance incidente est de +8 dBm et de +13 dBm

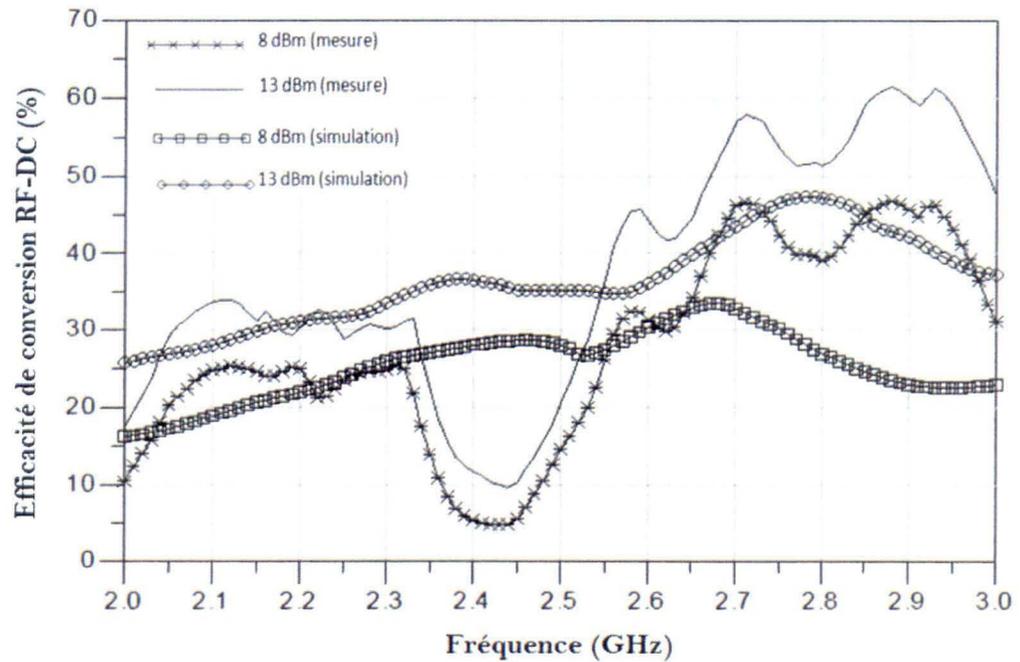


Figure 73 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 3 en fonction de la fréquence lorsque la puissance incidente est de +8 dBm et de +13 dBm

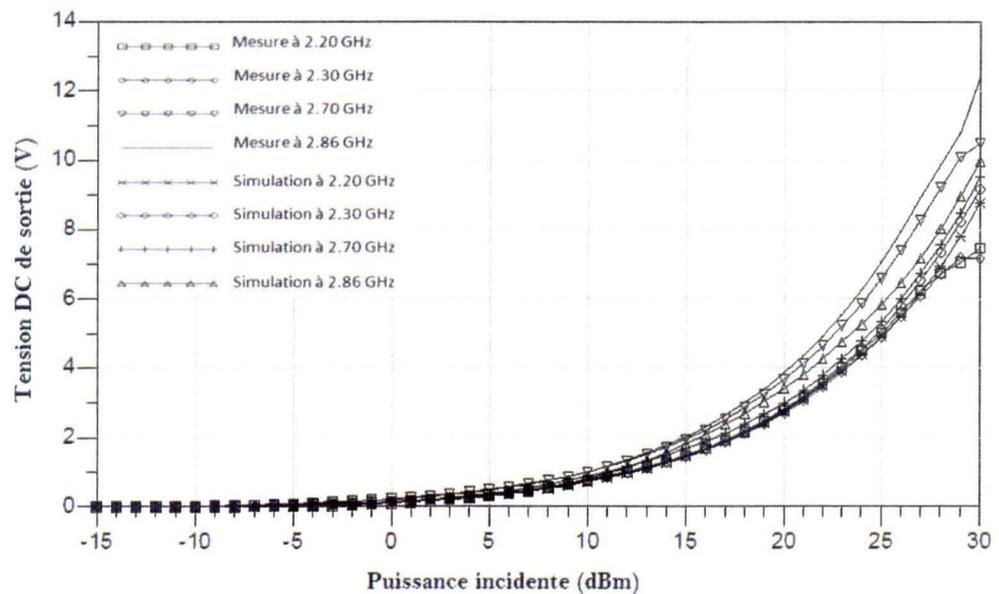


Figure 74 : Tension DC en sortie du circuit 3 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences

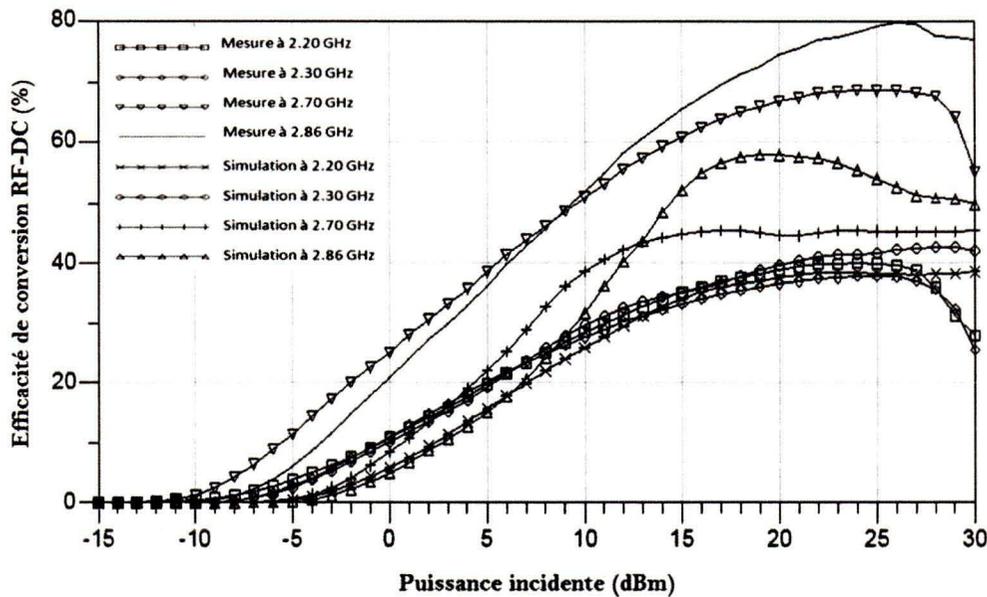


Figure 75 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 3 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences

La figure 74 et la figure 75 montrent l'évolution des performances du circuit en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences. En effet, les fréquences 2,86 GHz et 2,70 GHz présentent les meilleurs résultats. Par contre, les mesures surpassent les prévisions à ces fréquences et une efficacité maximum de 80 % est obtenue à 2,86 GHz. Un certain écart est constaté entre les mesures et les simulations relativement au coefficient de réflexion et aux performances. En dessous de 10 dBm injecté, la fréquence 2,70 GHz présente les meilleures performances lors des simulations et des mesures expérimentales. Aux puissances inférieures à 0 dBm, les performances simulées suivant les fréquences concernées sont proches. Le maximum d'efficacité est de 58 % à 2,86 GHz et 19 dBm.

4.4 CONCEPTION ET ANALYSE DU CIRCUIT 4

Nous procédons à l'analyse du circuit de rectification pour lequel les trois diodes de redressement sont implémentées dans le même boîtier. Nous avons choisi les diodes intégrées HSMS282P pour la réalisation de ce circuit. En sortie, le même filtre considéré pour le circuit 2 et le circuit 3 est inséré pour supprimer les harmoniques à la sortie du

montage (voir annexe I.4). Par ailleurs, les lignes d'interconnexion et les valeurs des composants du filtre sont optimisées de sorte à améliorer les performances du circuit.

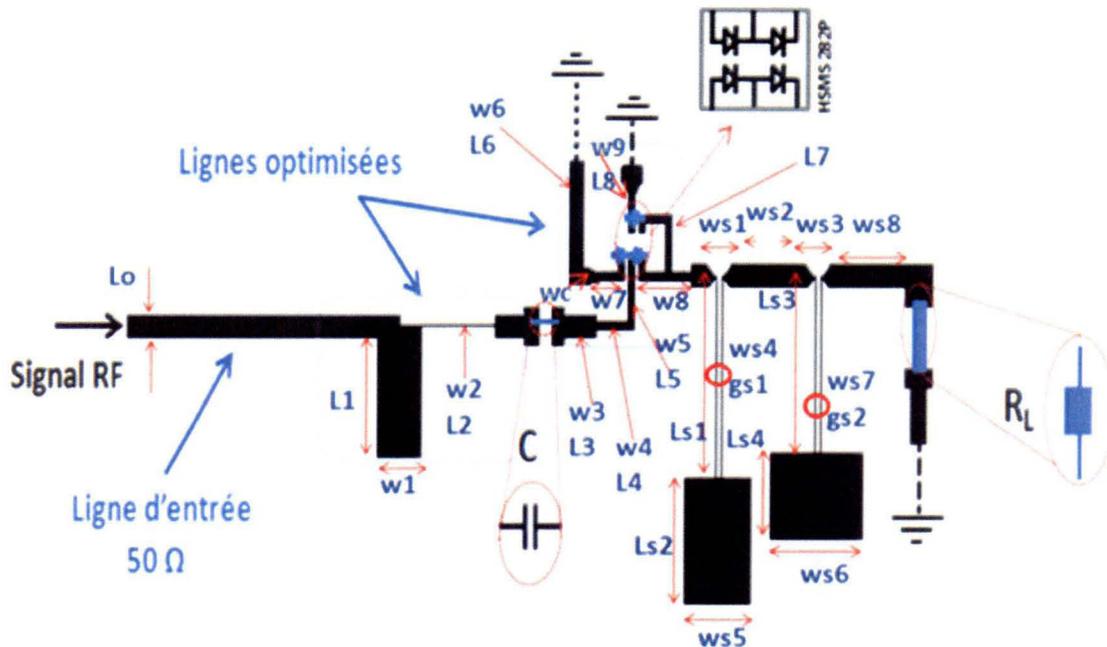


Figure 76 : Rectificateur à trois diodes insérées dans le même boîtier

4.4.1 Réalisation du circuit 4

La figure 76 montre le synoptique du circuit réalisé dont le schéma ADS est présenté à l'annexe II.5. Le condensateur de capacité C sert à empêcher le courant continu d'atteindre la source de signal. Les lignes sont mises à la masse au moyen de vias de liaison au plan de masse. Le tableau 7 présente les dimensions des lignes de transmission du circuit. La ligne d'entrée a une longueur de 17 mm. Le modèle des diodes HSMS282P est intégré dans ADS. Nous avons utilisé trois des quatre diodes pour réaliser ce circuit. La figure 77 présente le spectre des signaux captés sur la ligne d'entrée et la ligne de sortie du circuit lorsque la fréquence d'opération est 2,45 GHz et 2,63 GHz, pour une charge $R_L=200\ \Omega$ et une puissance injectée de 0 dBm. Le degré d'atténuation des harmoniques varie selon la fréquence considérée.

Tableau 7 : Dimensions des lignes du circuit 4

Paramètres	Lo	L1	w1	L2	w2	L3	w3	L4	w4	L5	w5
Valeurs (mm)	1,14	5,98	3,00	0,10	4,85	1,14	2,07	0,50	2,07	3,00	0,50
Paramètres	L6	w6	L7	w7	w8	L8	w9	wc	ws1	Ls1	ws2
Valeurs (mm)	4,00	1,00	2,27	1,26	3,41	2,50	0,50	0,50	1,60	10,00	5,00
Paramètres	Ls2	ws3	Ls3	ws4	Ls4	gs1	ws5	ws6	ws7	gs2	ws8
Valeurs (mm)	6,17	1,60	8,73	0,10	4,24	0,30	4,55	6,18	0,10	0,30	5,00

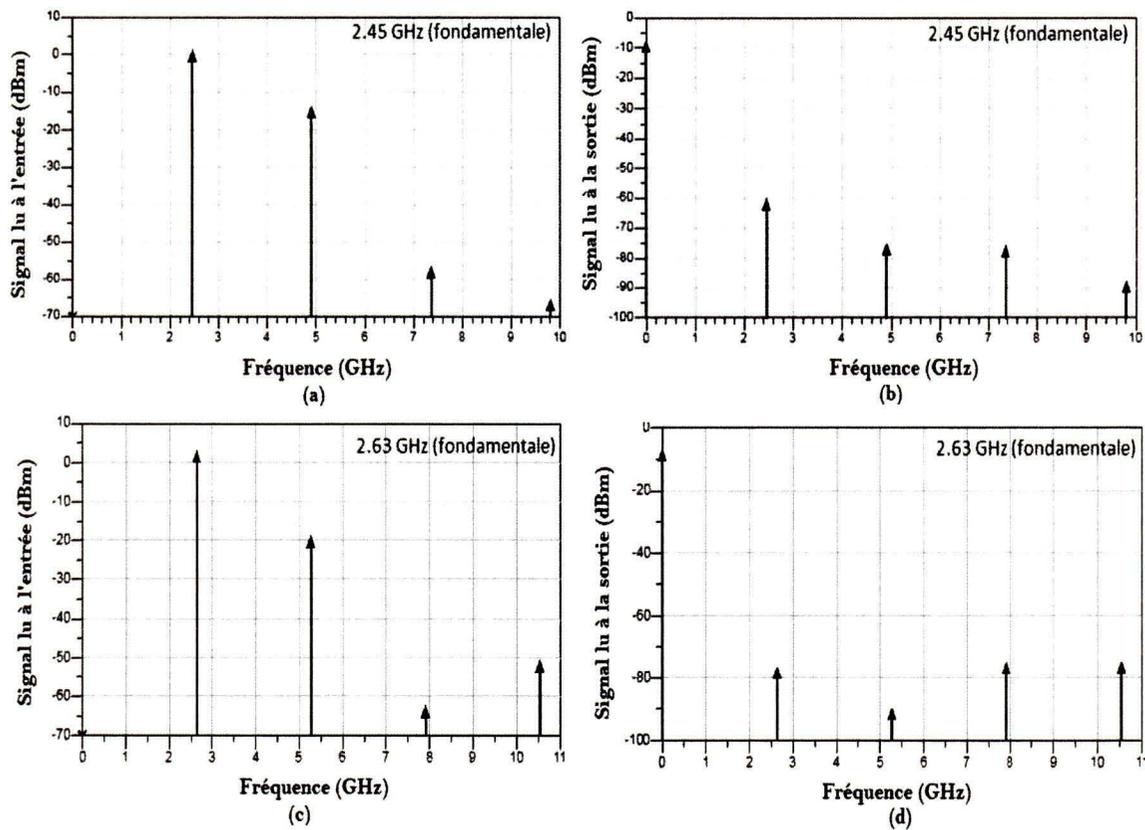


Figure 77 : Spectre simulé des signaux du circuit 4 aux fréquences 2,45 GHz et 2,63 GHz

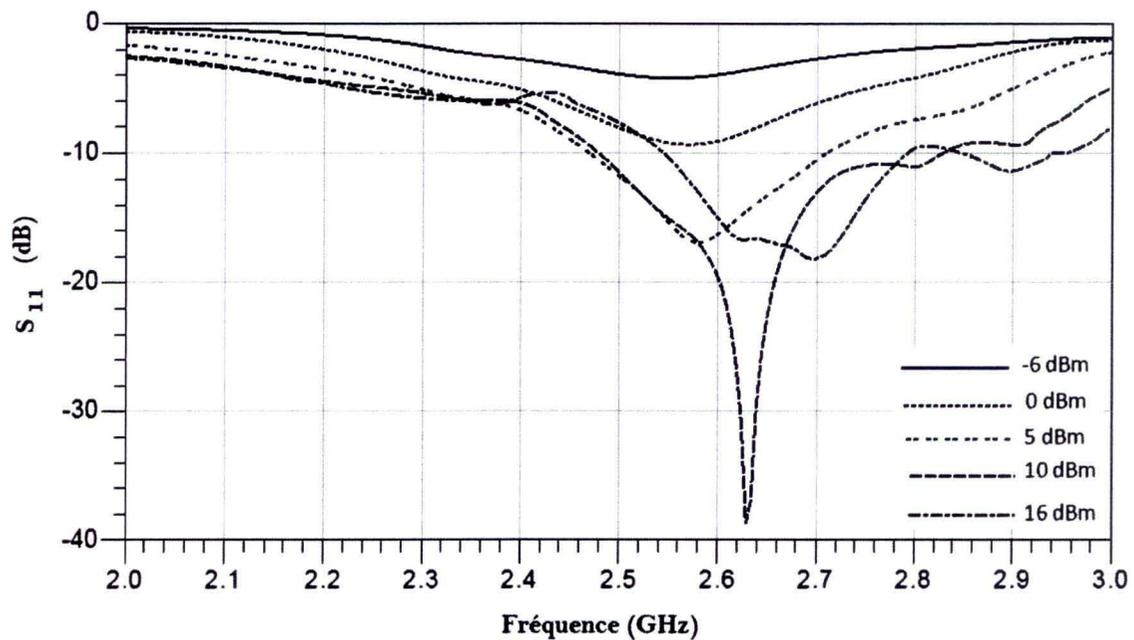


Figure 78 : Simulation du coefficient de réflexion du circuit 4 en fonction de la fréquence pour différents niveaux de la puissance incidente

4.4.2 Analyse des résultats de simulation

La variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence est illustrée dans la figure 78, pour différents niveaux de la puissance incidente. Pour les puissances incidentes supérieures ou égales à 0 dBm, ce coefficient est inférieur à -15 dB pour la gamme de fréquences comprises entre 2,5 GHz et 2,8 GHz.

La figure 79 montre l'évolution des performances du circuit suivant la charge, pour des puissances injectées de 5 dBm, 10 dBm et 15 dBm aux fréquences d'opération 2,45 GHz et 2,63 GHz. Le constat est tel que chacune des fréquences procure des performances différentes. À la fréquence 2,63 GHz, les performances s'améliorent suivant la puissance injectée. Suite à l'analyse du circuit faite par simulation, nous remarquons déjà que les fréquences comprises entre 2,5 GHz et 2,8 GHz offrent les meilleures performances selon le coefficient de réflexion atteint. Nous allons maintenant procéder à la comparaison des résultats de mesure par rapport aux simulations.

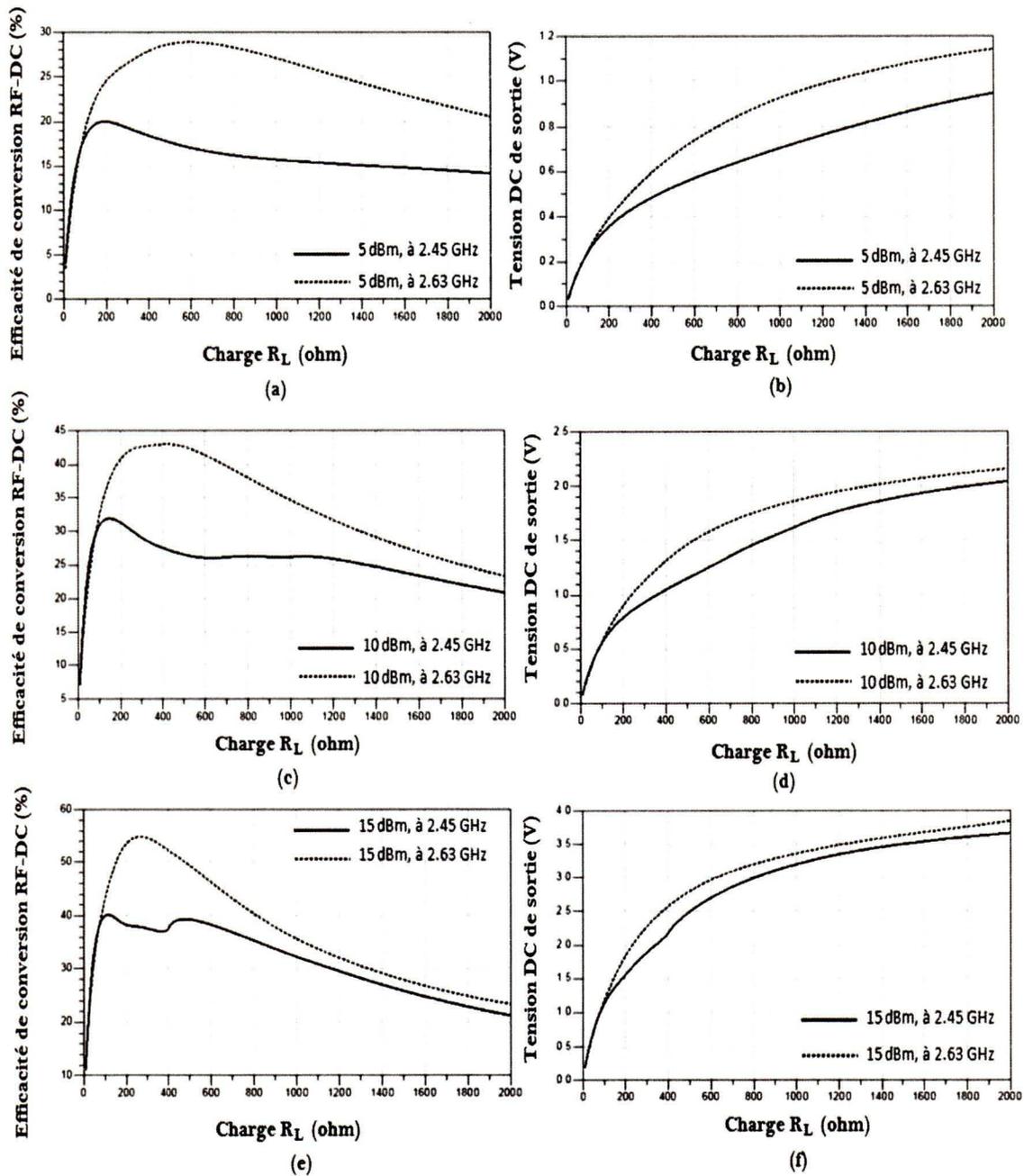


Figure 79 : Simulation de l'efficacité de conversion RF-DC et de la tension DC en sortie du circuit 4 en fonction de la charge pour différents niveaux de la puissance incidente aux fréquences 2,45 GHz et 2,63 GHz

4.4.3 Résultats des mesures expérimentales

Le coefficient de réflexion obtenu lors des mesures expérimentales est mis en évidence dans la figure 80. Ainsi, les niveaux de la puissance incidente pris en compte sont les suivantes : -10 dBm, -5 dBm, 0 dBm, 5 dBm et 10 dBm. Pour ces valeurs, le coefficient de réflexion présente des sommums aux fréquences inférieures à 2,10 GHz. Nous allons comparer les résultats de simulation par rapport aux mesures en variant la fréquence pour une puissance incidente de 10 dBm. La figure 81 et la figure 82 montrent les résultats obtenus. Le maximum de performances est atteint à la fréquence 2,61 GHz dans les deux cas. Dans le paragraphe suivant, nous allons évaluer les performances du circuit en fonction des fréquences 2,04 GHz, 2,45 GHz et 2,61 GHz. Ceci permettra de dresser un portrait global de la complexité liée à la variation des performances du circuit suivant la puissance incidente, la fréquence et le niveau d'adaptation atteint.

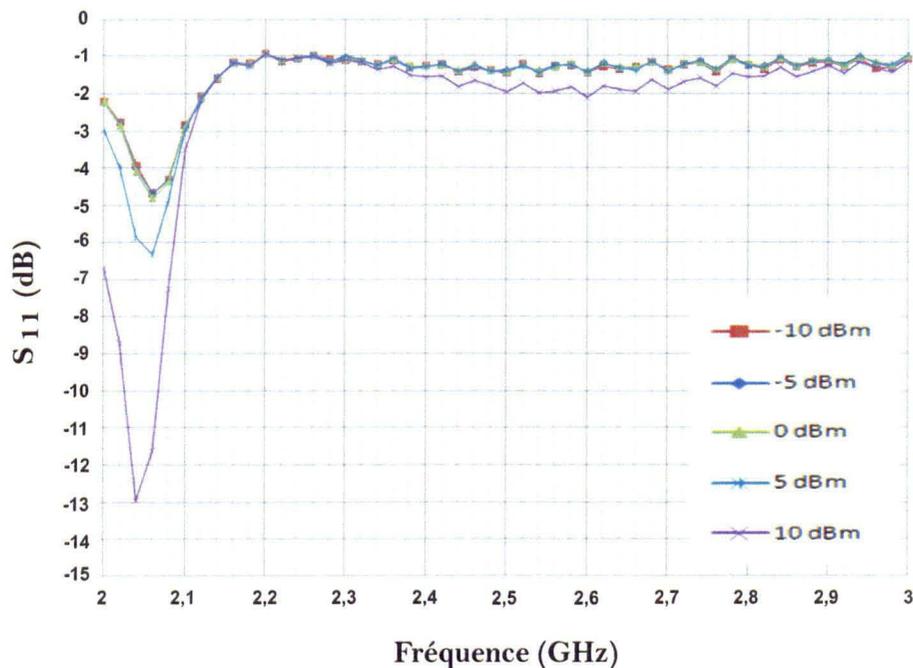


Figure 80 : Mesure du coefficient de réflexion du circuit 4 en fonction de la fréquence pour différents niveaux de la puissance incidente

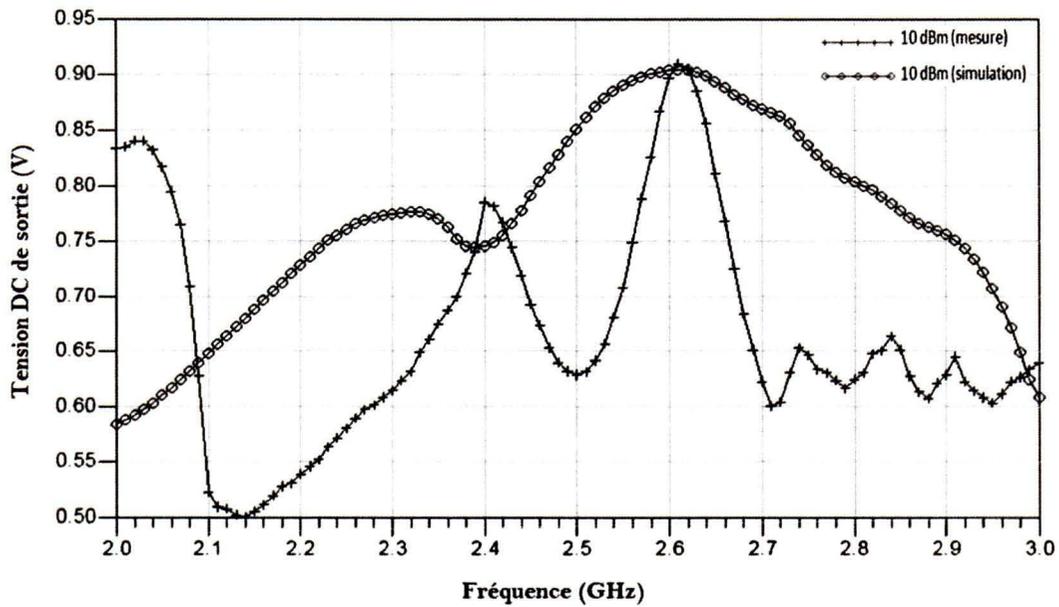


Figure 81 : Tension DC en sortie du circuit 4 en fonction de la fréquence pour une puissance incidente de +10 dBm

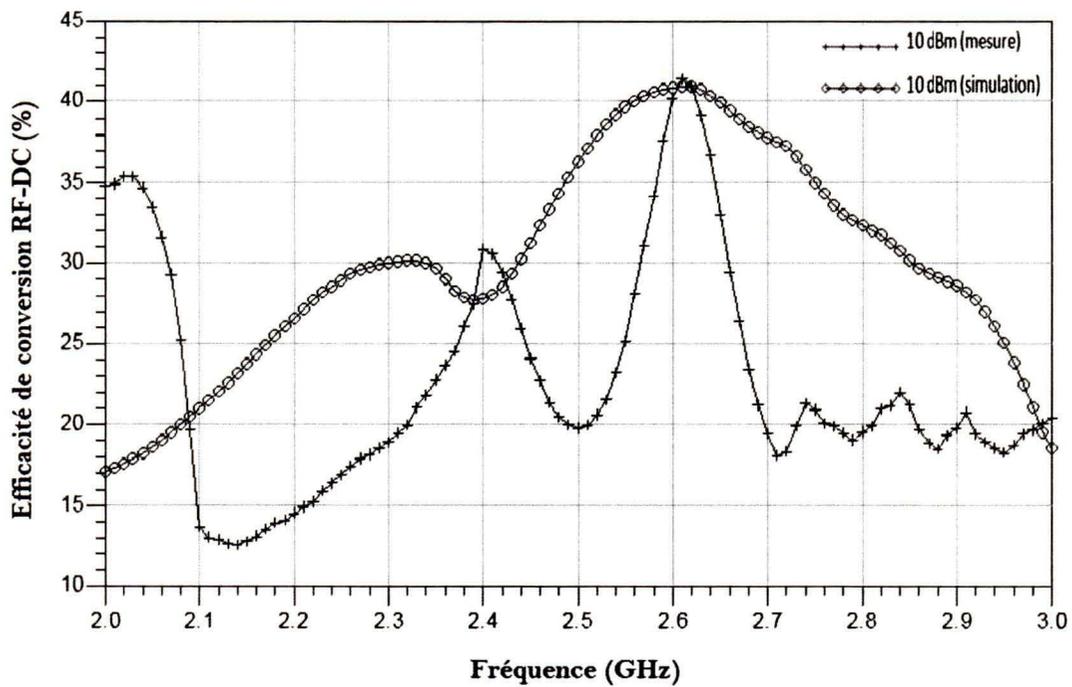


Figure 82 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 4 en fonction de la fréquence pour une puissance incidente de +10 dBm

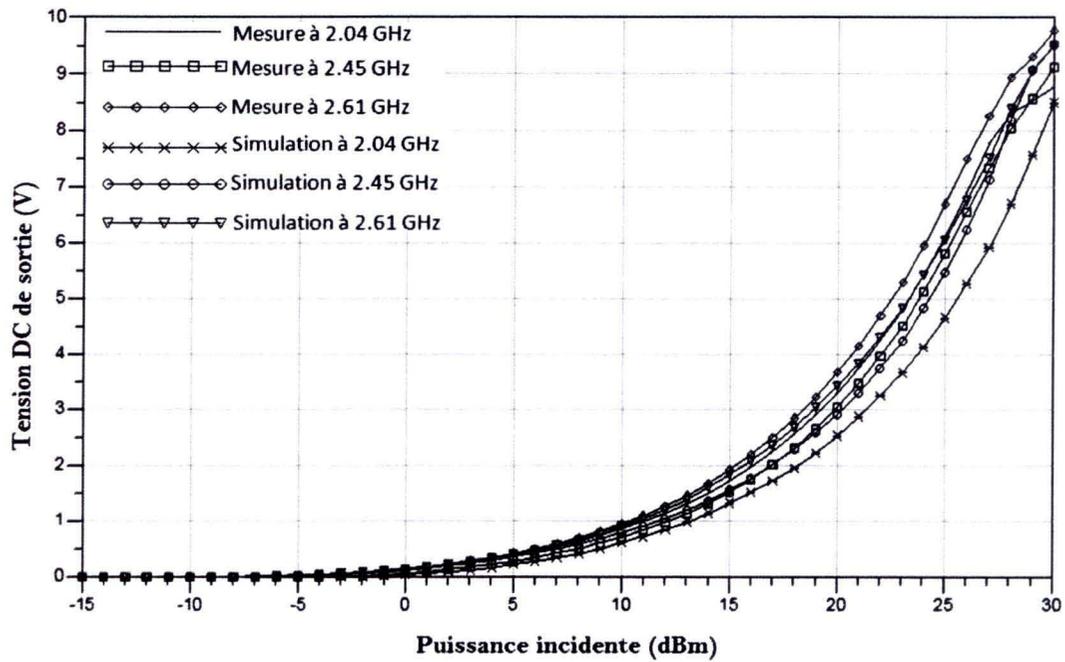


Figure 83 : Tension DC en sortie du circuit 4 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences

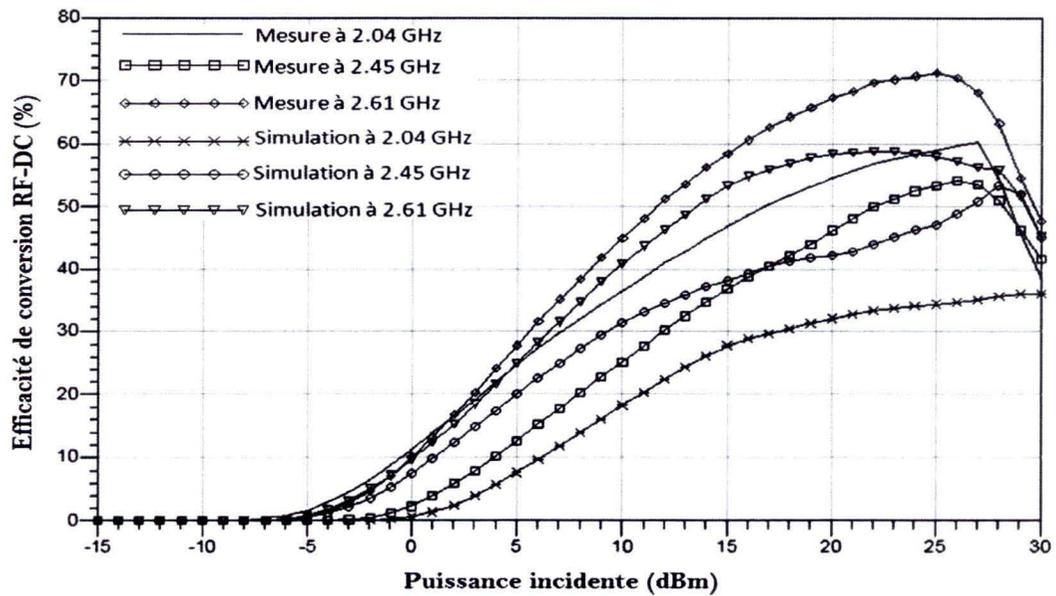


Figure 84 : Efficacité de conversion RF-DC du circuit 4 en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences

La figure 83 et la figure 84 montrent les résultats de l'évaluation des performances du circuit en fonction de la puissance incidente. Il apparaît nettement que la fréquence 2,61 GHz procure les meilleures performances. À cette fréquence d'opération, l'efficacité de conversion RF-DC atteint une valeur de 71 % suite aux mesures expérimentales et une valeur de 59 % lors des simulations. Jusqu'à 10 dBm, les performances simulées et mesurées ne présentent pas d'écart majeur sauf pour la fréquence 2,04 GHz. Par exemple, la valeur de la tension DC est de 1,12 V lors des simulations et de 0,94 V lors des mesures, à la fréquence 2,61 GHz et pour une puissance incidente de 10 dBm. Également, l'efficacité de conversion RF-DC est de 18 % pour les simulations et de 13 % pour les mesures, à la fréquence 2,45 GHz et une puissance injectée de 5 dBm.

4.5 CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons proposé une approche utilisant trois diodes de redressement dans le circuit rectificateur. Dans un premier temps, l'initiative s'est avérée salubre, dans la mesure où le montage à trois diodes améliore l'efficacité du processus de conversion du signal RF en signal continu, par rapport à un montage à deux diodes. Par la suite, deux circuits de rectification ont été conçus en intégrant les trois diodes de redressement. Le circuit 3 a montré des résultats encourageants. D'abord, les mesures ont affiché une efficacité de conversion supérieure à 60 %, avec un maximum de 80 % à 2,86 GHz, alors que la puissance incidente est de 26 dBm. À cette fréquence, les simulations pour ce circuit indiquent un maximum de 58 % pour une puissance injectée de 19 dBm. Pour le circuit 4, cette efficacité atteint un maximum de 71 % pour les mesures à 2,61 GHz et une puissance injectée de 25 dBm. De même, l'efficacité de conversion mesurée à 2,04 GHz atteint également 60 % à 27 dBm. Également, les simulations à 2,61 GHz ont montré un optimum de 58 % pour une puissance incidente de 22 dBm. Toutefois, la prédiction a fait défaut. En effet, les simulations ne correspondent pas exactement aux mesures, particulièrement aux puissances incidentes supérieures à 15 dBm. Nous estimons que d'autres développements sont encore nécessaires pour complètement exploiter le montage proposé à trois diodes pour la conception des rectificateurs.

CHAPITRE 5

MISE EN ŒUVRE D'UNE TRANSMISSION D'ÉNERGIE SANS FIL PAR FAISCEAUX MICRO-ONDES

5.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons initialement un récapitulatif des travaux effectués sur les circuits rectificateurs dans les chapitres 3 et 4. Ensuite, les bancs de mesure déployés pour les tests expérimentaux sont montrés. Tandis que la description des antennes utilisées permet de se familiariser concrètement avec le concept de la rectenna. Une transmission de l'énergie à distance par faisceaux micro-ondes est ensuite testée à des fins de démonstration. L'analyse des résultats des tests vient conclure l'ensemble du travail de ce mémoire.

Ce chapitre vise à témoigner des prouesses de la technologie de transmission de puissance sans fil par faisceaux micro-ondes, et à mettre en valeur notre démarche permettant d'insérer n'importe quelle antenne de 50Ω opérant dans les fréquences visées de la bande S, par la mise en œuvre des essais en laboratoire de la MPT à la fréquence 2,45 GHz. Ainsi, nous n'éluciderons pas dans les détails la rectenna constituée pour demeurer dans le cadre des objectifs de notre mémoire de maîtrise, à savoir la conception et l'optimisation des circuits de rectification.

5.2 RECAPITULATIF DES TRAVAUX SUR LES RECTIFICATEURS

Au cours des chapitres précédents, nous avons conçu et réalisé les différents circuits de rectification et affiché les résultats obtenus lors des simulations et des mesures pratiques. Deux méthodes sont exploitées : l'utilisation des filtres à base de résonateurs et l'insertion d'un montage redresseur à trois diodes. Ces deux méthodes sont exploitées pour concevoir les circuits de rectification. Tous les circuits intègrent un filtre coupe-bande de sortie à base

de résonateurs pour filtrer les harmoniques en direction de la charge. Cependant, le circuit 1 et le circuit 2, illustrés dans le chapitre 3, utilisent un filtre d'entrée à base de résonateurs et un montage redresseur à une diode en parallèle. Comme mentionné dans la section 2.5 du chapitre 2, le filtrage d'entrée permet d'empêcher la réflexion des harmoniques vers la source ou l'antenne et d'éviter des pertes en énergie. Pour le circuit 1, le filtre d'entrée est un filtre passe-bande. Concernant le circuit 2, le filtre d'entrée est un filtre coupe-bande. En outre, nous avons exploré un montage redresseur à trois diodes dans le chapitre 4. Cela a permis de concevoir les rectificateurs du circuit 3 et du circuit 4. Dans ce cas, aucun filtre d'entrée n'est utilisé, car l'introduction d'une troisième diode dans le montage doubleur classique entraîne un affaiblissement des harmoniques en entrée. Nous avons alors réalisé les deux circuits du chapitre 4 : d'une part en séparant les diodes du montage doubleur d'avec la troisième diode, et d'autre part en intégrant les trois diodes dans le même boîtier. Les résultats obtenus lors des mesures expérimentales, à la fréquence ayant procuré la plus haute efficacité, sont repris dans la figure 85 pour l'ensemble des circuits réalisés. Les trois derniers circuits montrent une efficacité de conversion supérieure à 60 % aux puissances incidentes dépassant 13 dBm.

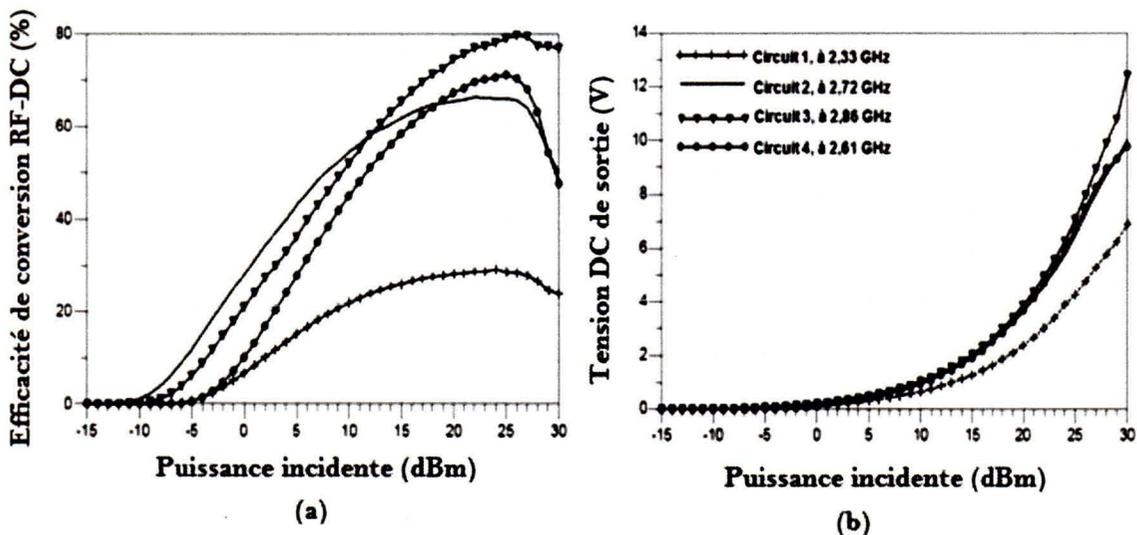


Figure 85 : Récapitulatif des résultats mesurés des quatre circuits réalisés en fonction de la puissance incidente pour différentes fréquences d'opération

Ainsi, les circuits sont évalués en fonction des fréquences de la bande 2-3 GHz offrant une adaptation adéquate, pour les puissances incidentes allant de -15 dBm à 30 dBm. La charge utilisée lors des mesures est de 200Ω . Le récapitulatif des résultats issus des mesures expérimentales pour chacun des circuits est présenté comme suit :

- Dans le cas du circuit 1 à base du filtre passe-bande en entrée, les performances aux fréquences 2,33 GHz et 2,55 GHz sont supérieures à celles aux autres fréquences de la gamme 2-3 GHz. Les résultats affichent une efficacité de conversion RF-DC maximum de 29 % pour une puissance incidente de 24 dBm à 2,55 GHz. La tension DC récupérée à la sortie du circuit est de 0,11 V pour une fréquence d'opération de 2,33 GHz et 0 dBm de puissance incidente, alors qu'elle est de 1,28 V à 15 dBm.
- Pour le circuit 2 à base du filtre coupe-bande en entrée, l'efficacité de conversion RF-DC est supérieure à 60 % pour les puissances incidentes comprises entre 14 dBm et 28 dBm à 2,72 GHz, pour un maximum de 66 % à 22 dBm. La tension DC mesurée à la sortie du circuit est de 0,18 V et de 1,29 V à 2,45 GHz, respectivement pour les puissances incidentes 0 dBm et 15 dBm.
- Les performances du circuit 3 à trois diodes mises dans des boîtiers distincts sont telles que l'efficacité de conversion RF-DC dépasse 60 % à la fréquence d'opération 2,86 GHz lorsque la puissance incidente est supérieure à 13 dBm, pour un maximum de 80 % à 26 dBm. À cette même fréquence, la tension DC récupérée au niveau de la charge est de 0,20 V pour une puissance incidente de 0 dBm. À la fréquence 2,70 GHz, cette tension DC est de 1,96 V pour une puissance incidente de 15 dBm.
- Concernant le circuit 4 à trois diodes mises dans le même boîtier, la fréquence 2,61 GHz offre la meilleure efficacité de conversion (supérieure à 60 %) pour les puissances incidentes dépassant 16 dBm. Le maximum de

71 % est atteint à 25 dBm de puissance injectée. À cette fréquence, on a une tension DC mesurée de 1,92 V au niveau de la charge, pour une puissance incidente de 15 dBm.

Le tableau 8 dresse un comparatif entre les résultats d'expérimentation obtenus dans ce mémoire et ceux rapportés dans la littérature dont le thème principal porte sur la conception et l'optimisation du circuit de rectification. Ainsi, les résultats du circuit 3, montrant pour nos travaux l'efficacité de conversion RF-DC maximum de 80 % à 2,86 GHz, sont retenus pour la comparaison. Par rapport aux autres recherches, il apparaît que nos travaux offrent des résultats similaires, voir meilleurs dans certains cas. Globalement, l'efficacité de conversion RF-DC obtenue par les autres recherches et nos propres travaux admet un maximum de 80 %. Nous pouvons donc affirmer qu'à l'exception du circuit 1, les trois autres circuits conçus dans ce mémoire offrent de bonnes performances selon la tendance des recherches.

Tableau 8 : Illustration des résultats par rapport à d'autres travaux de recherche

Travaux	Circuit 3	Riviere <i>et al.</i> (2009)	Douyere <i>et al.</i> (2008, a)	Gao <i>et al.</i> (2010)	He <i>et al.</i> (2009)	Takhedmit <i>et al.</i> (2011)
Efficacité maximum	80 %	72 %	79,3 %	68,4 %	60 %	83 %
Charge	200 Ω	453 Ω	300 Ω	298 Ω	2000 Ω	1050 Ω
Fréquence	2,86 GHz	2,45 GHz	2,45 GHz	5,86 GHz	5,8 GHz	2,45 GHz
Puissance injectée	26 dBm	13 dBm	15 dBm	20,1 dBm	20 dBm	14 dBm

De manière générale, les performances des circuits réalisés rencontrent les objectifs fixés dans la section 2.7, à savoir un niveau d'adaptation adéquat aux fréquences de la bande 2-3 GHz et une efficacité de conversion supérieure à 60 %. À 2,45 GHz, le circuit 2

présente les meilleures performances dans l'ensemble aux puissances inférieures à 10 dBm. Pour cette raison, il sera employé pour les tests expérimentaux de la MPT en laboratoire.

5.3 BANCS DE MESURE POUR LES TESTS DE LA MPT

Nous présentons les bancs de mesure mis en œuvre pour tester une MPT en laboratoire. Deux types de banc de mesure sont montés pour une transmission point à point à l'aide d'une antenne directive à l'émission (Chen *et al.*, 2008). D'abord, le banc de mesure de la figure 86 permet de caractériser l'antenne de réception à annexer au circuit de rectification. Dans ce sens, nous pouvons évaluer la puissance captée P_{in_mesure} par cette antenne à différentes distances entre celle-ci et l'antenne d'émission. Le banc de mesure de la figure 87 est quant à lui utilisé pour effectuer une MPT point à point à l'intérieur du laboratoire de télécommunications. De ce fait, ce banc de mesure permet de relever expérimentalement la tension DC (V_{DC}) au niveau de la charge, soit à la sortie de la rectenna constituée. L'émetteur est constitué de la source 83752A pour la génération de signaux micro-ondes, d'un atténuateur à 10 dB pour abaisser le niveau de la puissance générée, de l'amplificateur ZHL4240W d'un gain minimum de 40 dB. Également, l'antenne d'émission est une antenne Yagi directionnelle ANT-2.4-YG12-N ayant un gain de 12 dBi à la fréquence 2,45 GHz (voir annexe III.2). Un alignement est nécessaire entre les deux antennes pour maximiser la puissance captée à la réception.

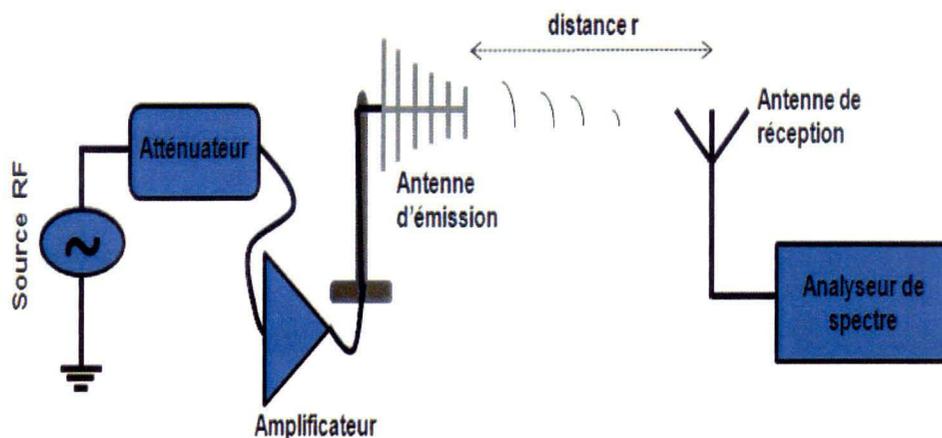


Figure 86 : Banc de mesure pour la caractérisation de l'antenne

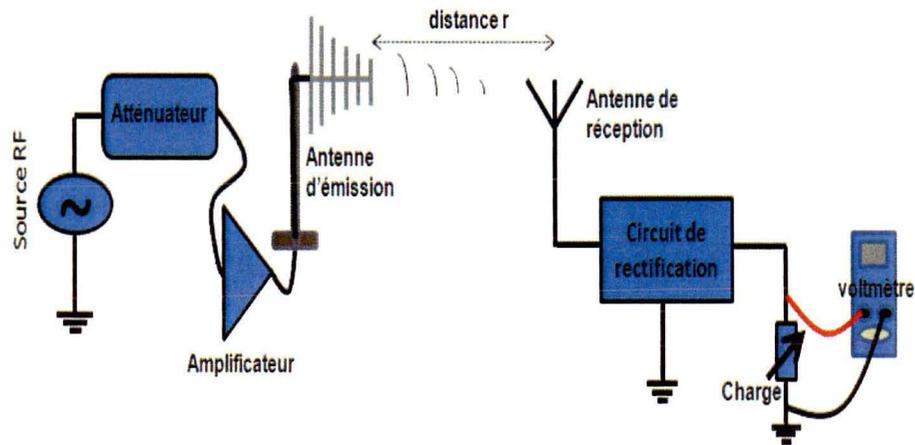


Figure 87 : Banc de mesure pour la réalisation d'une MPT

Dans les sections suivantes, les tests en laboratoire vont permettre de déduire et de comparer la tension DC à la sortie du circuit 2, suite aux expérimentations effectuées dans le chapitre 3, par rapport à la puissance reçue calculée à l'aide de l'équation de Friis et à la puissance captée par l'antenne selon le banc de test de la figure 86.



Figure 88 : Photo de l'antenne de réception

5.4 ANTENNE DE RECEPTION

Pour accomplir les tests de la MPT, une antenne externe de réception est annexée au circuit rectificateur. Dans notre cas, l'antenne dipôle ANT-DB1-RAF-RPS-ND, fabriquée par Linx Technologies, est considérée (voir figure 88). Son gain moyen est de 0,6 dBi à 2,45 GHz (voir annexe III.3). Le coefficient de réflexion pour cette antenne, mesuré à l'aide

de l'analyseur de réseau, est affiché dans la figure 89. L'impédance d'entrée est de 50Ω . La figure 90 montre la courbe de l'estimation faite par calcul de la puissance captée P_{in_calcul} par l'antenne de réception en fonction de la distance, selon l'équation de Friis (voir équation 2.3). Une puissance P_t de 24 dBm est injectée à l'entrée de l'antenne d'émission, pour une EIRP de 36 dBm, en négligeant les pertes dans le câblage.

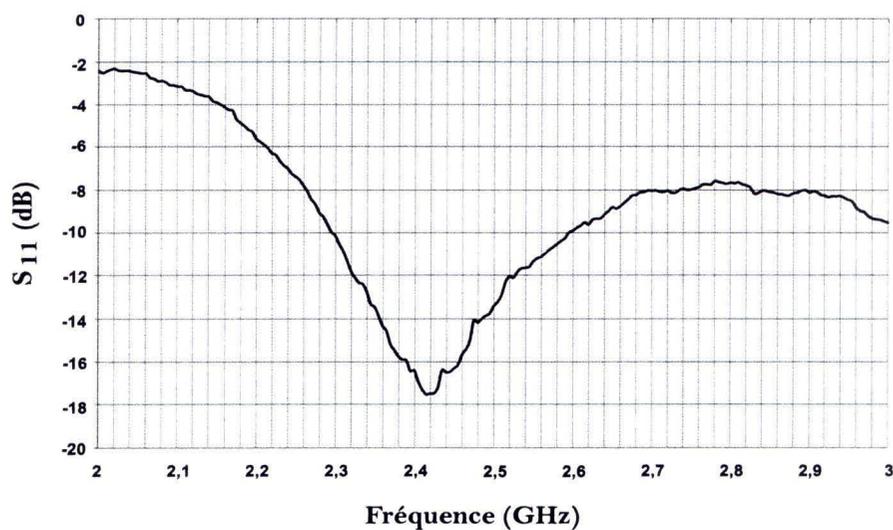


Figure 89 : Coefficient de réflexion mesuré pour l'antenne de réception

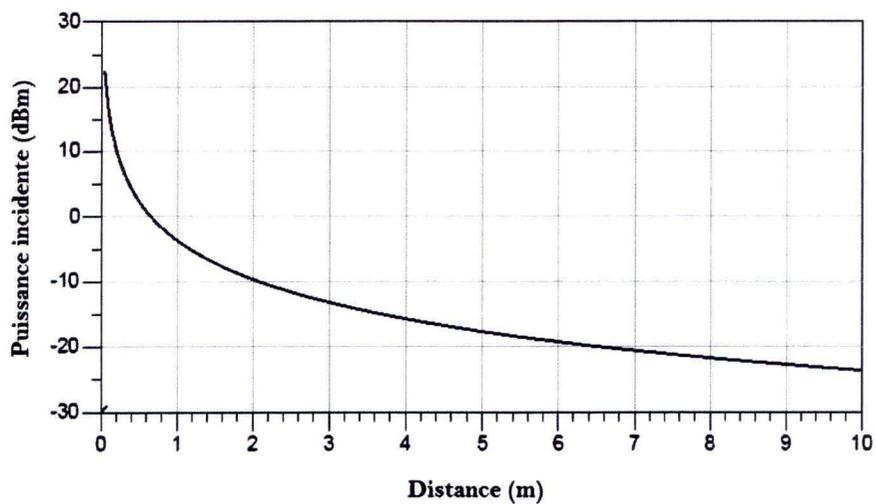


Figure 90 : Estimation de la puissance incidente P_{in_calcul} par calcul de l'équation de Friis

Tableau 9 : Mesure et déduction de la puissance captée par l'antenne de réception et du rendement de la transmission en fonction de la distance

Distance r (m)	0,15	0,30	0,50	1
Puissance mesurée P_{in_mesure} (dBm) par la caractérisation de l'antenne	8	4	1	-4
Rendement mesuré de la transmission (%) = P_{in_mesure}/P_t	2,5	1	0,5	0,1
Puissance estimée P_{in_calcul} (dBm) par calcul de l'équation de Friis	12,6	6,6	2,2	-3,7
Rendement estimé de la transmission (%) = P_{in_calcul}/P_t	6,8	1,8	0,6	0,2

Le tableau 9 illustre les performances de la transmission de l'onde RF entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception suivant différentes valeurs de la distance r . Ce tableau dresse un comparatif entre les valeurs de la puissance incidente obtenues par calcul de l'équation de Friis P_{in_calcul} et celles mesurées en laboratoire P_{in_mesure} suivant le banc de mesure de la figure 86. Une puissance P_t de 24 dBm est injectée à l'entrée de l'antenne d'émission lors des expérimentations. Des pertes supplémentaires sont à prendre en compte dans le cas des mesures en laboratoire comme les pertes dans le câblage et les pertes d'alignement.

$$\eta_{transmission} = \frac{P_{in}}{P_t} \quad (\%) \quad (5.1)$$

Le rendement de la transmission ($\eta_{transmission}$) dans le tableau 9 est considéré comme le rapport de la puissance incidente P_{in} , de l'onde RF captée par l'antenne de réception, et de la puissance transmise P_t au niveau de l'émetteur, voir équation (5.1). Autant pour le cas des mesures expérimentales que celui de l'estimation par calcul de l'équation de Friis, le rendement de la transmission est inférieur à 10 % pour les distances considérées et demeure insuffisant pour une application de transmission sans fil comme la MPT.

5.5 ESSAI D'UNE MPT POINT A POINT EN LABORATOIRE

Cette partie présente les tests réalisés en laboratoire en annexant l'antenne de réception ANT-DB1-RAF-RPS-ND au rectificateur du circuit 2 pour constituer une

rectenna. La figure 91 montre la configuration d'une telle expérience en laboratoire. Le système de mesure est présenté dans la section précédente (voir figure 87). Les résultats en fonction de la distance sont affichés dans le tableau 10 pour une EIRP de 36 dBm et une charge de 200 Ω , soit une puissance $P_t = 24$ dBm. Dans le même tableau, ces résultats sont comparés aux valeurs anticipées de la tension DC, déduites des mesures affichées dans la figure 51 du chapitre 3 pour la fréquence d'opération 2,45 GHz en fonction des niveaux de la puissance incidente du tableau 9 estimés suivant l'équation de Friis (P_{in_calcul}) et la caractérisation de l'antenne de réception (P_{in_mesure}). Suite aux résultats des mesures, l'on est capable de récupérer une tension DC de 80 mV et de 0,53 V, respectivement à 1 m et 15 cm de distance.

$$\eta_{global} = \frac{P_{DC}}{P_t} \quad (\%) \quad (5.2)$$

Le rendement global de la MPT est présenté dans l'équation (5.2). Il définit le rapport entre la puissance DC P_{DC} rectifiée en sortie de la rectenna, soit au niveau de la charge, et la puissance transmise P_t par l'émetteur. En tenant compte de l'équation (2.4), l'on peut traduire ce rendement global suivant la puissance incidente P_{in} , captée par l'antenne de réception, et l'efficacité de conversion RF-DC ($\eta_{rectenna}$) du récepteur, voir équation (5.3). À partir de l'équation (5.1), le rendement global est déduit du rendement de la transmission ($\eta_{transmission}$) et du rendement de la rectenna représenté par l'efficacité de conversion RF-DC ($\eta_{rectenna}$).

$$\eta_{global} = \frac{\eta_{rectenna} \times P_{in}}{P_t} = \eta_{rectenna} \times \eta_{transmission} \quad (\%) \quad (5.3)$$

Selon l'équation (2.3), ce rendement global peut être exprimé en fonction de la distance lorsque la puissance transmise P_{in} est remplacée dans l'équation (5.3) par l'estimation déduite selon l'équation de Friis, comme le démontre l'équation (5.4).

$$\eta_{global} = \frac{\eta_{rectenna} G_t G_r \lambda^2}{(4\pi r)^2} \quad (\%) \quad (5.4)$$

Par conséquent, le rendement global de la MPT dépend des gains des antennes d'émission G_t et de réception G_r , des pertes de propagation en espace libre $[\lambda/(4\pi r)]^2$, soit de la longueur d'onde λ , de la distance r de la transmission, et de l'efficacité de conversion RF-DC ($\eta_{rectenna}$) du récepteur.

Dans le cadre des travaux de ce mémoire, le rendement global est généralement inférieur à 2 % pour les distances considérées, voir tableau 10. Dans le cas des mesures expérimentales de la MPT réalisée en laboratoire, ce rendement ne dépasse pas 1 % pour ces mêmes distances. Par exemple, le rendement global, suite aux tests en laboratoire de la MPT, atteint 0,55 % et 0,01 % respectivement à 15 cm et 1 m de distance. Dans le cas du rendement global déduit après caractérisation de l'antenne, des valeurs de 0,58 % et 0,01 % sont obtenues respectivement à 15 cm et 1 m. Ces résultats du rendement global montrés dans le tableau 10 sont plausibles en tenant compte, d'une part des résultats de l'efficacité de conversion RF-DC du circuit 2 (voir figure 52) utilisé lors des tests de la MPT, et d'autre part du rendement de la transmission inférieur à 3 % dans le cas des mesures expérimentales pour les distances concernées (voir tableau 9).

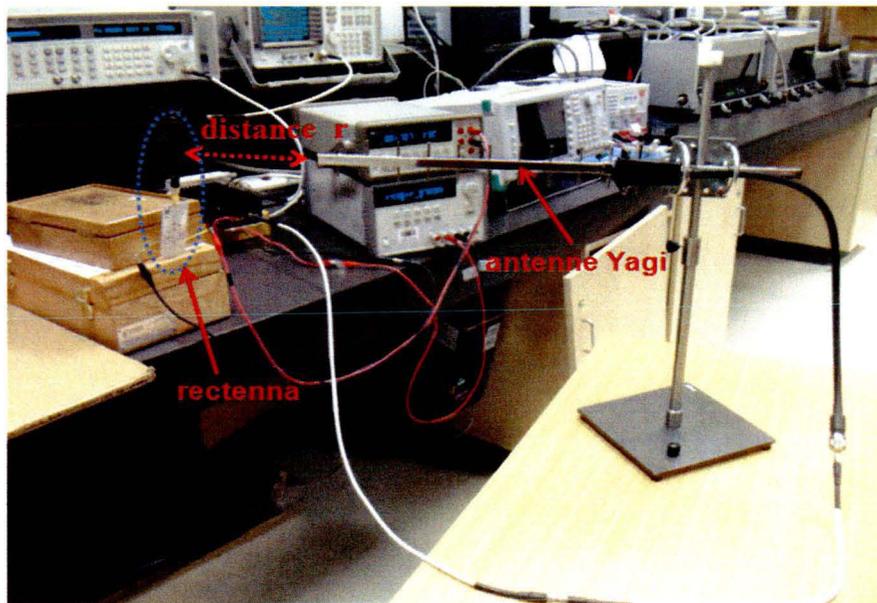


Figure 91 : Transmission d'énergie sans fil réalisée en laboratoire

Tableau 10 : Comparatif des grandeurs électriques DC mesurées et estimées et de la déduction faite du rendement global dans le cadre des tests de la MPT en laboratoire

Distance r (m)	0,15	0,30	0,50	1
Tension DC (V) mesurée à la sortie de la rectenna constituée	0,53	0,32	0,19	0,08
Courant DC (mA) mesuré à la sortie de la rectenna constituée	2,60	1,60	0,95	0,40
Puissance DC (mW) déduite pour la rectenna constituée	1,38	0,51	0,18	0,03
Rendement global (%) déduit pour la rectenna constituée	0,55	0,20	0,07	0,01
Tension DC (V) estimée suite à la caractérisation de l'antenne	0,54	0,32	0,21	0,09
Courant DC (mA) déduit après caractérisation de l'antenne	2,70	1,60	1,05	0,45
Puissance DC (mW) déduite après caractérisation de l'antenne	1,46	0,51	0,22	0,04
Rendement global (%) déduit après caractérisation de l'antenne	0,58	0,20	0,08	0,01
Tension DC (V) estimée suite au calcul de l'équation de Friis	0,96	0,45	0,24	0,10
Courant DC (mA) déduit après calcul de l'équation de Friis	4,80	2,25	1,20	0,50
Puissance DC (mW) déduite après calcul de l'équation de Friis	4,60	1,01	0,28	0,05
Rendement global (%) déduit après calcul de l'équation de Friis	1,84	0,40	0,11	0,02

5.6 CONCLUSION

Ce chapitre a permis de comparer les circuits réalisés dans ce mémoire. Le récapitulatif de ces travaux a montré que l'ensemble des circuits a procuré une efficacité de conversion de plus de 60 % suivant la puissance incidente. Également, la comparaison avec d'autres recherches prouve l'utilité de notre méthodologie de conception même si les simulations ne correspondent pas exactement aux mesures. En choisissant de connecter les éléments des circuits, conçus séparément, via des tronçons de lignes optimisés, nous sommes capables d'aboutir à des performances satisfaisantes vis-à-vis de nos propres objectifs et aussi par rapport à d'autres recherches. Cependant, d'autres investigations sont nécessaires pour identifier les causes précises de divergences entre les simulations et les expérimentations, particulièrement aux puissances supérieures à 10 dBm dans l'ensemble. À ce stade, seules la modélisation du plan de masse et l'implémentation des trous de

connexion à la masse nous paraissent être la principale cause de divergences aux puissances plus fortes. Dans le cas du circuit 1, il serait pertinent d'apporter des modifications pour améliorer ses performances. Afin de fournir des justificatifs sereins, d'autres investigations sont nécessaires.

Également, nous avons réalisé une MPT à l'intérieur du laboratoire de télécommunications. Pour effectuer une transmission point à point avec une antenne Yagi, un alignement parfait est nécessaire entre l'antenne d'émission et le récepteur afin de maximiser la puissance captée. D'autre part, la présence d'objets métalliques dans la pièce peut atténuer ou perturber le niveau du signal. Néanmoins, nous nous sommes assurés d'avoir l'élévation et l'alignement adéquat pour minimiser les pertes de transmission dues au milieu de propagation. Ainsi, les résultats des mesures concordent avec les attentes suite aux calculs de l'équation de Friis et de la caractérisation de l'antenne de réception, par déduction de la tension DC correspondante dans la figure 51 du chapitre 3. À 15 cm de distance, nous sommes capables de récupérer une tension DC de 0,53 V lors de l'expérience faite en laboratoire, alors que l'estimation faite à partir du calcul de l'équation de Friis permet de déduire une tension DC de 0,96 V, et celle effectuée suite à la caractérisation de l'antenne nous donne une prédiction de 0,54 V. En rappel, la puissance transmise à l'entrée de l'antenne d'émission est de 24 dBm, pour une EIRP de 36 dBm, et la charge R_L du circuit de rectification est de 200 Ω .

Ces résultats montrent bien que la rectenna réalisée peut être employée pour les applications nécessitant des puissances de l'ordre du mW. Puisque les circuits rectificateurs sont conçus pour fonctionner dans la bande S, ils peuvent alors servir à collecter les ondes ambiantes aux fréquences de la bande S lorsque leur niveau de puissance dépasse -20 dBm. Évidemment, le faible rendement de la transmission effectuée (voir tableau 9) rend la puissance incidente vers le montage de redressement trop insuffisante pour obtenir une tension DC convenable en sortie, par rapport à notre objectif d'une efficacité de conversion RF-DC supérieure à 60 %. Par conséquent, le rendement global de la MPT réalisée, qui est défini comme le rapport entre la puissance DC rectifiée P_{DC} et la puissance P_I émise, est en

dessous de 2 % pour les distances considérées dans le tableau 10. Le rendement global suite aux tests en laboratoire de la MPT atteint 0,55 % et 0,01 % respectivement à 15 cm et 1 m de distance. Afin d'améliorer ce rendement global, il est nécessaire d'utiliser une antenne de réception ayant un gain plus élevé que celui de l'antenne ANT-DB1-RAF-RPS-ND employée au cours de nos tests. Ceci permettra d'augmenter la puissance captée par l'antenne de réception et d'accroître l'efficacité du processus de rectification.

Pour terminer, ces travaux ont illustré la possibilité de transmettre de l'énergie à distance sans support filaire. D'autres recherches sont encore nécessaires pour faire évoluer la technologie. Actuellement, ses performances sont souvent variables et les composants électroniques doivent être dédiés aux exigences de ce type d'application. Notre satisfaction pour ces travaux réside dans la proposition de deux méthodologies de conception de circuit de rectification, notamment l'utilisation de filtres à base de résonateurs et l'adoption d'une topologie à trois diodes de redressement. Ces travaux peuvent également être considérés comme une étude de faisabilité, alors que les résultats sont globalement encourageants par rapport à d'autres recherches. Au regard de la faiblesse du rendement global, généralement inférieur à 2 %, il apparaît clairement que d'autres recherches sont nécessaires pour améliorer ce rendement en termes d'efficacité de conversion énergétique car la grande partie de la puissance transmise est perdue lors du processus de transmission du signal RF entre les deux antennes. Alors, les travaux de ce mémoire sont plus adéquats pour des applications à courtes distances de transmission (inférieur 1 m) de l'ordre du mW ou du μ W telles que l'alimentation à distance des tags RFID. Néanmoins, nous espérons éveiller la recherche dans ce domaine d'application et mobiliser à l'avenir les moyens techniques et financiers indispensables à la poursuite de tels travaux.

CHAPITRE 6

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux de ce mémoire ont permis de démontrer une transmission d'énergie à distance sans recourir au support filaire. Ils sont destinés à l'industrie sans fil pour les applications nécessitant de très faibles puissances d'opération comme la recharge des tags RFID.

Les harmoniques générées dans le circuit de rectification au récepteur ont pour effet de dissiper l'énergie nécessaire au processus de conversion du signal RF en signal continu. En plus des pertes d'énergie, ces harmoniques affaiblissent les performances de la rectenna. Nous avons proposé dans le cadre de ce mémoire deux méthodologies pour améliorer les performances de la rectenna. Primo, nous avons introduit des filtres à base de résonateurs afin de supprimer ces harmoniques et de diminuer la taille des circuits. Deuxio, nous avons adopté une topologie améliorée à trois diodes de redressement, pour optimiser la tension DC récupérée et limiter l'amplitude des harmoniques générées.

Les approches proposées ont servi à réaliser des circuits de rectification. Les mesures présentées sont effectuées pour une charge de 200Ω . Nous avons obtenu une efficacité de conversion RF-DC maximum de 29 % à 2,55 GHz pour le circuit 1 lorsque la puissance injectée est de 24 dBm. À propos du circuit 2, les résultats des mesures ont révélé une tension DC de 0,18 V à 2,45 GHz, pour une puissance injectée de 0 dBm. Alors qu'une efficacité de conversion maximum de 66 % est atteinte pour une puissance incidente de 22 dBm, à la fréquence d'opération 2,72 GHz. La deuxième approche a d'abord permis de mettre en œuvre le circuit 3 à trois diodes de redressement mises dans des boîtiers distincts, dont les résultats affichent une tension DC de 1,96 V pour une puissance injectée de 15 dBm à 2,70 GHz. Lorsque la fréquence d'opération est de 2,86 GHz, une efficacité de conversion RF-DC de 80 % est obtenue pour une puissance injectée de 26 dBm. Ensuite, le circuit 4 à trois diodes de redressement mises dans le même boîtier a délivré une tension

DC de 1,92 V pour une puissance incidente de 15 dBm et une fréquence d'opération de 2,61 GHz. L'efficacité de conversion RF-DC maximum de 71 % est atteinte à cette même fréquence pour une puissance incidente de 25 dBm.

Globalement, les résultats atteignent les objectifs fixés. Cependant, la précision a fait défaut par rapport aux prédictions des simulations. Nous considérons que des améliorations peuvent être apportées dans la réalisation. Une étude plus élaborée de l'implantation du plan de masse permettra d'améliorer la prédiction lors des simulations. Aussi, il serait utile de prendre en compte les modèles réels de chacun des composants discrets introduits dans les montages afin d'avoir une meilleure estimation de leur impact sur les performances du circuit. D'autre part, nous avons exploité les propriétés de la diode Schottky afin de concevoir des circuits opérés dans la gamme 2-3 GHz.

Les tests de la MPT effectués en laboratoire, à la fréquence d'opération 2.45 GHz, ont permis de constituer une rectenna en joignant une antenne externe au circuit 2 réalisé. La puissance transmise par l'antenne d'émission est de 24 dBm. Suite aux résultats des mesures, l'on est capable de récupérer une tension DC de 80 mV et de 0,53 V, respectivement à 1 m et 15 cm de distance. Pour ces distances, la puissance DC déduite des mesures est de 0,03 mW et de 1,38 mW respectivement, lorsque la charge est 200 Ω . De façon général, le rendement global de la MPT est inférieur à 2 % pour les distances considérées. En effet, le rendement global suite aux tests en laboratoire de la MPT atteint 0,55 % et 0,01 % respectivement à 15 cm et 1 m de distance. Il est alors nécessaire d'employer une antenne de réception ayant un gain plus important que celui de l'antenne dipôle ANT-DB1-RAF-RPS-ND utilisé lors de nos tests afin d'améliorer le rendement global.

Dans les travaux futurs, le circuit de rectification et l'antenne devront être associés dans le même montage pour considérer l'ensemble des interactions entre ces deux entités. Pour cela, la conception et l'optimisation tiendront compte des modèles complets de ces deux entités et emploieront un simulateur électromagnétique pour déterminer l'impact des lignes sur les performances de la rectenna réalisée.

Quelques axes de recherches suggérés concernent l'amélioration de la sensibilité de détection des diodes Schottky aux basses puissances RF. Par ailleurs, la réalisation de circuits rectificateurs intégrés facilitera la mise en réseau de plusieurs rectennas pour la capture des puissances élevées. Finalement, des recherches sur la mise en œuvre d'un système de stockage, à base de batteries, de l'énergie fournie par la rectenna assureront la continuité des travaux présentés dans ce mémoire.

ANNEXE I

MISE EN ŒUVRE DES FILTRES

I.1 INTRODUCTION

L'annexe I présente les filtres réalisés pour les besoins du mémoire. Ces filtres emploient la technologie planaire microruban dont le substrat RO4003C est utilisé pour concevoir les rectificateurs. Nous proposons d'évaluer les performances des quatre filtres par simulation à l'aide du logiciel ADS, via le contrôleur de simulation *S-Parameter*, et du logiciel de simulation électromagnétique Momentum fourni également par Agilent.

I.2 MISE EN ŒUVRE DU FILTRE 1

Le filtre 1 est un filtre coupe-bande conçu pour filtrer les harmoniques et la fondamentale à la sortie du circuit 1 de rectification (voir figure 34). Le circuit planaire de ce filtre est montré dans la figure 92 et son schéma ADS dans la figure 93. Les résultats des simulations montrent des similitudes entre les performances affichées avec ADS et Momentum (voir figure 94).

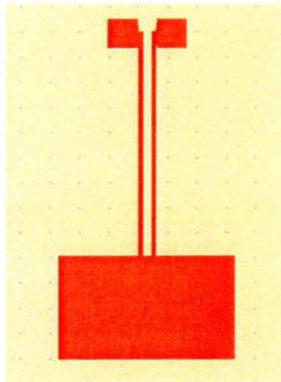


Figure 92 : Circuit planaire du filtre 1

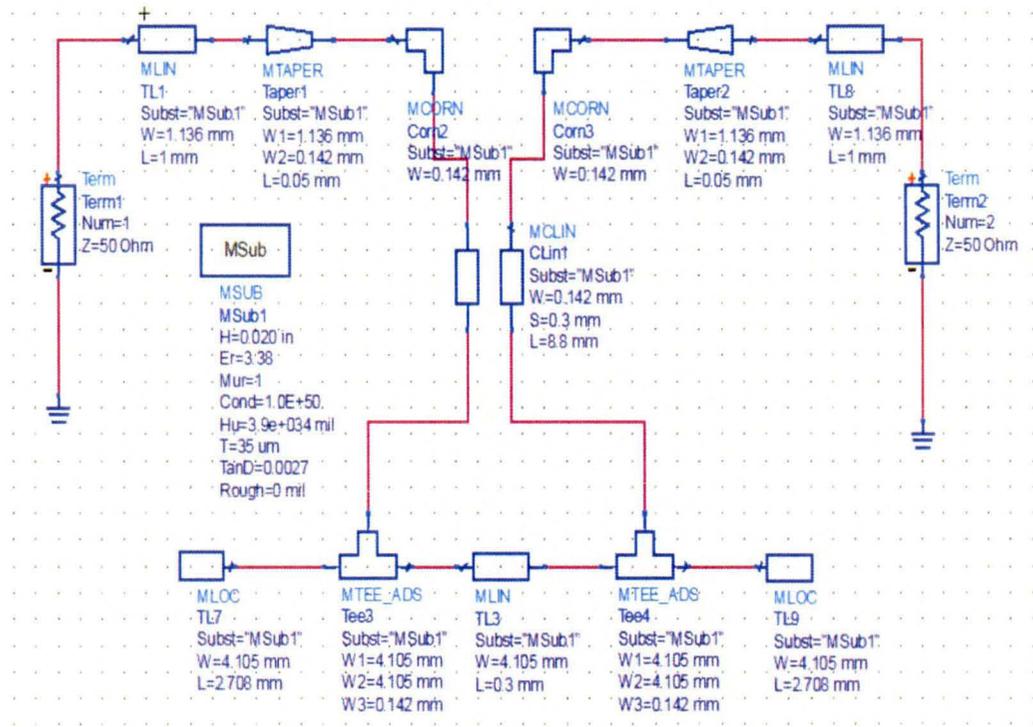


Figure 93 : Schéma ADS du filtre 1

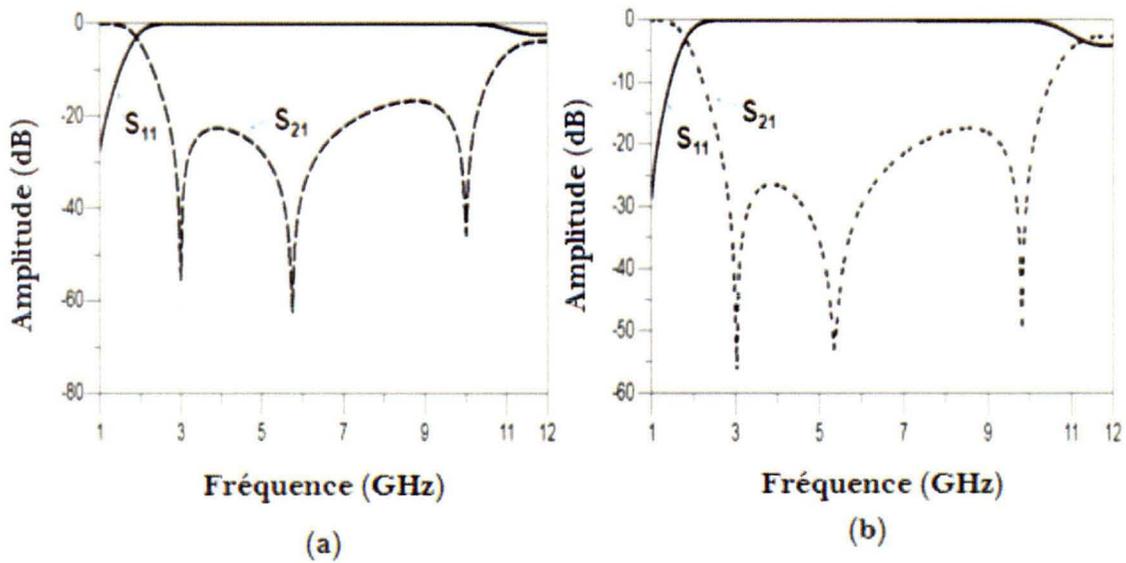


Figure 94 : Résultats du Filtre 1. (a) Simulation ADS ; (b) Simulation Momentum

I.3 MISE EN ŒUVRE DU FILTRE 2

Le filtre 2 est un filtre passe-bande inséré dans le montage du circuit 1 de rectification. Le circuit planaire de ce filtre est présenté dans la figure 95. Les performances affichées dans la figure 96 montrent également des concordances entre les simulations ADS et Momentum. Le schéma ADS réalisé lors de la conception est mis dans la figure 97.

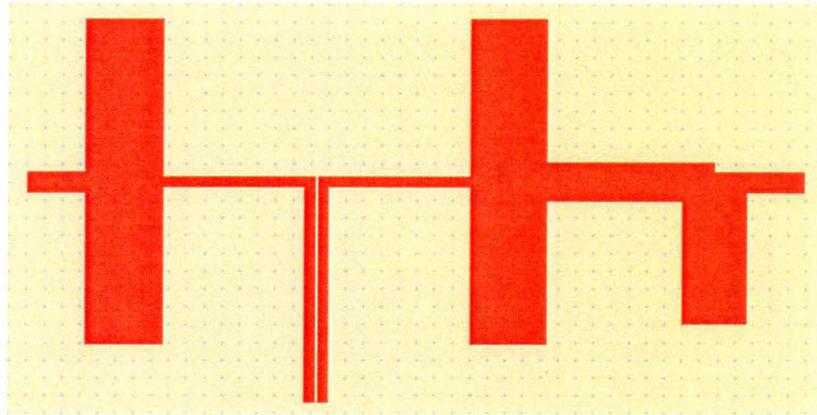


Figure 95 : Circuit planaire du filtre 2

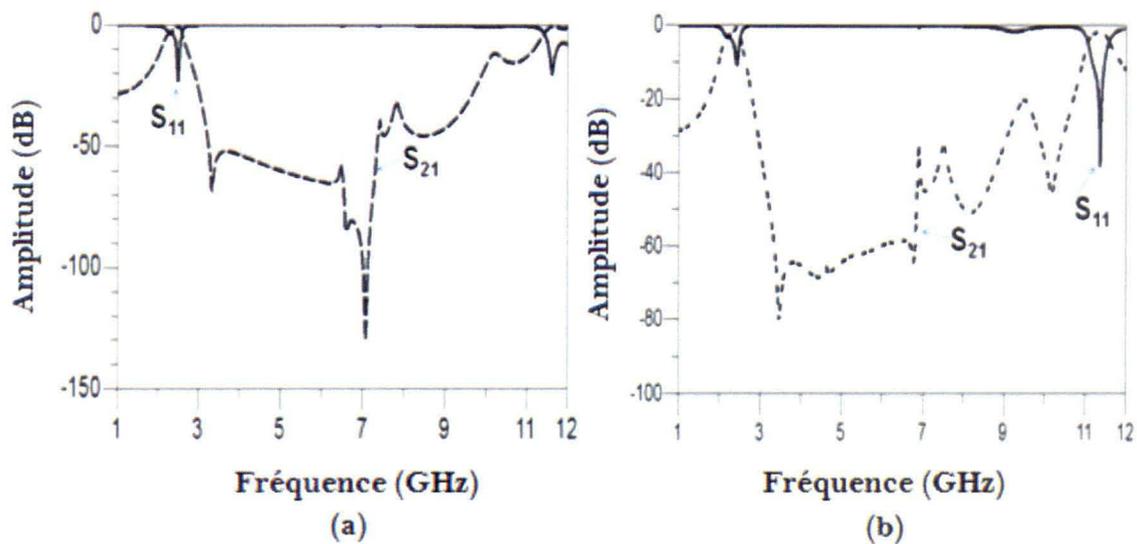


Figure 96 : Résultats du Filtre 2. (a) Simulation ADS ; (b) Simulation Momentum

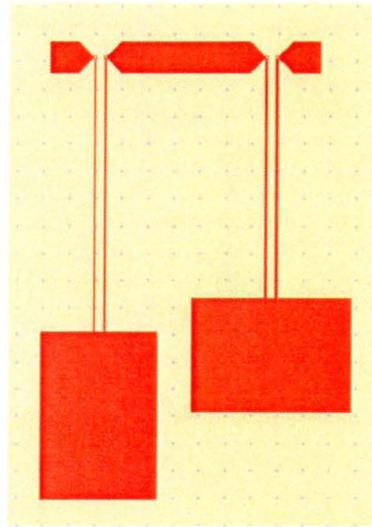


Figure 98 : Circuit planaire du filtre 3

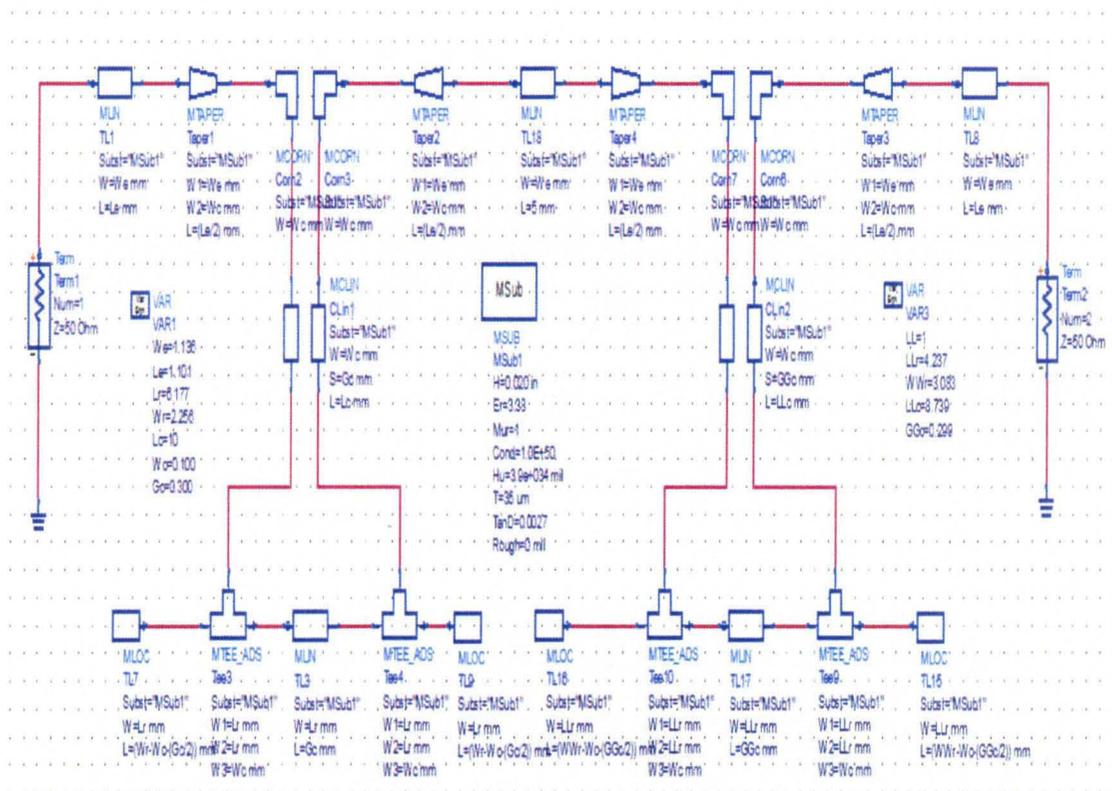


Figure 99 : Schéma ADS du filtre 3

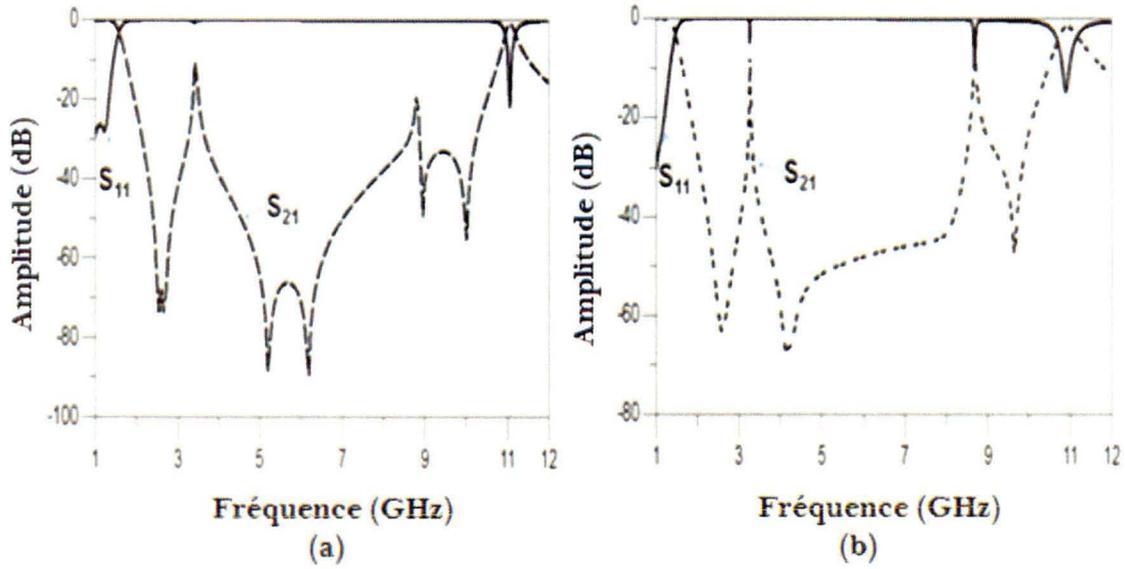


Figure 100 : Résultats du Filtre 3. (a) Simulation ADS ; (b) Simulation Momentum

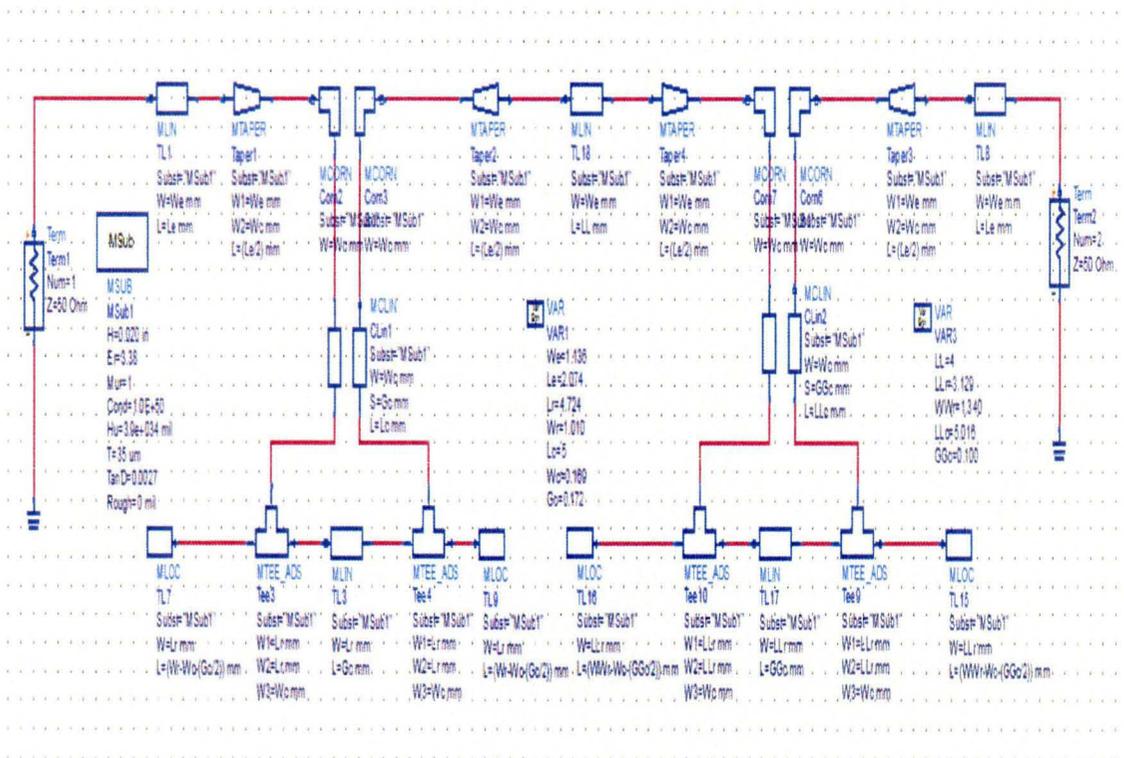


Figure 101 : Schéma ADS du filtre 4

I.5 MISE EN ŒUVRE DU FILTRE 4

Ce filtre est inséré dans le montage du circuit 2 de rectification afin de minimiser l'impact des harmoniques en direction de la source sur ses performances. Le circuit planaire et le schéma ADS de ce filtre ressemblent à ceux du filtre 3 mais il est de plus petite taille. Ainsi, son schéma ADS est montré dans la figure 101. Les résultats sont cependant présentés dans la figure 102. On peut remarquer que ce filtre tranche les fréquences supérieures à 3 GHz. Ainsi, les résultats avec ADS s'avèrent proches de ceux obtenus avec Momentum.

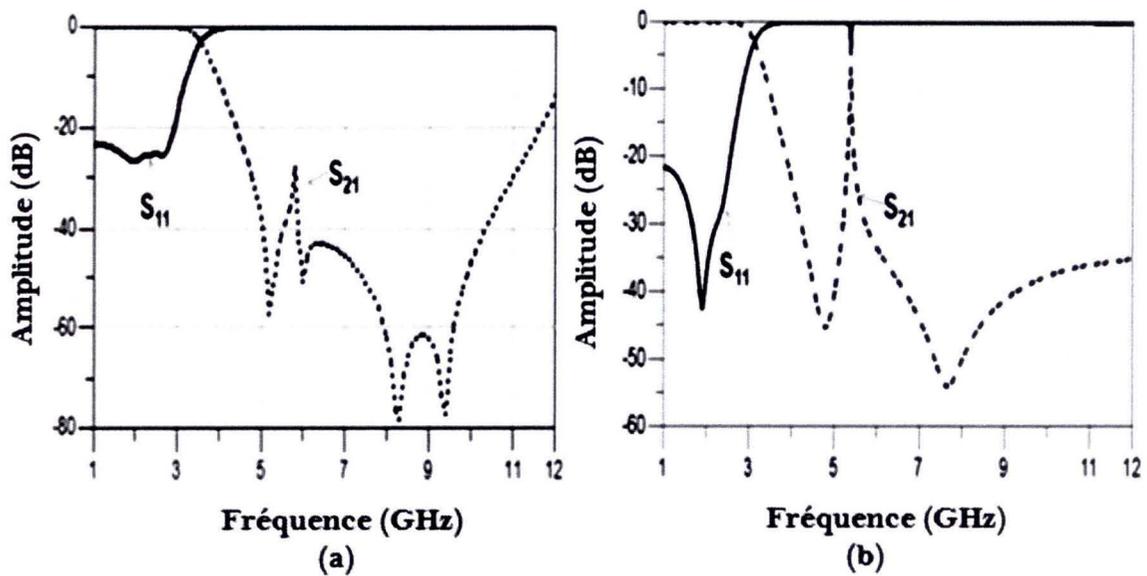


Figure 102 : Résultats du Filtre 4 : (a) Simulation ADS ; (b) Simulation Momentum

I.6 CONCLUSION

Cette annexe a présenté les filtres introduits dans les circuits de rectification suivant les besoins d'opération définis pour les présents travaux. Ils ont été optimisés pour minimiser leur encombrement et pour offrir de la flexibilité d'implémentation. Les performances entre les simulations ADS et Momentum ont été présentées pour les quatre filtres.

Dans le cas du filtre 1, le coefficient S_{21} s'étend de -5 dB à -40 dB, entre les fréquences 2 GHz et 3 GHz. Au-delà de la fréquence 3 GHz, la valeur de ce coefficient est en dessous de -20 dB, jusqu'à 10 GHz, selon les simulations Momentum. Ce filtre est donc utile pour filtrer les fréquences de la bande 2-3 GHz et les harmoniques qu'elles peuvent susciter.

Concernant le filtre 2, les simulations indiquent que les fréquences en dehors de la bande 2-3 GHz sont coupées à plus de 20 dB. Lorsque la fréquence augmente, le coefficient S_{21} atteint des valeurs en dessous de -40 dB dans la bande 3-7 GHz. Ainsi, la bande passante à -3 dB est comprise entre 2,14 GHz et 2,50 GHz, selon les résultats des simulations Momentum.

Pour sa part, le filtre 3 a été conçu pour filtrer les fréquences supérieures à 2 GHz. Le coefficient S_{21} visualisé lors des simulations se situe entre -25 dB et -35 dB pour les fréquences de la bande 2-3 GHz. Malgré un abaissement de ce coefficient autour de 3,4 GHz, le reste des fréquences supérieures est atténué de plus de 20 dB jusqu'à 9 GHz.

Finalement, le filtre 4 utilisé pour trancher les fréquences supérieures à 3 GHz montre un coefficient S_{21} en dessous de -20 dB pour la bande 3,8-5,31 GHz et pour les fréquences supérieures à 5,34 GHz. Ce filtre est idéal pour supprimer les harmoniques générées par les fréquences de la bande 2-3 GHz.

ANNEXE II

SCHEMAS DES CIRCUITS DE RECTIFICATION

II.1 INTRODUCTION

L'annexe II a pour but de présenter les schémas ADS des circuits de rectification réalisés au cours des travaux de ce mémoire. Chaque schéma ADS des circuits est découpé en plusieurs parties pour faciliter la lisibilité.

II.2 SCHEMA DE REALISATION DU CIRCUIT 1

La figure 103 montre le schéma ADS de ce circuit. La partie 1 comprend la source et le filtre passe-bande d'entrée. Le redresseur et le filtre de sortie sont montrés respectivement dans la partie 2 et la partie 3 alors qu'une charge résistive termine ce montage. La figure 104 est un agrandissement de la partie 1 tandis que la figure 105 intègre la partie 2 et la partie 3 du schéma initial.

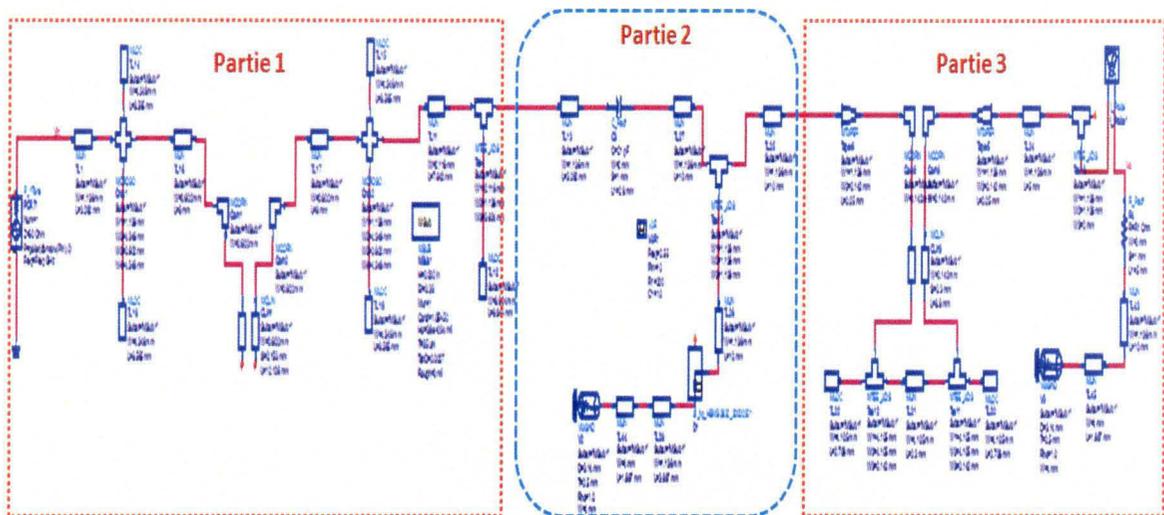


Figure 103 : Schéma ADS du circuit 1

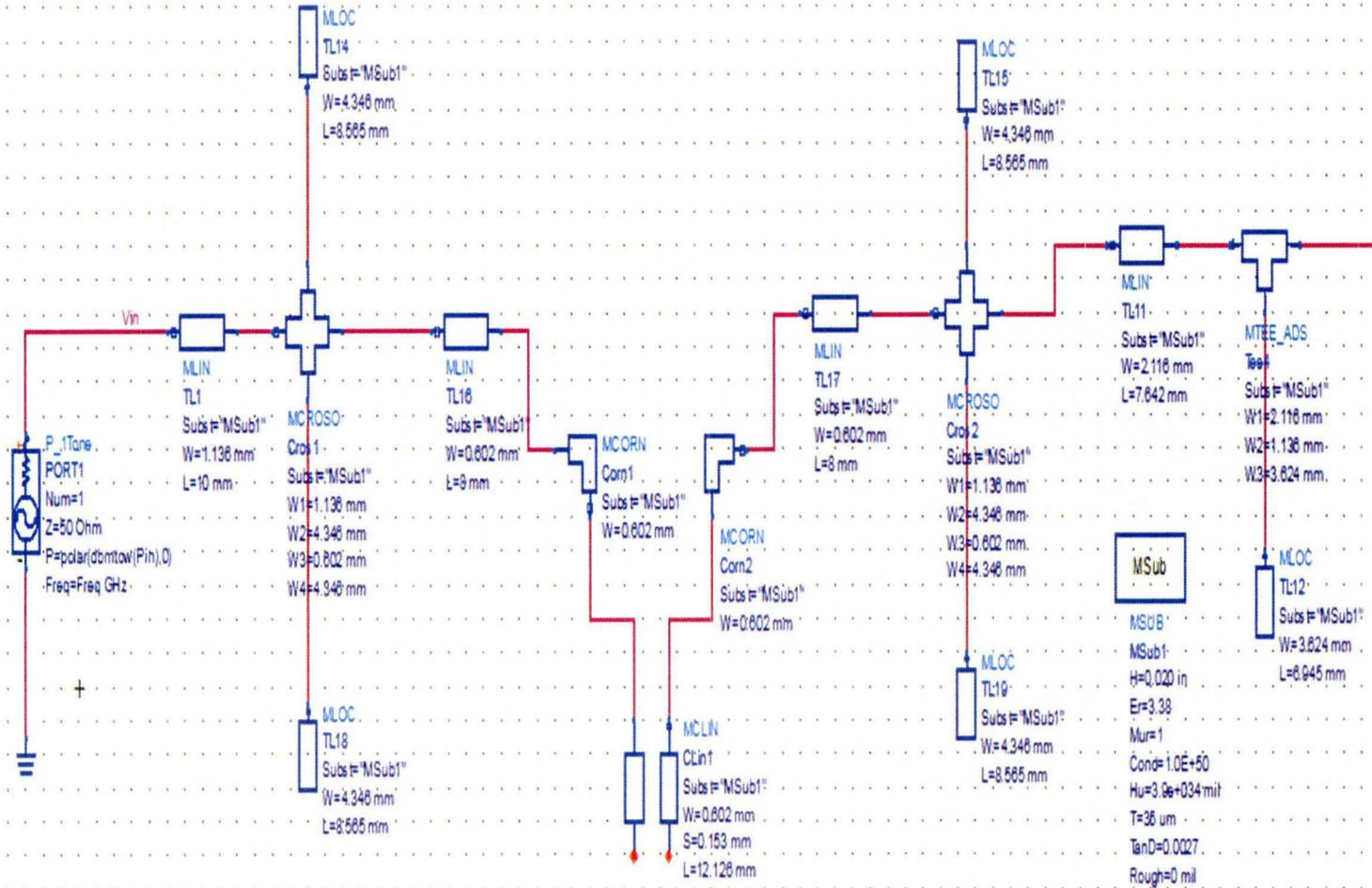


Figure 104 : Partie 1 du circuit 1

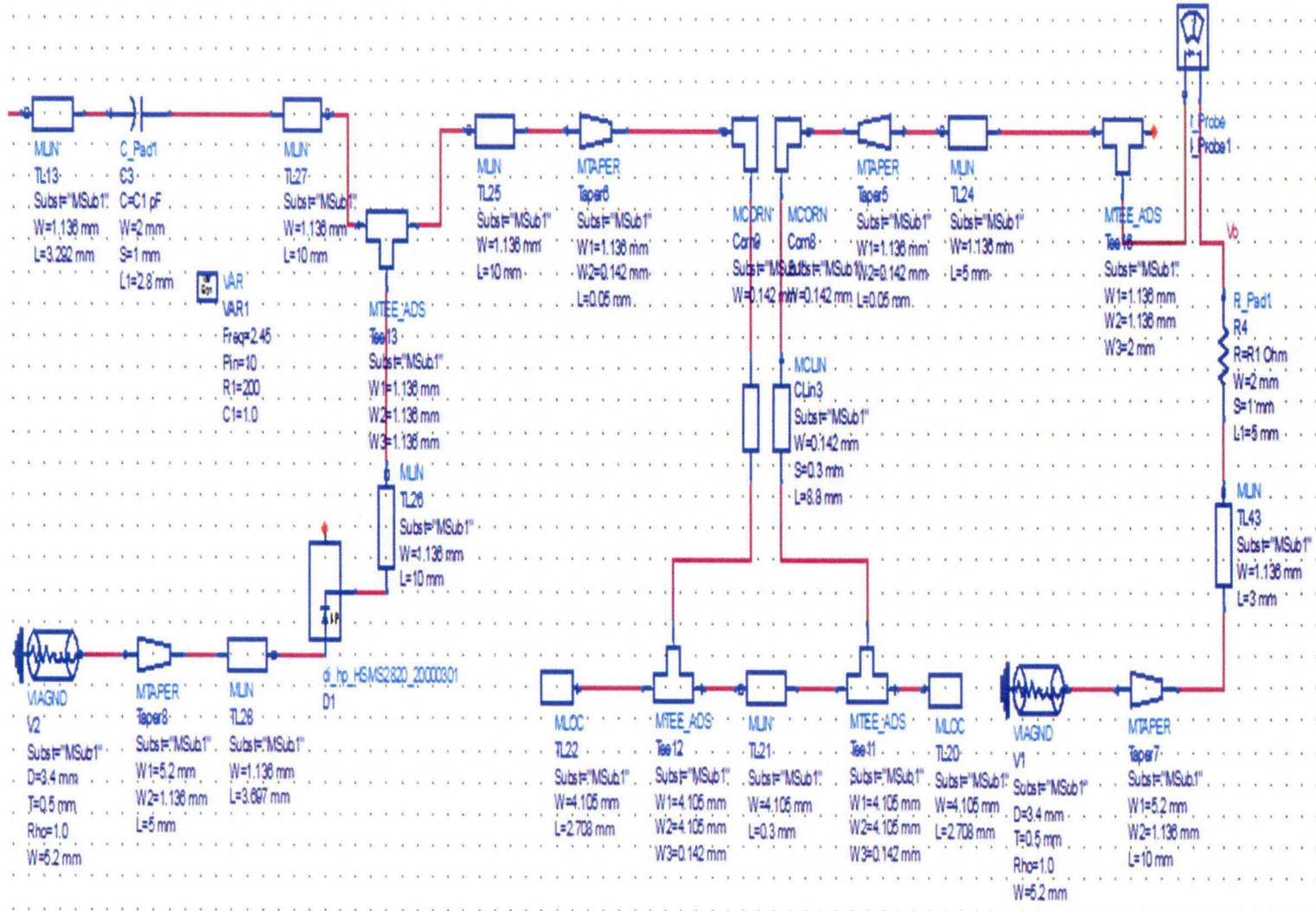


Figure 105 : Partie 2 et partie 3 du circuit 1

II.3 SCHEMA DE REALISATION DU CIRCUIT 2

Le schéma ADS du montage de ce circuit est affiché dans la figure 106. Celui-ci est subdivisé en trois parties. La figure 107 schématise la partie 1 intégrant la source et le filtre d'entrée. La figure 108 présente le redresseur alors que la figure 109 illustre le filtre de sortie et la charge.

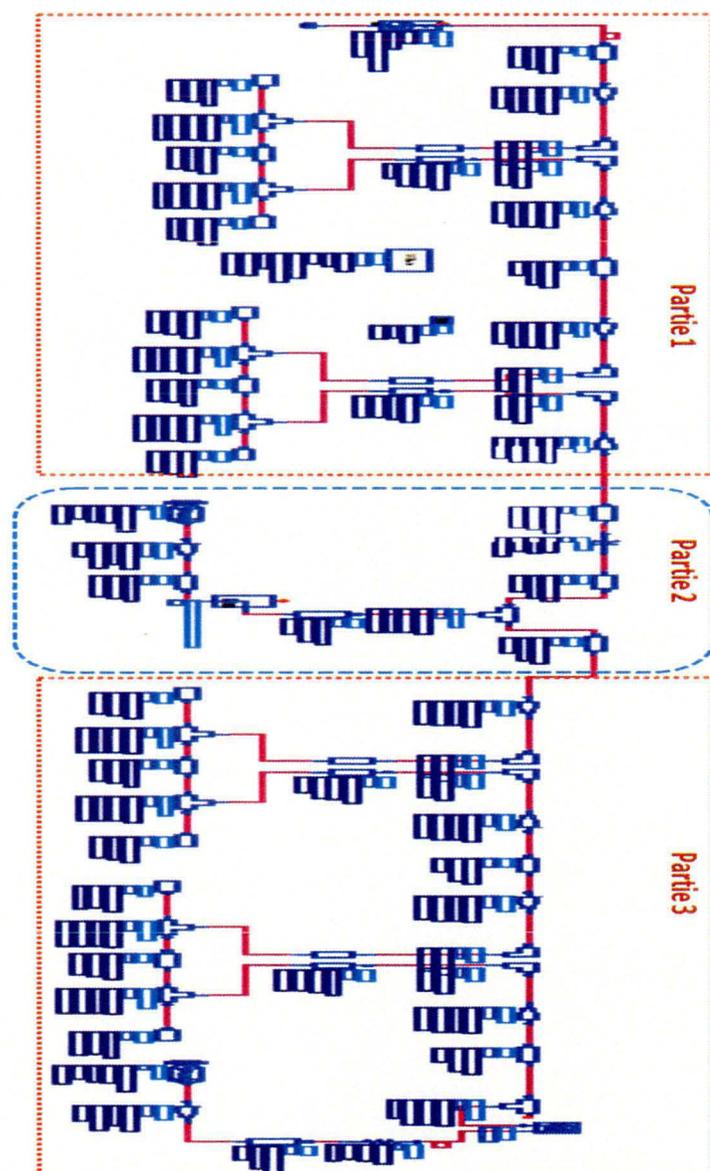


Figure 106 : Schéma ADS du circuit 2

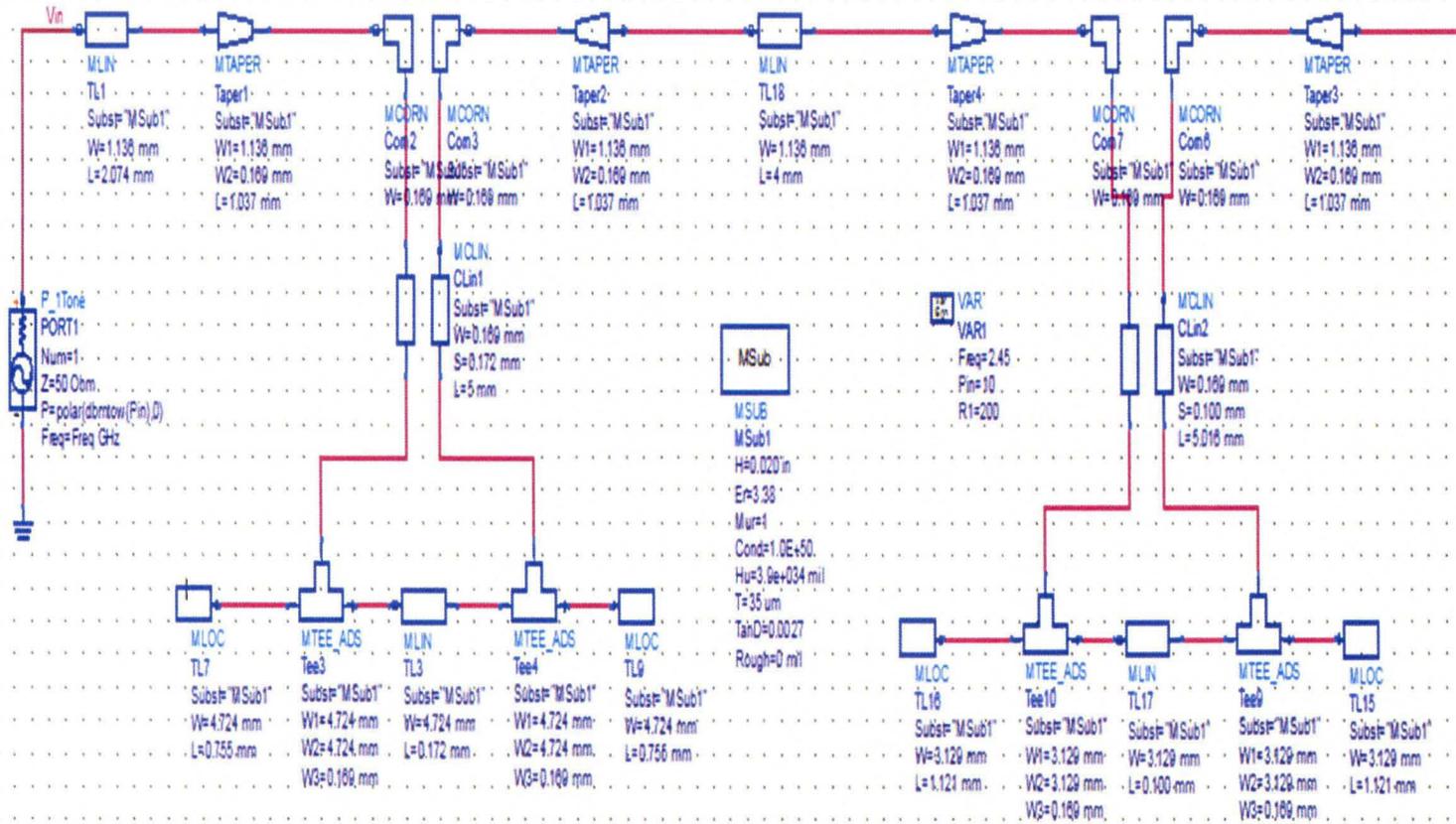


Figure 107 : Partie 1 du circuit 2

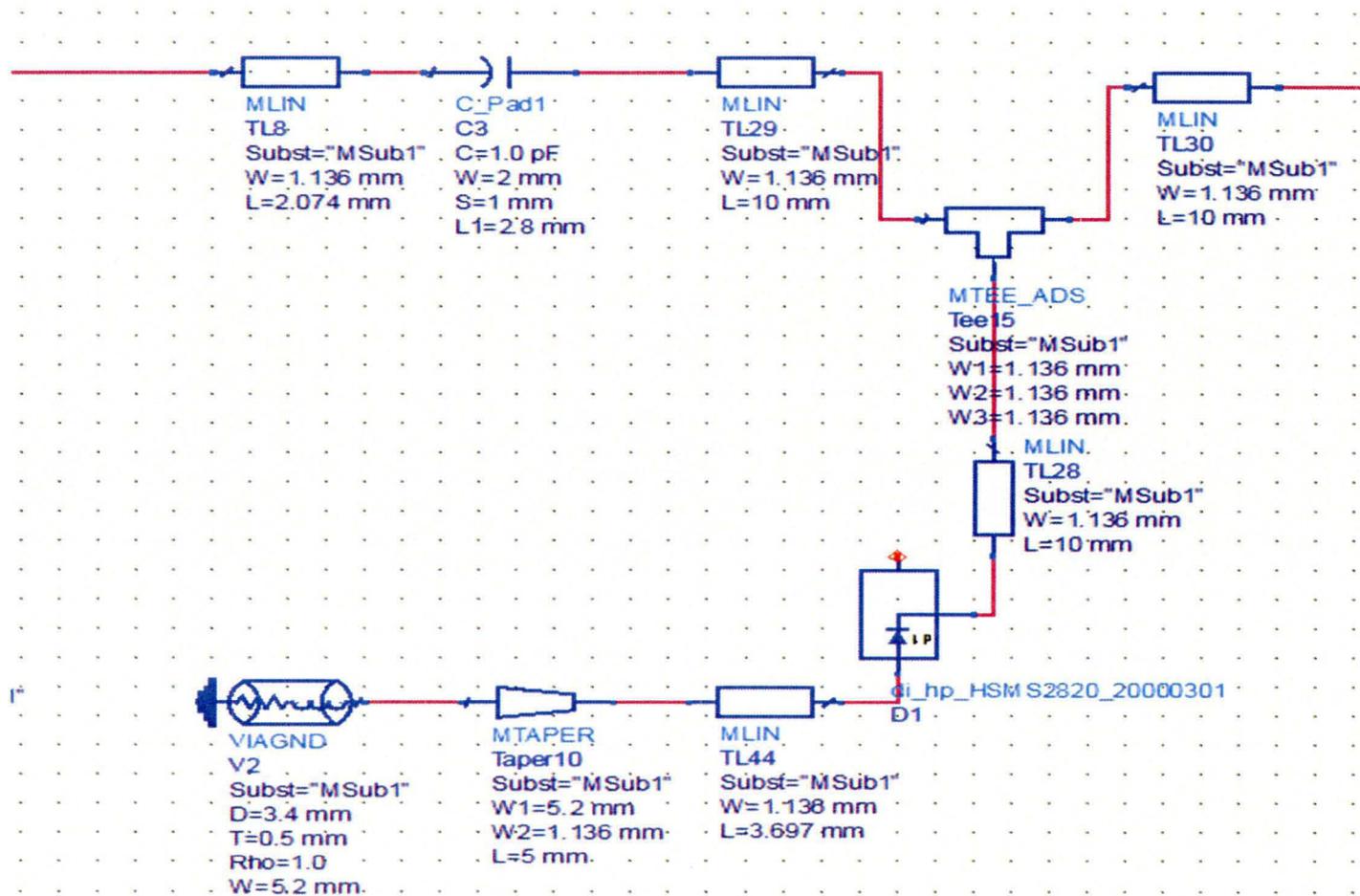


Figure 108 : Partie 2 du circuit 2

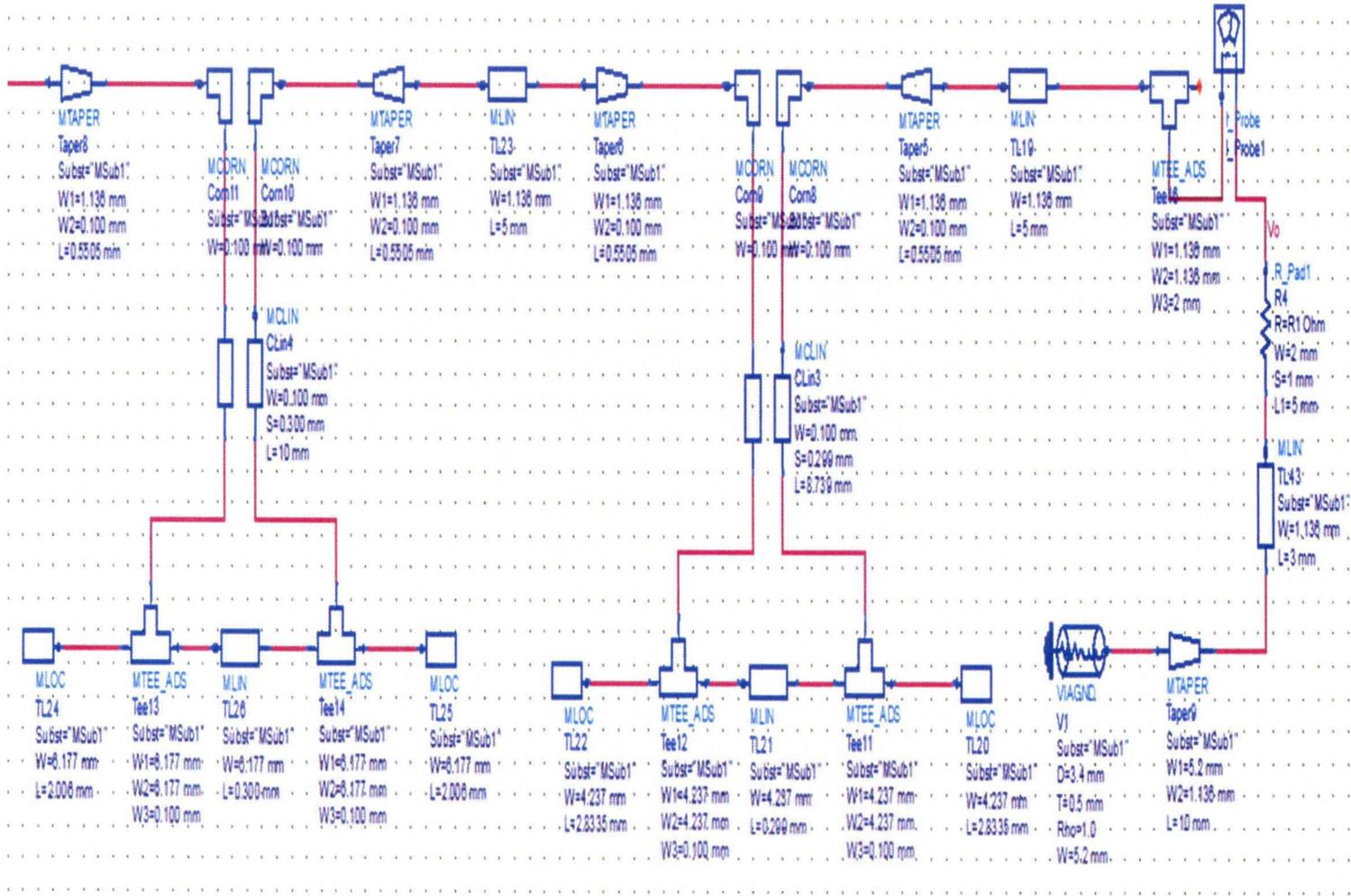


Figure 109 : Partie 3 du circuit 2

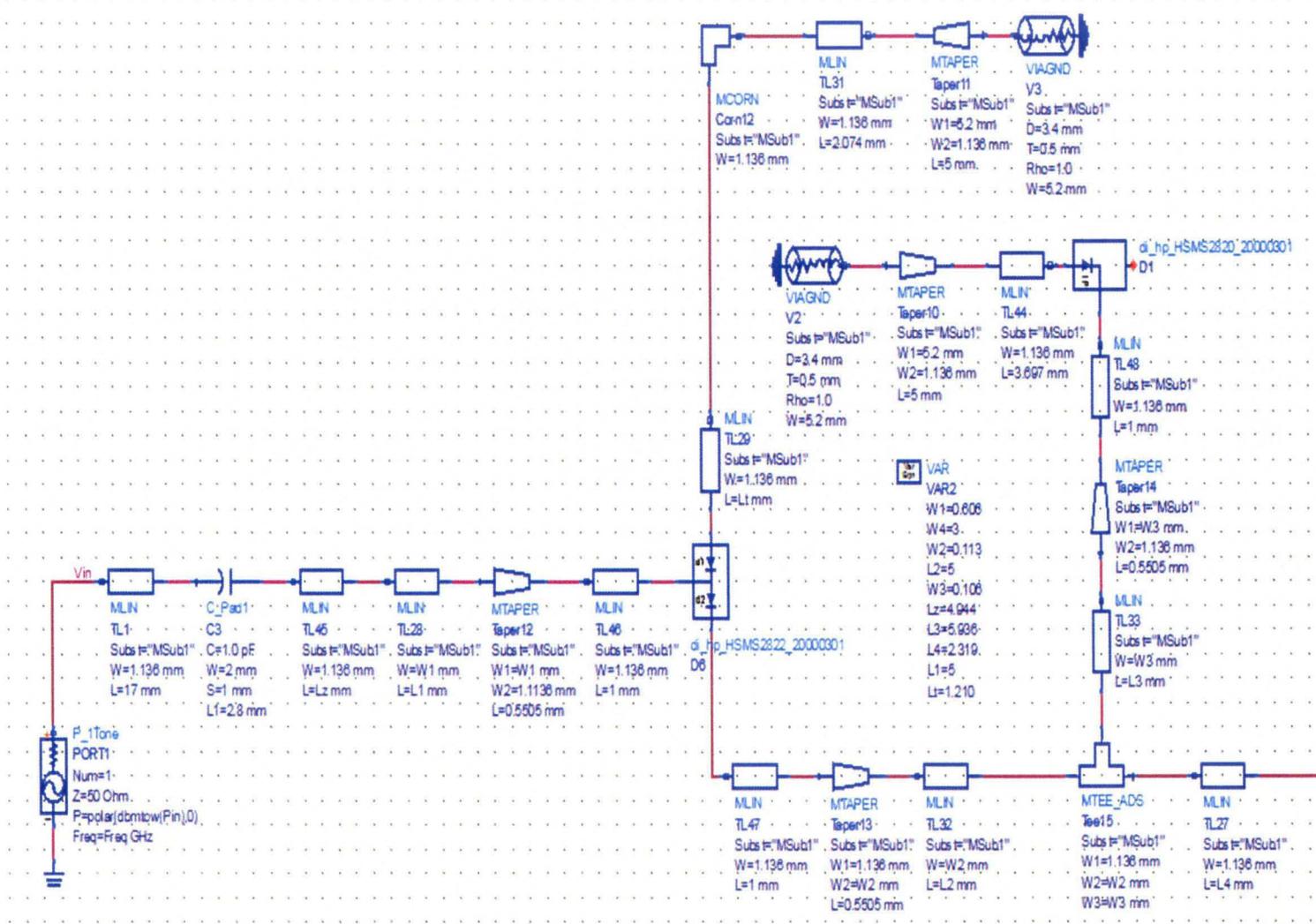


Figure 111 : Partie 1 du circuit 3

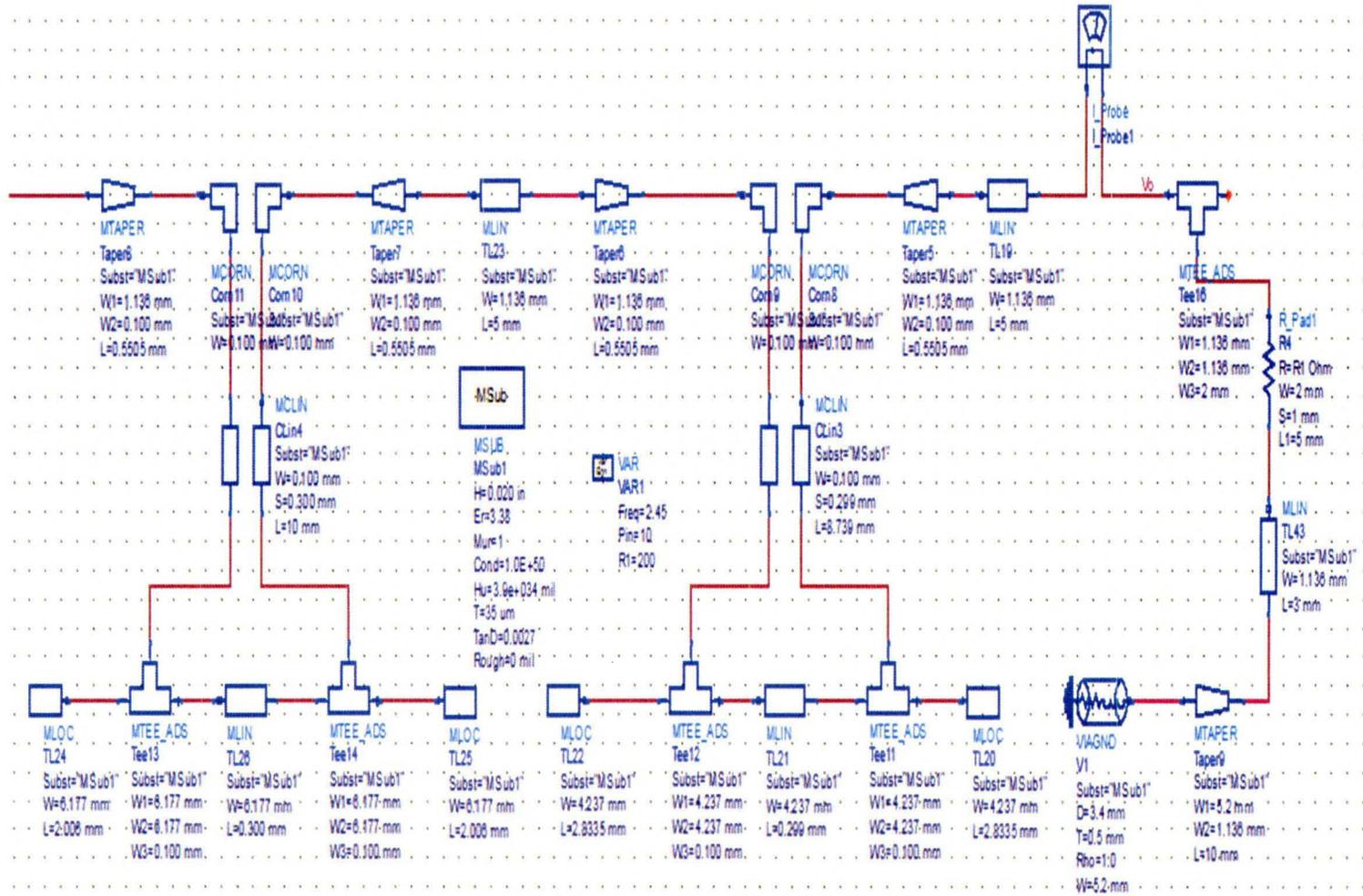


Figure 112 : Partie 2 du circuit 3

II.5 SCHEMA DE REALISATION DU CIRCUIT 4

Le schéma ADS du circuit 4 est montré dans la figure 113. Il est ensuite divisé en deux parties. La partie 1 représente le redresseur à trois diodes mises dans le même boîtier (voir figure 114) et la partie 2 intègre le filtre de sortie et la charge (figure 115).

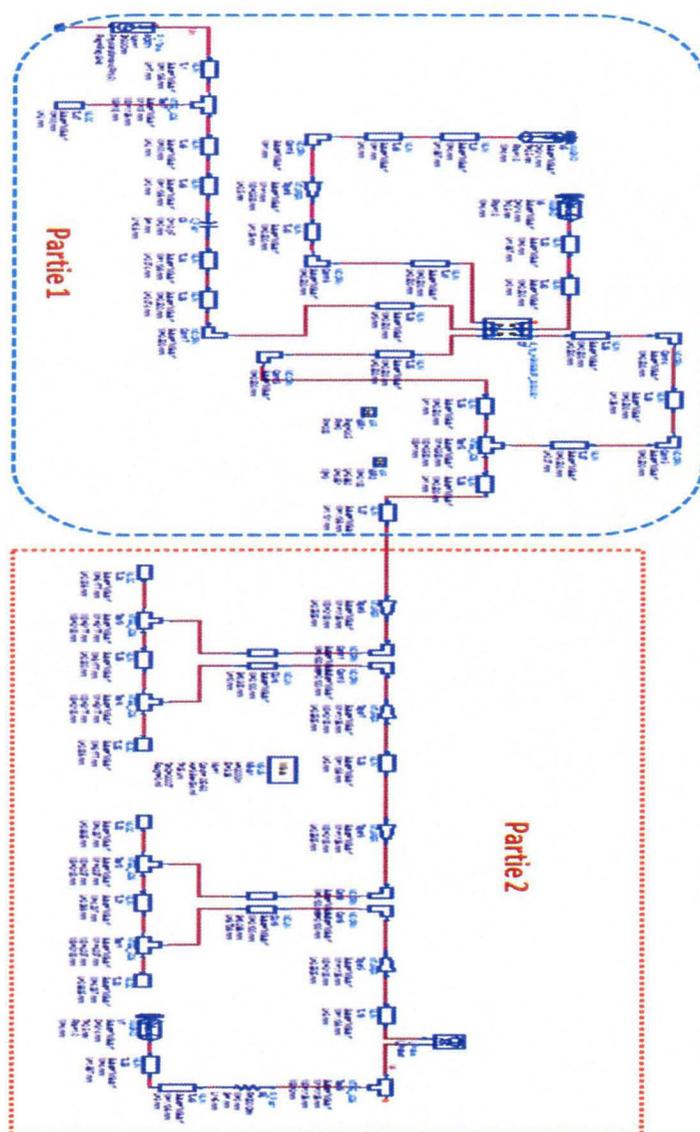


Figure 113 : Schéma ADS du circuit 4

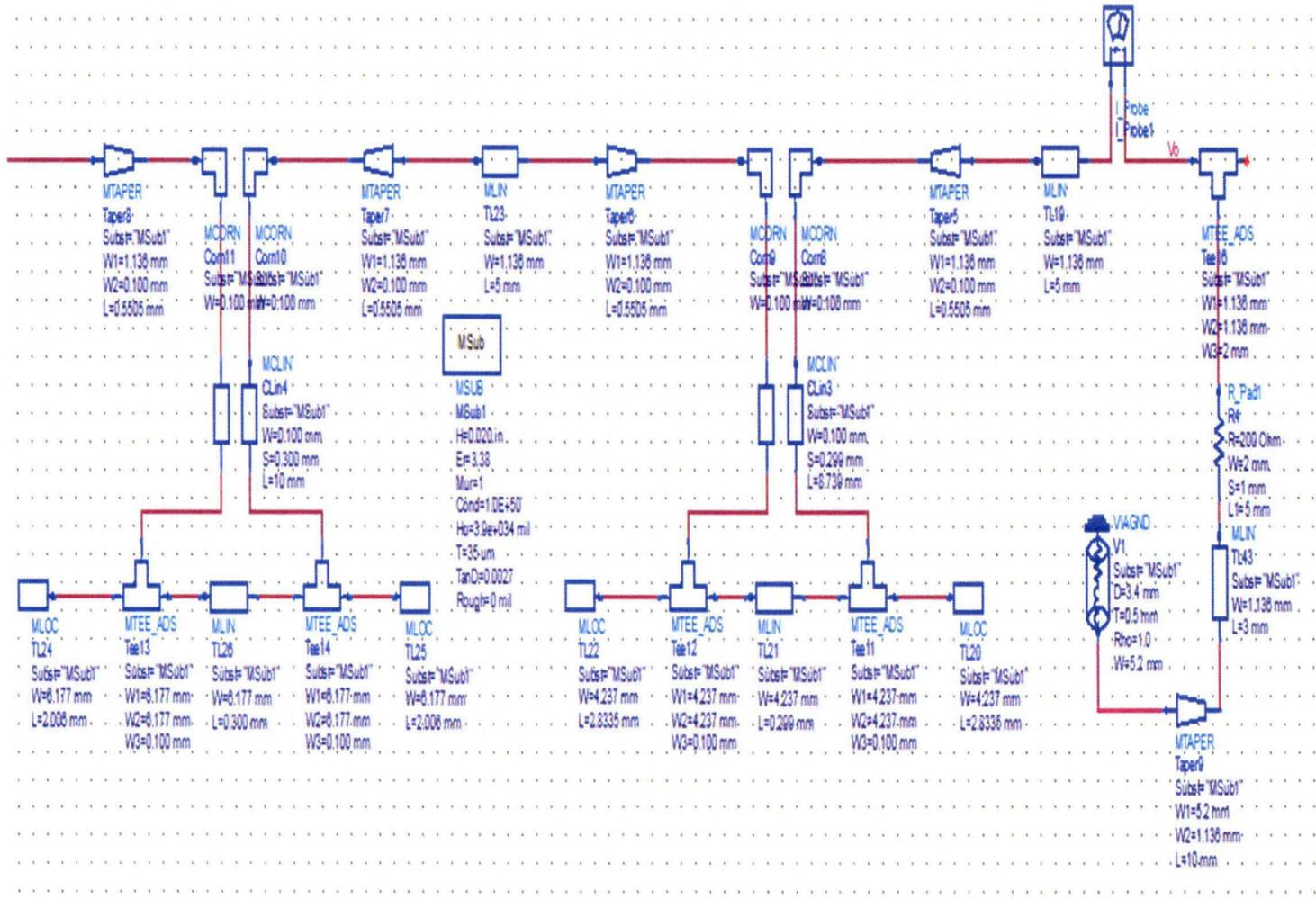


Figure 115 : Partie 2 du circuit 4

ANNEXE III CARACTERISTIQUES DES ANTENNES

III.1 INTRODUCTION

Cette annexe décrit les antennes utilisées lors des tests expérimentaux de la MPT. Les deux antennes sont fabriquées par Linx Technologies. L'antenne d'émission utilisée est une antenne Yagi ANT-2.4-YG12-N optimisée pour la fréquence centrale 2,45 GHz. Tandis que l'antenne ANT-DB1-RAF-RPS-ND est annexée au circuit 2 de rectification pour capter les ondes micro-ondes. Lors des tests, le connecteur-adaptateur ACX1247-ND est rajouté à cette antenne pour l'adaptation du connecteur RP-SMA vers le connecteur SMA. Les caractéristiques des deux antennes sont évoquées dans les prochains sous-titres de l'annexe.

III.2 DESCRIPTION DE L'ANTENNE D'ÉMISSION

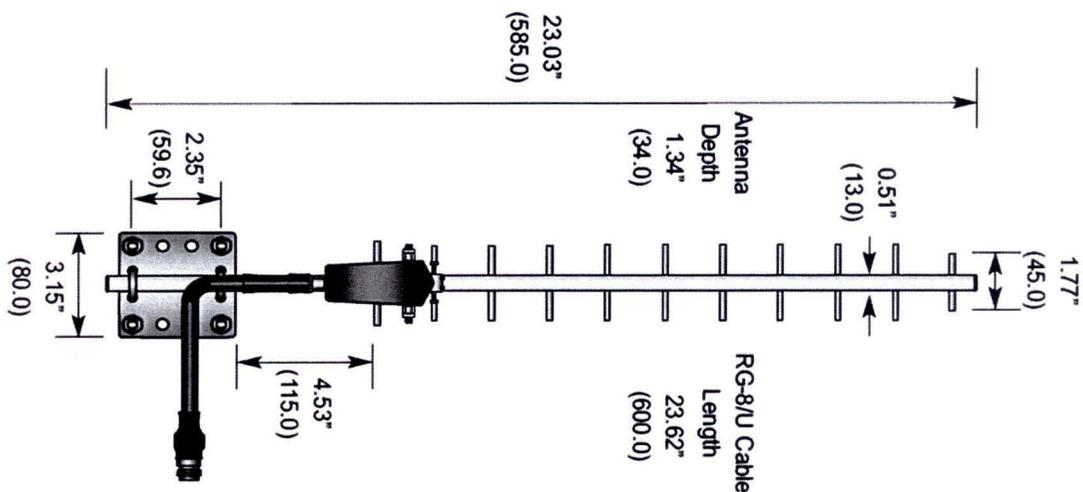


Figure 116 : Antenne ANT-2.4-YG12-N d'émission

Tableau 11 : Caractéristiques électriques de l'antenne d'émission

Fréquence centrale	2,45 GHz
Largeur de bande	83 MHz
Polarisation	Verticale ou horizontale
VSWR	$\leq 1,5$
Impédance	50 Ω
Gain	12 dBi
Largeur angulaire du lobe de l'antenne	36° plan horizontal et 32° plan vertical
Connecteur	Type N femelle

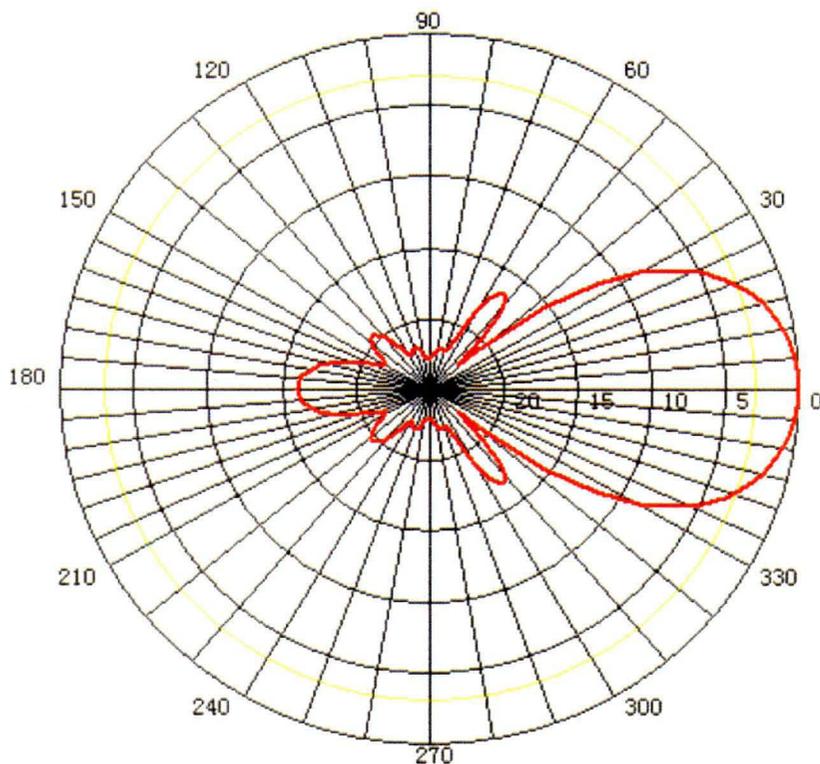


Figure 117 : Diagramme de rayonnement de l'antenne émettrice dans le plan E

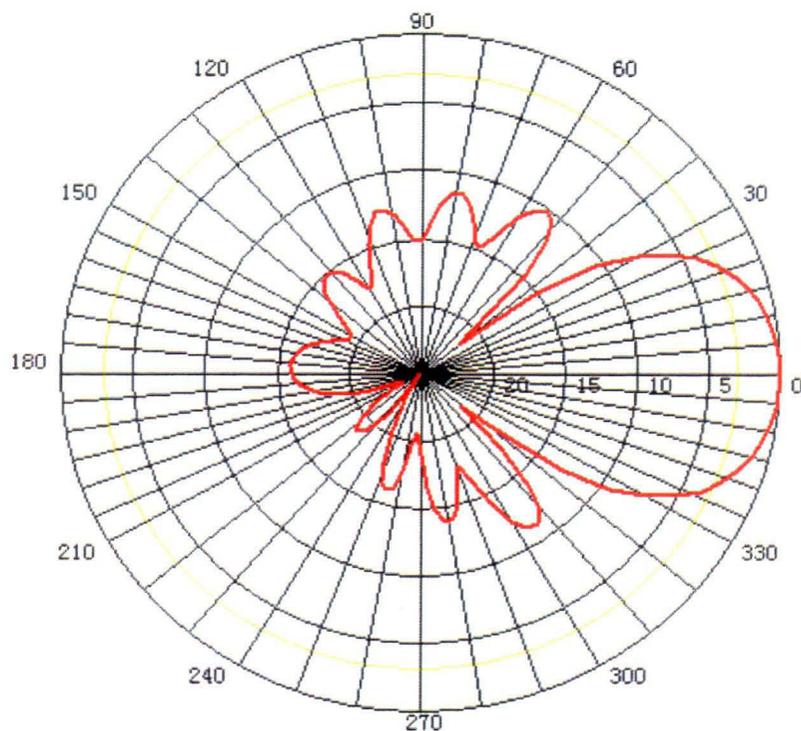


Figure 118 : Diagramme de rayonnement de l'antenne émettrice dans le plan H

III.3 DESCRIPTION DE L'ANTENNE DE RECEPTION

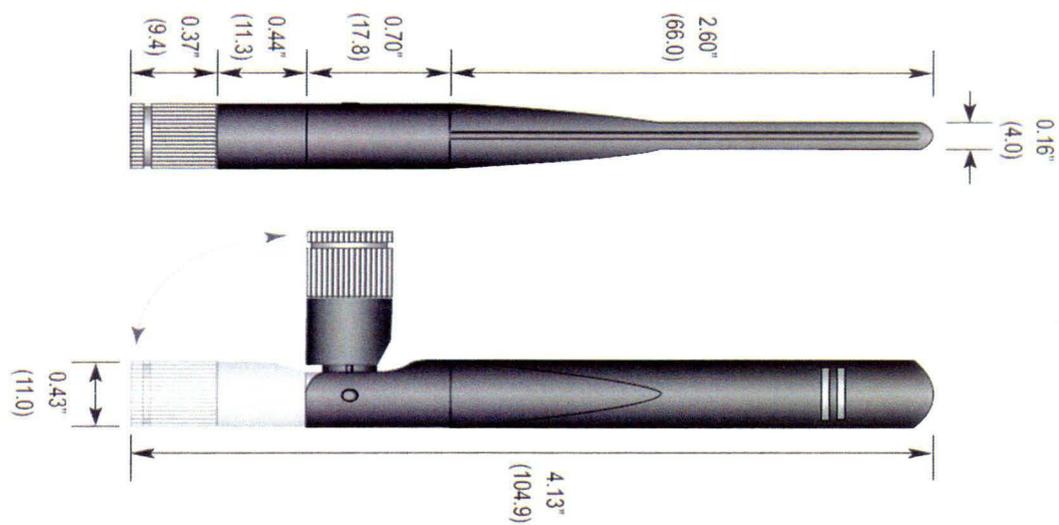


Figure 119 : Antenne ANT-DB1-RAF-RPS-ND de réception

Tableau 12 : Caractéristiques électriques de l'antenne de réception

Bande de fréquences	2,40-2,483 GHz
	5,15-5,825 GHz
Longueur d'onde	Demi-onde
Directivité	Omnidirectionnelle
VSWR	<1,9
Gain	0,6 dBi à 2,45 GHz
Impédance	50 Ω
Connecteur	RP-SMA

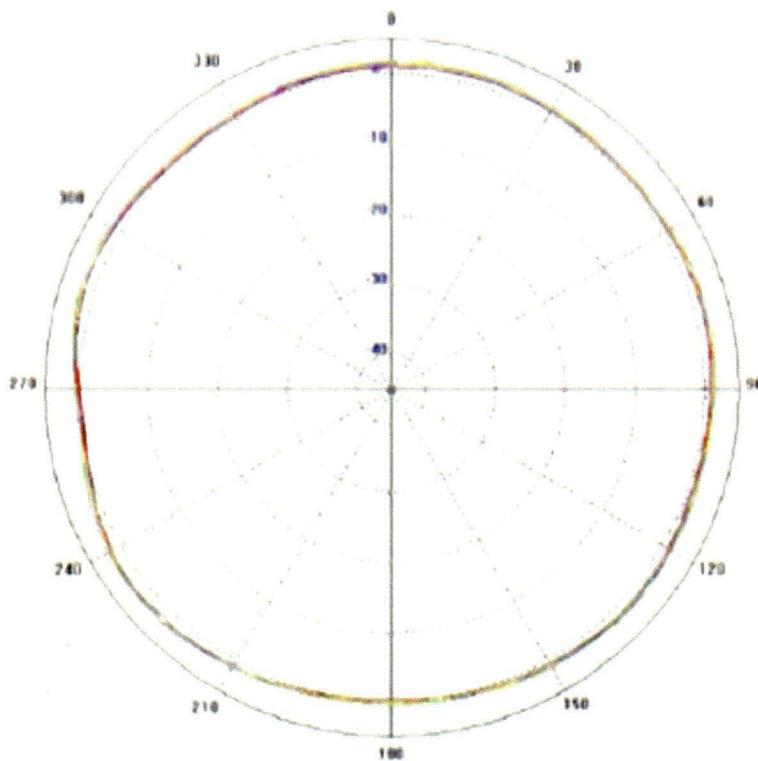


Figure 120 : Diagramme de rayonnement en azimuth de l'antenne de réception pour la gamme 2,40-2,483 GHz

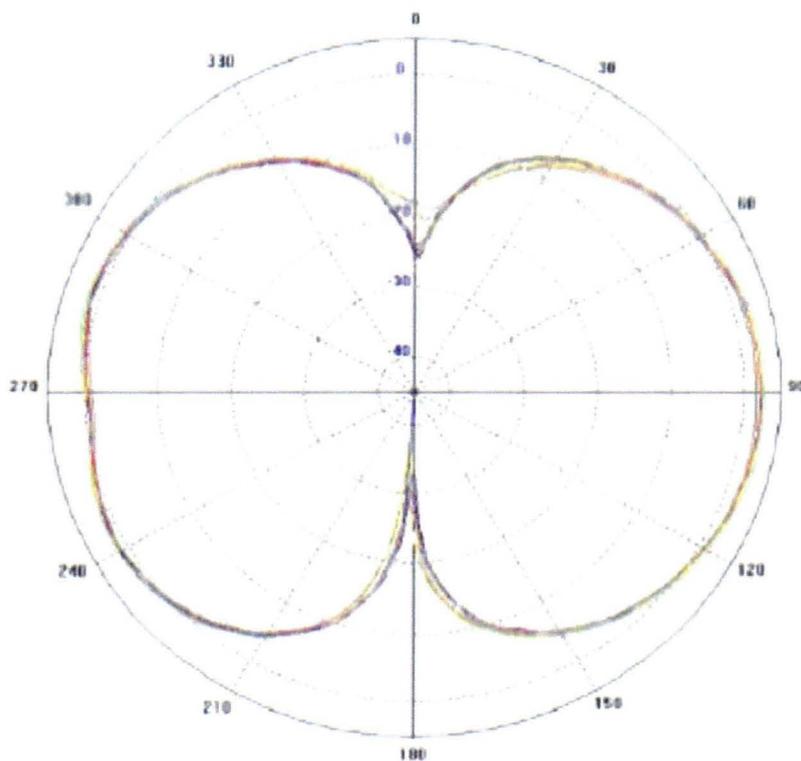


Figure 121 : Diagramme de rayonnement en élévation de l'antenne de réception pour la gamme 2,40-2,483 GHz

COMMUNICATIONS ET PUBLICATIONS

FILA MBOMBOLO, S. E. et C. W. Park. 2011. « An improved detector topology for a rectenna ». Dans *2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission*. (Kyoto, Japon, 12-13 mai 2011), pp. 23-26.

BIBLIOGRAPHIE

- AGILENT TECHNICAL DATA, a. *HSMS-28xx series : Surface mount RF Schottky barrier diodes*. Agilent Technologies : Innovating the HP Way. 6 p.
- AGILENT TECHNICAL DATA, b. *HSMS-286x series : Surface mount microwave Schottky detector diodes*. Agilent Technologies : Innovating the HP Way. 16 p.
- ALI, M., G. Yang et R. Dougal. 2005. « A new circularly polarized rectenna for wireless power transmission and data communication ». *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, volume 4, (août), pp. 205-208.
- APPLICATION NOTE 956-6. *Temperature dependence of Schottky detector voltage sensitivity*. Avago Technologies. 2 p.
- APPLICATION NOTE 969. *The zero bias Schottky detector diode*. Avago Technologies. 6 p.
- APPLICATION NOTE 1089. *Designing detectors for RF/ID tags*. Agilent Technologies : Innovating the HP Way. 12 p.
- APPLICATION NOTE 1090. *The zero bias Schottky diode detector at temperature extremes – Problems and solutions*. Agilent Technologies. 8 p.
- APPLICATION NOTE 1328. *A temperature compensated linear power detector*. Avago Technologies. 8 p.
- AVAGO DATASHEET, a. *HSMS-282x series : Surface mount RF Schottky barrier diodes*. Avago Technologies. 14 p.
- AVAGO DATASHEET, b. *HSMS-285x series : Surface mount zero bias Schottky detector diodes*. Avago Technologies. 13 p.
- BADOUAL, R., C. Martin et S. Jacquet. 1995. *Les micro-ondes : II- composants-antennes-fonctions-mesures*. 2^{ème} édition. Paris : Masson. 264 p.
- BALANIS, A. C. 1997. *Antenna Theory : Analysis and Design*. 2^{ème} édition. New York : John Wiley. 941 p.
- BENAZIEZ, N. 2010. « Etude des propriétés électriques en régime statique d'une structure schottky ». Mémoire de magistère en physique des matériaux métalliques et semi-conducteurs, Algérie : Université de Batna, 79 p.

- BOUCHOUICHA, D., F. Dupont, M. Latrach et L. Ventura. 2010. « Ambient RF energy harvesting ». Dans *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*. (Granada, Espagne, 23-25 mars 2010), pp. 1-5.
- BRAHIMI, H. 2010. « Etude en bruit de systèmes optiques hyperfréquences modélisation, caractérisation et application à la métrologie en bruit de phase et à la génération de fréquence ». Thèse de doctorat en microondes, électromagnétisme et optoélectronique, Toulouse, France : Université Paul Sabatier – Toulouse III, 183 p.
- BROWN, W. 1964. « Experiments in the transportation of energy by microwave beam ». *IRE International Convention Record*, volume 12, (mars), pp. 8-17.
- BROWN, W. 1984. « The history of power transmission by radio waves ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 32, numéro 9, (septembre), pp. 1230-1242.
- CELESTE, A., P. Jeanty et G. Pignolet. 2004. « Case study in Reunion Island ». *ScienceDirect, Acta Astronautica*, volume 54, numéro 4, (février), pp. 253-258.
- CHEN, R.-H., Y.-C. Lee et J.-S. Sun. 2008. « Design and experiment of a rectifying antenna for 900 MHz wireless power transmission ». Dans *Asia Pacific Microwave Conference*. (Hong Kong–Macau, Chine, 16-20 décembre 2008), 4 p.
- CHIOU, H.-K. et I.-S. Chen. 2010. « High- efficiency dual-band on-chip rectenna for 35- and 94- GHz wireless power transmission in 0.13- μm CMOS technology ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 58, numéro 12, (décembre), pp. 3598-3606.
- CLAVET, Y. 2006. « Définition de solutions de filtrage planaires et multicouches pour les nouvelles générations de satellites de télécommunications ». Thèse de doctorat en électronique, Brest, France : Université de Bretagne occidentale, 200 p.
- COLLINS, P. et H. Matsuoka. 2008. « Comparative benefits of a low equatorial orbit microwave solar power satellite (SPS) operational demonstrator ». Dans *IEEE International RF and Microwave Conference*. (Kuala Lumpur, Malaisie, 2-4 décembre 2008), pp. 491-495.
- CONIL, E. 2005. « Propagation électromagnétique en milieu complexe : du champ proche au champ lointain ». Thèse de doctorat en optique et radiofréquences, Grenoble, France : Institut national polytechnique de Grenoble, 152 p.
- COMBES, P. F. 1996. *Micro-ondes : 1. Lignes, guides et cavités*. 1^{ère} édition. Paris : Dunod. 374 p.

- CORY, R. 2009. « Schottky Diodes ». Dans *Microwave Product Digest : Skyworks Solutions, Inc.* En ligne. 5 p.
<<http://www.mpdigest.com/issue/Articles/2009/feb/Skyworks/Default.asp>>.
Consulté le 12 juillet 2010.
- DOUYERE, A., F. Alicalapa, J.-D. Lan Sun Luk et A. Celeste. 2008, a. « Losses analysis and performance improvement of a rectenna for RFID systems ». Dans *15th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems 2008*. (Malte, 31 août-3 septembre 2008), pp. 1083-1086.
- DOUYERE, A., J.-D. Lan Sun Luk et F. Alicalapa. 2008, b. « High efficiency microwave rectenna circuit: modelling and design ». *Electronics Letters*, volume 44, numéro 24, (novembre), pp. 1409-1410.
- DOUYERE, A. 2008. « Méthodologie de synthèse et d'optimisation de radiopile bornée à un domaine de fonctionnement ». Thèse de doctorat en électronique, Île de la Réunion, France : Faculté des sciences et technologies- Université de la Réunion, 178 p.
- FISHER, A. 1988. « Secret of perpetual flight? : BEAM-POWER PLANE ». *Popular Science*, (janvier), pp. 62-65.
- GAO, Y.-Y., X.-X. Yang, C. Jiang et J.-Y. Zhou. 2010. « A circularly polarized rectenna with low profile for wireless power transmission ». *Progress in Electromagnetics Research Letters*, volume 13, pp. 41-49.
- GHIGLINO, C. M. 2010. « Ultra-Wideband (UWB) rectenna design for electromagnetic energy harvesting ». Thèse du diplôme d'ingénieur, Barcelone, Espagne : Université polytechnique de Catalogne, 100 p.
- GLASER, P. 1968. « Power from the sun: Its future ». *Science*, volume 162, numéro 3856, (novembre), pp. 857-861.
- GEORGIADIS, A., G. Andia et A. Collado. 2010. « Rectenna design and optimization using reciprocity theory and harmonic balance analysis for electromagnetic (EM) energy harvesting ». *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, volume 9, (mai), pp. 444-446.
- HADLEY, F. 2007. « MIT team experimentally demonstrates wireless power transfer, potentially useful for powering laptop, cell-phones without cords ». Dans *Massachusetts Institute of Technology*. En ligne.
<http://www.mit.edu/~soljadic/MIT_WiTricity_Press_Release.pdf>. Consulté le 22 novembre 2010.

- HAGERTY, J. A., F. B. Helmbrecht, W. H. McCalpin, R. Zane et Z. B. Popovic. 2004. « Recycling ambient microwave energy with broad-band rectenna arrays ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 52, numéro 3, (mars), pp. 1014-1024.
- HE, Q., K. Huang et C. Liu. 2009. « A compact 5.8 GHz rectifying circuit design and experiments ». Dans *PIERS Proceedings*. (Beijing, Chine, 23-27 mars 2009), pp. 1756-1759.
- HIRAMATSU, Y., T. Yamamoto, K. Fujimori, M. Sanagi et S. Nogi. 2009. « The design of mW-class compact size rectenna using sharp directional antenna ». Dans *Proceedings of 39th European Microwave conference 2009*. (Rome, Italie, 29 septembre-1 octobre 2009), pp. 1243-1246.
- HONG, J.-S. G. et M. J. Lancaster. 2001. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. New York : Wiley. 471 p.
- HSIEH, M.-Y. et S.-M. Wang. 2005. « Compact and wideband microstrip bandstop filter ». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, volume 15, numéro 7, pp. 472-474.
- ISSA, H. 2009. « Miniaturisation des lignes de propagation microondes en technologies circuit imprimé et CMOS – Application à la synthèse de filtres ». Thèse de doctorat en optique et radiofréquences, Grenoble, France : Université Joseph Fourier, 220 p.
- JIANG, B., J. R. Smith, M. Philipose, S. Roy, K. Sundara-Rajan et A. V. Mamishev. 2007. « Energy scavenging for inductively coupled passive RFID systems ». *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, volume 56, numéro 1, (février), pp. 118-125.
- LACROUX, F. 2005. « 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 en électronique des hautes fréquences, optoélectronique – télécommunications, Limoges, France : Université de Limoges, 225 p.
- LAM, Y.-H., W.-H. Ki et C.-Y. Tsui. 2006. « Integrated low-loss CMOS active rectifier for wireless powered devices ». *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, volume 53, numéro 12, (décembre), pp. 1378-1382.
- LIM, S. et T. Itoh. 2008. « A 60 GHz retrodirective array system with efficient power management for wireless multimedia sensor server applications ». *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, volume 2, numéro 6, (mars), pp. 615-621.

- LIN, Y.-S., H.-M. Yang et C. H. Chen. 2005. « Miniature microstrip parallel-coupled bandpass filters based on lumped-distributed coupled-line sections ». Dans *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. (Long Beach, USA, 12-17 juin 2005), 4 p.
- MANCHEC, A., C. Quendo, É. Rius, J.-F. Favennec et C. Person. 2007. « Suppression des remontées parasites d'un filtre Dual-Behavior Resonator (DBR) ». Dans *15^{èmes} Journées Nationales Microondes*. (Toulouse, France, 23-25 mai 2007), 4 p.
- MARAL, G. et M. Bousquet. 2002. *Satellite communications systems : systems, techniques, and technology*. 4^{ème} édition, Chichester (Angleterre) : Wiley. 757 p.
- MARIAN, V., S. E. Adami, C. Vollaire, B. Allard et J. Verdier. 2011. « Wireless energy transfer using zero bias Schottky diodes rectenna structures ». *Advanced Materials Research*, volume 324, (août), pp. 449-452.
- MATSUMOTO, H. 2002. « Research on solar power satellites and microwave power transmission in Japan : Review and Perspectives ». *IEEE Microwave Magazine*, volume 3, numéro 4, (décembre), pp. 36-45.
- MCSPADDEN, J. O., T. Yoo et K. Chang. 1992. « Theoretical and experimental investigation of a rectenna element for microwave power transmission ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 40, numéro 12, (décembre), pp. 2359-2366.
- MERABET, B., L. Cirio, H. Takhedmit., F. Costa, C. Vollaire, B. Allard et O. Picon. 2009. « Low-Cost Converter for harvesting of microwave electromagnetic energy ». Dans *IEEE Conference on Energy Conversion Congress and Exposition*. (Californie, USA, 20-24 septembre 2009), pp. 2592-2599.
- NA, Y.-S., J.-S. Kim, Y.-C. Kang, S.-G. Byeon et K.-H. Rha. 2004. « Design of a 2.45 GHz passive transponder using printed dipole rectenna for RFID application ». Dans *Tencon 2004. 2004 IEEE Region 10 Conference*. (Chiang Mai, Thaïlande, 21-24 novembre 2004), pp. 547-549.
- POTELON, B. 2007. « Etude et conception de filtres hyperfréquences hybrides planaires – Volumiques ». Thèse de doctorat en électronique, Brest, France : Université de Bretagne Occidentale, 153 p.
- POUVIL, P. 1994. *Composants semiconducteurs micro-ondes*. Paris : Masson. 267 p.
- POZAR, M. D. 2005. *Microwave engineering*. 3^{ème} édition, Hoboken : John Wiley. 700 p.

- REN, Y.-J. et K. Chang. 2006. « 5.8 GHz circularly polarized dual-diode rectenna and rectenna array for microwave power transmission ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 54, numéro 4, (juin), pp. 1495-1502.
- REN, Y.-J., Li M.-Y. et K. Chang. 2007. « 35 GHz rectifying antenna for wireless power transmission ». *Electronics Letters*, volume 43, numéro 11, (mai), pp. 602-603.
- RIVIERE, S., F. Alicalapa, A. Douyere, J-D. Lan Sun Luk et B. Grondin-Perez. 2009. « An integrated model of a wireless power transportation for RFID and WSN applications ». Dans *16th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems 2009*. (Yasmine Hammamet, Tunisie, 13-16 décembre 2009), pp. 235-238.
- RIVIERE, S., F. Alicalapa, A. Douyere et J-D. Lan Sun Luk. 2010. « A compact rectenna device at low power level ». *Progress in Electromagnetics Research C*, volume 16, (septembre), pp. 137-146.
- SASAKI, S. et K. Tanaka. 2011. « Wireless power transmission technologies for solar power satellite ». Dans *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*. (Kyoto, Japon, 12-13 mai 2011), pp. 3-6.
- SCHLESACK, J. J., A. Alden et T. Ohno. 1988. « A microwave powered high altitude platform ». Dans *IEEE MTT-S International Symposium Digest*. (New York, USA, 25-27 mai 1988), pp. 283-286.
- SELVAKUMARAN, R., W. Liu, B.-H. Soong, M. Luo et Y. L. Sum. 2009. « Design of low power rectenna for wireless power transfer ». Dans *Tencon 2009. 2009 IEEE Region 10 Conference*. (Singapour, 23-26 janvier 2009), pp. 1-5.
- SHAMS, K. M. Z. et M. Ali. 2007. « Wireless power transmission to a buried sensor in concrete ». *IEEE Sensors Journal*, volume 7, numéro 12, (décembre), pp. 1573-1577.
- SHEIK MOHAMMED, S., K. Ramasamy et T. Shanmuganatham. 2010. « Wireless power transmission – A next generation power transmission system ». *International Journal of Computer Applications*, volume 1, numéro 13, pp. 100-103.
- SHINOHARA, N. et H. Matsumoto. 1998. « Experimental study of large rectenna array for microwave energy transmission ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 46, numéro 3, (mars), pp. 261-268.
- STRASSNER, B. et K. Chang. 2002. « 5.8-GHz circularly polarized rectifying antenna for wireless microwave power transmission ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 50, numéro 8, (août), pp. 1870-1876.

- TAKHEDMIT, H., L. Cirio, B. Merabet, B. Allard, F. Costa, C. Vollaire et O. Picon. 2011. « A 2.45-GHz dual-diode rectenna and rectenna arrays for wireless remote supply applications ». *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, volume 3, (juin), pp. 251-258.
- TAKHEDMIT, H. 2010. « Modélisation et conception de circuits de réception complexes pour la transmission d'énergie sans fil à 2.45 GHz ». Thèse de doctorat en génie électrique, Lyon, France : École centrale de Lyon, 190 p.
- TAKHEDMIT, H., L. Cirio, B. Merabet, B. Allard, F. Costa, C. Vollaire et O. Picon. 2010. « Efficient 2.45 GHz rectenna design including harmonic rejecting rectifier device ». *Electronics Letters*, volume 46, numéro 12, (juin), pp. 811-812.
- TAKHEDMIT, H., B. Merabet, L. Cirio, B. Allard, F. Costa, C. Vollaire et O. Picon. 2009. « Design of a 2.45 GHz rectenna using a global analysis technique ». Dans *3rd European Conference on Antennas and Propagation*. (Berlin, Allemagne, 23-27 mars 2009), pp. 2321-2325.
- TU, W.-H. 2006. « Wideband phased array antennas and compact, harmonic-suppressed microstrip filters ». Thèse de doctorat en génie électrique, Texas, USA : Université nationale de Taiwan – Université Texas A&M, 107 p.
- UNGAN, T. et L. M. Reindl. 2008. « Harvesting low ambient RF-sources for autonomous measurement systems ». Dans *IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*. (Victoria, Canada, 12-15 mai 2008), 4 p.
- VERA, G. A. 2009. « Efficiency rectenna design for ambient microwave energy recycling ». Thèse du diplôme d'ingénieur, Barcelone, Espagne : Université polytechnique de Catalogne, 115 p.
- VERA, G. A., A. Georgiadis, A. Collado et S. Via. 2010. « Design of 2.45 GHz Rectenna for Electromagnetic (EM) Energy Scavenging ». Dans *2010 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*. (New Orleans, USA, 10-14 janvier 2010), pp. 61-64.
- WAUGH, R. 1999. *Choosing the right diode for your AGC detector*. Design Tip, Hewlett Packard. 3 p.
- YAN, H., J. G. Marcias Montero, A. Akhnoukh, L. C. de Vreede et J. N. Burghartz. 2005. « An integration scheme for RF power harvesting ». Dans *Proceedings of STW Annual Workshop on Semiconductor Advances for Future Electronics and Sensors*, pp. 64-66.
- YANG, X., J.-S. Xu, D.-M. Xu et C. Xu. 2008. « X-Band circularly polarized rectennas for microwave power transmission applications ». *Journal of electronics*, volume 25, numéro 3, pp. 389-393.

- YO, T.-C., C.-M. Lee, C.-M. Hsu et C.-H. Luo. 2008. « Compact Circularly Polarized Rectenna with Unbalanced Circular Slots ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 56, numéro 3, (mars), pp. 882-886.
- ZHANG, F., H. Nam et J.-C. Lee. 2009. « A novel compact folded dipole architecture for 2.45 GHz rectenna application ». Dans *Asia Pacific Microwave Conference*. (Singapour, 7-10 décembre 2009), pp. 2766-2769.

