



HAL
open science

Dispositif conformable de récupération d'énergie radiofréquence : vers l'autonomie des objets communicants

Romain Berges

► **To cite this version:**

Romain Berges. Dispositif conformable de récupération d'énergie radiofréquence : vers l'autonomie des objets communicants. Electronique. Université de Bordeaux, 2018. Français. NNT : 2018BORD0117 . tel-01955432

HAL Id: tel-01955432

<https://theses.hal.science/tel-01955432>

Submitted on 14 Dec 2018

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

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

Thèse présentée pour obtenir le grade de docteur
Université de Bordeaux



Département Science et Technologie
École doctorale Science Physique et de l'Ingénieur

Discipline : Électronique

Dispositif conformable de récupération d'énergie radiofréquence : vers l'autonomie des objets communicants

PAR : ROMAIN BERGES

Sous la direction de VALÉRIE VIGNERAS, professeur des Universités

MEMBRES DU JURY:

Rapporteur externe : Pr. Philippe BENECH

Rapporteur externe : Pr. Christian PERSON

Examineur : Pr. Serge VERDEYME

Examineur : Pr. Thierry TARIS

Co-encadrant de thèse : Mme Ludivine FADEL

Invité : M. Laurent OYHENART

Date de soutenance : 12 Juillet 2018

TABLE DES MATIÈRES

Introduction générale	1
1 La récupération d'énergie sans fil	3
1.1 Récupération d'énergie en milieu urbain et domestique	3
1.1.1 Vibrations mécaniques	4
1.1.2 Ondes lumineuses	9
1.1.3 Gradient de température	11
1.1.4 Couplage magnétique	12
1.1.5 Ondes radiofréquences	14
1.1.6 Bilan et positionnement	16
1.2 Transmission d'énergie sans fil	18
1.2.1 Principe	18
1.2.2 Étude système	18
1.2.3 Scénario de récupération	20
1.3 Outils de simulation	23
1.3.1 Advanced Design System (ADS)	23
1.3.2 High Frequency Structure Simulator (HFSS)	25
2 Les antennes	27
2.1 Antennes dédiées à la récupération d'énergie	27
2.1.1 Critères de choix de l'antenne	27
2.1.2 Exemples d'antennes pour la récupération d'énergie RF	29
2.2 Antennes planaires	34
2.2.1 Dimensionnement et simulation	34
2.2.2 Réalisation	36
2.2.3 Mesures et performances	37
2.3 Antenne bi-bande planaire	41
2.3.1 Dimensionnement et simulation	41
2.3.2 Mesures	43
2.4 Antenne dipôle tri-bande	45
2.4.1 Dimensionnement et simulation	45
2.4.2 Réalisation	47
2.4.3 Mesures et performances	47
2.5 Antenne dipôle flexible bi-bande	49
2.5.1 Dimensionnement et simulation	50

2.5.2	Réalisation	52
2.5.3	Mesures et performances	53
3	Les circuits de conversion	59
3.1	Adaptation d'impédance	59
3.2	Circuit de conversion RF-DC monobande	61
3.2.1	Architectures et optimisation	62
3.2.2	Dimensionnement et simulation	69
3.2.3	Réalisation et caractérisation	74
3.3	Circuit de conversion RF-DC bi-bande	79
3.3.1	Dimensionnement et simulation	79
3.3.2	Réalisation et caractérisation	82
3.4	Circuit de conversion RF-DC flexible	85
3.4.1	Simulation et dimensionnement	85
3.4.2	Réalisation et caractérisation	88
4	Les scénarios d'application	93
4.1	Environnement	93
4.2	Caractérisation	95
4.2.1	Rectenna monobande FR4	95
4.2.2	Rectenna bi-bande sur FR4	97
4.2.3	Rectenna flexible	100
4.2.4	Rectennas bi-bandes hybrides	103
	Conclusion générale	107
	Liste des publications	119
	Annexe 1 : Adaptation d'impédance	121
	Annexe 2 : Mesureur de champs TM-195	131

TABLE DES FIGURES

1.1	Énergie moyenne disponible en fonction de la source [1]	5
1.2	Exemple de transducteur piézoélectrique à base de poutre	5
1.3	Exemple de transducteur magnétique	6
1.4	Exemple de micro-générateur magnétique réalisé sur un substrat silicium [5]	7
1.5	Trois structures de transducteur électrostatique : (a) In-plane gap closing, (b) In-plane gap overlay et (c) Out-of-plane Gap closing. . .	8
1.6	Schéma simplifié d'une cellule photovoltaïque [11]	10
1.7	Exemple de cellule solaire CIGS sur substrat souple	11
1.8	Schéma d'un thermocouple de base (a) et monté série (b) [15]	12
1.9	Schéma de fonctionnement du couplage inductif (a) et du couplage inductif par résonance (b) [18]	13
1.10	Photographie du bus électrique alimenté par couplage [20]	14
1.11	Sources présentes dans l'environnement d'un récupérateur d'énergie RF	15
1.12	Principe d'un système de transmission d'énergie sans fil	18
1.13	Schéma du bilan de liaison.	19
1.14	Schéma bloc d'une rectenna	20
1.15	Photo recto verso du réseau de récupérateur télé-alimentant un capteur de température et d'humidité [35].	21
1.16	Schéma de transmission d'énergie à partir d'objets connectés du quotidien	22
2.1	Exemple d'antenne cornet fonctionnant sur la bande 1-18 GHz [41].	28
2.2	Antenne monopôle planaire 870 MHz sur FR4 [42]	30
2.3	Antenne à fente planaire fonctionnant à 780 MHz vue de face (a) et de dos (b) [43]	30
2.4	Photo de l'antenne patch à fente [44] (a) et d'un réseau de 4x4 antennes patch [45] (b)	31
2.5	Vue de face (a) et de coupe (b) d'une antenne à fente [46]	31
2.6	Rectenna composée d'antennes dipôles fonctionnant à 12 GHz [47]	32
2.7	Photo de la face avant (a) et arrière (b) de l'antenne monopôle à méandre [48]	32
2.8	Photos de (a) l'antenne monopôle bi-bande recto verso [50] (b) et de l'antenne dipôle multi-bande [51]	33

2.9	Dimensions des antennes patch (a) 913 MHz et (b) 2,4 GHz.	35
2.10	Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence des antennes planaires fonctionnant à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b) en simulation électromagnétique.	35
2.11	Simulation du diagramme de rayonnement suivant le plan E et H des antennes planaires fonctionnant à 913 MHz (a) et 2,4 GHz (b).	36
2.12	Vue en coupe du substrat de FR4 (a) et schéma de fonctionnement d'une résine photosensible négative et positive : Insolation et développement (b).	37
2.13	Photo de l'antenne patch 900 MHz obtenue par gravure chimique.	38
2.14	Comparaison entre les résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne planaire fonctionnant à 913 MHz (a) et 2,4 GHz (b).	38
2.15	Schéma du banc de test en utilisation.	39
2.16	Panoramique du banc de test avec des antennes planaires 900 MHz.	40
2.17	Vue de face et en coupe d'une antenne planaire avec une excitation par câble coaxial.	42
2.18	Évolution de la partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la position en y pour le mode TM_{01} (a) et en x pour le mode TM_{30} (b) de l'excitation	42
2.19	Évolution de la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence en simulation <i>Full Wave</i> et avec le modèle TL.	43
2.20	Diagramme de rayonnement de l'antenne planaire bi-bande simulée sur <i>HFSS</i> à 915 MHz (a) et 2,45 GHz (b).	43
2.21	Photo de l'antenne patch bi-bande.	44
2.22	Évolution du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne planaire en simulation et en mesure.	44
2.23	Schéma de l'antenne tri-bande avec ses dimensions	45
2.24	Diagramme de rayonnement de l'antenne dipôle tri-bande simulée sous <i>HFSS</i> à 915 MHz (a) et 2,45 GHz (b).	46
2.25	Photo de l'antenne tri-bande réalisée sur FR4.	47
2.26	Coefficient de réflexion en entrée de l'antenne tri-bande en mesure et en simulation.	48
2.27	Schéma non à l'échelle représentant les dimensions de l'antenne bi-bande dipôle "eagle".	50
2.28	Coefficient de réflexion simulé de l'antenne Eagle sur Kapton®.	51
2.29	Diagramme de rayonnement de l'antenne Eagle simulée sous <i>HFSS</i> à 890 MHz (a) et 2,38 GHz (b).	51
2.30	Schéma (a) et photo (b) d'un écran pour sérigraphie.	53
2.31	Étapes successives de sérigraphie.	53

2.32	Antenne dipôle bi-bande sur substrat souple type kapton® (a) imprimée par sérigraphie (b).	54
2.33	Comparaison du coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne Eagle sur Kapton®.	54
2.34	Photo de l'antenne Eagle réalisée sur Kapton®, PET et papier.	55
2.35	Comparaison du coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne Kapton®, PET et papier.	56
3.1	Schéma de principe du circuit d'adaptation.	59
3.2	Transformation de l'impédance de charge Z_L en son circuit équivalent parallèle.	60
3.3	Schémas d'un circuit en Π (a) et d'un circuit en T (b).	60
3.4	Schéma d'adaptation bi-bande utilisant deux adaptations monobandes.	61
3.5	Schéma de circuit de conversion RF-DC série	64
3.6	Schéma de circuit de conversion RF-DC doubleur de tension.	64
3.7	Schéma de circuit de conversion RF-DC pont de Graetz.	65
3.8	Schéma de circuit de conversion RF-DC Greinacher.	65
3.9	Évolution de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour 4 architectures de redresseur	66
3.10	Évolution du rendement de conversion en fonction de la puissance d'entrée pour 4 architectures de redresseur	67
3.11	Schéma d'un redresseur doubleur de tension quatre étages.	69
3.12	Réseaux d'adaptation des circuits fonctionnant à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).	70
3.13	Simulation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence du redresseur fonctionnant à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).	70
3.14	Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour le redresseur 900 MHz et le 2,4 GHz en simulation circuit.	71
3.15	Simulation du rendement de conversion en fonction de la résistance de charge du redresseur à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).	71
3.16	Évolution du S_{11} en fonction du nombre de cellule par longueur d'onde pour le redresseur fonctionnant à 900 MHz.	72
3.17	Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence du redresseur fonctionnant à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b) en simulation électromagnétique (EM).	73
3.18	Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour le redresseur 900 MHz et le 2,4 GHz en simulation électromagnétique.	73
3.19	Rendement de conversion en fonction de la résistance de charge du redresseur (a) 900 MHz et (b) 2,4 GHz en simulation électromagnétique.	74

3.20	Schéma illustrant la refusion de la crème à braser (a) et son profil en température (b).	75
3.21	Photo du four à refusion en phase vapeur SV 260 IBL.	76
3.22	Photo du redresseur doubleur de tension 4 étages.	77
3.23	Évolution du rendement de conversion en fonction de la charge pour différents niveaux de puissance d'entrée à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).	77
3.24	Tension de sortie mesurée à vide en fonction de la puissance d'entrée pour les redresseurs 2,4 GHz et 900 MHz.	78
3.25	Mesure du rendement de conversion en fonction de la charge pour différents niveaux de puissance d'entrée à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).	78
3.26	Schéma électrique du circuit de conversion RF/DC avec le réseau d'adaptation bi-bande	80
3.27	Circuit équivalent à 900 MHz et à 2,4 GHz du réseau d'adaptation et du circuit de conversion RF/DC [72].	81
3.28	Simulation EM du coefficient de réflexion en entrée du redresseur bi-bande.	81
3.29	Évolution de la tension de sortie pour chaque fréquence du redresseur bi-bande en fonction de la puissance d'entrée en simulation EM.	81
3.30	Rendement de conversion en fonction de la charge pour différents niveaux de puissance d'entrée à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b) en simulation EM.	82
3.31	Photo circuit redresseur quatre étages avec le réseau d'adaptation bi-bande et une capacité chimique.	83
3.32	Coefficient de réflexion en entrée du redresseur quatre étages bi-bandes.	83
3.33	Mesure du rendement de conversion en fonction de la charge pour différents niveaux de puissance d'entrée à 912 MHz (a) et 2,45 GHz (b) pour le redresseur bi-bandes.	84
3.34	Tension de sortie du redresseur bi-bande à 912 MHz, 2,45 GHz et en simultané sur les deux bandes.	84
3.35	Tension de sortie du redresseur flexible bi-bande à 900 MHz, 2,4 GHz et en simultané sur les deux bandes en fonction de la conductivité pour une puissance d'entrée de -15 dBm.	86
3.36	Tension de sortie et S_{11} du redresseur flexible bi-bande à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b) en fonction de la conductivité pour une puissance d'entrée de -15 dBm.	86
3.37	Coefficient de réflexion du convertisseur bi-bande flexible obtenu par simulation EM.	87

3.38	Sensibilité du convertisseur bi-bande flexible obtenue par simulation EM.	87
3.39	Rendement de conversion du redresseur bi-bande flexible obtenu par simulation EM sur la bande 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).	88
3.40	Photo du redresseur flexible réalisé sur substrat souple.	88
3.41	Coefficient de réflexion en entrée du circuit de conversion en simulation EM et en mesure sur la bande 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).	89
3.42	Évolution de la tension de sortie à vide du redresseur en fonction de la puissance d'entrée.	89
3.43	Rendement de conversion du redresseur en mesure sur la bande 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).	90
4.1	Visualisation de la carte interactive Cartoradio [73].	94
4.2	Mesure de densité de puissance réalisées par l'ANFR à Bordeaux en intérieur (a) et extérieur (b).	94
4.3	Photo de la rectenna monobande 2,4 GHz avec ses dimensions.	95
4.4	Tension de sortie des récupérateurs 900 MHz et 2,4 GHz connectés à une horloge de bureau en fonction de la distance à la source de puissance.	96
4.5	Tension de sortie de récupérateur 2,4 GHz alimenté grâce à la connexion Bluetooth d'une tablette.	97
4.6	Photo de la face arrière de la rectenna utilisant l'antenne patch bi-bande	98
4.7	Performances de la rectenna bi-bande utilisant l'antenne patch en sensibilité (a) et en rendement (b).	99
4.8	Photo de la rectenna utilisant l'antenne dipôle tri-bandes.	99
4.9	Performances de la rectenna bi-bande utilisant l'antenne dipôle tri-bande en sensibilité (a) et en rendement (b).	100
4.10	Banc de caractérisation de la rectenna flexible et hybride avec le mesureur de champs EMR-300.	101
4.11	Photo de la rectenna réalisée sur du Kapton.	101
4.12	Tension de sortie mesurée du récupérateur flexible en fonction de la densité de puissance à 900 MHz	102
4.13	Télé-alimentation à partir d'un smartphone d'une horloge en utilisant un récupérateur flexible.	103
4.14	Photo des rectennas bi-bandes hybrides.	103
4.15	Télé-alimentation à partir d'un smartphone d'une horloge en utilisant un récupérateur hybride sur un poteau.	105
4.16	Télé-alimentation à partir d'un smartphone d'une horloge en utilisant un récupérateur hybride sur une vitre.	106

4.17	Cas d'utilisation de l'énergie récupérée dans l'environnement.	109
4.18	Exemple de réseau en L abaisseur d'impédance.	121
4.19	Exemple de réseau en L élévateur d'impédance.	122
4.20	Exemple d'impédance complexe de source et de charge à adapter par la méthode d'absorption.	124
4.21	Adaptation des parties réelles des impédances de source et de charge.	124
4.22	Réseau d'adaptation final par le méthode d'absorption.	124
4.23	Exemple d'impédance de charge complexe à adapter à une résis- tance de source de 50Ω par la méthode de résonance.	125
4.24	Schéma de la compensation de la capacité de charge par l'ajout d'une inductance en parallèle.	125
4.25	Schéma de la synthèse du réseau en L adaptant une charge de 600Ω à 50Ω	126
4.26	Schéma final de la synthèse d'un réseau d'adaptation par la mé- thode de résonance.	126
4.27	Schémas d'un circuit en Π (a) et d'un circuit en T (b).	127
4.28	Schémas d'un circuit en Π représenté comme deux circuits en L. . .	127
4.29	Schémas d'un circuit en T représenté comme deux circuits en L. . .	128
4.30	Coefficient de réflexion en entrée d'un circuit.	129
4.31	Coefficient de réflexion en entrée d'un circuit adapté à 900 MHz. .	129
4.32	Coefficient de réflexion en entrée d'un circuit adapté à 900 et 1900 MHz.	130

LISTE DES TABLEAUX

1.1	Caractéristiques des différents transducteurs vibratoires	9
1.2	Comparaison des différentes récupérations d'énergie possibles en environnement urbain et domestique	17
1.3	Comparaison des différents scénarios de récupération d'énergie. . .	22
2.1	Caractéristiques des différentes antennes pour la récupération d'énergie RF.	33
2.2	Caractéristiques du FR4 métallisé	34
2.3	Gain simulé et estimé en mesure des antennes patch mono-bandes.	40
2.4	Dimensions de l'antenne tri-bande.	46
2.5	Propriétés mesurées du Kapton®.	50
2.6	Gains mesurés des antennes Eagle sur Kapton®, papier et PET. . .	56
2.7	Récapitulatif des performances des antennes vues dans ce chapitre.	57
3.1	Principales caractéristiques de diodes Schottky couramment utilisé dans la récupération d'énergie RF	63
3.2	Caractéristiques expérimentales des redresseurs de 1 à 4 étages à 900 MHz	68
3.3	Comparaison des résultats obtenus en simulation circuit, simulation EM et mesures	79
3.4	Caractéristiques expérimentales des redresseurs de 1 à 4 étages à 900 MHz	91
4.1	Sensibilité des rectennas hybrides en fonctionnement monobande et bi-bande pour obtenir une tension de sortie de 1 V.	104

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'électronique et les systèmes de communication a connu une évolution incontestable ces dernières années. Les progrès réalisés donnent des circuits de plus en plus performants, de plus en plus petits, mais surtout de plus en plus économes en énergie. Cette évolution combinée aux avancées dans le domaine du numérique et de l'informatique ont permis l'expansion des applications liées à l'Internet Des Objets (IDO) basées sur le déploiement massif de capteurs communicants sans fil autonomes. Les premières générations de capteur ne pouvaient fonctionner que pendant le temps de décharge de leur batterie. Une des voies proposées pour étendre la durée de vie des objets passe par une récupération de l'énergie ambiante. Plusieurs technologies ont ainsi été développées pour optimiser la récupération en fonction de l'environnement du capteur. Les sources sont principalement disponibles sous forme solaire, thermique ou vibratoire et présentent des densités d'énergie, des rendements et une disponibilité très variables qui ne correspondent pas toujours aux besoins des applications. C'est particulièrement sur ce dernier point, la disponibilité inhérente au caractère naturel des phénomènes mis en jeu, que l'adéquation est difficile. Dans le même temps, l'émergence de nouveaux protocoles de communication sans fil haut débit (4G, WiFi...) rend le spectre électromagnétique de plus en plus encombrer. Une des conséquences de cet encombrement est l'augmentation des densités de puissance RF disponibles dans l'environnement notamment urbain et domestique.

Grâce à cette dynamique, la courbe décroissante de la consommation de capteurs est passée sous la courbe croissante de la quantité d'énergie RF potentiellement récupérable. L'enjeu est donc d'optimiser au maximum la collecte de cette énergie afin d'alimenter les capteurs autonomes de demain. Dans ce contexte, cette thèse propose de développer des récupérateurs d'énergie RF les plus efficaces possible pour collecter l'énergie des ondes électromagnétiques. Dans un souci de réduction des coûts, nous réalisons nos différentes rectennas à l'aide de substrat commun ou en utilisant les potentialités qu'offre l'électronique imprimée au travers de l'utilisation de substrats flexibles. Les récupérateurs présentés dans ce manuscrit fonctionnent principalement sur les bandes 900 MHz et 2,4 GHz.

Le mémoire de thèse présentant ces travaux est constitué de quatre chapitres :

Dans ce chapitre, nous nous intéressons aux différentes sources et techniques de récupération d'énergie disponible dans l'environnement urbain et domestique. Les sources mécaniques, lumineuses, thermiques et électromagnétiques sont étudiées pour identifier les avantages et inconvénients de chacune d'entre elles. Cela permet de dresser un bilan et d'identifier la pertinence de la récupération d'énergie RF ainsi que son positionnement par rapport aux autres systèmes.

La suite du chapitre présente le principe de fonctionnement de la récupération d'énergie RF ainsi que les scénarios d'utilisation que nous avons identifiés.

Pour finir, nous allons décrire les outils de simulation que nous allons utiliser pour concevoir chaque élément du récupérateur.

Le deuxième chapitre est consacré à la conception et la mesure d'antennes que nous allons utiliser pour collecter les ondes électromagnétiques de l'environnement. Après avoir défini les critères de choix de nos antennes ainsi que des exemples d'antennes utilisées dans la littérature pour la récupération d'énergie RF. Nous décrivons le dimensionnement et la mesure des cinq antennes suivantes :

- Antenne patch 900 MHz
- Antenne patch 2,4 GHz
- Antenne patch bi-bande 900 MHz/2,4 GHz
- Antenne dipôle tri-bande 900 MHz/1, GHz/2,4 GHz
- Antenne dipôle flexible bi-bande 900 MHz/2,4 GHz

Après avoir défini le fonctionnement et l'intérêt de l'adaptation d'impédance, ce chapitre étudie les différentes alternatives possibles pour réaliser la conversion RF/DC. Cela permet de choisir le modèle de diode, la topologie et le nombre d'étages qui correspond à notre cahier des charges. La suite du chapitre présente le dimensionnement, la réalisation ainsi que la caractérisation des quatre circuits de conversion RF/DC suivant :

- Convertisseur RF/DC 900 MHz
- Convertisseur RF/DC 2,4 GHz
- Convertisseur RF/DC bi-bande 900 MHz/2,4 GHz
- Convertisseur RF/DC flexible bi-bande 900 MHz/2,4 GHz

Le dernier chapitre de ce manuscrit montre la mise en place de différents protocoles de mesure pour évaluer les performances des récupérateurs complets. Afin de définir la limite entre la récupération opportuniste et le transfert de puissance, nous avons réalisé la caractérisation des densités de puissance disponibles dans l'environnement urbain et domestique.

LA RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE SANS FIL

Les avancées dans les télécommunications et la réduction de la consommation des circuits électroniques font que les appareils mobiles envahissent notre quotidien. Se pose alors le problème de leur autonomie et de la conception de solutions éco-énergétiques. Une des voies proposées pour étendre la durée de fonctionnement des objets passe par une récupération de l'énergie ambiante. Principalement disponibles sous forme solaire, thermique ou vibratoire, ces sources présentent des densités d'énergie, des rendements et une disponibilité très variables qui ne correspondent pas toujours aux besoins des applications. C'est particulièrement sur ce dernier point, la disponibilité inhérente au caractère naturel des types de sources, que l'adéquation est difficile. La récupération de l'énergie électromagnétique transmise par voie radiofréquence peut apporter une solution pertinente à cette problématique. Le nombre croissant de sources en milieu urbain et domestique permet également d'obtenir des densités de puissances ambiantes suffisantes pour alimenter des applications de très faible consommation. Dans ce contexte, nous proposons un premier chapitre présentant les différents modes de récupération d'énergie dédiés au milieu urbain et/ou domestique en les comparant en terme de puissance effective et de rendement. Nous décrirons ensuite le principe de la transmission d'énergie sans fil ou télé-alimentation associée aux différents types de scénarios applicatifs.

1.1 Récupération d'énergie en milieu urbain et domestique

Dans l'environnement, il existe une grande variété de sources d'énergie qui peut être récupérée. Dans un contexte d'économie d'énergie et de protection de la nature, la récupération de cette énergie s'impose comme une évidence. Cependant, chaque source possède des caractéristiques spécifiques et/ou techniques qui ne permettent pas forcément de répondre aux besoins actuels. Par exemple la disponibilité dans le temps, la quantité d'énergie récupérable, ou encore la place disponible sont des facteurs très importants lors du dimensionnement d'un

module de récupération d'énergie. La description de l'exploitation des principales sources d'énergie disponibles dans l'environnement urbain et domestique va permettre de montrer une multitude de scénarios applicatifs. Il sera ainsi possible de positionner la récupération d'énergie RF dans des applications où elle est la plus pertinente.

1.1.1 Vibrations mécaniques

Les vibrations mécaniques sont omniprésentes dans notre quotidien. Le corps humain, les machines ou encore les transports sont autant de sources potentielles. L'objectif de cette section est d'évaluer les quantités d'énergie disponible et les techniques utilisées pour convertir, à l'aide d'un transducteur, les vibrations mécaniques en énergie électrique. Par définition un transducteur est un dispositif convertissant une grandeur physique en une autre, par exemple la conversion d'onde mécanique en onde électrique. Pour finir, des exemples d'applications utilisant ce type de récupération seront présentés. Les récupérateurs utilisant les vibrations mécaniques s'appuient sur les technologies des microsystemes électromécaniques ou MEMS pour réduire leurs tailles.

Sources de vibrations mécaniques

Pour réaliser un récupérateur réaliste fonctionnant dans l'environnement, il faut dans un premier temps connaître les sources existantes et surtout la quantité d'énergie que l'on peut récupérer. Le graphique (fig. 1.1) permet, pour des exemples de sources, de comparer les niveaux d'énergie disponibles en fonction de la fréquence de vibration [1]. Il est donc possible de visualiser la puissance moyenne récupérable pour différents objets. Pour un volume de 1 cm^3 la quantité d'énergie récupérable est donc comprise entre $10 \text{ }\mu\text{W}$, avec le mouvement d'un interrupteur, et 100 mW avec le mouvement d'un sac à dos.

Il existe trois transducteurs permettant de convertir les vibrations mécaniques en énergie : piézoélectrique, magnétique et électrostatique. Chacun d'entre eux présente ses propres caractéristiques différentes et offre des applications différentes.

Transducteurs piézoélectriques

La structure la plus courante est l'utilisation de poutres encastrées sur lesquelles on vient déposer un élément piézoélectrique. Ces éléments ont la propriété de se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique, c'est l'effet piézoélectrique direct, et réciproquement de se déformer lorsqu'on leur applique un champ électrique, effet piézoélectrique inverse. Pour convertir de l'énergie mécanique en énergie électrique dans le cas de la récupération d'énergie, l'effet

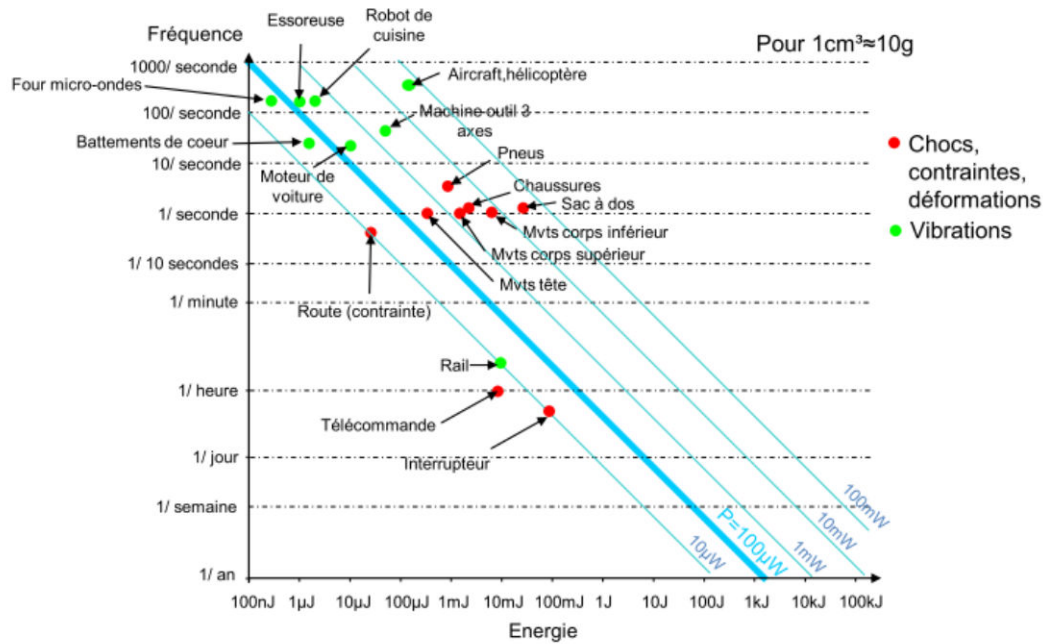


FIGURE 1.1 – Énergie moyenne disponible en fonction de la source [1]

piézoélectrique direct est généralement exploité. Le mouvement de la poutre provoque ainsi la déformation du matériau piézoélectrique créant une polarisation à l'intérieur de celui-ci (fig. 1.2).

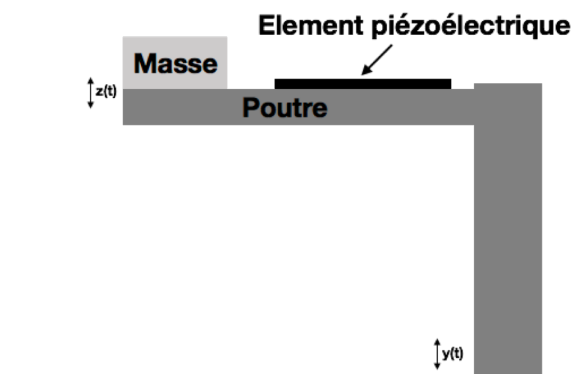


FIGURE 1.2 – Exemple de transducteur piézoélectrique à base de poutre

Un récupérateur utilisant un transducteur piézoélectrique produit de forts niveaux de tension pour de faibles quantités de courant. La fréquence de fonctionnement de tels transducteurs dépend de la fréquence d'oscillation de la poutre et donc de sa taille. Cette structure est donc principalement utilisée pour des fréquences de l'ordre de plusieurs centaines de Hertz. Ces caractéristiques font que ces systèmes sont peu compatibles avec la récupération d'énergie ambiante dès lors que l'on veut réduire leurs tailles pour les intégrer dans l'environnement au quotidien. De nombreux prototypes ont quand même vu le jour en utilisant cette technique. Un exemple proposé à l'Université de Southampton est un nœud de réseau de capteurs alimenté par un générateur piézoélectrique intégré [2].

L'ensemble, de la taille d'une carte de crédit, a été conçu pour fonctionner lorsqu'il est soumis à des vibrations de 67 Hz et de $3,9 \text{ m.s}^{-2}$. Ces vibrations correspondent aux vibrations maximales mesurées sur un hélicoptère en vol. Dans ces conditions, le générateur récupère une puissance maximale de $240 \mu\text{W}$.

Le corps humain est aussi une source de vibrations exploitables pour des structures piézoélectriques récupératrices d'énergie. Citons, par exemple un générateur flexible basé sur un polymère piézoélectrique récupérant 0.21 mW monté sur un doigt se pliant et se dépliant à la fréquence de 3 Hz [3], ou encore des nanofils piézoélectriques [4], qui intégrés sur des fibres textiles pourraient à terme permettre de générer une densité de puissance de 20 à 80 mW par m^3 .

Transducteurs magnétiques

Le transducteur magnétique le plus simple est composé d'un aimant permanent et d'une bobine plongée dans le champ magnétique créé par l'aimant. Un exemple de structure d'un transducteur magnétique complet, fig. 1.3, montre que la poutre encastrée permet de générer un déplacement relatif $z(t)$ entre l'aimant et la bobine lorsque le système est excité par une vibration $y(t)$. Ce mouvement créé un changement de flux magnétique au niveau de la bobine qui est converti en tension.

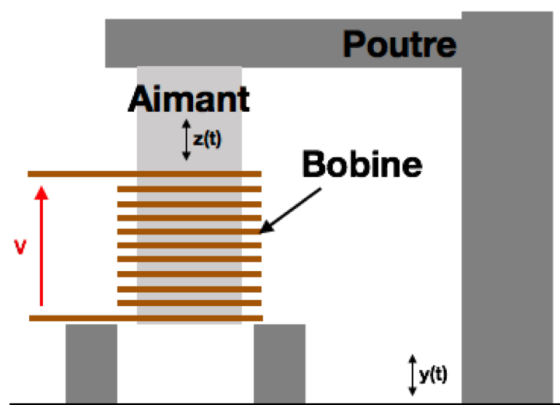


FIGURE 1.3 – Exemple de transducteur magnétique

La tension de sortie, V , est proportionnelle à la vitesse de changement de flux, Φ , et au nombre de tours N de la bobine, selon la loi de Faraday définie dans l'équation (1.1) suivante :

$$V = -N \cdot \frac{d\Phi}{dt}. \quad (1.1)$$

Ces systèmes sont en outre bien adaptés pour des vibrations de faibles fréquences et fortes amplitudes, telles que celles liées au mouvement du corps humain. L'intégration à l'échelle micrométrique est néanmoins plus difficile, du fait des faibles performances des aimants de cette taille, et du nombre de tours limité

des bobines planaires. Cependant, ce type de transducteur présente des rendements de 30 % et bénéficie des techniques abouties de réalisation de microsystème électromécanique pour réduire ses dimensions.

La figure 1.4 représente le schéma d'un transducteur magnétique réalisé sur un substrat silicium par Santosh Kulkarni *et al.* [5]. Celui-ci permet de générer 586 nW à 60 Hz pour une vibration ambiante d'accélération de $8,829 \text{ m.s}^{-2}$. Cependant la tension de sortie n'est que de 10 mV sur une charge de 170Ω . En 2000, Li *et al.* [6] présentent un générateur d'un volume total de 1 cm^3 , utilisant un ressort planaire spiral micro usiné en cuivre. Après redressement, la puissance récupérée permet d'alimenter un transmetteur infra-rouge (IR) lors de l'envoi de trains de bits de 140 ms.

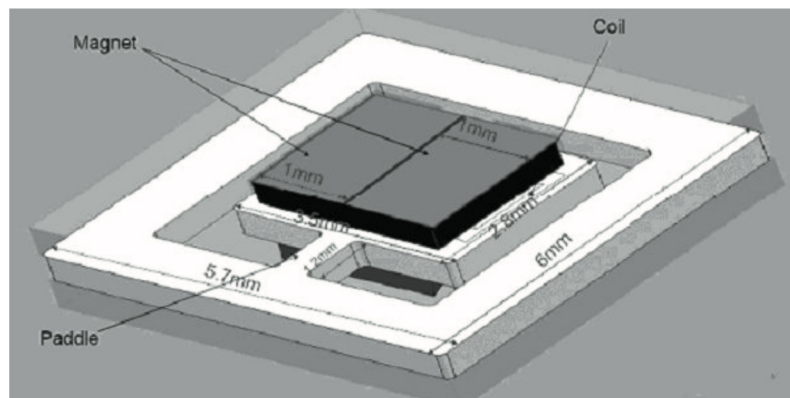


FIGURE 1.4 – Exemple de micro-générateur magnétique réalisé sur un substrat silicium [5]

La structure la plus fréquente pour récupérer les vibrations de larges amplitudes, et notamment les vibrations provenant du corps humain est constituée d'un tube dans lequel circulent un ou plusieurs aimants permanents. Une bobine est enroulée autour du tube pour collecter les variations de champ magnétique. Cette structure a été notamment mise en œuvre en 2007 par Von Büren et Tröster [7]. Ils proposent une structure d'un volume de $0,5 \text{ cm}^3$ (et d'un volume pratique global de $30,4 \text{ cm}^3$) donnant une puissance maximum de $35 \mu\text{W}$ lorsqu'il est monté sous le genou d'un marcheur. En 2008, Saha *et al.* [8] développent un récupérateur magnétique dans l'objectif pour les vibrations d'un sac à dos lors de marche rapide ou de course. Le générateur ainsi développé a un volume de $12,4 \text{ cm}^3$ et produit entre $0,3 \text{ mW}$ et $2,46 \text{ mW}$.

Ainsi de tels systèmes génèrent de forts niveaux de courant au détriment de la tension. Ils sont bien adaptés aux vibrations de grandes amplitudes et basses fréquences, telles que celles liées aux mouvements du corps humain. Cependant, leurs performances souffrent de la miniaturisation car les performances des aimants et des inductances intégrés sur silicium sont faibles.

Transducteurs électrostatiques

Les générateurs de type électrostatique sont composés de deux plaques électriques isolées entre elles et pré-chargées qui vont avoir un déplacement relatif l'une par rapport à l'autre sous l'effet des vibrations extérieures. Si le générateur opère à charge constante, la diminution de la capacité du générateur, induite par la variation de distance entre les deux plaques, aura pour effet d'augmenter la tension du générateur, et donc l'énergie potentielle stockée dans le condensateur. De la même manière, en fixant la tension, le mouvement des plaques a pour effet la production d'un courant du au mouvement des charges. La production d'énergie peut être ainsi calculée de la façon suivante :

$$E = -\frac{1}{2} \cdot V_{in}^2 \cdot (C_{max} - C_{min}) \cdot \frac{C_{max}}{C_{min}}, \quad (1.2)$$

où E représente l'énergie produite, V_{in} la tension d'alimentation, C_{max} et C_{min} les capacités maximales et minimales.

Il existe trois types d'architectures électrostatiques qui reposent toutes sur l'utilisation de peignes inter-digités (fig. 1.5). Les parties sombres représentent les éléments fixés, les parties claires les éléments mobiles.

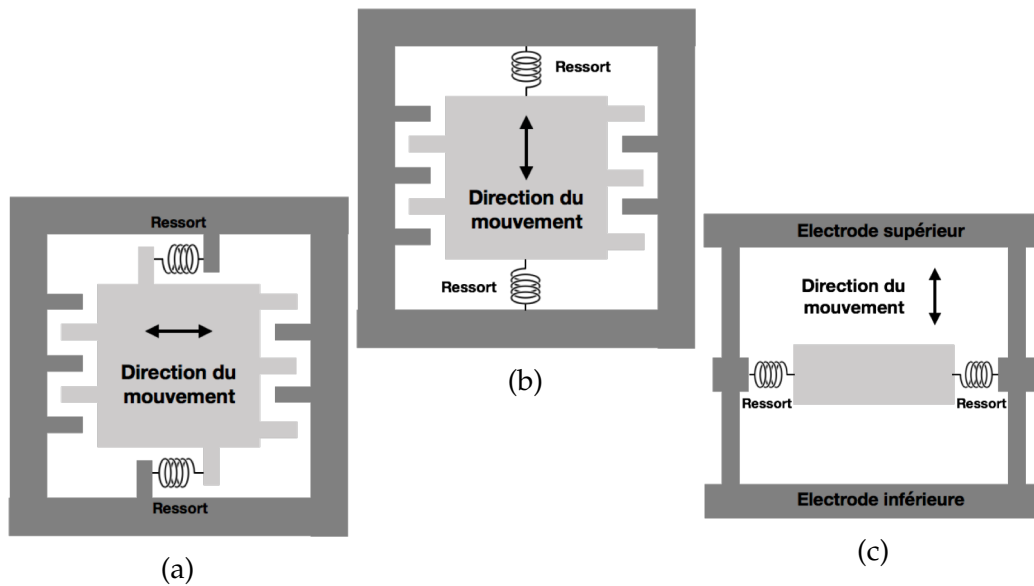


FIGURE 1.5 – Trois structures de transducteur electrostatique : (a) In-plane gap closing, (b) In-plane gap overlay et (c) Out-of-plane Gap closing.

Un électret est dans la majorité des cas utilisé pour précharger les éléments mobiles du transducteur pour de la récupération ambiante. L'électret est un diélectrique chargé électriquement capable de conserver sa charge pendant des années. Il assure ainsi la polarisation permanente de la capacité variable.

Une application large bande est présentée par G.Despesse et al [9]. Ils montrent qu'il est possible, à l'aide d'un transducteur de 1 cm^2 et d'une masse mobile de 1 g , de récupérer des tensions de l'ordre de 50 V avec un rendement de plus de 70% .

Bilan comparatif

Différentes études [10] ont récapitulé les avantages et inconvénients des principaux modes de transductions mis en œuvre pour la récupération d'énergie mécanique. Il a été mis en valeur par exemple les facilités d'intégration des systèmes électrostatiques, les faibles tensions produites des générateurs magnétiques ou bien la fragilité des couches piézoélectriques. Ces remarques d'ordre général sont regroupées dans le tableau 1.1.

Tableau 1.1 – Caractéristiques des différents transducteurs vibratoires

Type	Avantages	Inconvénients
Piézoélectrique	<ul style="list-style-type: none"> – Facile à miniaturiser (MEMS) – Fortes tensions générées 	<ul style="list-style-type: none"> – Fragilité des couches piézoélectriques – Faibles courants générés
Magnétique	<ul style="list-style-type: none"> – Fort couplage – Facile à réaliser 	<ul style="list-style-type: none"> – Miniaturisation difficile – Faibles tensions générées
Électrostatique	<ul style="list-style-type: none"> – Fortes tensions générées – Facile à miniaturiser (MEMS) 	<ul style="list-style-type: none"> – Source de tension ou charge externe requise – Capacitif

1.1.2 Ondes lumineuses

L'environnement urbain et domestique compte de nombreuses sources d'ondes lumineuses comme le soleil ou les lumières artificielles (éclairage public, néon, LED...). La conversion de ces ondes en énergie électrique nécessite l'utilisation de panneaux photovoltaïques qui sont, dans la majeure partie du temps, fabriqués à partir de silicium. Les photons de la lumière sont ici utilisés pour stimuler un électron d'atome de silicium de son état fondamental à son état excité. Or dans cet état l'électron est arraché à la matrice, créant au passage un « trou ». Normalement, l'électron trouve rapidement un trou pour se recombiner, et l'énergie apportée par le photon est ainsi dissipée. Le principe d'une cellule photovoltaïque est de forcer les électrons et les trous à se diriger chacun vers une face opposée du matériau au lieu de se recombiner en son sein : ainsi, il apparaîtra une différence de potentiel et donc une tension entre les deux faces. L'une des solutions, couramment utilisés, pour extraire sélectivement les électrons et les trous exploite les effets d'un champ

électrique au moyen d'une jonction PN, entre deux couches dopées respectivement P et N, fig. 1.6 [11].

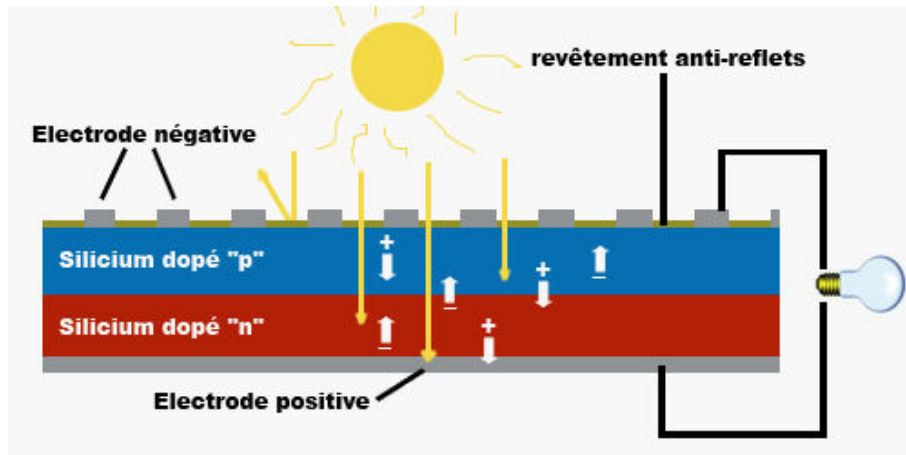


FIGURE 1.6 – Schéma simplifié d'une cellule photovoltaïque [11]

Les cellules photovoltaïques au silicium sont principalement utilisées pour de la récupération des ondes lumineuses provenant du soleil et donc en extérieur. Le coût et le rendement de ces technologies les rendent de plus en plus compétitives vis-à-vis des méthodes de production d'énergie à base de ressources fossiles. En effet, les rendements sont de l'ordre de 20 % et permettent d'obtenir jusqu'à 150 Watt-crête par m^2 en France dans les régions ensoleillées . Cependant les performances se dégradent très vite lorsque la luminosité diminue ou que les cellules ne sont pas directement baignées par les ondes lumineuses.

D'autres technologies ont donc été développées pour alimenter des objets de faibles consommations et ainsi se répandre dans le quotidien. Par exemple la société allemande TFA (Technische Fabrik für Armaturen ou Technical Plant for Controls and Instruments en anglais) développe plusieurs solutions autonomes grâce à l'énergie solaire [12] qui utilisent un panneau Si-amorphe pour alimenter des applications, par exemple un radio réveil ou encore un thermohygromètre. D'autres moins matures, sont encore en développement comme les cellules de Tellure de Cadmium (CdTe) ou de Cuivre Indium Gallium et Sélénium (CIGS), (fig. 1.7). Ces technologies en pleine croissance promettent des rendements comparables aux panneaux classiques sans les désavantages liés à la température et à l'ensoleillement. Cependant sur le plan environnemental, la toxicité des matériaux et la complexité du recyclage les empêchent de s'imposer comme standard.

En le milieu urbain, les panneaux de grandes tailles sont réservés à la production d'énergie pour le réseau électrique et sont principalement placés en extérieur. Dans l'objectif d'alimenter ou du moins d'augmenter l'autonomie des objets de notre quotidien, il est nécessaire de s'intéresser aux performances de cellules solaires intégrables. Pour des dispositifs de l'ordre de la dizaine de cm^2 et dans des conditions optimales d'éclairement (de l'ordre de $100 mW.m^{-2}$) les rendements

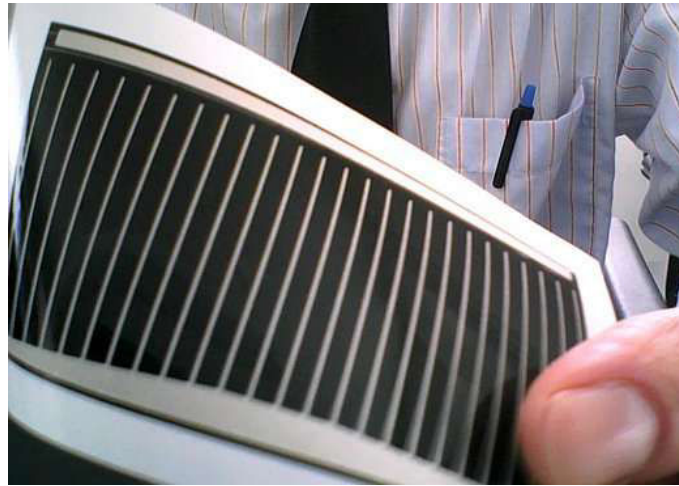


FIGURE 1.7 – Exemple de cellule solaire CIGS sur substrat souple

sont proches des 10 % et permettent donc d'alimenter des capteurs ou objets pouvant consommer plusieurs dizaines de milliwatts en sortie [13, 14] .

1.1.3 Gradient de température

Il existe de nombreuses sources d'énergie thermique dans l'environnement urbain et domestique. Les appareils électriques, le soleil ou encore le corps humain sont autant de sources qu'il est possible d'exploiter pour produire de l'énergie électrique.

Grâce aux travaux de Seebeck, Peltier ou encore Lord Kelvin au cours du XIX^{ème} siècle, il est possible de créer une source d'énergie à partir d'un gradient de température. Ces transducteurs utilisent des thermocouples pour produire de l'électricité. Un thermocouple de base est classiquement composé de deux éléments semi-conducteurs de type N et P qui sont connectés en un point par un matériau conducteur (fig. 1.8a). Cette structure de base peut ensuite être mise en série pour augmenter la quantité d'énergie produite (fig. 1.8b) [15].

La puissance produite par un thermocouple peut être estimée grâce à l'équation suivante :

$$\frac{P}{S} = h \cdot \Delta T, \quad (1.3)$$

avec P la puissance de sortie, S la surface, ΔT le gradient de température et h la densité de puissance par °C et par m² du convertisseur.

Micropelt est un exemple de société qui commercialise ainsi plusieurs solutions de thermocouple. Le thermogénérateur MPG-D655 [16] permet, grâce à un volume de 8,6 mm² et d'un gradient de température de 10 °K, de générer une puissance de 0,8 mW. Wulf Glatz *et al.* [15] ont réussi à réaliser un thermogénérateur sur substrat souple basé sur la technologie Bi₂Te₃ permettant de générer jusqu'à 0,29 $\mu\text{W} \cdot \text{cm}^{-2} \cdot \text{K}^{-2}$. Il offre ainsi la possibilité de réaliser à moindres coûts de

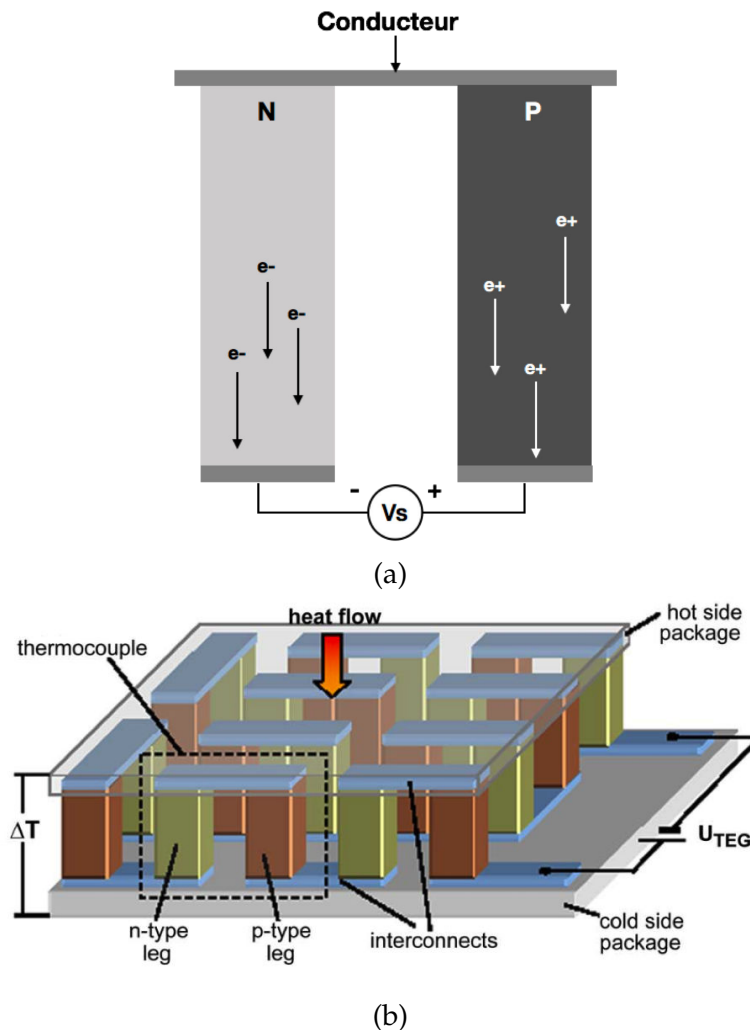


FIGURE 1.8 – Schéma d'un thermocouple de base (a) et monté série (b) [15]

grandes surfaces de récupération d'énergie thermique qui fonctionnent même sur des surfaces incurvées.

La récupération thermique nécessite donc le plus grand gradient de température possible pour être efficace. Il est donc commun d'ajouter un radiateur thermique sur un thermogénérateur pour augmenter ses performances [17]. L'ajout des radiateurs a un impact très important sur le facteur de forme final et les récupérateurs deviennent alors très peu intégrables dans leurs environnements.

1.1.4 Couplage magnétique

Cette méthode utilise le principe de transformateur électrique où deux bobines (primaire et secondaire), isolées l'une de l'autre, transfèrent de l'énergie. Le courant circulant dans la bobine primaire produit ainsi un courant induit dans la bobine secondaire (fig. 1.9a). L'inconvénient principal est la proximité requise du récepteur pour permettre le couplage.

Cette méthode a été améliorée en utilisant un transfert inductif par résonance [18]. L'élément émetteur et l'élément récepteur sont des circuits RLC composés

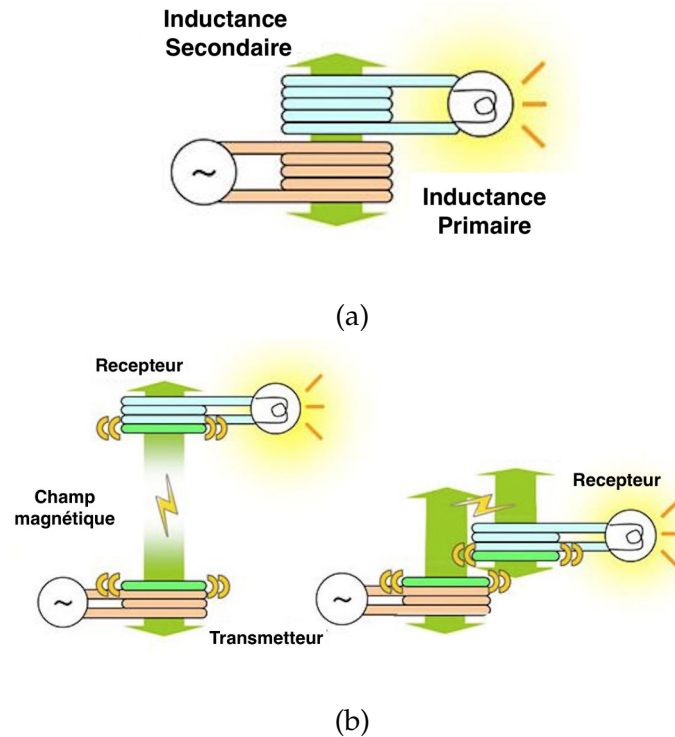


FIGURE 1.9 – Schéma de fonctionnement du couplage inductif (a) et du couplage inductif par résonance (b) [18]

d'une résistance, une bobine et un condensateur où les deux éléments réactifs sont accordés sur une même fréquence de résonance. Lorsque la bobine émettrice est alimentée avec un signal à la fréquence de résonance, ce montage permet d'alimenter un récepteur de même fréquence de résonance sans qu'il soit nécessaire d'aligner les deux bobines. La distance séparant les deux bobines peut également être bien plus grande que lorsque la résonance n'est pas utilisée (fig. 1.9b).

Cette technique est utilisée dans les dispositifs de recharge sans fil des téléphones portables notamment par L. Olvitz *et al.* de l'université d'Osijek en Croatie [19]. Le système transfère une puissance de 0,5 W à une distance de 2,5 cm ce qui est suffisant pour recharger un téléphone portable. En Corée, Seungyoung Ahn et Joungcho KimLa appliquent cette méthode à une autre échelle pour alimenter un bus électrique [20] à partir d'une source à la fréquence de 20 kHz et d'une puissance 60 kW placée dans la route (fig. 1.10).

L'efficacité du transfert de puissance atteint un rendement de 80 % et permet de faire fonctionner le bus en utilisant une batterie 20 % plus petite que celles des bus électriques classiques.

Le rendement de transfert d'énergie étant relativement élevé, il est économiquement viable de l'utiliser comme source d'énergie même pour de grandes puissances. Cependant, la nécessaire proximité entre la source et l'objet n'est pas toujours possible. Le coût initial de mise en place du dispositif n'est pas non plus négligeable. En effet, dans le domaine très concurrentiel de la téléphonie, l'ajout de

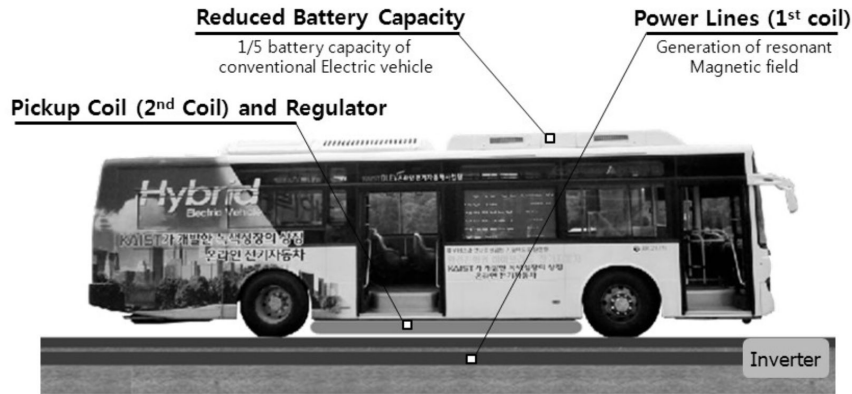


FIGURE 1.10 – Photographie du bus électrique alimenté par couplage [20]

système de recharge sans fil a un coût supplémentaire qui est, la plupart du temps, à la charge du consommateur (prix du téléphone et de la station de recharge). Ces coûts sont encore plus importants pour la recharge en temps réel de véhicule, car, en plus du surcoût des véhicules, c'est toute la route qu'il faut équiper.

1.1.5 Ondes radiofréquences

Le spectre électromagnétique en milieu urbain et domestique est de plus en plus encombré. En effet, l'augmentation des débits, du nombre d'utilisateurs et l'arrivée de la 4G font que le trafic est en constante augmentation. Les sources d'ondes électromagnétiques viennent donc principalement des réseaux de communication (Cellulaire, WiFi, Bluetooth). Afin de contrôler les niveaux d'émission, de nombreux pays ont lancé des campagnes de mesure. En France, cette tâche est menée par l'ANFR (Agence Nationale des Fréquences). Cet établissement public à caractère administratif créé le 1^{er} janvier 1971, a pour mission d'assurer la planification, la gestion et le contrôle de l'utilisation, y compris privative, du domaine public des fréquences radioélectriques ainsi que des compétences des administrations et autorités affectataires de fréquences radioélectriques. Elle coordonne l'implantation sur le territoire national des stations radioélectriques de toutes natures afin d'assurer la meilleure utilisation des sites disponibles et veille au respect des valeurs limites d'exposition du public aux champs électromagnétiques. Les ondes électromagnétiques sont donc omniprésentes dans notre quotidien et les besoins grandissants en communication ont pour principale conséquence l'encombrement du spectre électromagnétique et plus particulièrement dans la bande des Ultra Hautes Fréquences (UHF).

Une onde électromagnétique n'a pas les mêmes propriétés de propagation dans tout l'espace entourant une source. Pour modéliser la propagation d'une onde dans un environnement global, l'espace est découpé en différentes zones : la zone de champ proche et la zone de champ lointain. Il est important de rappeler que chacune de ces ondes électromagnétiques transporte une infime quantité d'énergie qui peut être récupérée. Il existe différentes stratégies pour récupérer cette énergie qui seront détaillées dans la partie suivante.

Ondes électromagnétiques

La zone de champ lointain se situe après la distance de $\frac{2D^2}{\lambda}$. La récupération d'énergie en champ lointain pose de nouvelles problématiques. En effet l'atténuation des ondes électromagnétiques dans l'air et la législation en termes de niveaux d'émission limitent les quantités d'énergie récupérable. Cependant les sources sont très nombreuses (réseau télécom, wifi...) dans l'environnement et surtout elles émettent pour la majorité en permanence (fig. 1.11).

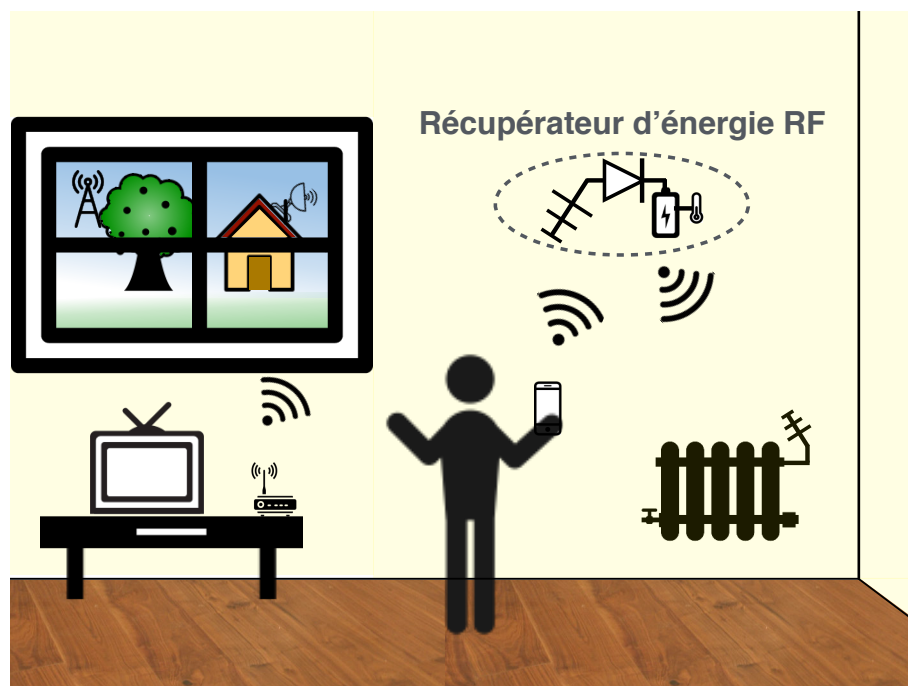


FIGURE 1.11 – Sources présentes dans l'environnement d'un récupérateur d'énergie RF

Une infime quantité d'énergie est continuellement présente autour de nous qui, bien exploitée, permettrait de rendre autonome des objets de très faible consommation comme des capteurs. Les différentes architectures et l'intelligence de conception peuvent ainsi favoriser le rendement de conversion ou la tension de sortie. Cependant, un bon rendement de conversion qui ne donne pas une tension suffisante pour alimenter un objet connecté ne sera pas une bonne solution. À l'inverse, maximiser la tension de sortie au détriment du rendement n'est pas non plus une

solution viable. L'enjeu est donc de récupérer le plus efficacement possible cette énergie en faisant un compromis entre le rendement de conversion et la tension de sortie.

Un exemple de travaux sur la récupération d'énergie par voie RF est celui de Soudeh Heydari Nasab *et al.* où le système récupère assez de puissance pour alimenter un objet de très faible consommation, en l'occurrence une calculatrice, ou alors une LED [21]. En effet, le récupérateur réalisé fournit une puissance de 158 nW pour une puissance d'entrée de -25 dBm.

P. Nintanavongsa *et al.* utilisent un récupérateur RF en tant que source d'énergie afin d'alimenter un microcontrôleur MSP430G2553 de *Texas Instruments* [22]. Ainsi pour une puissance d'entrée de -20 dBm, le récupérateur fournit une puissance de 180 nW. Ces travaux concurrencent une solution commerciale proposée par la société POWERCAST. Cette entreprise propose des solutions de récupération d'énergie RF complète. Le produit Powercast P1100 [23] permet de récupérer de l'énergie à partir de puissances égales à -6 dBm pour des tensions de sorties pouvant aller jusqu'à 4,2 V.

Dans le même but, de nombreuses personnes travaillent à optimiser des retransmetteurs. Certains comme H. Kanaya *et al.* [24] réalisent une partie ou la totalité du récupérateur sur des substrats souples et/ou en partie transparents pour optimiser l'intégration dans l'environnement [25, 26, 27]. D'autres, comme M. Piñuela *et al.* [28] augmentent les performances ou changent les caractéristiques d'au moins une partie du récupérateur afin de collecter plus d'énergie de l'environnement [29, 30].

1.1.6 Bilan et positionnement

Après avoir défini les principales sources d'énergie dans l'environnement urbain et domestique et les différents moyens de les exploiter, nous allons cibler les scénarios où la récupération d'énergie RF se place réellement comme une solution intéressante.

D'après le tableau 1.2 récapitulatif, le scénario le plus adapté à la récupération d'énergie RF semble donc être celui répondant principalement à deux critères :

- 1) Pouvoir alimenter à distance une application telle qu'un capteur.
 - 2) Avoir une forte capacité d'intégration du récupérateur dans notre quotidien.
- En partant de ce constat, un récupérateur RF peut être utilisé pour rendre autonome les différents capteurs constituant un développement urbain et domotique intelligent.

Ce genre d'application nécessite peu d'énergie pour fonctionner et est, dans la majorité des cas, couvert par un réseau de télécommunication ou le Wifi. Potentiellement, l'autonomie des capteurs, qui est l'un des plus gros problèmes de l'internet des objets, pourrait donc être résolu. Cependant, le challenge reste entier, car même si la consommation d'un capteur communicant ne cesse de diminuer et

que le nombre de sources RF est en constante augmentation, la quantité de puissance récupérable est à peine suffisante. L'enjeu de cette thèse est donc d'optimiser au maximum le récupérateur afin de répondre aux besoins actuels et d'imaginer des scénarios d'utilisation pour rendre son fonctionnement possible dans la vie quotidienne.

La prochaine partie va décrire plus en détail le principe de fonctionnement de la récupération d'énergie sans fil et les caractéristiques de l'environnement urbain concernant notamment les niveaux d'énergie RF.

Tableau 1.2 – Comparaison des différentes récupérations d'énergie possibles en environnement urbain et domestique

Types	Avantages	Inconvénients
Vibratoire	Facile à réaliser Multitude de sources Peu coûteuse	Fragilité Source discontinue
Ondes lumineuses	Source puissante Facilement intégrable dans l'environnement	Source discontinue Certaines technologies sont chères et polluantes
Gradient de température	Multitude de sources Facile à fabriquer et à miniaturiser	Gradient naturellement faible Problème d'intégration du radiateur
Couplage magnétique	Fort rendement Facile à fabriquer et à miniaturiser	Cher Faible distance Ajout d'une source dans l'environnement
Radio-fréquence	Multitude de sources Distance de fonctionnement Facile à réaliser et à intégrer	Puissance disponible Difficile à miniaturiser Peut nécessiter l'ajout d'une source dans l'environnement

1.2 Transmission d'énergie sans fil

1.2.1 Principe

La transmission d'énergie sans fil ou téléalimentation consiste à transmettre de l'énergie sous forme électromagnétique. Elle met en jeu une source d'énergie (émission d'un signal AC), un milieu de propagation (l'air le plus souvent) et un module de récupération d'énergie (fig. 1.12). Ce principe est connu depuis longtemps et a fait l'objet d'investissements importants dans la seconde partie du 20^{ème} siècle, notamment pour des applications de très forte puissance (quelques centaines à milliers de kW). Ces investigations ont montré que la puissance à émettre pour atteindre un tel niveau de puissance n'est pas réaliste. Cependant pour des applications dont le niveau d'énergie reste faible à modéré, la téléalimentation est une solution très attractive. C'est sur ce principe que s'est développée, à partir des années 90, la technologie d'identification par voies radiofréquences ou RFID. Un lecteur ou *reader* transmet à une étiquette ou *tag RF*, en même temps que sa requête, l'énergie nécessaire à leur communication.

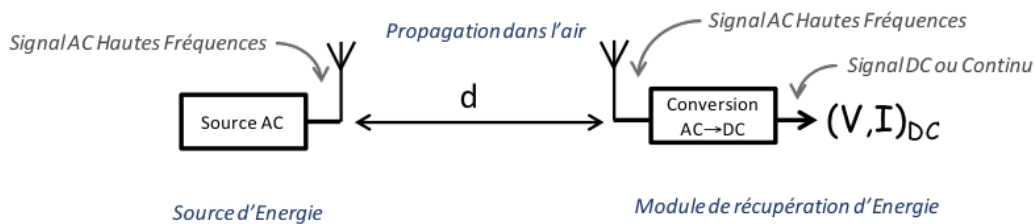


FIGURE 1.12 – Principe d'un système de transmission d'énergie sans fil

L'objectif ici n'est pas d'établir une communication, mais simplement de récupérer de l'énergie en utilisant la voie radiofréquence, puis de la stocker. Le rendement du système complet reste faible, notamment à cause de la forte atténuation du signal lors de sa propagation dans l'air. Cependant, les avancées technologiques en matière d'objets nomades ont aujourd'hui réduit leurs consommations en puissance à un point tel que des solutions à base de téléalimentation soient dans l'avenir capables de couvrir tout ou partie de leurs besoins énergétiques.

1.2.2 Étude système

Plusieurs éléments sont pris en compte pour étudier un système de récupération d'énergie RF. L'étude et la maîtrise de chacun d'entre eux sont nécessaires pour collecter correctement l'énergie.

La source

La source est composée :

- D'un générateur de signaux alternatifs (AC) délivrant une puissance P_{TX} .
- D'une antenne de gain G_{tx} permettant l'émission du signal délivré par le générateur.

La puissance émise par la source, P_{emis} , sera donc de la forme :

$$P_{emis} = P_{TX} \cdot G_{TX}. \quad (1.4)$$

Le milieu de propagation

Nous allons considérer ici une propagation dans l'air. Il existe de nombreux modèles permettant d'intégrer les différents phénomènes liés à la propagation : fading, multi-trajet. Le modèle de Friis, permet d'exprimer l'atténuation $A(d)$ d'un signal en espace libre à partir de la relation suivante :

$$A(d) = \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot d}\right)^2, \quad (1.5)$$

où λ la longueur d'onde du signal et d la distance entre la source et le module de récupération.

Le bilan de liaison

Le bilan de liaison permet d'établir la relation entre la puissance émise par la source, P_{TX} , et la puissance reçue, P_{RX} , en fonction du gain de l'antenne émettrice, G_{TX} , réceptrice, G_{RX} , et de l'atténuation dans l'air, $A(d)$.

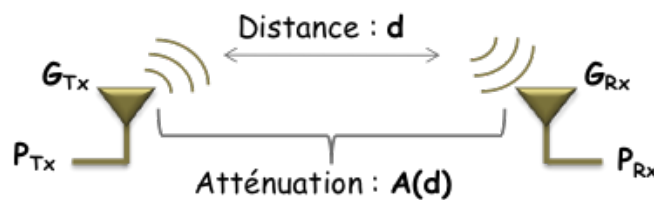


FIGURE 1.13 – Schéma du bilan de liaison.

Ainsi nous pouvons écrire que :

$$P_{RX} = P_{TX} \cdot G_{TX} \cdot A(d) \cdot G_{RX}, \quad (1.6a)$$

$$P_{RX}|_{dBm} = P_{TX}|_{dBm} + G_{TX}|_{dB} + 20 \cdot \log \frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot d} + G_{RX}|_{dB}. \quad (1.6b)$$

Le module de récupération d'énergie

Le module de récupération d'énergie se compose généralement d'une antenne et d'un circuit de conversion RF/DC, l'ensemble étant communément appelé "Rectenna" pour la contraction des mots anglais "rectifier" et "antenna" (fig. 1.14). L'énergie électromagnétique rayonnée par l'antenne d'émission est captée par l'antenne de réception puis transmise au circuit de conversion sous forme d'une tension sinusoïdale haute fréquence. La mise en forme du signal électrique issu de l'élément rayonnant implique un effort particulier au niveau du transfert d'énergie. En effet, le fonctionnement en hautes fréquences, jusqu'à quelques Giga Hertz, nécessite la mise en place d'un circuit spécifique d'adaptation d'impédance avec l'antenne. Finalement la puissance disponible en sortie est utilisée directement pour alimenter un circuit électronique ou alors accumulée dans un élément de stockage jusqu'à son utilisation.

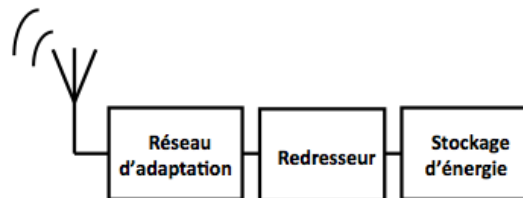


FIGURE 1.14 – Schéma bloc d'une rectenna

1.2.3 Scénario de récupération

La mise en place de téléalimentation se développe actuellement suivant deux types de scénarios : la récupération d'énergie opportuniste [31] et le transfert d'énergie sans fil [32]. Dans le premier cas l'énergie collectée à partir du trafic des télécommunications locales (type GSM, WiFi ou autre). Dans le second cas, la source RF est identifiée et configurée pour transmettre de la puissance. Ce scénario permet de contrôler la quantité d'énergie transférée, et ainsi d'assurer une certaine fiabilité dans le système [33].

Récupération opportuniste

Dans le cas de la récupération dite opportuniste, l'énergie est collectée à partir du trafic des télécommunications locales (type GSM, WiFi ou autre). Les niveaux d'énergie disponible sont donc très aléatoires et la plupart du temps faibles. En effet, dans une zone où il y a très peu d'utilisateur et/ou de source de communication les densités d'énergie disponible seront réduites. À l'inverse, les lieux de forte densité d'utilisateurs, comme une gare, possèdent des niveaux plus élevés d'énergie. Le principal avantage d'une telle récupération est que sa mise en œuvre reste peu coûteuse. En effet, le seul coût est l'achat et la mise en place du récupérateur.

A. Khemar *et al.* réalisent une rectenna complète capable de fonctionner dans un environnement urbain [34]. Le récupérateur, placé dans un lieu très fréquentée de Paris où les densités de puissance sont importantes, est capable d'obtenir une tension de sortie de presque 200 mV en continu avec des "pics" dépassant les 1 V. Le rectenna est donc capable de façon ponctuelle de téléalimenter un capteur. En 2012, U. Olgun *et al.* placent un réseau de récupérateur dans une pièce où plusieurs objets sont connectés au réseau WiFi. Après une charge de 5 min la rectenna peut alimenter un capteur de température/humidité [35] (fig. 1.15).

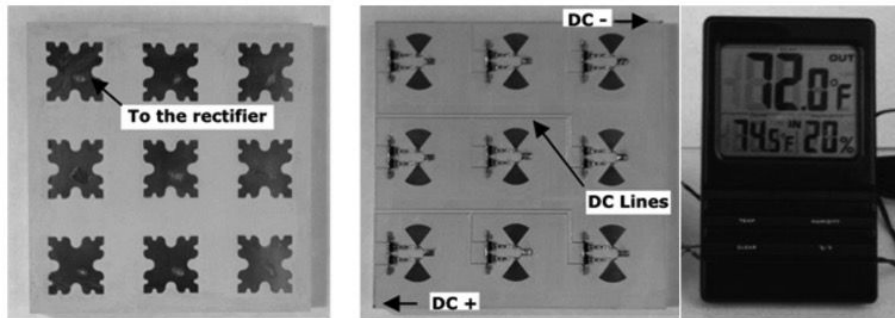


FIGURE 1.15 – Photo recto verso du réseau de récupérateur télé-alimentant un capteur de température et d'humidité [35].

Transfert de puissance

La puissance disponible dans l'environnement peut ne pas suffire à alimenter un circuit électronique. La densité de puissance au niveau de la rectenna doit donc être artificiellement augmentée. Cela peut se faire de deux façon pour parvenir à ce résultat :

- Le premier est l'utilisation d'un objet du quotidien pour envoyer de l'énergie à la rectenna (fig. 1.16). Cet objet serait par exemple un téléphone portable ou une tablette. Pour réaliser cette expérience en laboratoire, on force l'objet connecté à communiquer avec le réseau EDGE (bande 900 MHz) et/ou WiFi/Bluetooth (bande 2,4 GHz). En procédant de la sorte, la puissance émise n'est limitée que par l'objet utilisé. Par rapport à la récupération opportuniste, cela n'engendre aucun surcoût d'installation, mais seulement un surcoût d'utilisation avec la décharge plus rapide de l'objet émetteur.

- La deuxième solution est d'ajouter dans l'environnement une source d'énergie. Cette source est dimensionnée en fonction de l'application garantissant ainsi à la rectenna une densité de puissance suffisante. Il est alors possible de dimensionner cette source en fonction du besoin afin de garantir à la rectenna une densité de puissance suffisante. Dans ces conditions, il est certain que l'élément alimenté par la rectenna fonctionne, cependant cette installation a un coût non négligeable car la source devra être conçue et surtout alimentée en permanence pour assurer

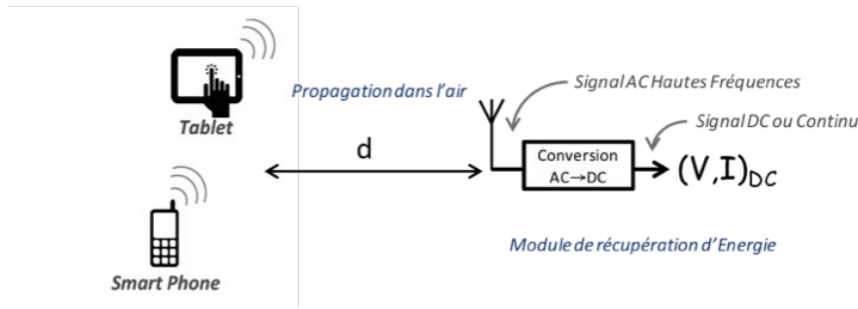


FIGURE 1.16 – Schéma de transmission d'énergie à partir d'objets connectés du quotidien

un bon fonctionnement du système. La société Powercast commercialise ainsi plusieurs solutions complètes de récupération d'énergie RF comprenant la source et le récupérateur. Ainsi, Z. Harouni *et al.* démontrent que lorsque l'on arrive à fournir une densité de puissance de $0,525 \text{ mW/cm}^2$, leur rectenna est capable d'atteindre un rendement maximum de 63 % et une tension de sortie de 2,82 V [36].

Bilan

Les trois scénarios identifiés ont tous des avantages et des inconvénients. La récupération opportuniste permet pour un coût très faible de récupérer les ondes RF de l'environnement, cependant la fiabilité de la récupération est grandement dépendante de l'environnement. L'utilisation d'un objet connecté pour envoyer de l'énergie fiabilise la récupération, cependant cette solution est limitée par son autonomie et sa puissance maximale d'émission. Enfin, la dernière solution est la plus fiable, mais les coûts de production et d'alimentation de la nouvelle source RF peuvent être un frein et rendre le projet économiquement non viable. L'ensemble de ces caractéristiques est résumé dans le tableau 1.3.

Tableau 1.3 – Comparaison des différents scénarios de récupération d'énergie.

Scénarios	Niveau d'énergie	Fiabilité	Prix
Opportuniste	Faible	Faible	Faible
Objet connecté du quotidien	Moyen	Moyenne	Faible
Source dédiée	Fort	Forte	Important

1.3 Outils de simulation

La CAO électronique (pour Conception assistée par ordinateur électronique) est la catégorie des outils servant à la conception et la production des systèmes électroniques allant des circuits imprimés jusqu'aux circuits intégrés.

1.3.1 Advanced Design System (ADS)

Advanced Design System (ADS) est un logiciel de conception électronique produit par Keysight Technologies. Il offre un environnement optimisé pour la conception de produits électroniques notamment RF. Le logiciel prend en charge toutes les étapes du processus de conception : dimensionnement du circuit, simulation de circuit fréquentiel et temporel, vérification des règles de conception et simulation électromagnétique. Toutes ces fonctionnalités permettent à l'ingénieur de caractériser et d'optimiser un circuit électronique sans changer d'outil. Tous ces éléments de conception ont une importance lors du développement de la partie redresseur du récupérateur d'énergie RF.

Dimensionnement du circuit

La première étape de conception de circuit et de choisir les composants constituant le circuit et de les interconnecter entre eux. Le logiciel propose une bibliothèque de composants idéaux, mais aussi la possibilité de créer et/ou d'importer un modèle de composant réel. Enfin, c'est lors de cette étape que les propriétés du substrat et les différentes simulations que nous souhaitons réaliser sont définies.

Simulation fréquentielle et temporelle de circuits

Une large possibilité de simulations est proposée par le logiciel. Nous ne décrivons ici seulement le fonctionnement de trois simulations utilisées dans notre cas. Pour définir la tension et le courant de sortie du redresseur en fonction de la puissance d'entrée, nous pouvons utiliser deux simulations : la Transient (*Trans*) qui calcule l'évolution du comportement du circuit de façon temporel et la Harmonic Balance (*HB*) qui effectue un calcul fréquentiel pour observer les performances du circuit. Chacune de ces deux simulations a un intérêt différent lors de la conception d'un circuit.

La simulation temporelle résout un ensemble d'équations différentielles qui expriment la dépendance temporelle des courants et des tensions du circuit. Elle permet de vérifier si le circuit ainsi que chacun de ses composants fonctionnent de la façon voulue. Les caractéristiques de l'analyse transitoire sont :

- Analyse à basses et hautes fréquences pour les circuits linéaires et non linéaires dans le domaine temporel.

- Vérification du comportement transitoire du circuit, comme le temps de démarrage dans les oscillateurs ou l'évolution de la charge d'un condensateur.

Cependant, dans le cas d'harmoniques et/ou de fréquences rapprochées, la simulation prend beaucoup de temps et de mémoire car le pas de temps minimum doit être compatible avec la fréquence la plus élevée. De plus, la simulation doit durer suffisamment longtemps pour observer une période complète de la fréquence la plus basse présente.

La simulation *HB* est une technique d'analyse fréquentielle pour la simulation de circuits et de systèmes non linéaires. Elle est adaptée pour la simulation de circuits RF et micro-ondes analogiques, car ceux-ci sont plus naturellement étudiés dans le domaine fréquentiel. Elle calcule l'amplitude et la phase des tensions ou des courants dans un circuit potentiellement non linéaire. Elle rend possible la simulation de circuits à multiples fréquences d'entrée et inclut aussi les fréquences d'intermodulation et les harmoniques. Le nombre total de fréquences dans le système est limité uniquement par des considérations pratiques telles que la mémoire, l'espace d'échange et la vitesse de simulation. Le principal avantage de ce type de simulation est qu'une fois bien paramétrée il est possible d'obtenir plus rapidement les performances du circuit qu'en utilisant la simulation temporelle.

La dernière simulation que nous allons utiliser est la simulation *LSSP* (Large Signal S-Parameters) qui nous permet d'obtenir les paramètres S du circuit en fonction de la puissance d'entrée. Contrairement aux simulations *SP* (S-Parameters), les simulations *LSSP* sont basées sur une simulation *HB* du circuit non linéaire complet. Les simulations *LSSP* peuvent donc être effectuées sur des circuits non linéaires et prennent en compte les effets tels que la compression de gain ou les variations de niveaux de puissance.

Vérification des règles de conception

Lorsque le dimensionnement du circuit est finalisé, il est nécessaire de réaliser le *Layout* du circuit. Ce modèle 3D du circuit, représentant les composants ainsi que leurs interconnexions, doit correspondre à la fois au schéma électrique du circuit, mais doit aussi respecter les règles de réalisation imposée notamment lors de la fabrication du circuits. Ces vérifications sont réalisées respectivement par la fonction *LVS* (Layout Versus Schematic) et la fonction *DRC* (Design Rule Checker). Lorsque ces deux outils ne détectent plus d'erreur, il est possible de paramétrer la simulation électromagnétique.

Simulation électromagnétique : Momentum

Momentum est le simulateur électromagnétique planaire (EM) 2,5D utilisé pour la modélisation et l'analyse de circuits passifs dans ADS. Il accepte des géométries

de conception arbitraires (y compris des structures multicouches). Il utilise les équations différentielles partielles des équations de Maxwell basé sur la méthode des moments (Method of Moments en anglais) pour simuler avec précision les effets EM complexes de la structure comprenant le couplage et les parasites. Une simulation EM précise permet aux concepteurs RF d'améliorer la précision de conception.

Le logiciel ADS est donc un outil complet et très efficace pour dimensionner des circuits électroniques. Nous l'utiliserons pour concevoir nos différents circuits de conversion RF/DC. Pour le dimensionnement des antennes nous utiliserons le logiciel HFSS. En effet, ce logiciel est un simulateur 3D qui est plus adapté qu'ADS à la conception d'antenne.

1.3.2 High Frequency Structure Simulator (HFSS)

HFSS développé par ANSYS est un logiciel de simulation électromagnétique utilisant la méthode par éléments finis. Il s'agit de l'un des outils couramment utilisés pour la conception de structures électromagnétiques tels que des antennes. Dans notre cas, il nous permet d'optimiser tous les paramètres de nos antennes afin que leur fonctionnement corresponde à nos exigences. Il prend en charge tout le processus de conception de l'antenne, du dimensionnement à la simulation de ses performances.

Simulation

La simulation de l'antenne donne accès à toutes ses performances pour une fréquence donnée. Lors de la conception de nos antennes, nous nous focaliserons sur trois paramètres : le diagramme de rayonnement, le gain et le coefficient de réflexion en entrée.

Les résultats de simulation représentant le diagramme de rayonnement peuvent être visualisés soit en 3D soit en 2D suivant plusieurs plans. La visualisation 3D nous permet sur ordinateur de facilement comprendre le diagramme de rayonnement cependant elle est peu utilisée dans la littérature, car il n'est pas évident de le retranscrire sur un support 2D. Dans un souci de clarté, nous utiliserons donc dans cette thèse la visualisation 2D suivant le plan E et H. Où on appelle le plan E, le plan formé par la direction de propagation et par la direction du champ électrique et le plan H est celui formé par la direction de propagation et par la direction du champ magnétique. Le gain de l'antenne est aussi donné par le diagramme de rayonnement.

Il est peu utile d'observer le coefficient de réflexion uniquement à la fréquence de fonctionnement. En effet, cela ne nous permet pas de connaître la bande de fréquence sur laquelle l'antenne fonctionne ni de savoir si l'adaptation est à son

optimum. Pour obtenir le coefficient de réflexion en entrée en fonction de la fréquence il est nécessaire d'ajouter une option qui va effectuer la simulation sur une bande choisie. HFSS se place donc comme le logiciel le plus adapté à notre disposition pour concevoir des antennes. Grâce à lui nous pourrions simuler plusieurs types d'antennes et ce, sur plusieurs substrats.

Dimensionnement d'une antenne

Après avoir défini théoriquement les dimensions de l'antenne que nous voulons réaliser, nous créons sa représentation 3D sous le logiciel HFSS. Afin de simuler les performances de l'antenne, il est donc nécessaire de créer un port d'excitation. Une fois que tout cela est correctement paramétré et que toutes les informations nécessaires à la simulation ont été renseignées (caractéristiques des matériaux utilisés, fréquence de fonctionnement...), il est possible d'obtenir les performances de l'antenne. Cependant, il est rare d'obtenir à partir des dimensions théoriques les performances désirées lors de la première simulation. Pour y arriver, il est alors nécessaire de redimensionner manuellement ou semi automatiquement la géométrie de l'antenne afin que les performances correspondent au cahier des charges fixé.

Conclusion

Différentes sources d'énergie récupérables et les techniques d'exploitation de ces sources ont été présentées dans ce chapitre. Toutes fonctionnent dans le milieu urbain ou domestique et ont la capacité de rendre (partiellement) autonome des circuits électroniques de faible consommation. Les avantages et inconvénients de chacune d'entre elles ont été présentés ce qui nous a permis d'identifier le scénario le plus propice à la récupération d'énergie par voie RF. En effet cette voie n'est pas la plus puissante ou la plus efficace. Cependant l'omniprésence de sources continuellement disponibles, la facilité d'intégration à l'environnement et la possibilité de grandement s'éloigner de la source, rendent la récupération d'énergie RF pertinente comme solution pour l'alimentation de capteurs.

La transmission d'énergie sans fil a ensuite été abordée plus spécifiquement. Son principe de fonctionnement ainsi que l'architecture d'un récupérateur ont été décrits. Nous avons ensuite proposé plusieurs scénarios applicatifs.

Pour finir, les outils de simulation des convertisseurs RF-DC et des antennes ont été introduits pour cibler les spécificités de chacun d'entre eux. Ainsi nous possédons toutes les informations nécessaires aux simulations de chaque bloc du récupérateur. Ceci nous permet de les dimensionner afin de répondre aux exigences de la récupération en fonction de l'énergie présente dans l'environnement.

LES ANTENNES

L'état de l'art de la récupération d'énergie en milieu urbain et domestique à été présenté dans le chapitre précédent. Nous nous sommes concentrés sur la récupération par voie radiofréquence et avons illustré différents types de scénarios. Nous allons à présent aborder le développement de modules de récupération et de stockage d'énergie sans fil.

Ce chapitre étudie la première brique élémentaire de ces modules : l'antenne. La première partie sera consacrée aux critères de choix de l'antenne ainsi qu'à une présentation d'antennes possédant des caractéristiques différentes pour la récupération d'énergie. Dans la seconde partie, deux antennes monobandes planaires sont étudiées. La même étude est ensuite appliquée à une antenne planaire fonctionnant sur deux bandes de fréquence. Enfin, dans les deux dernières parties, deux antennes dipôles sont étudiées : une antenne tri-bande sur substrat rigide et une bi-bande sur substrat souple.

2.1 Antennes dédiées à la récupération d'énergie

Il existe de multiples types d'antennes dans la littérature, mais toutes n'ont pas les mêmes caractéristiques. En fonction du scénario envisagé, certaines architectures d'antenne sont plus adaptées que d'autres. Par exemple, lorsque l'on connaît à l'avance la position de la source et du récupérateur et qu'elles sont fixes, l'utilisation d'antennes directives (patch [37] ou yagi [38]) permet de réduire la dispersion de puissance dans l'air. Dans le cas contraire, un couple d'antennes moins directif (dipôles [39] ou monopôle [40]) sera plus polyvalent et permettra une plus grande flexibilité d'utilisation.

Cependant, d'autres critères sont à prendre en compte. Nous allons définir ceux qui ont une importance particulière et illustrer les avantages et inconvénients d'antennes qui sont utilisées dans la récupération d'énergie RF.

2.1.1 Critères de choix de l'antenne

Encombrement

Avant de se concentrer sur les spécifications électromagnétiques de l'antenne, le premier critère que nous définissons est son encombrement physique.

En effet, pour s'imposer comme une solution alternative, le récupérateur doit-être capable de collecter suffisamment d'énergie, mais aussi de s'intégrer dans son environnement de fonctionnement.

Les antennes cornets ou les antennes à réflecteur sont de parfaits exemples d'antennes difficilement intégrables [41].

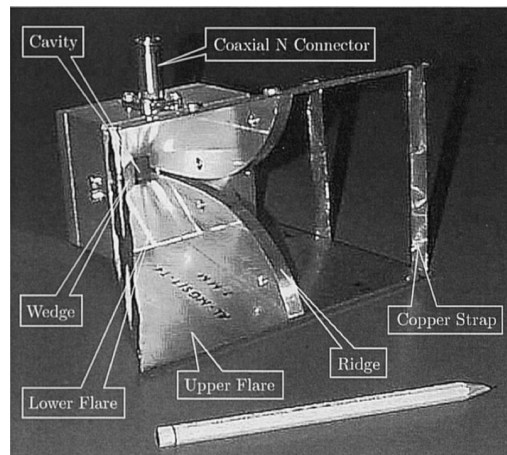


FIGURE 2.1 – Exemple d'antenne corne fonctionnant sur la bande 1-18 GHz [41].

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

Gain et diagramme de rayonnement

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

$$G = \frac{G_{max}}{G_{iso}}, \quad (2.1)$$

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

antennes réelles. Une antenne quasi-isotrope, ou omnidirectionnelle, est une antenne avec des gains similaires pour la majorité des directions. Par opposition, une antenne directive a des propriétés de réception ou d'émission électromagnétique plus efficace dans une direction donnée.

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

Bande passante

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

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

2.1.2 Exemples d'antennes pour la récupération d'énergie RF

Plusieurs architectures d'antennes sont utilisées dans la littérature pour effectuer de la récupération d'énergie RF. Nous en donnerons ici quelques exemples illustratifs, de façon non exhaustive.

En 2016, D. Assimonis *et al.* couplent une antenne monopôle fonctionnant à 870 MHz à un circuit de conversion RF/DC pour réaliser une rectenna. L'antenne possède un gain de 2 dBi et un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel (fig. 2.2) [42]. V. Palazzi *et al.* réalisent une antenne monobande à fente illustrée dans la figure 2.3, fonctionnant sur une bande de plus de 150 MHz centrée autour de 780 MHz. Elle possède à cette fréquence un gain de 3,5 dBi et un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel [43]. En 2010, G. Andia Vera *et al.* réalisent une antenne patch à fente fonctionnant à 2,45 GHz (fig. 2.4a). Pour répondre à un scénario où la position de la source est connue, cette antenne a un diagramme de rayonnement directif ce qui lui permet d'obtenir un gain de 7,5 dBi [44]. Le gain d'une antenne patch peut encore être augmenté en assemblant plusieurs

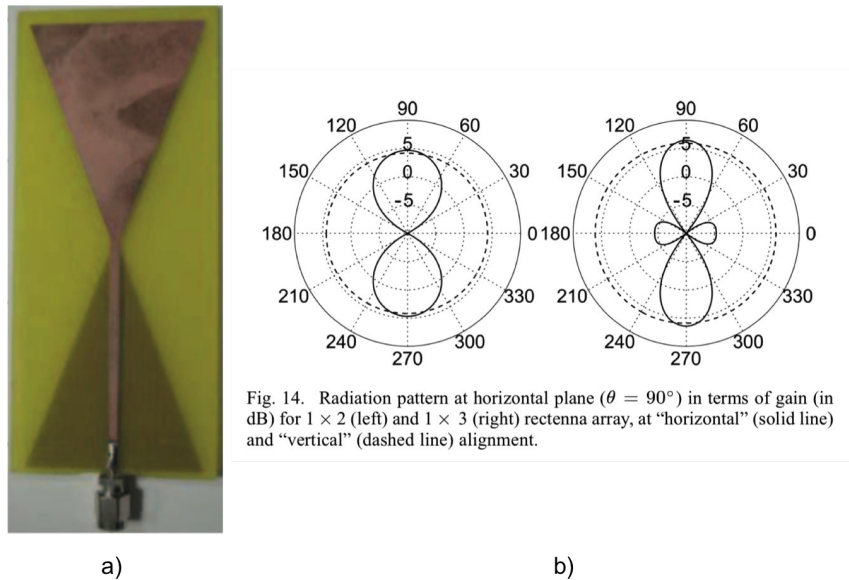


FIGURE 2.2 – Antenne monopôle planaire 870 MHz sur FR4 [42]

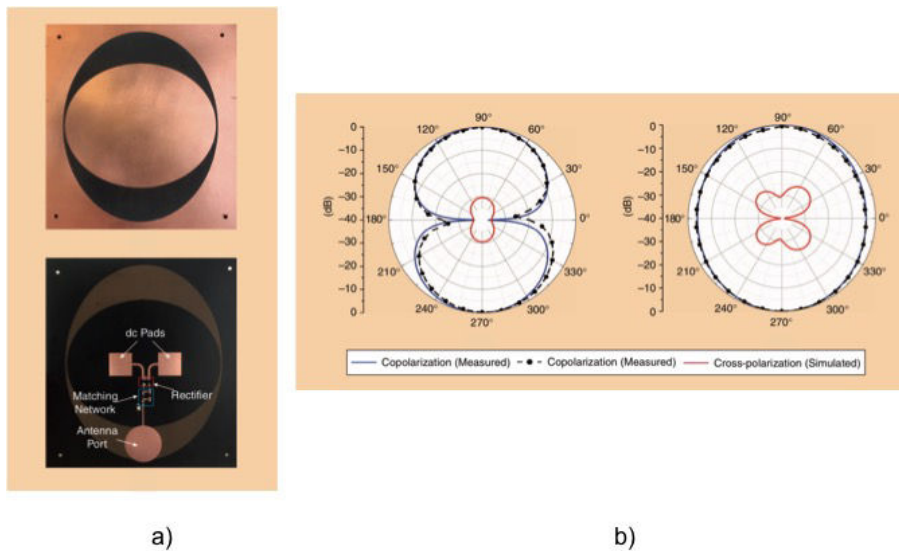


FIGURE 2.3 – Antenne à fente planaire fonctionnant à 780 MHz vue de face (a) et de dos (b) [43]

antennes. Ainsi A. Mavaddat ont en 2015, conçu une rectenna (fig. 2.4b) utilisant un réseau de 4×4 antennes patch fonctionnant à 35 GHz [45]. L'assemblage des seize antennes permet d'atteindre le gain total de 19 dBi. M.-J. Nie *et al.* ajoutent un plan de masse à une distance de 22 mm d'une antenne à fente fonctionnant à 2,45 GHz pour la rendre directive (fig. 2.5). L'antenne est imprimée sur un substrat PTFE de 1,5 mm d'épaisseur. La présence du plan de masse a une influence sur le diagramme de rayonnement de l'antenne. En effet, sa position est optimisée de façon à réfléchir les ondes envoyées dans sa direction. Cette modification permet à l'antenne d'avoir un diagramme de rayonnement directif et de posséder un gain de 10 dBi [46].

La taille de l'antenne dipôle étant en grande partie dépendante de la fréquence de fonctionnement, il est donc plus facile de miniaturiser l'antenne à haute fré-

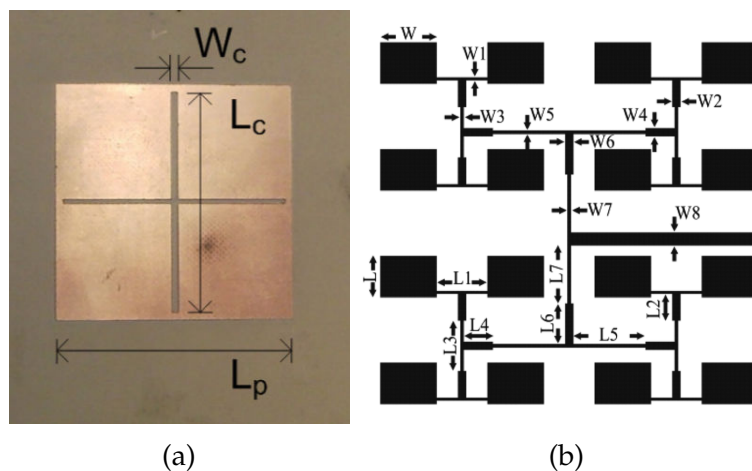


FIGURE 2.4 – Photo de l'antenne patch à fente [44] (a) et d'un réseau de 4x4 antennes patch [45] (b)

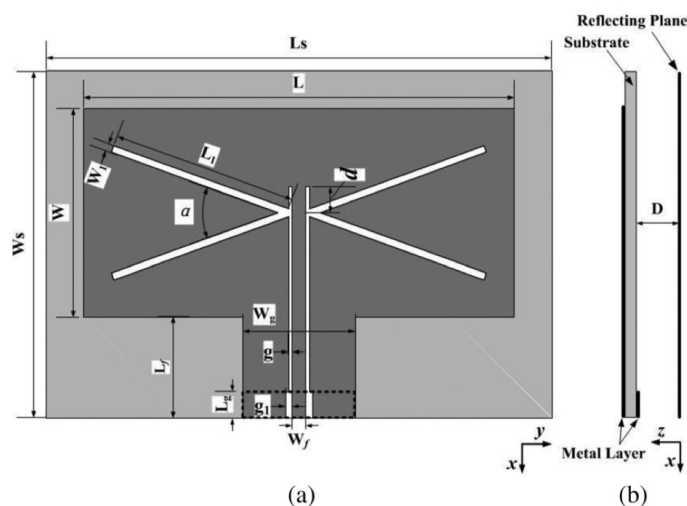


FIGURE 2.5 – Vue de face (a) et de coupe (b) d'une antenne à fente [46]

quence. A. Okba *et al.* réalisent ainsi une rectenna fonctionnant à 12 GHz de la taille d'une pièce de cinq centimes d'euro [47]. Pour capter l'énergie des ondes électromagnétiques, cette rectenna utilise quatre antennes dipôles. Le rayonnement de ces antennes est normalement proche du quasi-omnidirectionnel cependant, l'ajout d'un plan réflecteur sous l'antenne a pour conséquence de rendre le diagramme de rayonnement directif avec un gain total de 11,4 dBi (fig. 2.6).

Pour diminuer les dimensions d'une antenne monopôle, il est possible de la replier en plusieurs méandres. En 2015, A. Salih *et al.* ont utilisé cette technique pour réaliser une antenne à méandres (fig. 2.7) fonctionnant sur deux bandes de fréquence (915 MHz et 1,9 GHz) [48]. Ils la comparent ensuite avec l'antenne dipôle fournie dans le kit commercial de récupération d'énergie Powercast P2110 [49] dans les mêmes conditions. L'utilisation de l'antenne à méandres réduit la portée de fonctionnement de cinq à trois mètres, par contre, la surface de l'antenne est divisée par quatre.

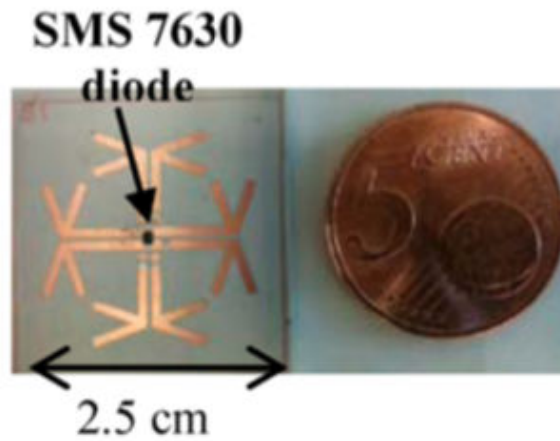


FIGURE 2.6 – Rectenna composée d’antennes dipôles fonctionnant à 12 GHz [47]

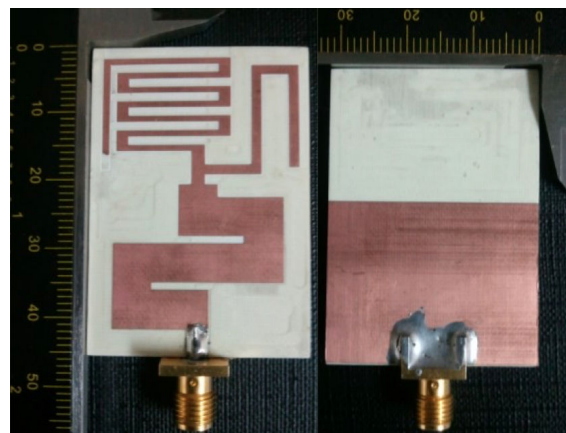


FIGURE 2.7 – Photo de la face avant (a) et arrière (b) de l’antenne monopôle à méandre [48]

Une antenne monopôle bi-bande a été réalisée sur du substrat FR4 par Z. Zakaria *et al.* en 2013 [50]. Cette antenne planaire, visible dans la figure 2.8a, fonctionne sur les bandes GSM 915 MHz et 1,8 GHz. Pour avoir un fonctionnement bi-bande, les auteurs divisent le brin principal en plusieurs brins. L’antenne possède finalement un rayonnement quasi-omnidirectionnel avec un gain de 2 et 3 dBi à 915 MHz et 1,8 GHz, respectivement. De la même manière en 2015, YY. Lu *et al.* réalisent une antenne dipôle multi-bande sur FR4 fonctionnant sur les bandes LTE 1,8/2,6 GHz et WLAN 2,4/5 GHz [51]. L’antenne finale possède un rayonnement quasi-omnidirectionnel avec des gains de 3 dBi, 2,9 dBi, 4,8 dBi et 2 dBi pour les fréquences 1800 MHz, 2400 MHz, 2600 MHz et 5100 MHz, respectivement.

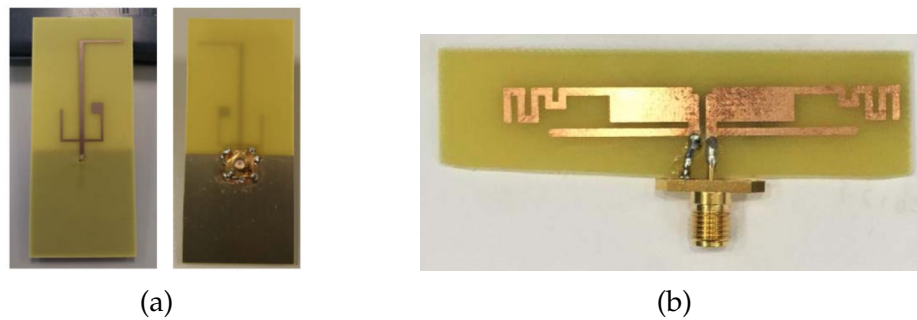


FIGURE 2.8 – Photos de (a) l'antenne monopole bi-bande recto verso [50] (b) et de l'antenne dipôle multi-bande [51]

Bilan

Le tableau 2.1 fait la synthèse des performances des différentes antennes présentées ci-dessus.

Tableau 2.1 – Caractéristiques des différentes antennes pour la récupération d'énergie RF.

Antenna	Type	Taille (mm ²)	Fréquence (GHz)	Gain (dBi)
[42]	Monopôle planaire	/	0,87	2
[43]	Fente	130x140	0,78	3,5
[44]	Patch à fente	/	2,45	7,5
[45]	Réseau de patch	21,7x22,6	35	19
[46]	Fente	93x135	2,45	10
[47]	Dipôle	25x25	12	11,4
[48]	Monopôle	45x32,6	0,915 - 1,9	0,8* - 2,8*

* Résultats de simulation

Le choix des antennes pour cette thèse se base sur les différentes antennes présentées ci-dessus. Cependant, la réalisation d'antennes à fente ou monopole planaires nécessitant un usinage sur les deux faces du substrat, il est important de bien aligner les motifs de l'antenne pour obtenir un fonctionnement conforme aux attentes théoriques. N'ayant pas à notre disposition l'équipement nécessaire pour réaliser cet alignement, nous nous concentrons donc sur le développement d'antennes patch et dipôle planaire pour répondre aux besoins de deux scénarios de récupération d'énergie : transfert de puissance ou récupération d'énergie opportuniste. Pour le premier, il faut concevoir des antennes directives et pour le

second, des antennes quasi-omnidirectionnelles. Pour cela nous avons étudié et conçu différentes versions d'antennes imprimées :

- Antenne patch monobande
- Antenne patch bi-bande
- Antenne dipôle tri-bande
- Antenne dipôle bi-bande flexible

Le dimensionnement, la simulation, la réalisation ainsi que les mesures de chacune des antennes vont être détaillés dans les parties suivantes du chapitre.

2.2 Antennes planaires

2.2.1 Dimensionnement et simulation

Pour répondre à la contrainte du coût nous avons fait le choix de réaliser les antennes sur le substrat FR4 de 1,6 mm d'épaisseur. Les caractéristiques techniques à 1 MHz du FR4, données constructeur [52] sont résumées dans le tableau 2.2.

Tableau 2.2 – Caractéristiques du FR4 métallisé

ϵ_r	4,7
$\tan \delta$	0,014
H (mm)	1,6
T (μm)	35

H et T correspondent à l'épaisseur du substrat et de la couche de cuivre respectivement, ϵ_r est la permittivité relative et $\tan \delta$ est la tangente de pertes. A partir de l'approximation du modèle de cavité, la fréquence de résonance, f_{mn} , d'une antenne planaire pour le mode TM_{mn} , est définie par,

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2}, \quad (2.2)$$

où c est à la vitesse de la lumière dans le vide, ϵ_r est la permittivité relative du diélectrique et L et W sont la longueur et la largeur de l'antenne.

Une antenne planaire permet d'obtenir un diagramme de rayonnement directif ainsi qu'une bande passante suffisante pour couvrir la majeure partie du spectre où les densités d'énergies sont importantes. Les dimensions théoriques de l'antenne sont égales à $80 \times 75 \text{ mm}^2$ à 913 MHz et $40 \times 29 \text{ mm}^2$ à 2,4 GHz. Les

dimensions obtenues de façon théorique utilisent cependant un modèle simplifié qui ne prend pas en compte tous les effets physiques inhérents au fonctionnement d'une antenne. Pour dimensionner sa ligne d'excitation et ajuster son adaptation, chaque antenne est simulée sous le logiciel de simulation électromagnétique *HFSS*. C'est à cette étape que l'on définit notamment les dimensions des encoches autour du contact entre de la ligne d'excitation et le patch. Les dimensions finales des antennes avec leur ligne d'excitation sont représentées dans la figure 2.9.

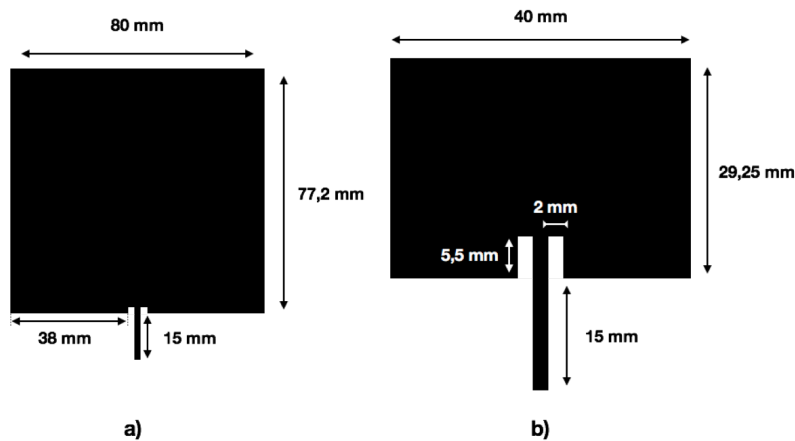


FIGURE 2.9 – Dimensions des antennes patch (a) 913 MHz et (b) 2,4 GHz.

La simulation de l'impédance d'entrée des antennes montre que la première a une bande passante de 38 MHz, comprise entre 895 et 933 MHz. La bande passante obtenue pour la deuxième antenne est de 101 MHz, comprise entre 2,352 et 2,453 GHz. Pour les deux fréquences, respectivement 913 MHz et 2,4 GHz, les coefficients de réflexions, S_{11} , minimum sont de -22,4 dB et -25,4 dB. (fig. 2.10)

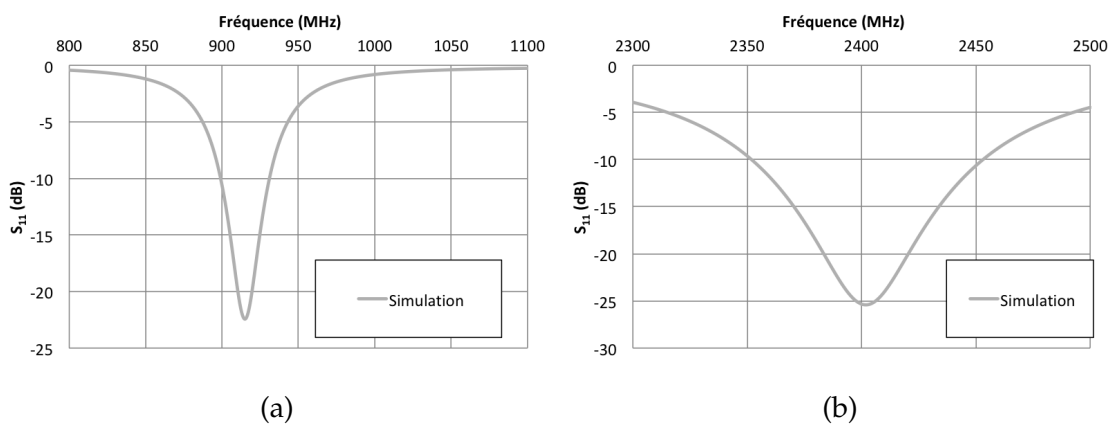


FIGURE 2.10 – Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence des antennes planaires fonctionnant à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b) en simulation électromagnétique.

Une autre caractéristique de l'antenne, importante pour la récupération d'énergie est le gain. La simulation donne la valeur du gain de l'antenne à toutes les fréquences. Un soin particulier sera amené lors du dimensionnement des antennes

afin de maximiser le gain à la fréquence de fonctionnement. En effet, si la fréquence à laquelle le coefficient de réflexion est minimal ne correspond pas à celle où le gain est maximal alors les performances générales ne seront pas optimales. La fonction *real gain* permet de visualiser le gain de l'antenne en prenant en compte le coefficient de réflexion en entrée.

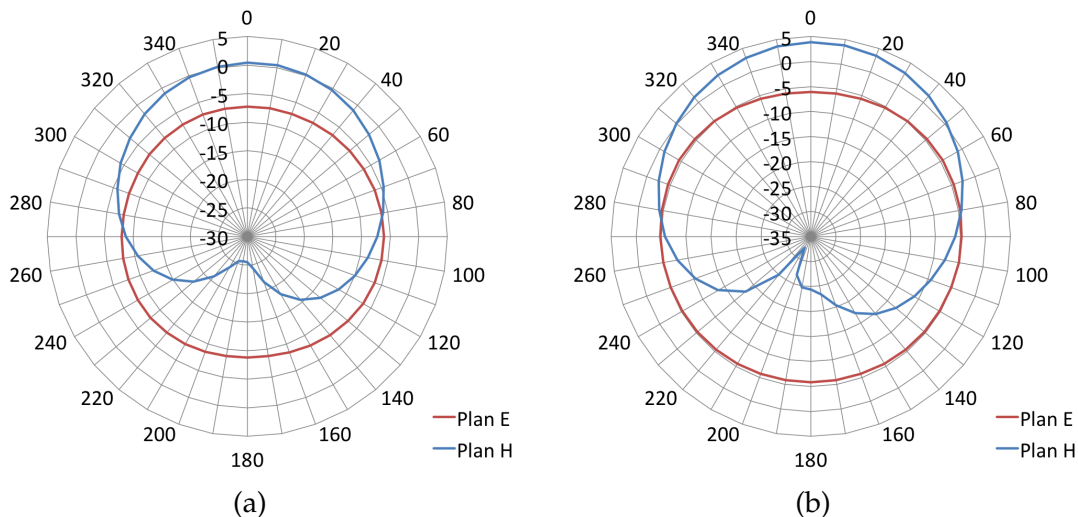


FIGURE 2.11 – Simulation du diagramme de rayonnement suivant le plan E et H des antennes planaires fonctionnant à 913 MHz (a) et 2,4 GHz (b).

La figure 2.11 permet d'observer que le gain maximal de l'antenne est égal à 1,95 dBi et 3,8 dBi pour respectivement les fréquences de 913 MHz et 2,4 GHz.

2.2.2 Réalisation

La nature du substrat de report conditionne le type de procédé de réalisation. Pour notre étude le substrat choisi est un composite de résine renforcé de fibre de verre connu sous le nom de FR4 et très utilisé pour la fabrication de circuit imprimé. Ce substrat généralement recouvert d'un film de cuivre peut-être gravé mécaniquement et/ou chimiquement. Pour la réalisation des antennes, étant donné leurs dimensions, la quantité de cuivre à extruder serait trop importante. Nous avons donc opté pour une gravure chimique. Cette technique a l'avantage d'être extrêmement rapide et peu onéreuse.

Principe de la gravure chimique (ou photogravure)

La photogravure est une gravure par voie humide. Le substrat est recouvert d'une résine photosensible qui une fois insolée réagit rendant ces zones sans protection sensible à la gravure. Le masque également appelé « typon » permet de définir les motifs à réaliser, tracé des pistes pour les circuits imprimés ou dessin de l'antenne dans notre cas. Ce dernier est préalablement imprimé sur un transparent spécial à l'aide d'une imprimante laser. Pour transférer le tracé du typon sur le

substrat de report, celui-ci est insolé (rayons Ultra-violet) puis immergé dans un révélateur. Pour une résine dite « positive » la partie exposée à la lumière devient soluble au révélateur, la partie non exposée reste insoluble. Au contraire, la partie exposée d'une résine « négative » devient insoluble au révélateur et la partie non exposée soluble. Après insolation et révélation reste l'étape de gravure. En plongeant le substrat dans un bain chimique, type perchlorure de fer ou acide chlorhydrique + eau oxygénée, le cuivre est attaqué aux endroits non protégés par la résine laissant apparaître les motifs. Il ne reste plus qu'à nettoyer le reste de résine avec de l'acétone et /ou de l'éthanol. Toutes ces étapes sont récapitulées et illustrées figure 2.13

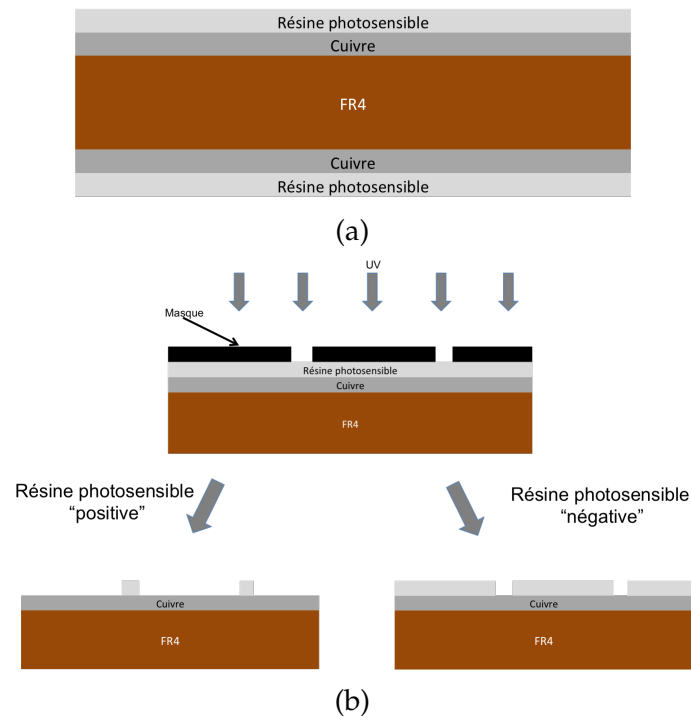


FIGURE 2.12 – Vue en coupe du substrat de FR4 (a) et schéma de fonctionnement d'une résine photosensible négative et positive : Insolation et développement (b).

La figure 2.14 montre une antenne patch réalisée par gravure chimique. Ce procédé de gravure nécessite l'emploi de matériau photosensible ce qui limite son utilisation. De plus, la résolution de gravure reste faible et peu adaptée aux motifs plus fins et de formes complexes. Pour toutes ces raisons, cette méthode de fabrication ne sera utilisée que pour la réalisation de nos antennes.

2.2.3 Mesures et performances

Notre objectif est de développer un système complet de récupération d'énergie, la mesure des performances de nos antennes se focalise donc sur les paramètres présentés dans la partie 1.1. Pour garantir la reproductibilité des mesures, une procédure est mise en place avec l'élaboration d'un banc de mesure. Après une



FIGURE 2.13 – Photo de l’antenne patch 900 MHz obtenue par gravure chimique.

présentation de ce banc, les résultats de mesures des antennes planaires sont comparés aux résultats de simulations de la section précédente.

Coefficient de réflexion

Dans un premier temps, nous allons donc caractériser le coefficient de réflexion des antennes patch et le comparer aux résultats obtenus par simulation sur le logiciel *HFSS* fig. 2.14.

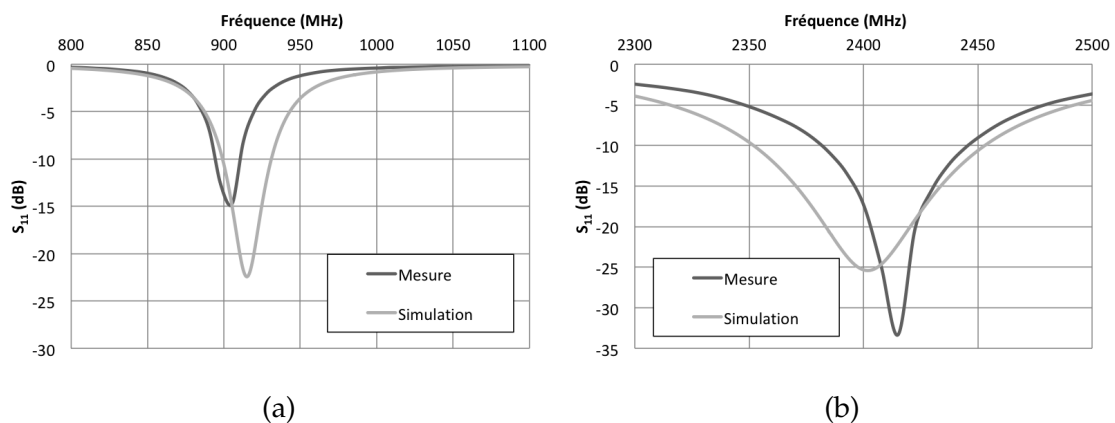


FIGURE 2.14 – Comparaison entre les résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion de l’antenne planaire fonctionnant à 913 MHz (a) et 2,4 GHz (b).

La première antenne patch est adaptée à 904 MHz. À cette fréquence, le coefficient de réflexion est légèrement inférieur à -15 dB et la bande passante est d’environ 20 MHz. L’antenne patch 2,4 GHz est adaptée avec un coefficient de réflexion minimum de -33 dB et sur une bande d’environ 60 MHz centrée sur 2,41 GHz. Encore une fois cette bande de fréquence couvre une grande partie du spectre WiFi (2,412 - 2,483 GHz) ce qui permet de récupérer un maximum d’énergie. Les différences d’impédances d’entrées entre les deux résultats sont dues en

grande partie aux variations de fabrication. En effet, nous avons, pour chaque antenne présentée dans ce chapitre, réalisé au moins un couple d'antenne. Or, les résultats de mesure ne sont jamais identiques. La différence de positionnement ou la différence de soudure du SMA pour chaque antenne influe donc sur son fonctionnement.

Estimation du gain

Pour estimer par la mesure le gain de nos antennes nous allons utiliser la formule du bilan de liaison et de l'atténuation dans l'air défini dans le chapitre précédent.

$$P_{RX} = P_{TX} \cdot G_{TX} \cdot A(d) \cdot G_{RX}, \quad (2.3)$$

$$A(d) = \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot d}\right)^2. \quad (2.4)$$

En effet, le gain de ces antennes peut être déduit à partir de la valeur de la puissance émise (P_{TX}), de la puissance reçue (P_{RX}), de la distance entre les deux antennes (D) et de la longueur d'onde (λ). Pour éviter d'avoir une valeur faussée par l'environnement, de nombreuses mesures sont effectuées pour différentes distances entre les antennes et pour des puissances d'émissions différentes. Nous faisons ensuite la moyenne de toutes ces mesures pour estimer le gain de nos antennes. Pour effectuer la mesure, nous utilisons ici un générateur de puissance RF en émission et un puissance-mètre en réception pour évaluer le gain moyen de l'antenne dans un environnement intérieur. (fig. 2.15)

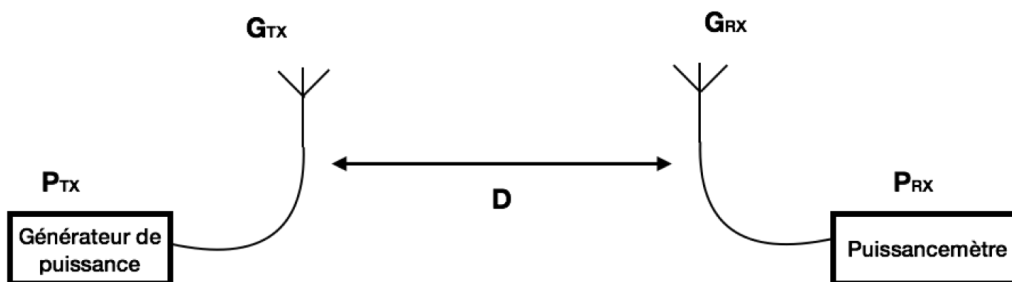


FIGURE 2.15 – Schéma du banc de test en utilisation.

La figure 2.16 est une photo du banc de mesure. Les tubes de PVC ont été usiné pour pouvoir ajuster la hauteur et la distance entre l'antenne d'émission et le récepteur. Les mesures sont réalisées dans la plus grande salle à disposition pour limiter les effets de multi-trajet et autres interférences que pourrait amener la pièce. En utilisant les mêmes conditions de test pour toutes les antennes, nous pourrions comparer leurs performances. Lors de la mesure, des mousses absorbantes sont utilisées pour masquer la structure et les appareils de mesure.



FIGURE 2.16 – Panoramique du banc de test avec des antennes planaires 900 MHz.

Grâce au banc de test, on estime que le gain moyen des antennes patch. Les mesures évaluent le gain de l'antenne patch à 0,9 dBi et 2,9 dBi à 904 MHz et 2,41 GHz. Ces résultats montrent que le gain mesuré de l'antenne fonctionnant à 904 MHz est légèrement inférieur au gain simulé avec *HFSS* (1,9 dBi). Cette différence peut être expliquée par la différence d'adaptation mais aussi par l'alignement imparfait entre les antennes lors des nombreuses mesures.

À 2,4 GHz le gain est inférieur de 20% au résultat simulé. Cette différence est due notamment à la difficulté supplémentaire d'aligner parfaitement les antennes 2,4 GHz de par leurs dimensions plus faibles. En effet, il est difficile de reproduire exactement le même alignement entre les antennes lorsque que l'on fait varier leur hauteur et leur écartement. De plus, même si il est minimisé, le banc de mesure et l'environnement ont un impact sur les performances de l'antenne. On remarque qu'à 2,4 GHz le gain de l'antenne est plus élevé. Cela permet de compenser en partie les pertes liées à l'atténuation dans l'air des ondes électromagnétiques. En effet, la formule des télécommunications donnée dans l'équation 2.4 montre que plus la fréquence est élevée, plus l'atténuation dans l'air est importante. Les performances de cette mesure sont résumées dans le tableau 2.3 suivant :

Tableau 2.3 – Gain simulé et estimé en mesure des antennes patch mono-bandes.

Fréquence de fonctionnement	Gain simulé (dBi)	Gain mesuré (dBi)
904 MHz	1,9	0,9
2,41 GHz	3,8	2,9

2.3 Antenne bi-bande planaire

Nous souhaitons réaliser une antenne capable de collecter un maximum d'énergie de son environnement. L'utilisation d'antenne large bande pourrait être une solution pour multiplier la quantité d'énergie collectée. Cependant, les densités de puissance ne sont pas équivalentes sur l'ensemble du spectre électromagnétique et une grande partie du spectre ne serait pas utilisé. Une autre voie possible pour augmenter la quantité d'énergie reçue est de faire fonctionner l'antenne sur plusieurs bandes de fréquence où les densités d'énergies sont suffisantes. Dans cette partie nous allons donc développer une antenne planaire bi-bande fonctionnant simultanément sur la bande GSM à 900MHz et WiFi/Bluetooth à 2,4GHz.

2.3.1 Dimensionnement et simulation

Pour obtenir une antenne patch bibande, il est nécessaire de la faire fonctionner suivant deux modes de propagation Transverse Magnétique (TM). Dans notre cas, seuls les modes TM_{m0} et TM_{0n} sont utilisés car les diagrammes de rayonnements des autres modes ne conviennent pas.

Les bandes GSM et Wi-Fi étant relativement éloignées, l'utilisation du couple de modes TM_{01} et TM_{10} va nuire aux performances de l'antenne. À partir de l'équation 2.2 nous allons définir la largeur nécessaire au mode TM_{01} permettant le fonctionnement à 900 MHz et la longueur nécessaire au mode TM_{10} permettant le fonctionnement à 2,4 GHz. La longueur et la largeur théoriques obtenues sont de 7,7 et 2,85 cm. Pour obtenir de meilleures performances, le rapport largeur/longueur doit être proche de 1. Or, si l'on utilise ces modes on obtient un rapport largeur/longueur de 2,7 ce qui dégrade les performances de l'antenne. Le choix se porte finalement sur le couple de mode TM_{01} et TM_{30} . Le mode TM_{30} , illustré dans la figure 2.11b, possède un diagramme de rayonnement différent du mode TM_{01} (fig. 2.11a) cependant il est directif, ce qui correspond à notre besoin. La dimension finale de l'antenne définie sous HFSS est un rectangle de 67 cm^2 ($L=87$ et $W=77$ mm).

La ligne d'excitation pour cette antenne n'est plus une ligne microruban comme pour les antennes planaires monobandes, mais un câble coaxial traversant (fig. 2.17).

La position du point d'alimentation de l'antenne est optimisée pour améliorer son coefficient de réflexion dans les bandes 900 MHz et 2,4 GHz, dans un premier temps grâce au modèle d'approximation de ligne de transmission [53], ou modèle TL. Cette méthode calcule une estimation de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction des modes TM utilisés et de la position du point d'excitation. Cela permet d'avoir une bonne idée de la position d'alimentation. Elle est ensuite confirmée avec la simulation *Full waves* d'HFSS plus précise, mais qui nécessite un temps de

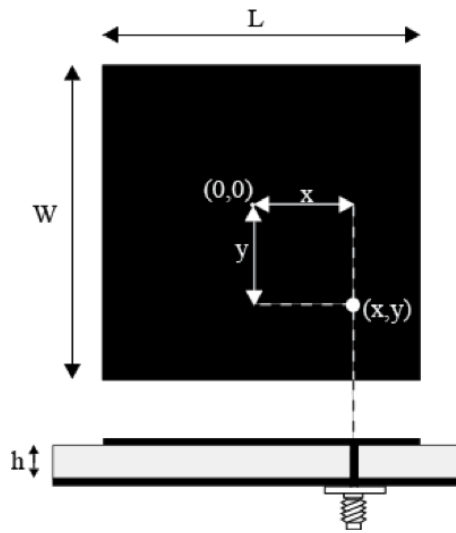


FIGURE 2.17 – Vue de face et en coupe d’une antenne planaire avec une excitation par câble coaxial.

simulation plus long. La figure 2.18 montre l’évolution de la partie réelle de Z_{11} en fonction de la position en y pour le mode TM_{01} et en fonction de la position en x pour le mode TM_{30} .

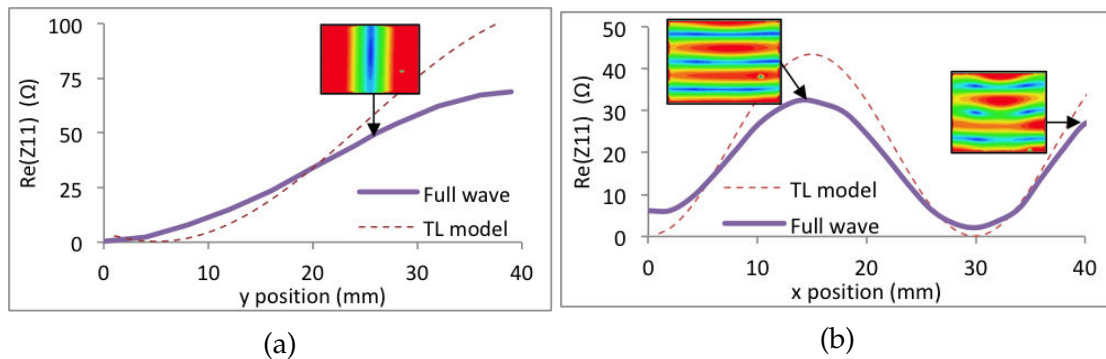


FIGURE 2.18 – Évolution de la partie réelle de l’impédance d’entrée en fonction de la position en y pour le mode TM_{01} (a) et en x pour le mode TM_{30} (b) de l’excitation

Le mode TM_{01} ne dépend que de la position en y du point d’excitation alors que le mode TM_{30} ne dépend que de x . Les résultats de la simulation *HFSS* donnent pour le mode TM_{01} la partie réelle de l’impédance d’entrée égale à 50Ω pour $y = 26 \text{ mm}$. Pour le mode TM_{30} , la simulation donne deux maximums où l’impédance est proche de 30Ω ($x=16$ ou 43 mm). Il n’est donc pas possible d’adapter parfaitement l’antenne à $2,4 \text{ GHz}$. En raison de la dimension globale de l’antenne nous avons choisi la position finale du point d’excitation à la position $x = 16 \text{ mm}$ et $y = 26 \text{ mm}$.

Le point d’excitation étant maintenant défini, nous simulons avec le modèle TL et *Full Wave* la partie réelle de l’impédance d’entrée de l’antenne sur la bande de fréquence $0,5 - 3 \text{ GHz}$ (fig. 2.19). Cependant, seule la simulation *Full Waves* permet d’estimer correctement l’impédance réelle de l’antenne.

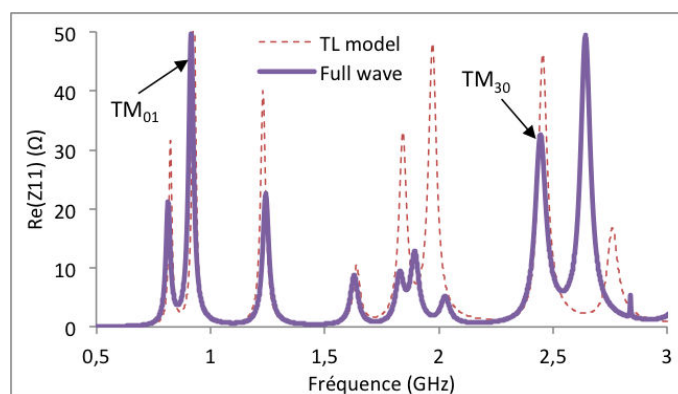


FIGURE 2.19 – Évolution de la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence en simulation *Full Wave* et avec le modèle TL.

La simulation *HFSS* donne les diagrammes de rayonnement (fig. 2.20). Le gain simulé maximal de l'antenne est de 0,4 dBi à 915 MHz et de 0,7 dBi à 2,45 GHz. Le gain de l'antenne est donc moins élevé que pour les antennes planaires monobandes.

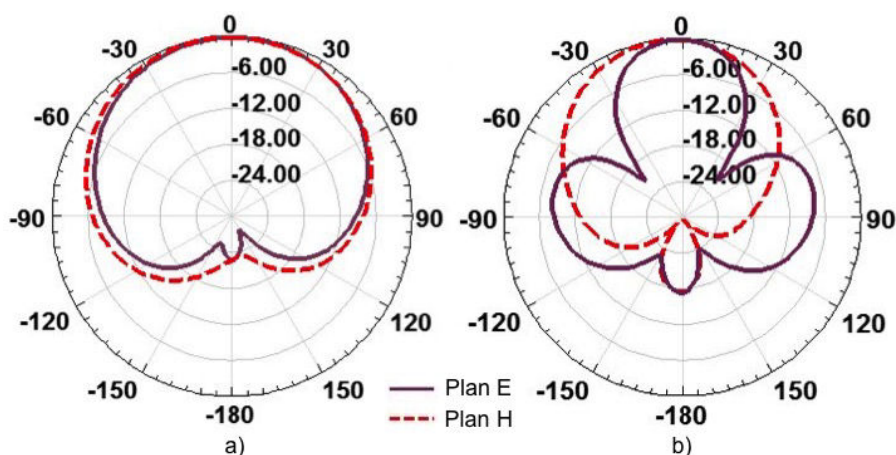


FIGURE 2.20 – Diagramme de rayonnement de l'antenne planaire bi-bande simulée sur *HFSS* à 915 MHz (a) et 2,45 GHz (b).

On observe bien que les diagrammes de rayonnement de l'antenne sont différents aux deux fréquences. Avec le mode TM_{30} , il est composé de trois lobes majeurs dont le principal est orienté de la même manière que celui du mode TM_{01} fonctionnant à 915 MHz. Ce rayonnement rend l'antenne encore plus sensible à l'alignement à 2,45 GHz.

2.3.2 Mesures

L'antenne est réalisée en utilisant la même technique que pour les antennes planaires monobandes : la gravure chimique de FR4 (fig. 2.21).

Nous vérifions d'abord que l'évolution du coefficient de réflexion mesuré en entrée correspond aux résultats de simulation (fig. 2.22).

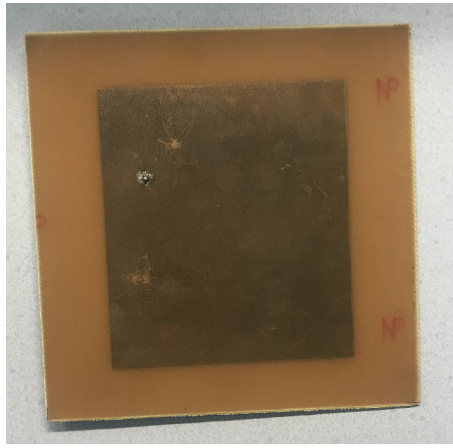


FIGURE 2.21 – Photo de l'antenne patch bibrande.

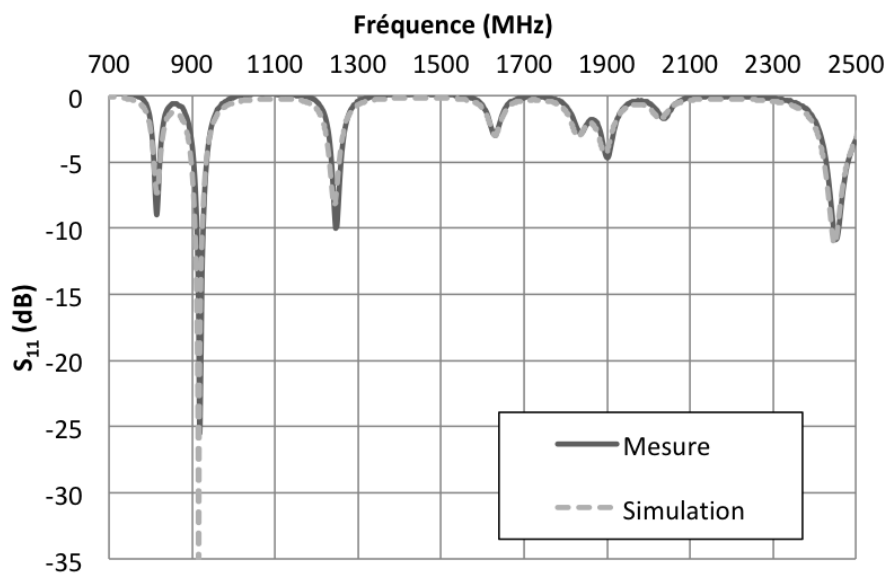


FIGURE 2.22 – Évolution du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne planaire en simulation et en mesure.

Les résultats sont proches de la simulation, l'antenne est donc adaptée aux deux fréquences de fonctionnement. Les quelques différences observées entre les deux courbes sont dues à la soudure du câble coaxial traversant. Cependant, ces différences restent suffisamment faibles pour valider la méthode de conception et de simulation d'antenne de type patch.

À l'aide du banc de mesure, nous estimons le gain de l'antenne à 1,3 dBi à 915 MHz et de 2,5 dBi à 2,45 GHz.

Malgré une adaptation moins bonne sur la bande 2,4 GHz, l'antenne planaire bi-bande présente des performances suffisantes dans les deux bandes de fréquence pour être utilisée simultanément pour récupérer de l'énergie. Son utilisation permet de réduire le facteur de forme du récupérateur car il est possible de fonctionner à deux fréquences pour une dimension équivalente à l'antenne patch 900 MHz. De plus, son mode d'excitation permet le report de la partie de conversion RF-DC

sur la face arrière de l'antenne.

Comme énoncé plus tôt, l'antenne patch convient parfaitement dans un scénario où la position de la source est connue à l'avance, car son diagramme de rayonnement permet de réduire les pertes liées à l'atténuation dans l'air. Le gain dans les deux bandes fréquences est limité par le choix du substrat faible coût. D'autres topologies d'antennes moins sensibles aux pertes diélectriques du substrat permettront d'augmenter les gains. Les prochaines antennes présentées sont des antennes dipôles. Elles permettent de répondre au cas où l'on ne connaît pas à l'avance la position de la source d'énergie.

2.4 Antenne dipôle tri-bande

2.4.1 Dimensionnement et simulation

L'objectif de cette antenne est d'avoir un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel, une taille compacte et un fonctionnement sur au moins les bandes 900 MHz et 2,4 GHz. L'antenne dipôle tri-bande, fonctionnant à 900 MHz, 1,8 GHz et 2,4 GHz, est tirée de l'état de l'art. Le point de départ de l'étude est une antenne tri-bande développée par Yuh-Yih Lu *et al.* [54] dont nous avons réutilisé le motif en l'adaptant notre application. Ainsi nous avons, comme pour l'antenne patch, dimensionné et simulé le fonctionnement de l'antenne sous HFSS. Un léger redimensionnement est effectué pour adapter l'antenne au substrat FR4. L'antenne finalement obtenue est illustrée dans la figure 2.23 et toutes ses dimensions sont référencées dans le tableau 2.4.

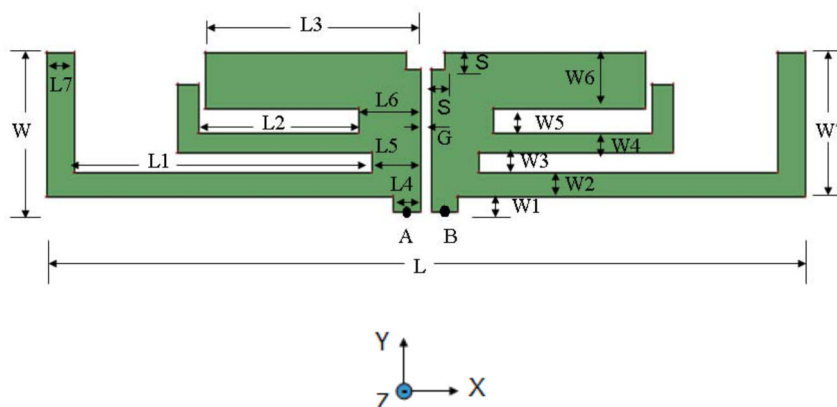


FIGURE 2.23 – Schéma de l'antenne tri-bande avec ses dimensions

Tableau 2.4 – Dimensions de l’antenne tri-bande.

Longueur (mm)	Valeurs	Largueur (mm)	Valeurs
L1	43,5	W1	2
L2	23,5	W2	3
L3	31,5	W3	2,5
L4	4	W4	2,5
L5	7	W5	3
L6	9	W6	7
L7	3	W7	18,5
L	109,5	W	20,5
S	2	G	0,5

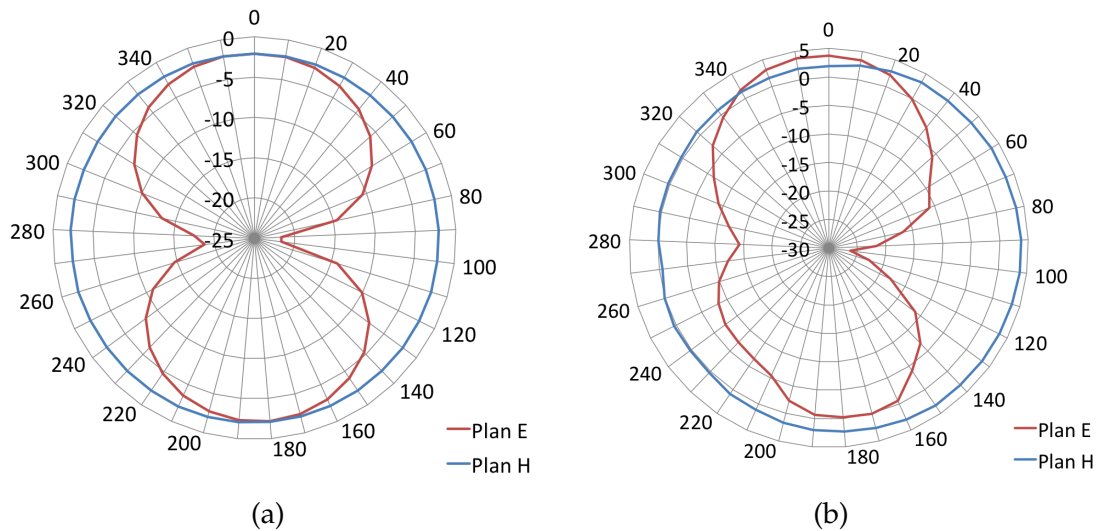


FIGURE 2.24 – Diagramme de rayonnement de l’antenne dipôle tri-bande simulée sous HFSS à 915 MHz (a) et 2,45 GHz (b).

La simulation nous permet de nouveau d’obtenir les diagrammes de rayonnement de l’antenne aux fréquences de fonctionnement compatibles avec le redresseur (fig. 2.24). La figure montre que le gain maximal est donc égal à 0,8 dBi à 915 MHz et à 3,7 dBi à 2,45 GHz. Le diagramme de rayonnement correspond au diagramme classique d’une antenne dipôle en forme de "donut". La légère dissymétrie est due au placement du connecteur SMA qui a été modélisé pour

cette antenne.

Une version différente de cette antenne est aussi simulée en supprimant la partie fonctionnant à 1,8 GHz. En effet, la caractérisation de l'environnement faite dans le chapitre 1 nous a montré que la bande 1,8 GHz est très utilisée notamment pour les réseaux mobiles. Cependant, le nombre de sources à 1,8 GHz est bien moins important qu'à 2,4 GHz, il est donc difficile d'anticiper la présence d'énergie à cette fréquence dans l'environnement. De plus, même s'il existe un nombre équivalent de sources à 900 MHz et à 1,8 GHz, l'atténuation dans l'air à 1,8 GHz réduit le champ d'action d'une telle source. Les résultats de simulation donnent des caractéristiques semblables voir moins bonnes en termes d'adaptation et de gain que l'antenne tri-bande. Les dimensions totales de l'antenne n'ayant pas changé, il serait donc non pertinent de se priver de la source d'énergie, même faible, que peut représenter la bande 1,8 GHz. En effet, même désadapté avec le redresseur l'antenne transmettra une infime partie de l'énergie collectée au redresseur. Nous ne réaliserons donc pas cette antenne.

2.4.2 Réalisation

La réalisation de l'antenne est effectuée grâce à la méthode de gravure chimique sur un substrat FR4 de 1,6 mm et est visible dans la figure 2.25. Pour mesurer les performances, un connecteur SMA est soudé à l'antenne. Le cœur du connecteur est soudé au niveau du point A alors que la masse est soudée au niveau du point B visible dans la figure 2.23.

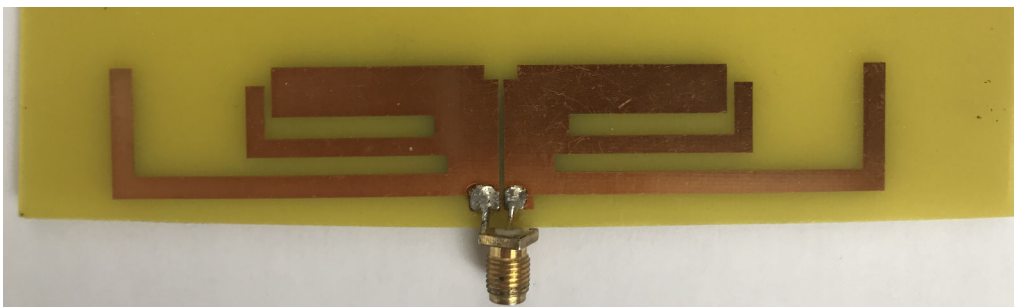


FIGURE 2.25 – Photo de l'antenne tri-bande réalisée sur FR4.

2.4.3 Mesures et performances

L'antenne est d'abord caractérisée à l'aide de l'analyseur de réseau HP 8720 pour connaître son coefficient de réflexion (fig. 2.26). Un léger décalage en fréquence est visible sur la bande 2,4 GHz. En effet, la simulation a optimisé l'antenne pour un fonctionnement à la fréquence de 2,45 GHz. Malgré le décalage, l'antenne réalisée possède un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB à cette fréquence.

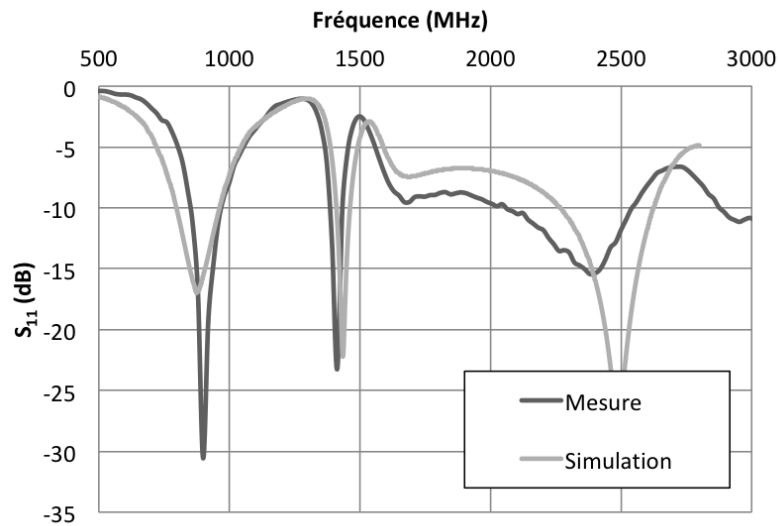


FIGURE 2.26 – Coefficient de réflexion en entrée de l’antenne tri-bande en mesure et en simulation.

Le coefficient de réflexion de l’antenne nous permet d’identifier quatre bandes de fréquence, où elle est adaptée sur l’intervalle 500 MHz - 3 GHz. Autour de 900 MHz et 2,4 GHz, l’antenne est considérée comme adaptée, car le S_{11} est inférieur à -10 dB. La bande passante est de 87 MHz à 900 MHz et de plus de 400 MHz à 2,4 GHz. L’antenne pourrait aussi être potentiellement utilisée dans la bande 1,4 GHz cependant, à ces fréquences nous n’avons pas identifié des densités de puissance suffisantes. Il n’est donc pas pertinent d’ajouter cette contrainte de conception sur le redresseur.

La mesure du gain de l’antenne est effectuée grâce au banc de mesure décrit dans le section 2.2.3 . Le gain moyen mesuré est de 0,5 dBi à la fréquence de 915 MHz et de 3,4 dBi à 2,44 GHz. Ces gains sont légèrement inférieurs à la simulation, mais restent du même ordre de grandeur. La quasi-omnidirectionnalité du diagramme de rayonnement permet une plus grande facilité de mesure car l’alignement de l’antenne est moins critique.

L’avantage de l’antenne dipôle est que son fonctionnement est pratiquement indépendant du substrat sur lequel elle est reportée. Cela nous permet d’imaginer la possibilité de réaliser une antenne capable de mieux s’intégrer dans son environnement. La prochaine partie décrit donc le développement d’une nouvelle antenne dipôle sur des substrats flexibles. Pour la réalisation de cette antenne nous nous focalisons seulement sur les bandes 900 MHz et 2,4 GHz en optimisant le gain notamment sur la bande 900 MHz.

2.5 Antenne dipôle flexible bi-bande

Les antennes sur substrat flexibles et/ou transparents permettent d'utiliser des technologies bas coût de production [55] et de s'adapter plus facilement à tout type d'environnement (par exemple pour intégrer le récupérateur sur une surface non plane et/ou transparente [56, 57, 58]).

Nous avons choisi de réaliser une antenne sur Kapton®, film de polyimide (polymère à base d'imide) développé par la société DuPont qui peut rester stable dans une plage étendue de température, de -269 °C à 400 °C. Afin d'effectuer des simulations cohérentes, nous allons caractériser les paramètres électriques (permittivité ϵ et l'angle de perte $\tan(\delta)$) ainsi que l'épaisseur du Kapton®. Pour mesurer l'épaisseur du substrat, nous utilisons un profilomètre. Les propriétés électriques sont mesurées grâce à la méthode de cavité résonante [59].

Cette méthode est basée sur le décalage en fréquence du coefficient de transmission dans une cavité résonante avec et sans l'élément à caractériser. Si l'on connaît le volume de la cavité V_C , le volume de l'échantillon V_E , la fréquence du pic de S_{12} de la cavité à vide f_C , la fréquence du pic de S_{12} de la cavité à avec échantillons f_E , le facteur de qualité à vide de la cavité Q_C et le facteur de qualité avec l'échantillon de la cavité Q_E on peut déterminer la permittivité complexe du diélectrique telle que :

$$\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon'' , \quad (2.5)$$

où

$$\epsilon' = 1 - \frac{f_E - f_C}{f_C} \cdot \frac{V_C}{V_E} , \quad (2.6)$$

$$\epsilon'' = \frac{V_C}{2V_E} \cdot \frac{Q_C - Q_E}{Q_C \cdot Q_E} . \quad (2.7)$$

Le facteur de qualité, Q , est défini comme étant une mesure de sélectivité et est calculé avec la fréquence de résonance de la cavité, f_0 , et la largeur de bande à -3 dB, Δf :

$$Q = \frac{\Delta f}{f_0} . \quad (2.8)$$

Grâce à la méthode décrite précédemment, nous avons déterminé les propriétés du Kapton de façon expérimentale à la fréquence de 2,4 GHz ([60]).

Pour simuler et dimensionner notre antenne baptisé Eagle, nous utiliserons donc les caractéristiques électriques mesurées du Kapton®. De plus, ces résultats de caractérisation seront importants lors de la conception de la partie électrique effectuant la conversion RF-DC.

Tableau 2.5 – Propriétés mesurées du Kapton®.

Permittivité	Angle de perte	Épaisseur (μm)
3,56	0,0111	125

2.5.1 Dimensionnement et simulation

La première étape pour dimensionner une antenne dipôle bi-bande est de déterminer la longueur des brins pour la bande basse fréquence :

$$L_{dipole} = \frac{\lambda}{4}, \quad (2.9)$$

où λ représente la longueur d'onde, et L_{dipole} représente la longueur du brin de l'antenne dipôle. Grâce à cette relation, la longueur théorique des brins permettant de fonctionner sur la bande 900 MHz est de 83 mm. Afin de réduire l'encombrement de l'antenne, nous avons fait le choix de modifier sa géométrie en pliant chaque brin. Sur le logiciel *HFSS*, nous faisons ainsi varier la forme et la longueur du brin pour avoir le meilleur compromis entre le facteur de forme et l'impédance d'entrée en préservant au maximum le diagramme de rayonnement multidirectionnel d'une antenne dipôle.

De la même manière, à 2,4 GHz le brin doit faire 31 mm. Nous ajoutons donc un segment sur notre antenne 900 MHz pour ajouter cette longueur à l'antenne. Ici aussi, la simulation sur *HFSS*, nous permet de définir les dimensions et la forme de l'antenne ainsi que la position optimale du segment permettant le fonctionnement à 2,4 GHz. Les dimensions totales de l'antenne optimisée sont de $130 \times 40 \text{ mm}^2$ (fig. 2.27).

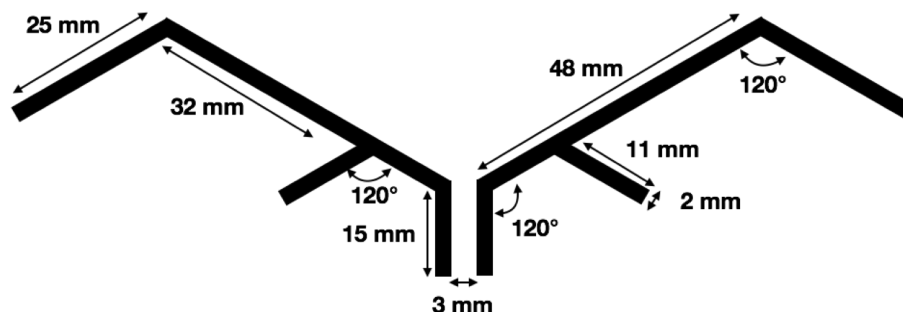


FIGURE 2.27 – Schéma non à l'échelle représentant les dimensions de l'antenne bi-bande dipôle "eagle".

Les résultats de simulation donnent l'évolution de coefficient de réflexion en entrée de l'antenne sur la bande 500 MHz-3 GHz (fig. 2.28). L'antenne est adaptée sur les deux bandes de fréquences cibles avec un S_{11} minimum de -27 dB

à 890 MHz et de -24,5 dB à 2,38 GHz. Sur la bande basse fréquence, la bande passante est de 93 MHz ce qui couvre donc la majeure partie des canaux GSM. À 2,4 GHz, la bande passante de 144 MHz est suffisante pour englober les fréquences les plus énergétiques.

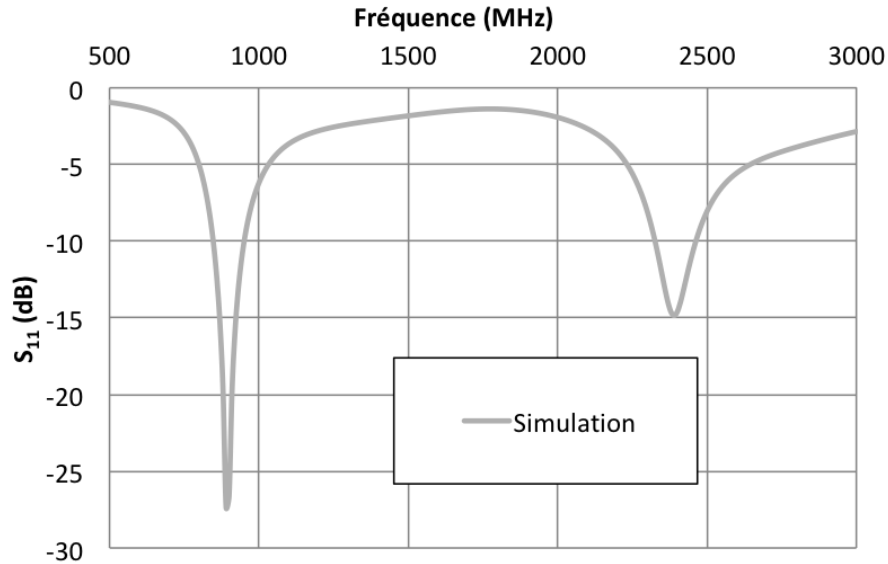


FIGURE 2.28 – Coefficient de réflexion simulé de l'antenne Eagle sur Kapton®.

La simulation sur *HFSS* nous donne aussi le diagramme de rayonnement de l'antenne (fig. 2.29). Le gain maximal de l'antenne est égal à 0,9 dBi et 5,3 dBi pour respectivement les fréquences de 890 MHz et 2,38 GHz.

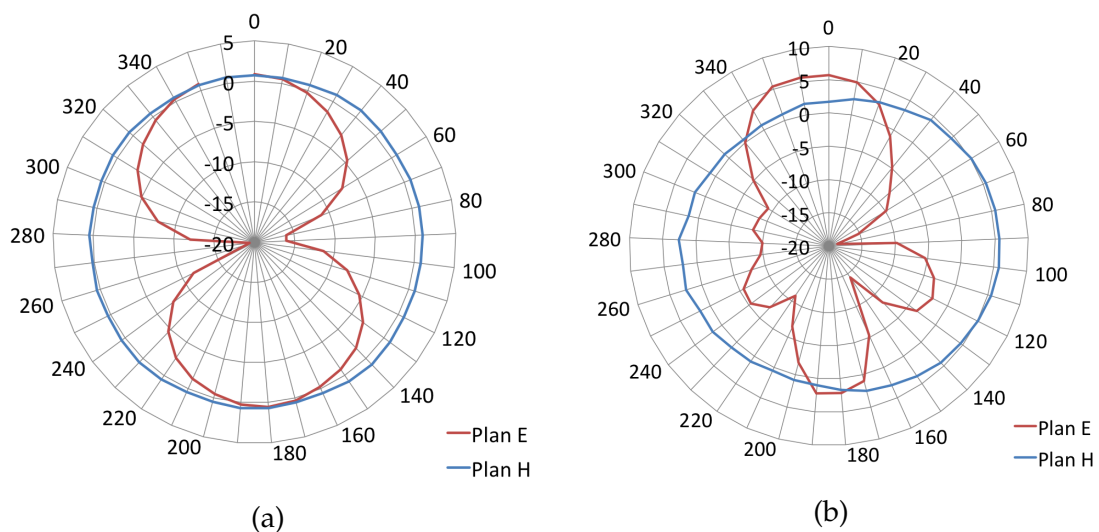


FIGURE 2.29 – Diagramme de rayonnement de l'antenne Eagle simulée sous *HFSS* à 890 MHz (a) et 2,38 GHz (b).

La prochaine étape va être la réalisation de cette antenne. Cependant, les techniques utilisées pour les antennes FR4 ne peuvent pas s'appliquer pour des réalisations sur Kapton®. Nous avons donc fait le choix de fabriquer l'antenne

Eagle par sérigraphie. La prochaine section présente les techniques de réalisation et présente les résultats de fabrication.

2.5.2 Réalisation

Le choix d'évoluer vers des substrats de report souples dits flexibles nous demande un effort supplémentaire pour s'adapter aux contraintes de fabrication. Les méthodes traditionnelles de gravure ne pouvant être utilisées, nous nous sommes tournés vers les technologies d'impression. Parmi elles figure la sérigraphie : technique ancienne de l'imprimerie qui à partir de pochoirs intercalés entre le support et l'encre permet de réaliser des motifs avec une bonne définition. De plus, elle s'adapte à tous types de substrats en prenant soin de choisir une encre dont la température de frittage reste en adéquation avec les caractéristiques du substrat.

Principe de la sérigraphie

La sérigraphie est utilisée dans le montage en surface pour déposer des encres métalliques ou de la crème à braser. Le produit est transféré sur le substrat à l'aide d'une raclette au travers d'un écran de sérigraphie ou d'un pochoir comportant le motif à reproduire. Dans notre étude, c'est l'écran qui a été utilisé, ce dernier est formé d'un cadre métallique rigide sur lequel une toile est tendue. Au centre de celle-ci est déposée une émulsion ou résine photosensible.

Préparation de l'écran

A partir du schéma d'implantation, un masque puis son typon est réalisé. Ce dernier est mis en contact avec la face arrière de la partie sensible de la toile. Ensuite, l'ensemble est insolé aux rayons ultraviolets. A la fin de la durée d'exposition, le développement est effectué par aspersion d'un jet d'eau (20 à 40°C). La projection de l'eau se fait sur la face de l'écran devant entrer en contact avec le substrat (la résine photosensible restante sera plaquée contre les mailles). Une fois le dessin révélé, un séchage à l'air comprimé et filtré, débarrassera les mailles évidées de l'eau. Le dessin des empreintes apparaît en négatif sur la toile (fig. 2.30).

Étapes de la sérigraphie

L'écran est positionné à faible distance du substrat placé sur un porte-substrat. La crème à braser est déposée devant la raclette de sérigraphie. L'action (déplacement et pression) de celle-ci provoque une déformation de la toile de l'écran pour la mettre en contact avec le substrat ainsi qu'une poussée de la crème à braser au travers des mailles évidées de l'écran afin de la déposer sur les plages d'accueil du substrat (fig. 2.31).

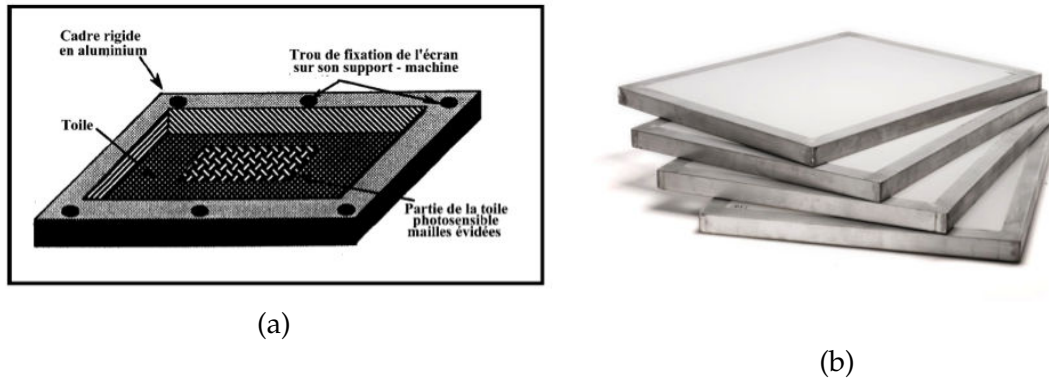


FIGURE 2.30 – Schéma (a) et photo (b) d'un écran pour sérigraphie.

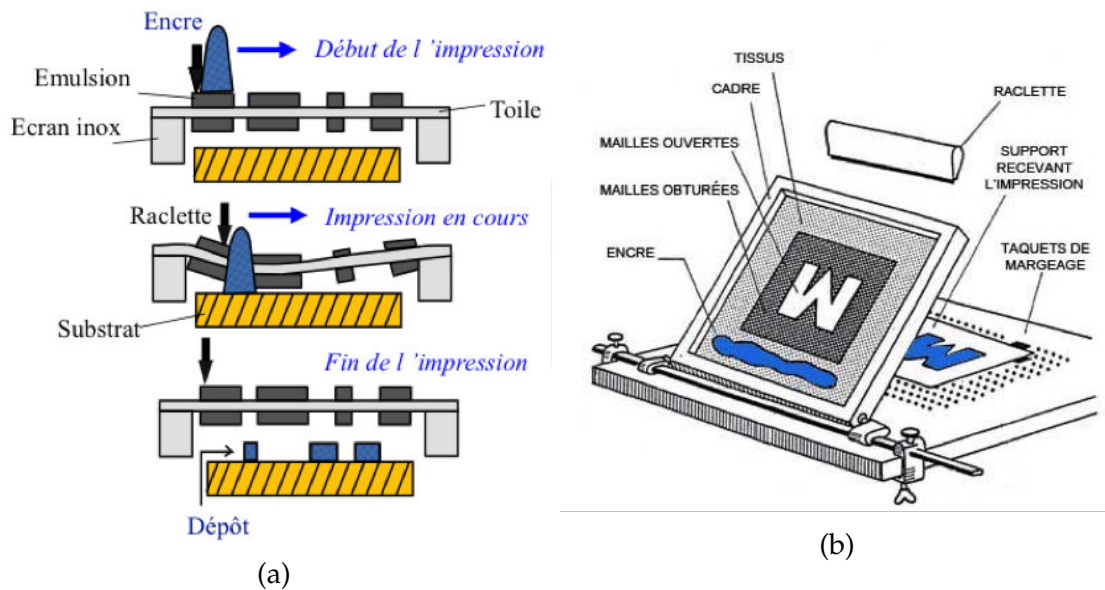


FIGURE 2.31 – Étapes successives de sérigraphie.

Comme tout procédé technologique la sérigraphie présente quelques inconvénients. Elle nécessite notamment la conception d'une émulsion spécifique à chaque motif. De plus, la méthode d'application de l'encre est sensible, et peut résulter à de légères variations au niveau des dimensions. Enfin, les encres employées de forte viscosité se retrouvent parfois collées à l'émulsion, provoquant des inhomogénéités du motif. Malgré tout, c'est cette technologie d'impression que nous utiliserons dès lors que nous traiterons des substrats souples.

2.5.3 Mesures et performances

Il est impossible de souder un connecteur SMA classique sur une antenne réalisée sur substrat souple. Nous utilisons donc un connecteur SMA vissé à travers le substrat. Cela permet de pincer le substrat entre les deux parties et de faire les contacts de signal et de masse sur l'antenne.

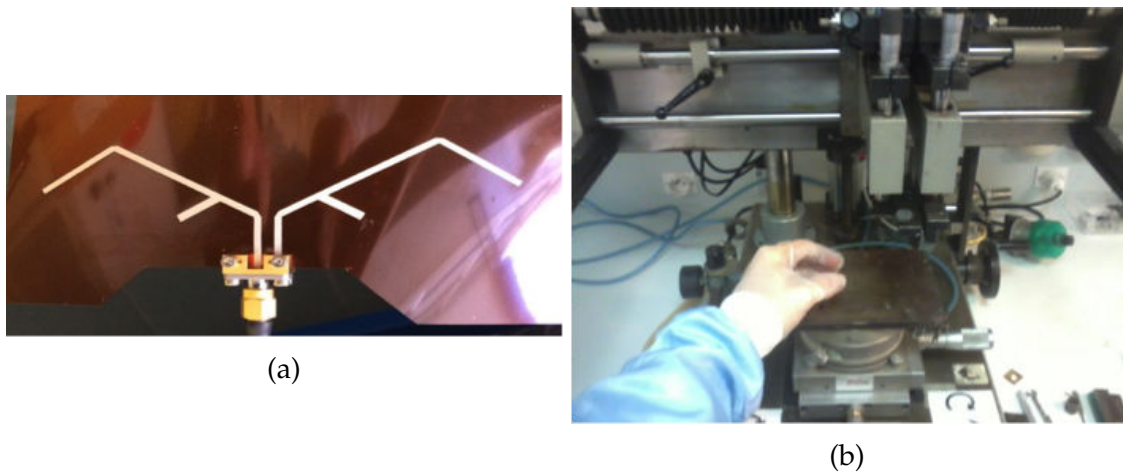


FIGURE 2.32 – Antenne dipôle bi-bande sur substrat souple type kapton® (a) imprimée par sérigraphie (b).

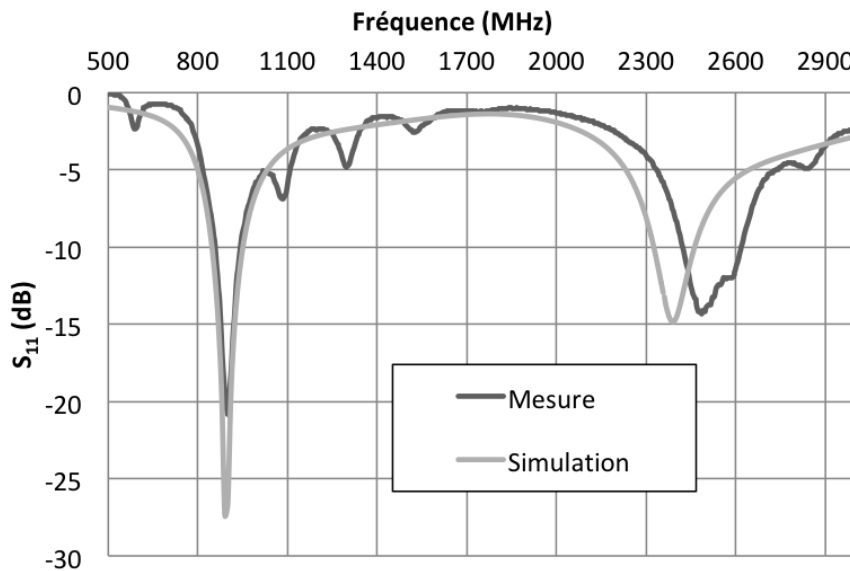


FIGURE 2.33 – Comparaison du coefficient de réflexion simulé et mesuré de l’antenne Eagle sur Kapton®.

Grâce à ce connecteur, nous pouvons mesurer le coefficient de réflexion de l’antenne à l’aide de l’analyseur de réseau. La figure 2.33 illustre la comparaison entre la simulation et la mesure.

Les mesures sont très proches des résultats de simulation à 900 MHz. En effet, on observe le même comportement avec la valeur minimum de S_{11} passant de -27 dB à -21 dB. Sur la bande haute fréquence, on observe en mesure un décalage de la fréquence de fonctionnement d’environ 100 MHz passant de 2,38 GHz en simulation à 2,48 GHz en mesure. À cette fréquence le S_{11} minimum est moins bon car il passe de -15 dB en simulation à -14,3 dB en mesure. Cependant, la bande passante gagne plus de 50 MHz pour atteindre 200 MHz. Le décalage en fréquence sur la bande 2,4 GHz peut s’expliquer par l’imprécision de réalisation. En effet, les incertitudes de réalisation ont un impact plus important à 2,4 GHz qu’à 900 MHz.

De plus, le connecteur SMA n'étant pas simulé sous *HFSS*, il est possible que sa présence soit aussi un impact non négligeable sur le fonctionnement de l'antenne.

Pour estimer le gain de l'antenne Eagle, nous utilisons notre banc de mesure. Le gain de l'antenne est mesuré aux fréquences de 915 MHz et 2,45 GHz, car ceux sont les fréquences de fonctionnement du redresseur et qu'elles font partie des bandes passantes de l'antenne. À ces fréquences, le gain mesuré de l'antenne est de 1,86 dBi à 915 MHz et de 4,58 dBi à 2,4 GHz.

Réalisation sur Kapton®, papier et PET

Pour vérifier la faible dépendance de l'antenne dipôle au substrat diélectrique sur lequel elle est reportée, nous avons réalisé la même antenne sur deux autres substrats flexibles : du papier et du polyéthylène téréphtalate (PET) transparent. (fig. 2.34)



FIGURE 2.34 – Photo de l'antenne Eagle réalisée sur Kapton®, PET et papier.

Les coefficients de réflexion des trois antennes sont comparés à la simulation dans la figure 2.35.

On remarque que toutes les antennes possèdent un comportement similaire avec le même décalage en fréquence sur la bande 2,4 GHz. Le substrat semble donc ne pas avoir un impact significatif sur la fréquence de fonctionnement de l'antenne excepté pour l'antenne reportée sur papier. En effet, sur la bande 2,4 GHz l'antenne n'est pas du tout adaptée avec un coefficient de réflexion minimum de -7 dB. Une explication possible de ce comportement semble être due aux caractéristiques intrinsèques du papier. Il a en effet la capacité d'absorber l'humidité. Or, la fréquence de relaxation de l'eau se situe elle aussi dans la bande de 2,4 GHz (2,45 GHz), ce qui pourrait interférer sur le fonctionnement de l'antenne à cette fréquence. Le tableau 2.6 résume les gains obtenus des antennes Eagle sur les différents substrats à l'aide de notre banc de mesure.

Les antennes ont un comportement semblable avec un gain mesuré plus important dans la bande haute fréquence exceptée pour l'antenne papier, en raison de

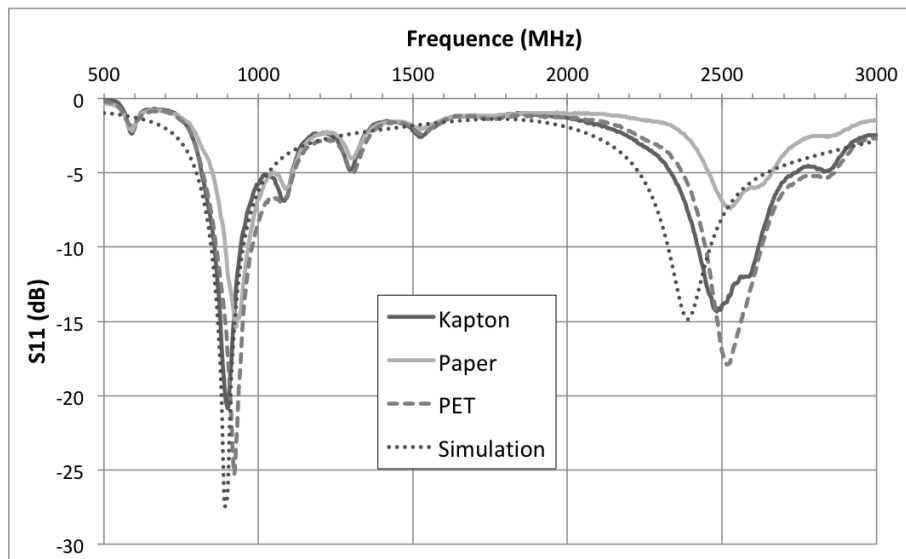


FIGURE 2.35 – Comparaison du coefficient de réflexion simulé et mesuré de l’antenne Kapton®, PET et papier.

Tableau 2.6 – Gains mesurés des antennes Eagle sur Kapton®, papier et PET.

Fréquence	Kapton®	Papier	PET
900 MHz	1,9	1,6	2,7
2,4 GHz	4,6	1,3	3,7

sa désadaptation. Cela confirme que lorsque le substrat reste imperméable à l’environnement, l’antenne dipôle possède une faible dépendance au substrat. Il sera donc potentiellement possible de réutiliser cette antenne sur d’autres substrats.

Bilan

Les résultats d’antennes de l’état de l’art sont comparés aux résultats de nos antennes dans le tableau 2.7.

Nos antennes directives ont, par rapport à la littérature, un gain moins élevé du fait de l’utilisation d’un substrat faible coût, cependant leurs formes plus simples rendent leur fabrication plus rapide et facile. Leurs performances sont tout de même suffisantes et il sera possible de les utiliser pour récupérer de l’énergie RF. Les deux antennes dipôles que nous avons réalisés ont leurs particularités. L’antenne dipôle fonctionnant sur trois bandes de fréquence de la section 2.4 possède des dimensions très contenues pour une antenne de ce type fonctionnant à 900 MHz. Alors que l’antenne Eagle de la section 2.5 a des performances, en termes de gain, semblable à l’état de l’art, mais offre l’avantage d’être réalisée sur substrat souple.

Tableau 2.7 – Récapitulatif des performances des antennes vues dans ce chapitre.

Ref	Type	Freq (GHz)	Gain (dBi)	Rayon. Directif	Taille (cm ²)	Multi- face	Sub. souple
[51]	Dipôle	1,8/2,4 2,6/5	3/2,9 4,8/2	non	5,2	non	non
[48]	Mono- pôle	0,915 1,9	0,80 2,80	non	14,6	oui	non
[43]	Fente	0,8	3,5	non	18,2	oui	non
[44]	Planaire	2,45	7,5	oui	11,6	oui	non
sec 2.2	Planaire	0,9	0,9	oui	38,5	non	non
sec 2.2	Planaire	2,4	2,9	oui	15,91	non	non
sec 2.3	Planaire	0,9/2,45	1,3/2,5	oui	67	non	non
sec 2.4	Dipôle	0,9/2,45	0,5/3,4	non	22,4	non	non
sec 2.5	Dipôle	0,9/2,45	1,9/4,6	non	50,7	non	oui

Des améliorations peuvent encore être apportées pour augmenter les performances des antennes pour la récupération d'énergie. Par exemple, de nombreuses méthodes permettent de réduire le facteur de forme d'une antenne ou encore de maximiser le gain de l'antenne.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploré et développé deux types d'antennes adaptées à la récupération d'énergie. Chacun permet de répondre à un scénario d'utilisation. En effet, les différentes antennes planaires sont capables, grâce à leurs caractéristiques, de transférer un maximum d'énergie entre deux points lorsqu'ils sont connus à l'avance. De plus, le circuit de conversion RF-DC peut être, dans certains cas, reporté au dos de l'antenne et ainsi minimiser le facteur de forme. Par opposition, l'utilisation d'antennes dipôles permet de s'affranchir au maximum de la position de la source vis-à-vis du récupérateur. De plus, l'impact du substrat sur les performances de l'antenne est faible. Il sera donc facile de transférer les designs sur de nouveaux substrats pour répondre à un changement dans le cahier des charges. Nous l'utiliserons donc dans un scénario de récupération opportuniste où le récupérateur d'énergie capte l'énergie provenant de plusieurs directions et, où il est nécessaire de l'intégrer de la façon la plus transparente possible dans son

environnement.

Pour augmenter les performances de récupération, nous avons aussi réalisé, pour chaque type d'antenne, des versions fonctionnant sur deux bandes de fréquences simultanément.

Le prochain chapitre va décrire toutes les étapes nécessaires à la réalisation de redresseurs qui seront dans un premier temps monobandes puis bi-bandes. Nous expliquerons ainsi le principe d'adaptation d'impédance et détaillerons les méthodes que nous avons utilisées. Nous expliquerons aussi les choix de conception que nous avons fait pour répondre au mieux à des scénarios de récupération avec, par exemple, le choix de l'architecture du circuit de conversion RF-DC ou des composants nécessaires au redressement.

LES CIRCUITS DE CONVERSION

3.1 Adaptation d'impédance

Pour qu'un maximum de puissance collectée par l'antenne soit transférée au circuit de conversion RF/DC, l'impédance d'entrée du redresseur, Z_L , doit être le complexe conjugué de l'impédance de la source, Z_S .

$$Z_S = Z_L^*. \quad (3.1)$$

Le circuit d'adaptation se place donc à l'interface entre l'antenne et le redresseur (fig. 3.1).

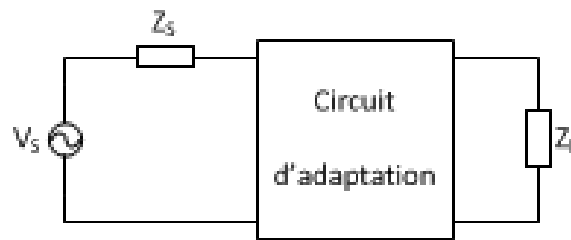


FIGURE 3.1 – Schéma de principe du circuit d'adaptation.

Le réseau d'adaptation en L est l'un des plus simples à mettre en œuvre. À partir des résultats de simulation, l'impédance d'entrée du redresseur, Z_L , est extraite à la fréquence de fonctionnement. Cette impédance est constituée d'une résistance R_L et d'une réactance X_L en série. Il est nécessaire de remplacer cette impédance par son circuit parallèle équivalent (fig. 3.2) en utilisant les équations suivantes :

$$Q = \frac{R_L}{X_L}, \quad (3.2)$$

$$R_P = R_L(1 + Q^2) \quad (3.3)$$

et

$$X_P = \frac{R_P}{Q}. \quad (3.4)$$

Dans notre cas, nous cherchons à adapter le redresseur à 50Ω (donc $Z_S=50 \Omega$) pour qu'il soit compatible avec les instruments de mesure et nos antennes. Dans ce

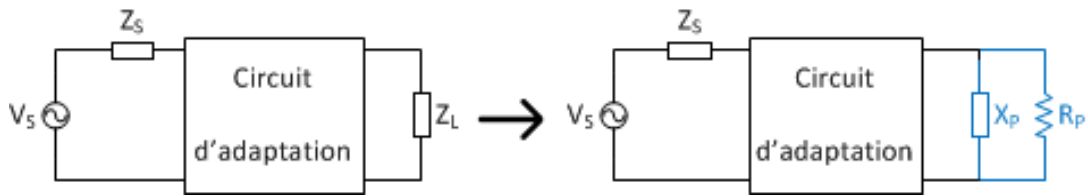


FIGURE 3.2 – Transformation de l'impédance de charge Z_L en son circuit équivalent parallèle.

cas précis, l'impédance de source, Z_S , est purement résistive et correspond donc à une résistance de source R_S . L'objectif est de compenser la réactance X_P avec une réactance de signe opposé afin d'obtenir une impédance Z_L purement résistive. Deux cas se présentent alors :

- si $R_P > R_S$, il faut abaisser l'impédance vue depuis la source
- inversement si $R_S > R_P$, il faut élever l'impédance vue depuis la source.

Deux exemples de dimensionnement de réseau en L purement résistif (abaisseur et élévateur) sont donnés dans l'annexe 1 ainsi qu'un exemple d'adaptation d'une charge complexe à 50Ω .

Cependant le réseau en L ne donne aucun degré de liberté quant à la largeur de bande du réseau d'adaptation. En effet, elle est définie par la valeur du coefficient de qualité, Q , du réseau. Plus la valeur de Q est élevée plus la bande passante est étroite. Pour diminuer la valeur de Q , le développement de réseaux plus complexes est possible comme les réseaux d'adaptation réalisés à l'aide de trois composants (T ou Π).

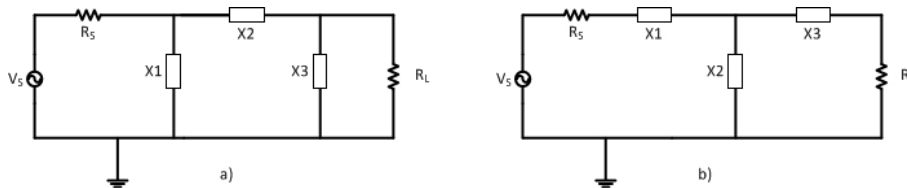


FIGURE 3.3 – Schémas d'un circuit en Π (a) et d'un circuit en T (b).

Ce type de réseau d'adaptation permet d'effectuer une transformation d'impédance en deux étapes et de changer Q en imposant une impédance virtuelle de transition. Un exemple est donné pour chaque circuit en annexe 2.

Par conséquent, les réseaux à trois composants permettent une souplesse de conception supplémentaire et donc une plus grande maîtrise de la largeur de la bande passante. Ils présentent aussi une plus grande robustesse lors de la réalisation, car l'incertitude sur la valeur de chaque composant a moins d'impact sur les performances générales. Cependant, ils sont plus complexes à mettre en œuvre et amènent davantage de composants parasites. Nous ne les utilisons donc que lorsqu'une adaptation avec un réseau en L n'est pas possible.

Réseaux d'adaptation multi-bandes

Une méthode pour réaliser une adaptation d'impédance bi-bande est la décomposition en deux adaptations monobande. L'objectif est de mettre en cascade les réseaux d'adaptation de chaque bande en respectant quelques règles.

En effet, la méthode usuelle consiste à adapter en premier la bande de fréquence la plus basse. Pour réaliser cette adaptation, seule une capacité série et une inductance parallèle peuvent être utilisées afin de générer un circuit de type passe haut. L'adaptation aura donc plus d'effet sur les basses fréquences que sur les hautes fréquences. De façon symétrique, un réseau de type passe bas, utilisant une inductance série et une capacité parallèle, affecte davantage les fréquences les plus élevées (fig. 3.4). Si ces règles sont respectées, les bandes basse et haute fréquence pourront être adaptées de façon quasi indépendante.

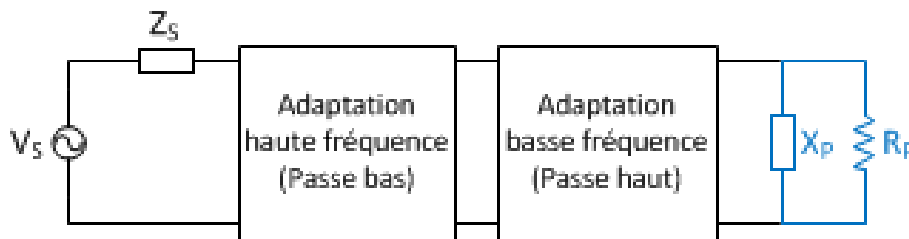


FIGURE 3.4 – Schéma d'adaptation bi-bande utilisant deux adaptations monobandes.

Enfin, pour compenser l'impact mutuel des réseaux d'adaptation ainsi que l'impact des lignes de transmissions il faut ajuster légèrement les valeurs des composants du réseau d'adaptation.

L'impédance d'entrée du circuit de redressement dépend des caractéristiques du redresseur comme l'architecture, le nombre d'étages ou encore le modèle de diode utilisé. La prochaine partie va décrire le dimensionnement des circuits de redressement utilisés dans la conversion RF/DC monobande dédiée à la récupération d'énergie.

3.2 Circuit de conversion RF-DC monobande

Un circuit de conversion RF/DC convertit le signal RF délivré par l'antenne en tension continue. Il existe de nombreuses architectures de redresseur mais toutes utilisent au moins une diode pour fonctionner. Dans le cas de la récupération d'énergie RF, la puissance des signaux récupérés est très faible, il faut donc privilégier des diodes spécifiques possédant notamment une faible tension de seuil. Les diodes Schottky sont de bonnes candidates. La conception des architectures est aussi très importante pour optimiser les performances du redresseur. Le choix de

l'architecture se fera toujours en faisant un compromis entre sensibilité, rendement de conversion et tension de sortie.

3.2.1 Architectures et optimisation

Choix des diodes

Les performances de la diode ont un rôle crucial dans le rendement de conversion du circuit redresseur. De par leurs caractéristiques, les diodes Schottky sont les meilleures candidates pour la réalisation des rectennas. En effet, ce type de diodes a une tension de seuil, V_{TH} , optimisée pour les application faible puissance dont la récupération d'énergie. Lorsque seuls de faibles niveaux de puissance sont disponibles, l'amplitude du signal récupéré peut être de l'ordre de grandeur de cette tension. En deçà de cette valeur, la diode ne conduit pas ce qui bloque le redressement du signal. Nous avons identifié dans la littérature de nombreux prototypes [61, 62, 63, 64, 65] utilisant l'un de ces trois modèles commerciaux de diodes Schottky : la Skywork SMS 7630 [66] et les Avago HSMS 2850 [67] et HSMS 2860 [68].

Quatre principaux paramètres influent sur l'efficacité de conversion :

- La tension de seuil, V_{TH} , qui limite le fonctionnement à faible puissance.
- La tension inverse de claquage, V_{Br} , qui réduit le rendement de la diode lorsque la différence de potentiel aux bornes de celle-ci est trop importante.
- La résistance interne, R_S , qui dissipe de la puissance dans la jonction du semiconducteur.
- La capacité de jonction, C_j , qui agit avec la résistance interne comme un filtre passe-bas et donc limite la fréquence de fonctionnement maximale de la diode.

Les valeurs de ces paramètres sont résumées dans le tableau 3.1 suivant :

Pour optimiser les performances de conversion, il faut donc choisir une diode avec la tension de seuil, une résistance interne et une capacité de jonction la plus faible possible afin de limiter les pertes et augmenter la fréquence de fonctionnement maximale. Maximiser la valeur de la tension de claquage permet de maintenir de bonnes performances lorsque la tension redressée est importante.

La diode Avago HSMS 2860 est conçue pour avoir de bonnes performances dans la bande de fréquences 900 MHz - 5,8 GHz. Sa valeur de tension de claquage plus élevé permet de l'utiliser dans des architectures à haute tension de sortie. Cependant, sa tension de seuil est élevée ce qui peut être handicapant à faible puissance. La diode HSMS 2850 d'Avago est dimensionnée pour fonctionner aux fréquences inférieures à 1,5 GHz. Cependant ses caractéristiques lui

Tableau 3.1 – Principales caractéristiques de diodes Schottky couramment utilisé dans la récupération d'énergie RF

Modèle de diode	V_{TH} (mV) for 1 mA	V_{Br} (V)	R_S (Ω)	C_j (pF)
SMS 7630	240	2	20	0,14
HSMS 2850	250	3,8	25	0,18
HSMS 2860	350	7	6	0,18

permettent quand même de fonctionner à 2,4 GHz malgré une perte d'efficacité liée à l'augmentation de la fréquence. La tension de seuil est plus faible que pour la HSMS2860, elle est donc plus adaptée à un fonctionnement où les puissances disponibles sont très faibles. La diode SMS 7630 de Skywork a les meilleures caractéristiques de conversion RF/DC cependant comme nous allons le préciser dans la prochaine partie, nous allons réaliser une architecture favorisant des tensions de sortie élevées. La faible tension de claquage de cette diode aura donc un impact trop important pour être utilisée.

Finalement, le meilleur compromis dans notre cas est la diode HSMS2850. En effet, c'est elle qui possède les meilleures caractéristiques de redressement pour de faibles puissances ainsi qu'une meilleur capacité à être intégrée dans une architecture de conversion favorisant une tension de sortie élevée.

Étude des architectures

Une étude par simulations est effectuée pour évaluer les performances de quatre architectures :

- Série
- Doubleur
- Graetz
- Greinacher

Chacune de ces architectures possède ensuite des variantes qui permettent d'améliorer certaines caractéristiques de redressement. Cette partie détaille les avantages et inconvénients de la version basique de chacune des architectures de redresseur en les illustrant avec des exemples de la littérature.

— Un redresseur série est, avec le redresseur parallèle, le circuit de conversion RF-DC le plus simple composé d'une diode et d'une capacité. (fig. 3.5)



FIGURE 3.5 – Schéma de circuit de conversion RF-DC série

La structure simple limite les composants parasites et l'utilisation d'une seule diode réduit l'impact de la tension de seuil. Le rendement de conversion est donc optimisé. Néanmoins, cette architecture ne propose aucun gain en tension. La tension de sortie est toujours inférieure à l'amplitude maximum de la tension d'entrée. Cette architecture est l'une des plus utilisées dans la récupération d'énergie RF. V. Palazzi *et al.* utilisent un redresseur série pour la conception d'une rectenna sur substrat souple [43]. La rectenna a un rendement de conversion égal à 28 % pour une puissance d'entrée de -15 dBm. Cependant, la tension de sortie n'est que de 250 mV.

— L'architecture d'un doubleur de tension permet d'obtenir une tension élevée avec une puissance d'entrée faible (fig. 3.6). Ce circuit utilise cependant deux diodes et deux capacités ce qui augmente les éléments parasites et notamment les tensions de seuil des diodes. Le rendement de conversion est donc plus faible que pour le redresseur série.

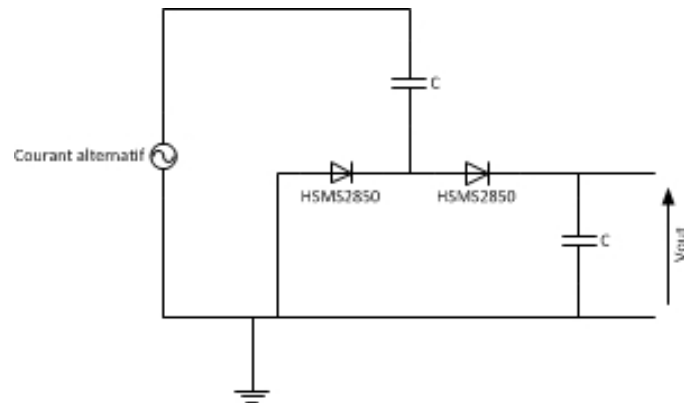


FIGURE 3.6 – Schéma de circuit de conversion RF-DC doubleur de tension.

Sanchari *et al.* réalisent un rectenna capable d'obtenir une tension de sortie maximale égale à 5,53 V et un rendement optimum de 42 % pour une puissance d'entrée de +14 dBm [69]. Les tensions et les puissances de sortie obtenues avec ce type de circuit sont suffisantes pour alimenter des circuits à faible consommation comme les capteurs. De plus, il est possible de mettre en cascade plusieurs étages de doubleurs de tension pour augmenter la sensibilité du circuit. Cependant, cela se fera au détriment du rendement de conversion.

— Le pont de Graetz est un assemblage de quatre diodes montées en pont (fig. 3.7) qui permet un redressement double alternance. Cependant, l'impact des tensions de seuil est élevé pour cette architecture, il est donc difficile de l'utiliser pour de faibles puissances. On retrouve le pont de Graetz plus généralement dans l'électroménager, car il est facile à mettre en place et les diodes ne subissent jamais de fortes contraintes. Merabet *et al.* ont réalisé une rectenna utilisant un pont de Graetz [70]. Le rendement maximal obtenu par le redresseur est de 72,71 % pour une puissance d'entrée de +21,7 dBm (150 mW). C'est le haut niveau de puissance qui permet d'obtenir un tel rendement. En effet, la chute de tension dans les diodes n'a qu'un impact très limité avec une telle puissance d'entrée.

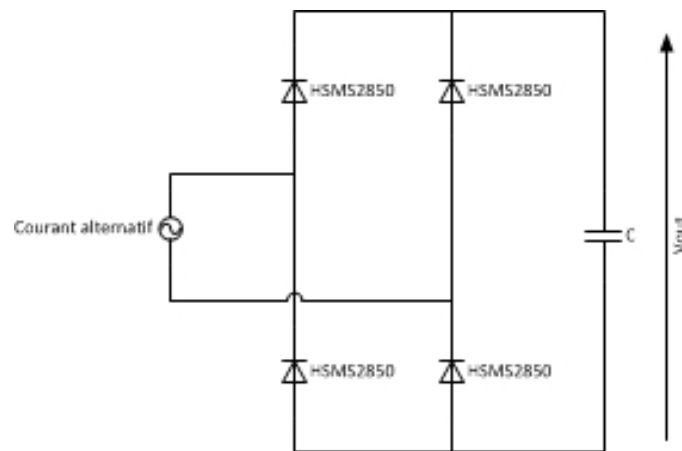


FIGURE 3.7 – Schéma de circuit de conversion RF-DC pont de Graetz.

— Le circuit Greinacher a une sortie différentielle. Pour fonctionner, il utilise quatre diodes et quatre capacités (fig. 3.8). La particularité de ce circuit est d'avoir une grande sensibilité, ce qui permet d'obtenir rapidement une tension suffisante pour alimenter un circuit. Cependant, l'utilisation de nombreux composants ne permet pas d'obtenir un rendement satisfaisant à faible puissance.

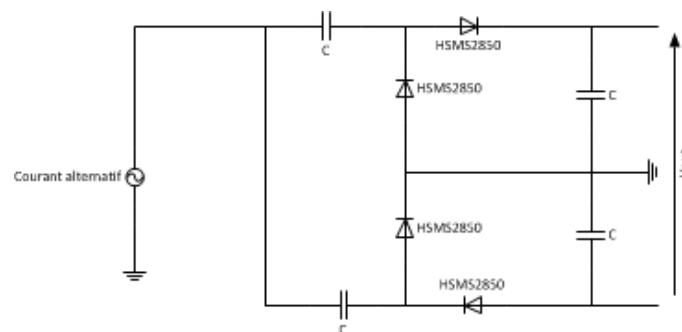


FIGURE 3.8 – Schéma de circuit de conversion RF-DC Greinacher.

Alneyadi *et al.* ont réalisé un récupérateur d'énergie RF utilisant un redresseur Greinacher. Le rendement de conversion maximal du redresseur atteint 57,8 %

pour une puissance d'entrée de 8 dBm. Il est aussi capable de recharger complètement un super condensateur de 33 mF à 1,6 V en 20 minutes ce qui est suffisant pour alimenter un capteur consommant 10 mW pendant 4 secondes.

Afin de comparer leurs performances, nous allons nous placer dans une configuration de conditions réelles avec une puissance d'entrée égale à -15 dBm. Pour limiter l'impact sur les performances du réseau d'adaptation, une simulation *load pull* est effectuée sur chaque architecture. La source de puissance a ainsi toujours l'impédance la plus adaptée au circuit de redressement et avec un niveau de puissance semblable à ce qui est disponible dans un environnement urbain. Les redresseurs sont composés uniquement de diodes HSMS 2850 et de capacités murata. Des simulations ADS à 900 MHz permettent d'observer la tension de sortie à vide, ou sensibilité, ainsi que le rendement de conversion à la charge optimale définie par l'équation 3.5 :

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}}. \quad (3.5)$$

La simulation des quatre architectures de redresseurs présentée dans la section 3.2.1 nous permet de tracer sur le même graphique l'évolution de leurs tensions de sortie (fig. 3.9) et de leurs rendements de conversion (fig. 3.10) en fonction de la puissance d'entrée P_{IN} .

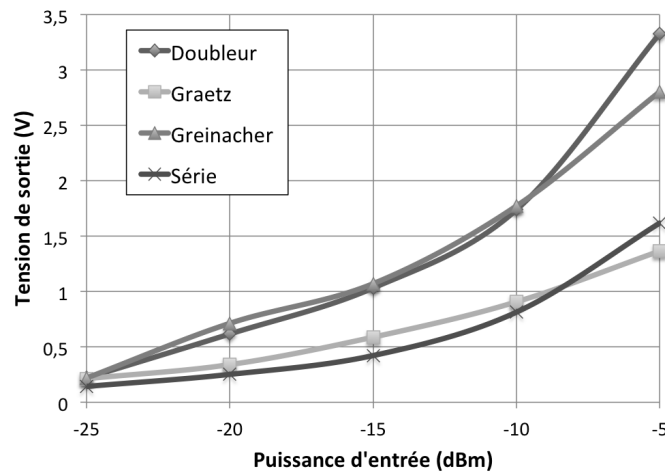


FIGURE 3.9 – Évolution de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour 4 architectures de redresseur

L'objectif de la récupération d'énergie est de tenter de rendre autonome un objet faible consommation tel qu'un capteur. Or pour fonctionner les capteurs les plus économes en énergie nécessitent tout de même une tension supérieure à 1 V [71] [51]. Dans ce cas de figure, les architectures doubleur et Greinacher semblent être les plus adaptées, car elles sont les premières à atteindre le seuil de 1 V, et ce pour une puissance d'entrée de l'ordre de -15 dBm.

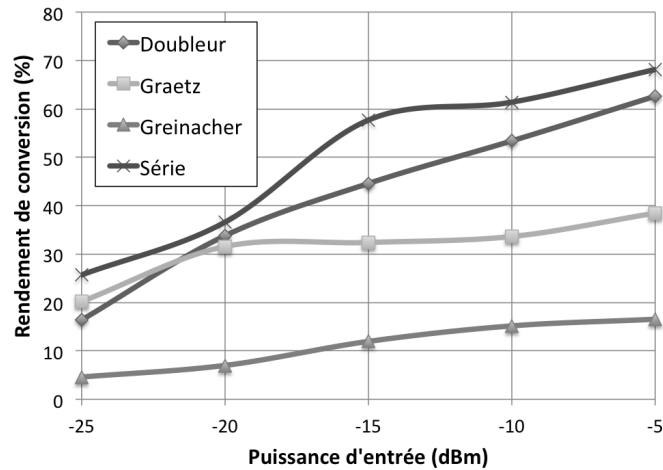


FIGURE 3.10 – Évolution du rendement de conversion en fonction de la puissance d'entrée pour 4 architectures de redresseur

Cependant la figure 3.10 montre que les meilleurs rendements de conversion sont assurés par les redresseurs série et doubleur de tension. L'architecture de redresseur Greinacher ne parvient jamais à atteindre 20 % de rendement ce qui est insuffisant pour constituer une solution réaliste de récupération d'énergie RF. Le redresseur série obtient le meilleur rendement de conversion, mais avec des tensions de sortie relativement faibles. Une solution utilisant un booster de tension, ou convertisseur DC-DC, en sortie du redresseur série permet d'augmenter la tension de sortie. Cependant cette solution affecte le rendement du récupérateur qui peut être réduit de moitié et entraîne un surcoût de développement et de fabrication. L'enjeu est donc de trouver le bon compromis entre des niveaux de tension capables d'alimenter un circuit électronique tel un capteur et un rendement de conversion le plus élevé possible pour limiter les pertes.

Le meilleur compromis entre tension de sortie et rendement de conversion est donc le redresseur doubleur de tension. Cette architecture peut de plus être cascadée en plusieurs étages.

La partie suivante décrit les performances de ce circuit en fonction du nombre d'étages en simulation et en mesure.

Étude du nombre d'étages

Pour définir le nombre optimal d'étages, nous avons préalablement réalisé et caractérisé quatre prototypes de redresseur doubleur de tension de 1 à 4 étages ou chaque étage correspond au circuit élémentaire étudié dans la section 3.2.1. La mesure des redresseurs va se concentrer sur les mêmes critères de comparaison que pour l'étude de leurs architectures, à savoir, la sensibilité et le rendement de conversion. Pour simplifier la comparaison entre les différents circuits, nous allons nous concentrer sur un cas précis où la puissance d'entrée est équivalente à -15 dBm et où la charge est optimale. Nous considérons aussi que le redres-

seur fonctionne à sa fréquence de fonctionnement proche de 900 MHz et que le coefficient de réflexion est inférieur à -15 dB.

La réalisation des prototypes utilise donc pour chaque étage une paire de diodes HSMS2850 montées tête bêche et deux capacités. L'élément de stockage en sortie est une capacité chimique de 33 μ F. Le réseau d'adaptation en L utilise pour tous les circuits à la fois un élément distribué (ligne de transmission équivalente à une inductance) et un élément localisé (capacitif).

Les résultats de caractérisation en sensibilité et en rendement des redresseurs sont résumés dans le tableau 3.2.

Tableau 3.2 – Caractéristiques expérimentales des redresseurs de 1 à 4 étages à 900 MHz

Redresseur	Sensibilité (V)	Rendement (%)
1 étage	0,7	29,3
2 étages	0,95	31,7
3 étages	1,1	27,3
4 étages	1,3	25

Logiquement, plus le nombre d'étages augmente, plus la tension de sortie est élevée. Cependant, le nombre de composants augmente aussi induisant davantage de pertes liées aux éléments parasites. L'augmentation de la tension de sortie se fait donc au détriment d'une diminution du rendement de conversion. On remarque que le redresseur deux étages possède le meilleur rendement de conversion. Ceci est dû au fait que l'adaptation d'impédance est particulièrement bonne ce qui améliore ses performances.

Notre objectif étant d'avoir, avec un minimum de puissance en entrée, une tension de sortie supérieure à 1 V, les redresseurs trois et quatre étages semblent donc être les plus adaptés.

Nous avons donc choisi de réaliser des redresseurs doubleur quatre étages utilisant des diodes HSMS 2850 [72]. Pour dimensionner les différents circuits, nous allons utiliser le logiciel de simulation ADS. Lors de ce dimensionnement, la synthèse d'un circuit d'adaptation à 50 Ω va être faite pour chacun des circuits afin d'être compatible avec les antennes développées précédemment.

3.2.2 Dimensionnement et simulation

Le dimensionnement sur ADS du circuit de redressement se décompose en plusieurs étapes. La première consiste à réaliser la partie redressement du circuit en utilisant des composants réels. Pour cela on utilise des modèles qui sont donnés par les fournisseurs de composants montés en surface (CMS). On peut ainsi simuler l'impédance d'entrée grâce à une simulation *Large Signal S-Parameters (LSSP)*.

Chaque étage est composé de deux diodes connectées en série et de deux capacités (fig. 3.11). La première capacité, de 100 pF, se situe dans la partie RF et l'autre, de 100 nF, dans la partie DC. La capacité DC du dernier étage est remplacée par un condensateur chimique de 33 pF afin de stocker l'énergie redressée. Elle fait donc office de stockage d'énergie.

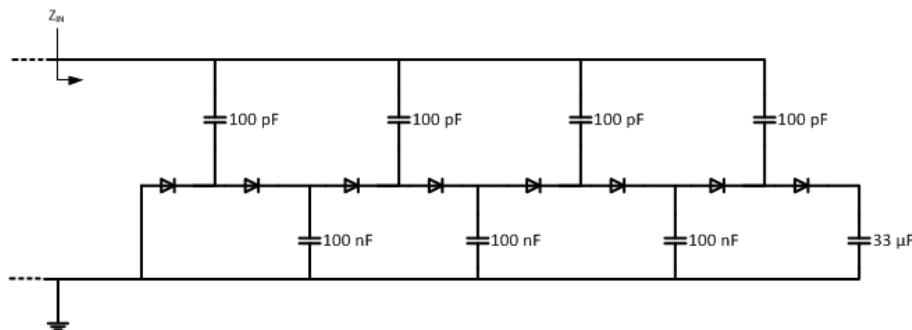


FIGURE 3.11 – Schéma d'un redresseur doubleur de tension quatre étages.

Simulation circuit

Les résultats de la simulation LSSP s'affichent sur l'abaque de Smith qui permet d'identifier l'impédance d'entrée du circuit (Z_{IN}) en fonction de la fréquence. Il est possible de développer un réseau d'adaptation en L pour adapter ce circuit aux 50Ω des antennes. La vérification du dimensionnement du réseau en L s'effectue grâce à une simulation LSSP du circuit redresseur précédé du réseau d'adaptation. Si tout est bien dimensionné, l'impédance d'entrée de ce circuit doit donc être proche de 50Ω .

Pour avoir des résultats proches de la réalité, on remplace les composants idéaux par le modèle de composant réel et on ajoute les lignes de transmissions entre les composants. Pour tenir compte des parasites liés à cet ajout il est nécessaire de procéder à quelques réglages du réseau d'adaptation.

Les différentes parties du récupérateur sont réalisées sur un substrat FR4 dont les performances électromagnétiques ont été résumées dans le tableau 2.2. Deux versions du redresseur, possédant la même architecture pour la partie redressement, sont développés avec des réseaux d'adaptations leur permettant de fonctionner soit à 900 MHz soit à 2,45 GHz.

Le premier, fonctionnant à 900 MHz, utilise un réseau en L composé d'une capacité CMS de 1,6 pF en série et d'une ligne de transmission à la masse ayant un effet inductif équivalent à une inductance de 4,9 nH. Le second fonctionnant à 2,45 GHz est aussi composé d'une capacité CMS et d'une ligne de transmission à effet inductif, mais cette fois-ci leurs valeurs sont 0,6 pF et 5,4 nH. Les schémas des deux circuits sont présentés dans la fig. 3.12 suivante :

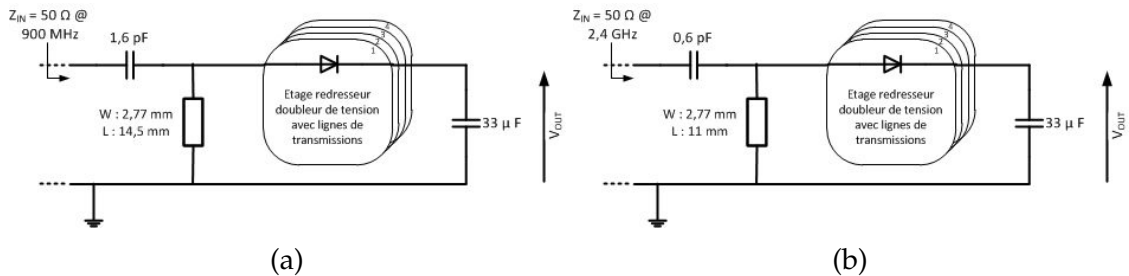


FIGURE 3.12 – Réseaux d'adaptation des circuits fonctionnant à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).

Le choix de remplacer l'inductance CMS par une ligne de transmission permet de limiter les incertitudes liées aux reports de composants ainsi que celles qui sont intrinsèques aux éléments CMS. En effet, le report manuel a un impact non négligeable sur les performances du redresseur. L'utilisation d'une capacité en élément distribué, de type capacité inter-digitée, pourrait pallier au problème mais, la technologie de gravure utilisée pour la réalisation ne possède pas une résolution suffisante pour permettre cette solution.

La simulation LSSP donne à la fois l'impédance du circuit en fonction de la fréquence et les paramètres S. L'évolution de S_{11} en fonction de la fréquence pour chacun des circuits est présentée dans la figure 3.13. Les courbes montrent un coefficient de réflexion est égal à -38,6 dB pour la fréquence 900 MHz avec une bande passante à -10 dB de 37 MHz. A 2,4 GHz le coefficient de réflexion vaut -26,6 dB avec une bande passante de 105 MHz.

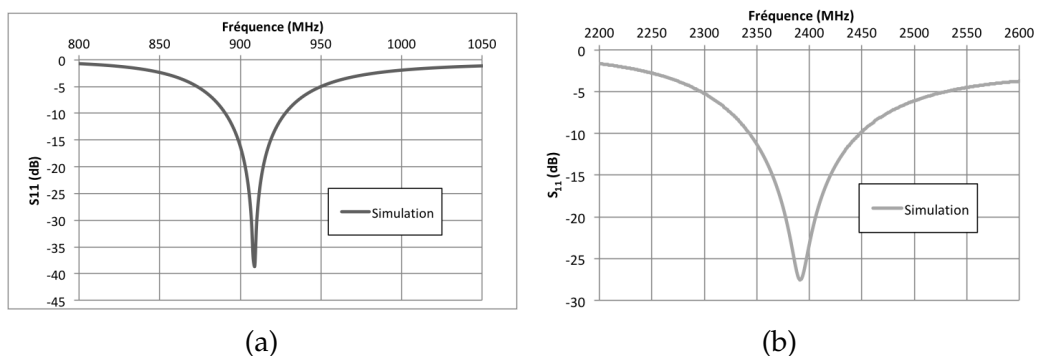


FIGURE 3.13 – Simulation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence du redresseur fonctionnant à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).

La simulation *Harmonique Balance (HB)* permet d'évaluer la tension de sortie du redresseur en fonction de la puissance d'entrée. Ces résultats donnent ainsi

la sensibilité du redresseur et son rendement en puissance. Pour évaluer la sensibilité des circuits (fig. 3.14), nous allons relever la puissance minimale à l'entrée permettant d'obtenir une tension de sortie de 1 V.

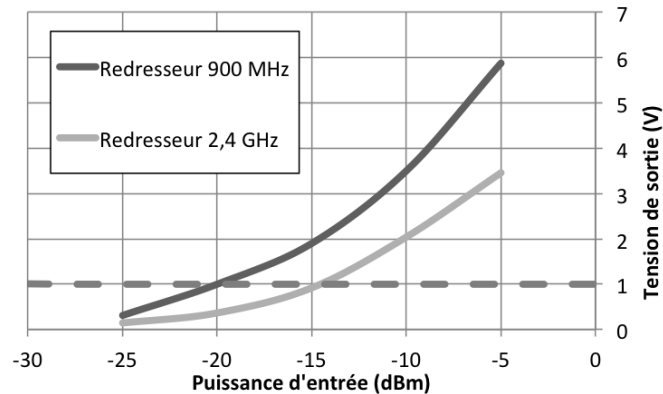


FIGURE 3.14 – Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour le redresseur 900 MHz et le 2,4 GHz en simulation circuit.

À 900 MHz, la sensibilité de 1 V est atteinte pour une puissance d'entrée de -20 dBm. À 2,4 GHz, cette sensibilité nécessite une puissance de -14,6 dBm. Cette différence est due à la nature des diodes dont les performances se détériorent lorsque la fréquence augmente.

Pour caractériser le rendement en puissance, une résistance est rajoutée en parallèle de l'élément de stockage et sa valeur varie de 1 à 600 k Ω . (fig. 3.15)

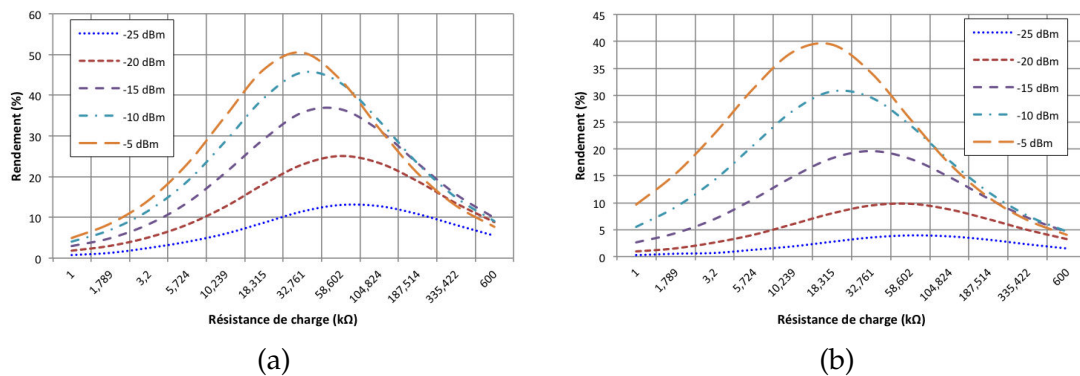


FIGURE 3.15 – Simulation du rendement de conversion en fonction de la résistance de charge du redresseur à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).

Les courbes obtenues montrent un rendement maximal de plus de 50 % pour un charge d'environ 33 k Ω à 900 MHz et d'environ 40 % pour une charge de 18 k Ω à 2,4 GHz. Les rendements de conversion sont moins bons à 2,4 GHz pour la même raison que précédemment.

Ces résultats nous permettent d'obtenir une estimation des performances du circuit final. Afin d'affiner les résultats de simulation nous allons maintenant créer un modèle électromagnétique du circuit.

Simulation électromagnétique

Les circuits sont donc modélisés en 2,5D à l'aide du simulateur électromagnétique (EM) d'ADS. Plusieurs paramètres sont ajustés pour faire correspondre le plus possible le modèle électromagnétique aux performances réelles finales. Ainsi le dimensionnement du maillage électromagnétique est très important. En effet, s'il est trop large le modèle est susceptible de ne pas prendre en compte certains phénomènes et s'il est trop fin le temps de simulation peut très rapidement devenir long. Pour optimiser ce dimensionnement, plusieurs simulations sont effectuées en réduisant petit à petit la dimension du maillage. Lorsque les résultats de simulations n'évoluent peu ou plus, on considère que le maillage est suffisamment fin. Comme le montre la figure 3.16 la dimension minimale de maillage suffisante dans notre cas est égale à 60 mailles par longueur d'onde.

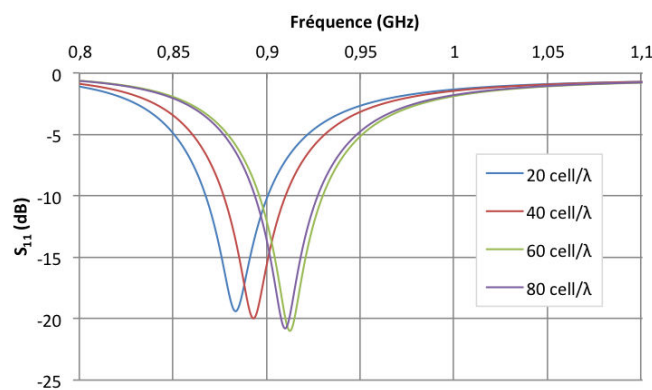


FIGURE 3.16 – Évolution du S_{11} en fonction du nombre de cellule par longueur d'onde pour le redresseur fonctionnant à 900 MHz.

La simulation électromagnétique prenant en compte tous les parasites ramenés par les lignes de transmission, l'impédance d'entrée du circuit de redressement change par rapport à la simulation circuit. Le réseau d'adaptation doit donc être réajusté. Ce redimensionnement est effectué grâce à la simulation *LSSP* du modèle électromagnétique. Le coefficient de réflexion (fig. 3.17) obtenu est donc égal à -20,4 dB avec une bande passante de 32 MHz à 900 MHz. Le deuxième circuit quant à lui, présente un S_{11} de -25,4 dB à 2430 MHz pour une bande passante de plus de 100 MHz.

L'évolution de la tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée est représentée dans la figure 3.18. Elle est obtenue grâce à la simulation *HB* des modèles électromagnétiques des circuits fonctionnant à 900 MHz et à 2,4 GHz.

La sensibilité des circuits est moins bonne en simulation EM. En effet, à 900 MHz le circuit de redressement a une sensibilité de 1 V pour une puissance d'entrée de -18,7 dBm. À 2,4 GHz cette sensibilité est obtenue pour une puissance de -13,3 dBm.

Le même effet de simulation se produit sur le rendement de conversion. À

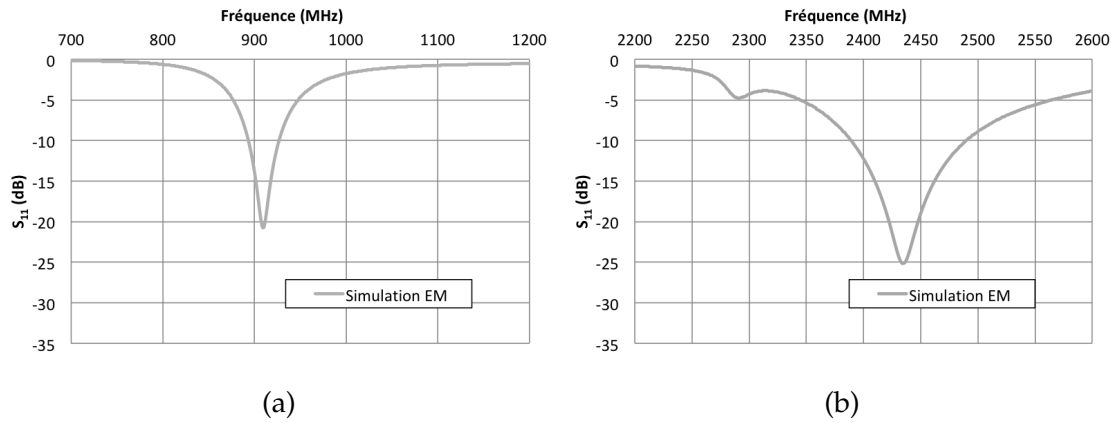


FIGURE 3.17 – Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence du redresseur fonctionnant à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b) en simulation électromagnétique (EM).

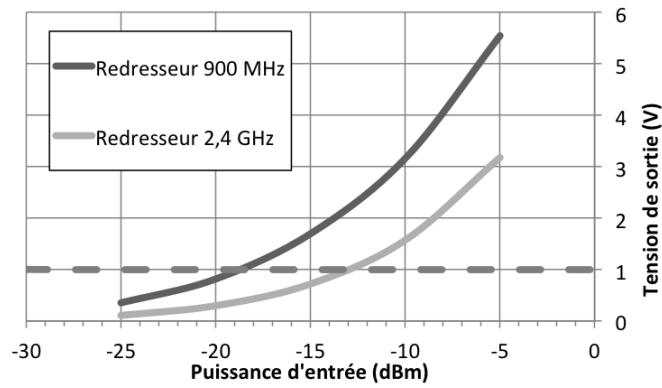


FIGURE 3.18 – Tension de sortie en fonction de la puissance d'entrée pour le redresseur 900 MHz et le 2,4 GHz en simulation électromagnétique.

900 MHz le rendement de conversion maximum est réduit à 47,5 %, contre 50,4 % en simulation circuit. À 2,4 GHz, le rendement est réduit plus de 3% en passant de 39,4 à 36,2 % (fig. 3.19).

Les performances générales des redresseurs sont donc moins bonnes en simulation électromagnétique qu'en simulation circuit. Cela est due à la plus grande précision de la simulation EM et notamment la prise en compte d'éléments et d'effets parasites perturbant le redressement. Cependant, si la simulation électromagnétique est correctement paramétrée, les performances simulées seront proche des résultats de caractérisation.

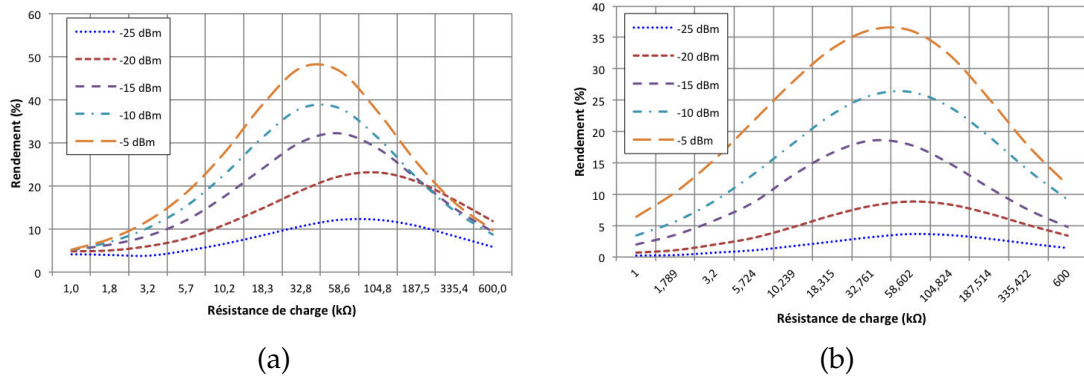


FIGURE 3.19 – Rendement de conversion en fonction de la résistance de charge du redresseur (a) 900 MHz et (b) 2,4 GHz en simulation électromagnétique.

3.2.3 Réalisation et caractérisation

La fabrication du circuit de conversion sur le substrat de report requiert plusieurs techniques. Dans cette section, nous allons détailler les moyens utilisés ainsi que les résultats des caractérisations associées.

Gravure mécanique

Comme pour les antennes rigides, nous avons réalisé les deux circuits redresseurs sur un substrat FR4 de 1,6 mm d'épaisseur. Cependant, les dimensions des circuits sont beaucoup plus petites que celle de l'antenne. Les imprécisions de réalisation auront donc un impact plus important sur les performances du redresseur. Ces dimensions réduites ainsi que le besoin de résolution rendent la gravure chimique non adaptée dans ce cas de figure. C'est donc la gravure mécanique qui sera utilisée pour créer le circuit redresseur. Cette méthode utilise une machine-outil dotée d'une commande numérique qui contrôle la position d'un foret. Le passage du foret enlève le cuivre inutile et révèle ainsi le motif du circuit. La machine possède aussi la possibilité de percer des vias pour créer des interconnexions entre les deux faces du FR4.

La plus petite dimension du redresseur étant de l'ordre de 200 μm , la résolution de la graveuse mécanique (de l'ordre de 100 μm) à disposition est donc suffisante pour réaliser des circuits de bonne qualité. La connexion électrique entre les deux faces du circuit est réalisée par la métallisation de vias à l'aide une pâte conductrice.

Cette méthode de gravure est donc particulièrement adaptée à la réalisation de circuits électroniques, tels que nos redresseurs, grâce à sa résolution et la capacité à percer des vias.

Report des composants : micro-assemblage de composants montés en surface

Le report des composants montés en surface, « CMS » relatifs aux parties adaptation d'impédance et redressement s'est fait manuellement sous une loupe binoculaire. Les connections électriques ainsi que le maintien de ces composants ont été assurés par la technique de brasage par refusion. De la pâte à braser, généralement un alliage métallique étain/plomb, est déposée à l'emplacement du composant sur le circuit. Il est très important que seuls les points de contact du composant soient recouverts afin d'éviter tout court-circuit. Après avoir posé le CMS sur la pâte, l'ensemble est placé dans un four à refusion pour assurer sa fixation (fig. 3.20).

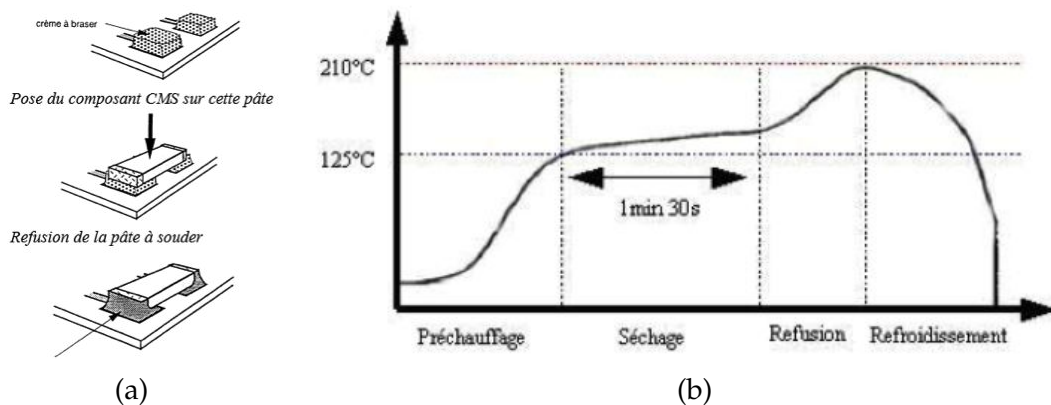


FIGURE 3.20 – Schéma illustrant la refusion de la crème à braser (a) et son profil en température (b).

La refusion, dont le profil en température est décrit figure 3.21.b se décompose en 4 phases :

- **Pré-chauffage** : Prépare les composants au soudage tout en évitant les chocs thermiques ou projections de la pâte à braser. La montée en température s'effectue avec une pente comprise entre 1°C et 4°C par seconde pour amener l'ensemble des éléments à souder à une température comprise entre 100°C et 150°C.
- **Séchage** : Active le flux facilitant la répartition de la pâte à braser sur les surfaces métalliques. Un temps d'évaporation est nécessaire pour éviter l'ébullition du flux dans la phase de refusion. Cette phase doit rester à température quasi constante.
- **Refusion** : Permet d'atteindre le point de fusion de la pâte à braser et de souder les composants. La température de refusion sera d'environ 200°C-230°C selon la pâte à braser et sera maintenue pendant 10 à 30 s.
- **Refroidissement** : Doit-être rapide pour solidifier la brasure sans en modifier la structure cristalline. Un refroidissement à l'air libre en température ambiante semble correct.

Dans notre cas, nous avons effectué une refusion en phase vapeur (fig. 3.21). Ce procédé consiste à produire une vapeur de température bien définie (215°C dans

notre cas) en portant à ébullition un liquide inerte (hydrocarbure fluoré appelé fluorine) avec un serpentín de chauffage. Ce produit est inerte et ne provoque aucune réaction chimique avec les CMS et le substrat. Au-dessus de la zone de vapeur est installé un piège à vapeur avec un deuxième gaz (hydrocarbure fluoré comme le fréon possédant un point d'ébullition à 48°C) et des serpentins de refroidissement latéraux. Cette barrière empêche que le liquide primaire ne s'échappe. Le circuit imprimé est descendu lentement dans la cuve. Il stationne environ 20 s dans la vapeur de fréon vers 90°C pour le préchauffage. Puis, il est descendu dans la vapeur de fluorine à 215°C de 10 à 30 s. La vapeur se condense sur le circuit, ce qui provoque l'apport d'une grande quantité de chaleur uniformément répartie sur les composants. Le circuit est remonté lentement dans la vapeur de fréon pendant 40 s environ, afin de se refroidir progressivement. La suite du refroidissement est effectuée à l'air libre.

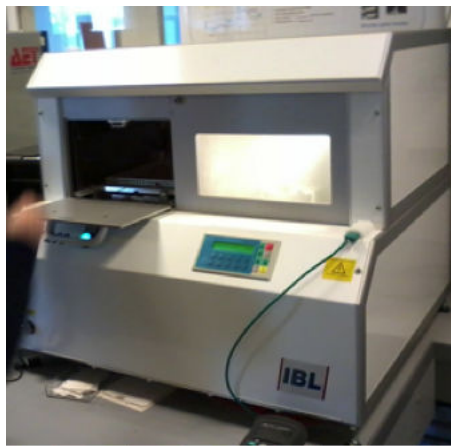


FIGURE 3.21 – Photo du four à refusion en phase vapeur SV 260 IBL.

Ce procédé ne sollicite que très peu les composants car ceux-ci ne sont pas soumis à un échauffement excessif et permet de fixer solidement et de façon homogène les composants. Un connecteur coaxial de type SMA est soudé au circuit afin d'assurer la connexion avec les appareils de caractérisations (fig. 3.24).

Caractérisations

Comme pour la simulation, nous nous focaliserons sur trois paramètres pour caractériser les circuits redresseurs : le coefficient de réflexion en entrée, la sensibilité et le rendement de conversion. La première étape consiste à caractériser le coefficient de réflexion et la bande passante à -10 dB des deux circuits (fig. 3.23) à l'aide de l'analyseur de réseau HP 8720. Les résultats de simulation EM et de mesure sont reportés sur la même figure afin de les comparer.

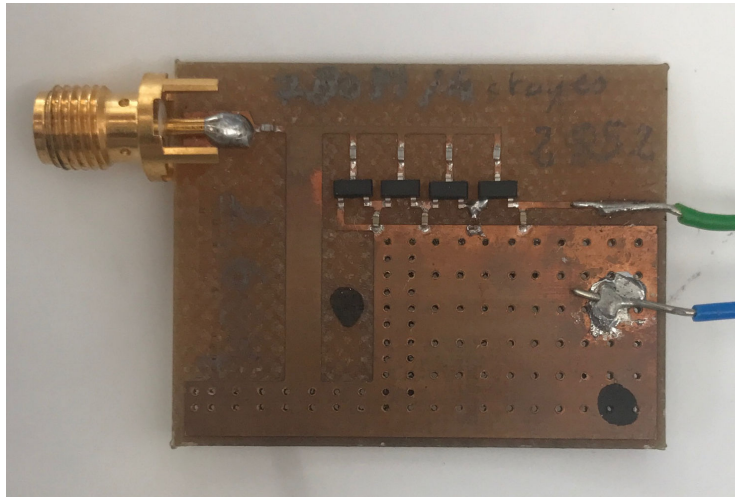


FIGURE 3.22 – Photo du redresseur doubleur de tension 4 étages.

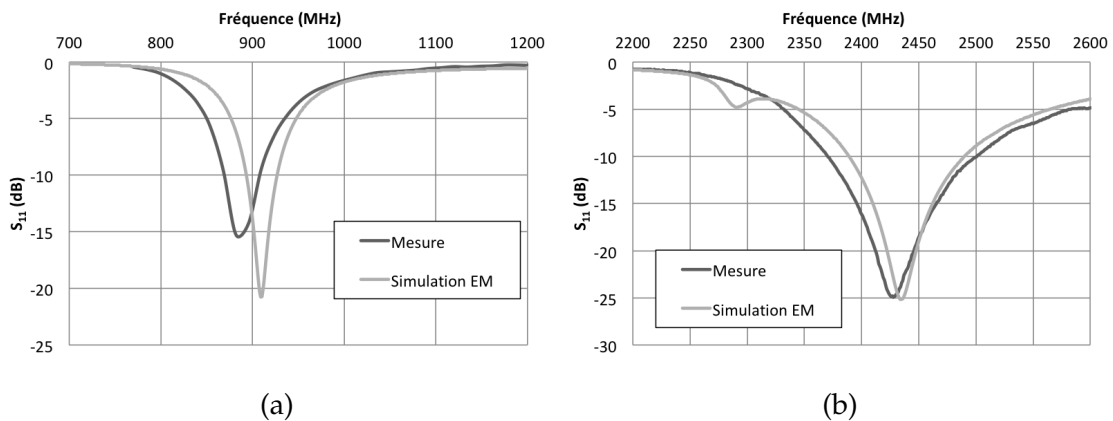


FIGURE 3.23 – Évolution du rendement de conversion en fonction de la charge pour différents niveaux de puissance d'entrée à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).

Le premier circuit fonctionne à la fréquence de 895 MHz avec une bande passante de 37 MHz. La bande passante du deuxième circuit est de 130 MHz, centrée sur la fréquence de 2,43 GHz. Les coefficients de réflexion mesurés sont de -15,3 dB et -24,9 dB à 900 MHz et 2,4 GHz. Les résultats de mesures sont du même ordre de grandeur que ceux de la simulation. Les faibles différences sont principalement dues aux incertitudes de fabrication et aux modèles des composants qui ne prennent pas en compte tous les effets parasites.

Pour caractériser la sensibilité des circuits de conversion, la tension de sortie à vide est mesurée en fonction de la puissance d'entrée. Comme en simulation, les pertes des diodes à haute fréquence réduisent fortement la sensibilité du circuit fonctionnant à 2,4 GHz. Finalement une tension de sortie à vide de 1 V est obtenue pour une puissance d'entrée de -17,8 dBm à 900 MHz et de -11,9 dBm à 2,4 GHz (fig. 3.24). Nous pouvons noter que cette sensibilité est légèrement moins bonne qu'en simulation (fig. 3.18).

Cependant, ces résultats permettent de conforter le scénario de récupération d'énergie RF opportuniste. En effet, nous avons caractérisé la densité de puissance

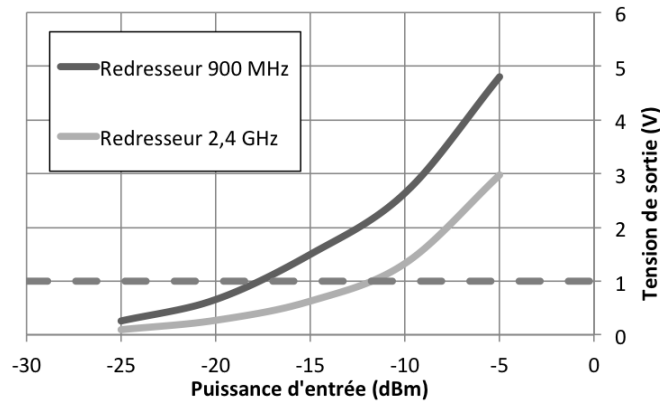


FIGURE 3.24 – Tension de sortie mesurée à vide en fonction de la puissance d’entrée pour les redresseurs 2,4 GHz et 900 MHz.

dans un milieu urbain et domestique : la puissance disponible pour le redresseur est de l’ordre de -15 dBm. Or dans ces conditions, une tension de 1 V est obtenue avec le circuit fonctionnant à 900 MHz. Les caractéristiques physiques des diodes rendent le redresseur 2,4 GHz moins performant. Cependant il peut être pertinent de cumuler les résultats dans cette bande avec ceux de la bande 900 MHz dans un fonctionnement bi-bande.

Le rendement de conversion va maintenant être caractérisé à l’aide d’un générateur de puissance ainsi qu’une charge variable. Pour réaliser la mesure, chaque redresseur travaille à sa fréquence de fonctionnement. Le rendement de conversion est ainsi observé pour tous les couples de puissance d’entrée et de charges (fig. 3.25).

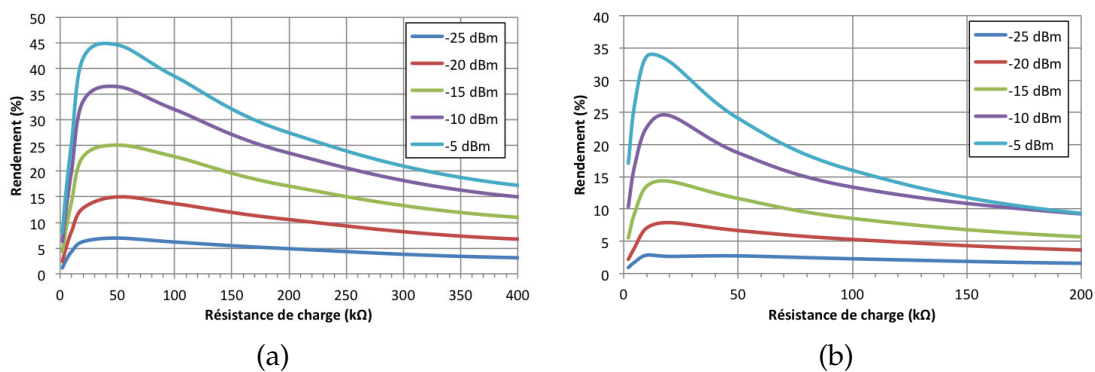


FIGURE 3.25 – Mesure du rendement de conversion en fonction de la charge pour différents niveaux de puissance d’entrée à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).

Les rendements maximums obtenus sont de 44,6 % à 900 MHz et 33,7 % à 2,4 GHz pour une puissance d’entrée de -5 dBm. On observe aussi que pour des puissances d’entrées inférieures à -15 dBm, le rendement devient moins sensible à la charge. Cela facilitera donc l’utilisation du récupérateur d’énergie dans un scénario applicatif, car les performances du redresseur seront peu dépendantes de l’objet qu’il alimente.

Le tableau 3.3 suivant fait le bilan des résultats obtenus en simulation circuit, simulation EM et mesure. Les trois critères de comparaison sont le coefficient de réflexion minimal (S_{11}), le minimum de puissance nécessaire pour obtenir une tension de sortie à vide de 1 V (Sensi) et le maximum de rendement de conversion du circuit de conversion (η).

Tableau 3.3 – Comparaison des résultats obtenus en simulation circuit, simulation EM et mesures

	900 MHz			2,4 GHz		
	η (%)	Sensi (dBm)	S_{11} (dB)	η (%)	Sensi (dBm)	S_{11} (dB)
Simulation circuit	50,4	-20	-38,6	39,4	-14,6	-26,6
Simulation EM	47,5	-18,7	-20,4	36,2	-13,3	-25,4
Mesure	44,6	-17,8	-15,3	33,7	-11,9	-24,9

Les résultats de mesures sont cohérents avec les simulations. Le faible écart se justifie par le fait que la simulation utilise des modèles proches de la réalité. La simulation circuit permet donc de rapidement obtenir les ordres de grandeurs des performances d'un circuit. Ces résultats sont ensuite affinés grâce à la simulation EM qui nous donne une estimation proche de la mesure. Cette méthode de simulation peut donc être validée. Il sera donc possible d'évaluer précisément les performances finales de nos circuits avant de les réaliser. Cela nous permet également d'avoir une vision critique des résultats obtenus lors de la caractérisation des prochains circuits. Les résultats laissent envisager qu'un fonctionnement simultané sur les deux bandes de fréquences pourrait augmenter la quantité d'énergie potentiellement récupérable. L'objectif de la prochaine section est donc de développer un seul circuit de conversion RF/DC capable de fonctionner sur les bandes 900 MHz et 2,4 GHz.

3.3 Circuit de conversion RF-DC bi-bande

3.3.1 Dimensionnement et simulation

L'utilisation de deux bandes de fréquences offre potentiellement jusqu'à deux fois plus d'énergie au récupérateur et donc au circuit de conversion. En gardant le même circuit doubleur de tension quatre étages utilisant des diodes HSMS285 [67],

nous réalisons une adaptation d'impédance bi-bande. L'enjeu ici est de dimensionner le circuit d'adaptation avec des performances suffisantes pour garantir une adaptation à 900 MHz et 2,4 GHz.

Le premier dimensionnement du réseau s'effectue grâce à la simulation circuit. La simulation *LSSP* permet en effet d'obtenir l'impédance d'entrée du circuit pour les deux fréquences de fonctionnement. Nous utilisons des éléments distribués pour réaliser le réseau d'adaptation. En effet, le comportement d'une ligne de transmission évolue en fonction de la fréquence. Ainsi, nous utilisons deux lignes microrubans. La première série ayant la particularité d'être une ligne quart d'onde à 900 MHz et la seconde en parallèle est connectée à la masse (fig. 3.26).

Simulation EM

Comme vu pour les redresseurs monobandes, une fois bien paramétrée, la simulation EM donne des résultats proches de ceux mesurés. De plus, grâce aux résultats de la simulation *LSSP* du modèle EM du circuit, l'impédance d'entrée du circuit est définie. Les deux lignes microruban du réseau d'adaptation sont alors dimensionnées pour que leurs comportements à 900 MHz et 2,4 GHz donnent un réseau capable d'adapter les deux bandes de fréquence (fig. 3.26).

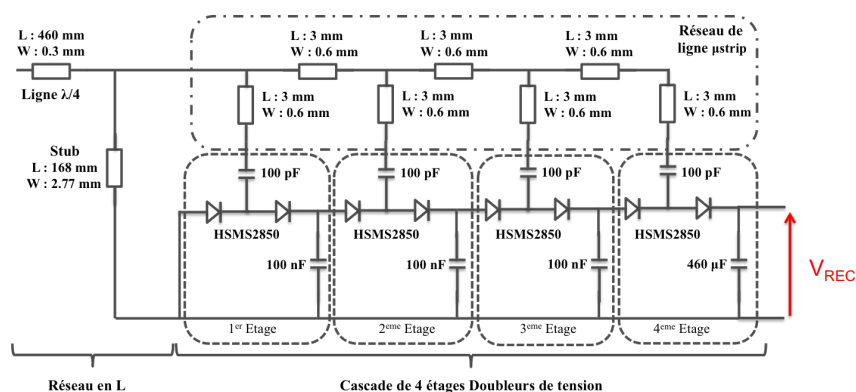


FIGURE 3.26 – Schéma électrique du circuit de conversion RF/DC avec le réseau d'adaptation bi-bande

La figure 3.27 illustre le circuit équivalent du redresseur à 900 MHz et à 2,4 GHz ainsi que le comportement du réseau d'adaptation pour chaque fréquence [72].

L'impédance d'entrée du circuit complet comprenant le réseau d'adaptation est simulée sur la bande de fréquence 0,8 - 2,6 GHz (fig. 3.28). Les deux bandes sont adaptées avec un S_{11} de -23,2 dB et -18,9 dB aux fréquences 887 MHz et 2,41 GHz avec une bande passante d'environ 30 MHz dans les deux cas.

La sensibilité et le rendement de conversion sont simulés à l'aide de la simulation *HB* d'ADS. Ici chaque bande est simulée de façon indépendante. Comme le montre la figure 3.29, le redresseur bi-bande atteint des résultats comparables aux circuits monobandes en terme de sensibilité bien que légèrement inférieurs (fig. 3.18).

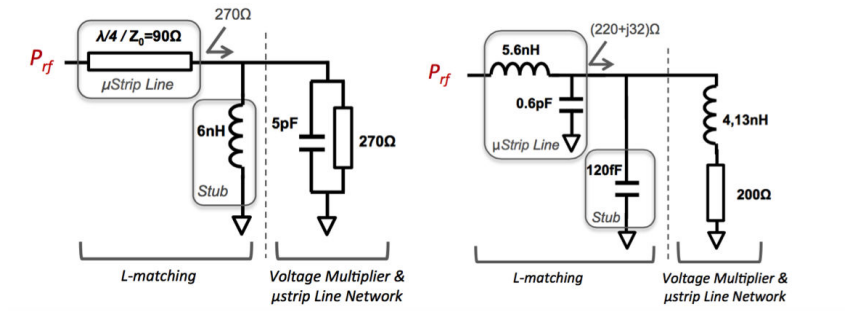


FIGURE 3.27 – Circuit équivalent à 900 MHz et à 2,4 GHz du réseau d’adaptation et du circuit de conversion RF/DC [72].

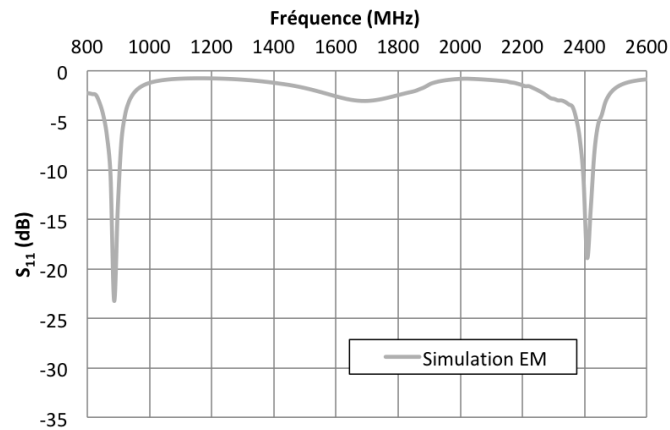


FIGURE 3.28 – Simulation EM du coefficient de réflexion en entrée du redresseur bi-bande.

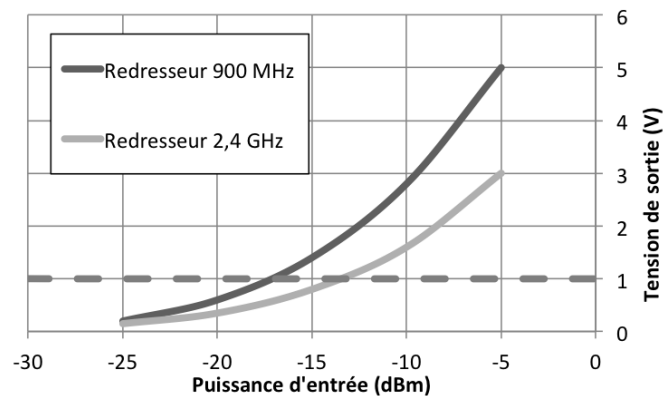


FIGURE 3.29 – Évolution de la tension de sortie pour chaque fréquence du redresseur bi-bande en fonction de la puissance d’entrée en simulation EM.

La même conclusion s’applique aux rendements de conversion du redresseur (fig. 3.30) ceux-ci sont proches de 50 % à 900 MHz et de 35 % à 2,4 GHz. Cependant, un écart de performance est visible pour les puissances inférieures à -20 dBm du à une moins bonne sensibilité du réseau d’adaptation à cette puissance d’entrée. En effet, l’impédance d’entrée du circuit varie à la fois en fonction de la fréquence mais aussi légèrement en fonction de la puissance d’entrée. Cependant, l’utilisa-

tion d'éléments distribués ainsi qu'une adaptation multibande augmentent cette sensibilité à tel point que, pour les puissances inférieures à -20 dBm, l'adaptation perd en efficacité.

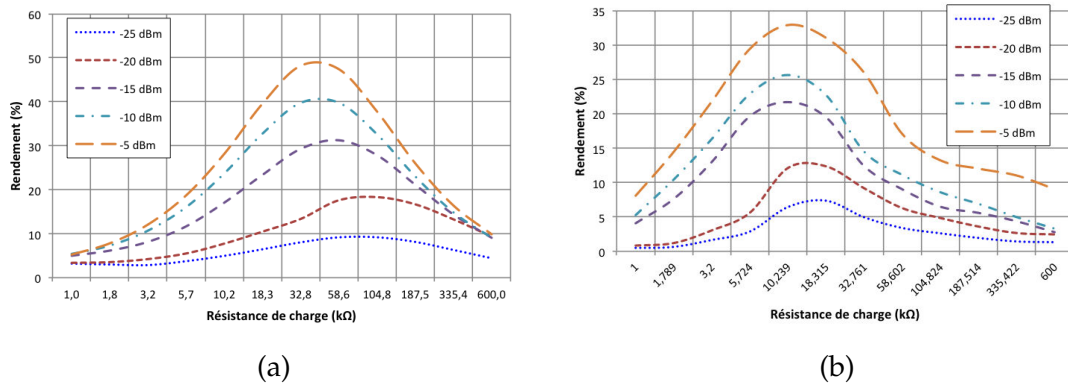


FIGURE 3.30 – Rendement de conversion en fonction de la charge pour différents niveaux de puissance d'entrée à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b) en simulation EM.

Le circuit de conversion RF/DC bi-bande permet d'obtenir des performances comparables aux circuits monobande sur chacune de ses bandes de fonctionnement. Ce circuit va à présent être réalisé puis caractériser. Les mesures seront corrélées aux simulations et vont permettre de vérifier si le fonctionnement du circuit de conversion n'est pas influencé lorsque les deux bandes de fréquence sont sollicitées

3.3.2 Réalisation et caractérisation

Comme pour la caractérisation des redresseurs monobandes, après avoir fabriqué le circuit de conversion nous allons caractériser la sensibilité, le rendement de conversion du redresseur mais aussi la fréquence de fonctionnement de celui-ci. Nous allons aussi pouvoir vérifier le fonctionnement du redresseur lors de son fonctionnement simultanément sur les deux bandes de fréquence.

Réalisation sur FR4

Le redresseur quatre étages bi-bande est réalisé sur un substrat FR4 1,6 mm avec les mêmes méthodes de fabrication et de report de composant que celles utilisées pour les circuits monobandes (fig. 3.31).

Caractérisation

La première étape consiste à vérifier si le réseau d'adaptation permet un fonctionnement sur les bandes ciblées (fig. 3.32). Un léger décalage en fréquence est observé entre la simulation et la réalisation. En effet, les coefficients de réflexion en entrée ont une valeur minimale de -12,6 dB à 912 MHz et de -19,5 dB à 2,45 GHz.

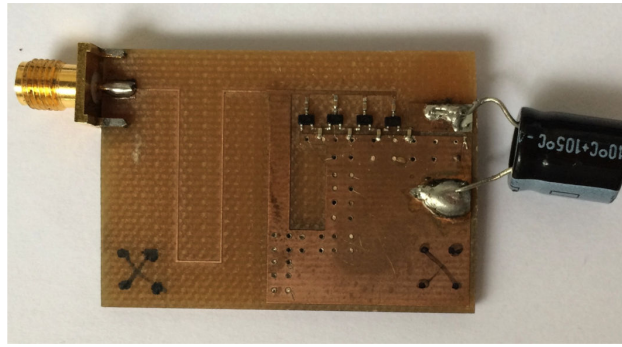


FIGURE 3.31 – Photo circuit redresseur quatre étages avec le réseau d’adaptation bi-bande et une capacité chimique.

Cependant ce décalage en fréquence est assez faible pour que le circuit de conversion reste compatible avec nos antennes.

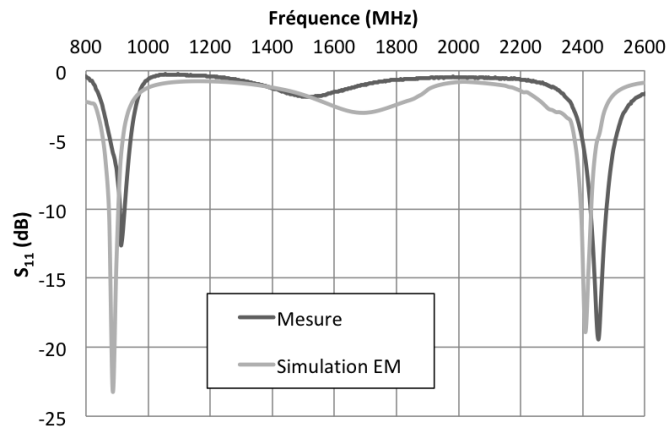


FIGURE 3.32 – Coefficient de réflexion en entrée du redresseur quatre étages bi-bandes.

Le rendement de conversion du redresseur atteint 47 % pour une puissance d’entrée de -5 dBm et une charge de 60 k Ω à 912 MHz. Dans les mêmes conditions de puissance d’entrée, à 2,45 GHz le rendement maximum est de 31,7 % mais avec une charge d’environ 10 k Ω (fig. 3.33). On retrouve le même écart de performances entre simulation *EM* et mesure pour le circuit bi-bande que pour les circuits monobandes. Cependant, l’écart de rendement, observé en simulation lorsque la puissance est inférieure à -20 dBm, est moins visible en mesure à 912 MHz. En effet, les variations de fabrication et les effets parasites permettent de rendre l’adaptation plus robuste au changement de la puissance d’entrée.

La sensibilité du redresseur est cette fois-ci mesurée de deux façons : dans un premier temps nous allons caractériser le redresseur sur chaque bande de façon indépendante. Ainsi nous connaissons la tension de sortie du redresseur en fonction de la puissance d’entrée pour chacune des fréquences de fonctionnement

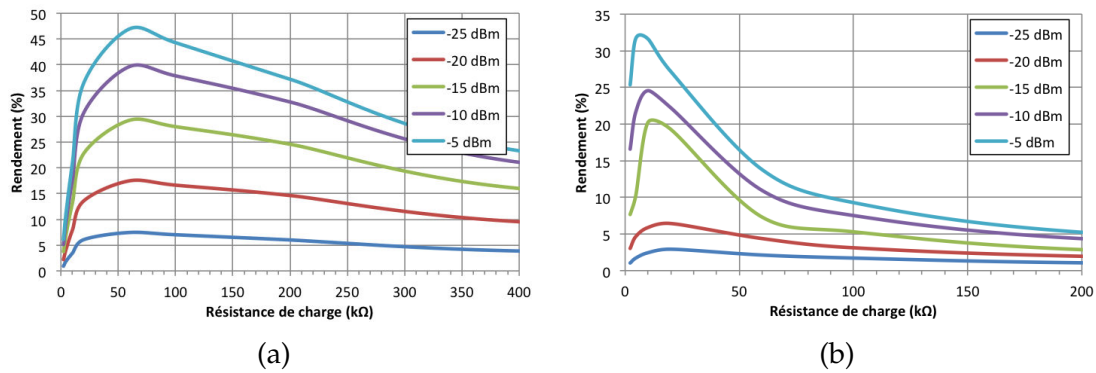


FIGURE 3.33 – Mesure du rendement de conversion en fonction de la charge pour différents niveaux de puissance d’entrée à 912 MHz (a) et 2,45 GHz (b) pour le redresseur bi-bandes.

Dans un deuxième temps nous allons aussi caractériser la sensibilité lorsque de la puissance est présente sur les deux fréquences. Nous mettrons ainsi en évidence l’avantage d’utiliser un redresseur bi-bande.

Les résultats de mesure monobande et bi-bande sont illustrés dans la figure 3.34. Les colonnes noires et grises représentent les tensions de sortie en fonctionnement monobande à 912 MHz et 2,45 GHz. La colonne blanche représente la tension de sortie du redresseur en fonctionnement bi-bande. Pour une tension de 1 V, une puissance proche de -18 dBm à 912 MHz et un peu plus de -14 dBm à 2,45 GHz est nécessaire en mode mono-fréquence. En revanche, le circuit bi-bande ne nécessite que -20 dBm dans chaque fréquence. Ces résultats montrent l’intérêt du fonctionnement bi-fréquences et rendent plus pertinent l’application de récupération opportuniste où la puissance collectée est de l’ordre de -20 dBm. Ce prototype polyvalent permet ainsi, grâce au fonctionnement bi-bande et dans le cas où de l’énergie est disponible sur les deux bandes de fréquence, d’augmenter les capacités de récupération.

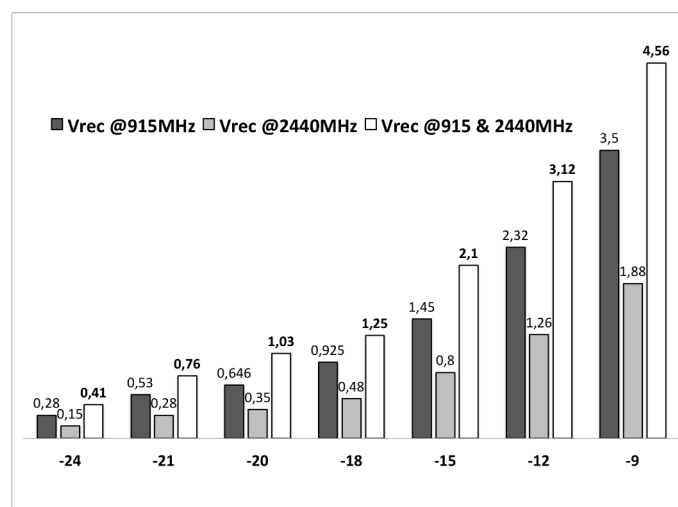


FIGURE 3.34 – Tension de sortie du redresseur bi-bande à 912 MHz, 2,45 GHz et en simultané sur les deux bandes.

3.4 Circuit de conversion RF-DC flexible

Dans un souci de réduction des coûts et d'adaptation à l'environnement d'application (surface incurvée, vitre transparente, corps humain), nos efforts se tournent vers les potentialités qu'offre l'électronique imprimée au travers de l'utilisation de substrats flexibles en tant que support. L'objectif est de développer un prototype bi-bande totalement flexible. Le prototype final sera donc composé de l'antenne dipôle flexible détaillée dans le chapitre 2 et du circuit présenté dans cette partie.

3.4.1 Simulation et dimensionnement

La réalisation sur substrat souple permet de répondre à une problématique d'intégration, mais apporte aussi de nouvelles contraintes de réalisation qu'il faut intégrer dans la simulation. La principale contrainte est la modification du conducteur permettant de réaliser le circuit. En effet sur FR4, le conducteur utilisé est le cuivre qui possède de très bonnes caractéristiques électriques notamment une bonne conductivité ($5,8 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$). Avant de décrire la partie simulation, nous allons étudier l'impact de la conductivité sur les performances de conversion RF/DC et caractériser la conductivité de notre encre conductrice.

Étude de la conductivité

La conductivité de l'encre utilisée pour réaliser le circuit de conversion a un impact non négligeable sur les performances de redressement. Nous allons donc étudier le comportement en simulation EM d'un redresseur bi-bande en fonction de la conductivité de l'encre.

La tension de sortie du redresseur est simulée pour une puissance d'entrée de -15 dBm en ne faisant varier que la valeur de la conductivité de $1,5 \cdot 10^5$ à $5,7 \cdot 10^7 \text{ S.m}^{-1}$. Les valeurs sont relevées à la fréquence où le coefficient de réflexion est minimum pour palier à une possible modification de la fréquence de fonctionnement. La figure 3.35 montre ainsi l'évolution de la tension de sortie du redresseur sur la bande 900 MHz, 2,4 GHz et en fonctionnement bi-bande. Pour toutes les valeurs de conductivité supérieures à $2,5 \cdot 10^6 \text{ S.m}^{-1}$, il n'y a pas d'impact sur la tension de sortie du circuit de conversion RF/DC quelle que soit la fréquence de fonctionnement. Cependant, en dessous de cette valeur, la tension de sortie est réduite d'environ 50 % lorsque la conductivité n'est que de $1,75 \cdot 10^5 \text{ S.m}^{-1}$.

La conductivité a donc un impact très important sur le circuit de conversion RF/DC. Cependant, la modification de la conductivité influe aussi sur l'impédance d'entrée du circuit. Pour vérifier que c'est bien la conductivité qui impacte les performances et non la désadaptation, on trace sur la même figure la tension de sortie ainsi que le coefficient de réflexion en fonction de la conductivité (fig. 3.36). Ce sont les courbes à 900 MHz qui nous permettent de visualiser que c'est bien

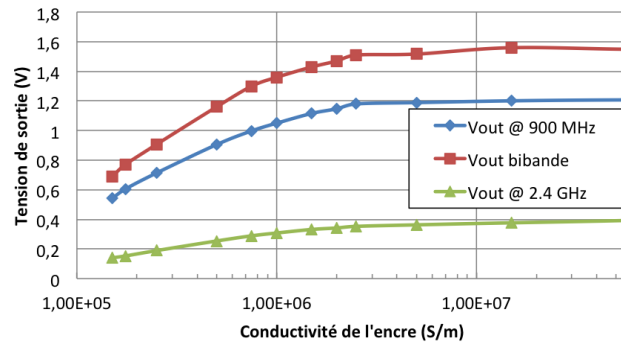


FIGURE 3.35 – Tension de sortie du redresseur flexible bi-bande à 900 MHz, 2,4 GHz et en simultané sur les deux bandes en fonction de la conductivité pour une puissance d’entrée de -15 dBm.

la conductivité qui modifie les performances. En effet, même si le coefficient de réflexion se dégrade à partir d’une conductivité de $1 \cdot 10^6 \text{ S.m}^{-1}$, la tension de sortie continue d’augmenter avec la conductivité.

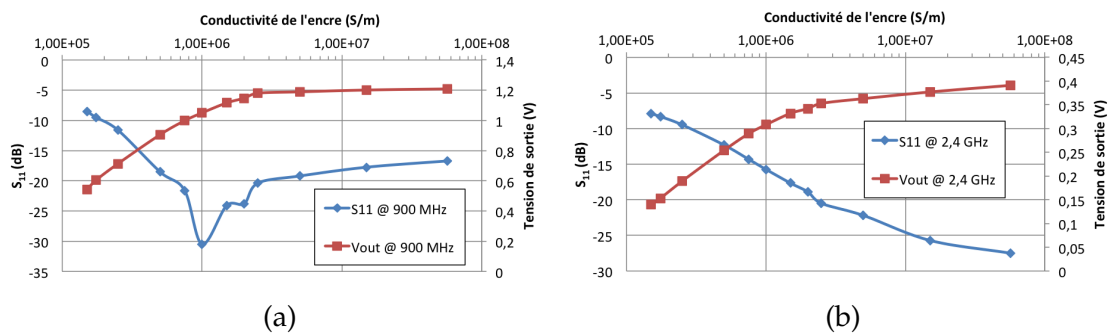


FIGURE 3.36 – Tension de sortie et S_{11} du redresseur flexible bi-bande à 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b) en fonction de la conductivité pour une puissance d’entrée de -15 dBm.

L’idéal est donc de réaliser le circuit de conversion RF/DC avec un conducteur ayant une conductivité supérieur à $1 \cdot 10^6 \text{ S.m}^{-1}$. La conductivité de l’encre utilisée (SD-1901) est caractérisée à $7,5 \cdot 10^5 \text{ S.m}^{-1}$. Pour minimiser les pertes dues à la conductivité, les dimensions du circuit de conversion sont réduites au maximum notamment dans la partie RF.

Simulation EM

Le dimensionnement du réseau d’adaptation est réalisé pour faire fonctionner le redresseur flexible sur les mêmes bandes de fréquence que l’antenne Eagle. La simulation *LSSP* nous donne le coefficient de réflexion du redresseur dans la figure 3.37.

Les performances du redresseur sont caractérisées sur chaque bande avec la simulation *HB*. La sensibilité du redresseur flexible est comme l’étude de la conductivité le laissait supposer moins bonne que celle des redresseurs sur FR4

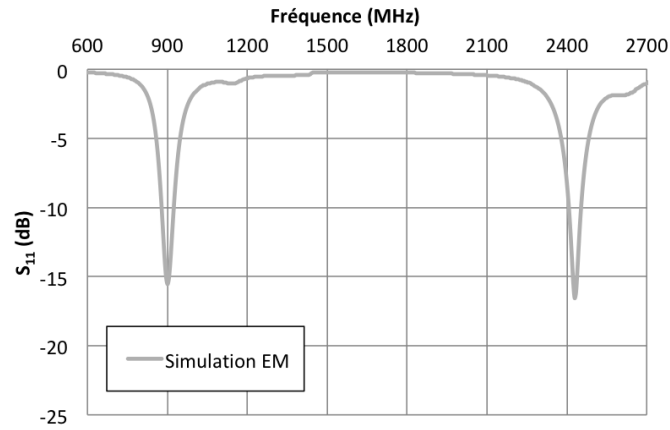


FIGURE 3.37 – Coefficient de réflexion du convertisseur bi-bande flexible obtenu par simulation EM.

(fig. 3.38). De plus, l'écart de performance entre la bande 900 MHz et 2,4 GHz est plus important.

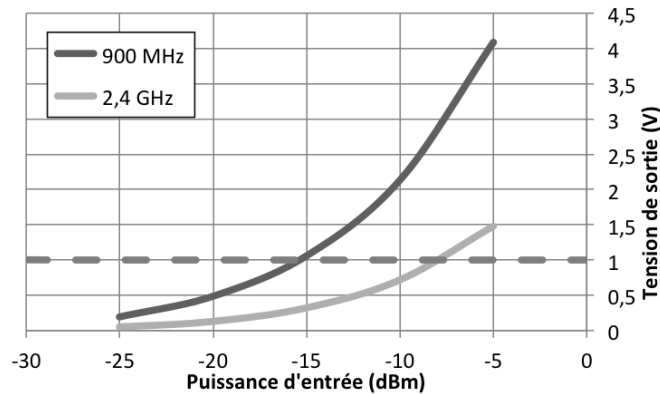


FIGURE 3.38 – Sensibilité du convertisseur bi-bande flexible obtenue par simulation EM.

La caractérisation du rendement de conversion du redresseur (fig. 3.39) confirme les moins bonnes performances du redresseur flexible par rapport au redresseur FR4. Sur la bande 900 MHz, le rendement de conversion maximal est de 32% pour une puissance de -5 dBm, il n'est plus que de 14 % sur la bande 2,4 GHz. Or si on se place dans un cas plus réaliste où la puissance d'entrée est de -15 dBm, le rendement chute à moins de 4 %. Nous ne récupérerons donc pas d'énergie RF sur cette bande de fréquence.

Avec une sensibilité à 1 V pour une puissance de -15 dBm et un rendement de conversion maximal supérieur à 30 % sur la bande 900 MHz, le redresseur possède toutefois des performances suffisantes pour être fabriqué.

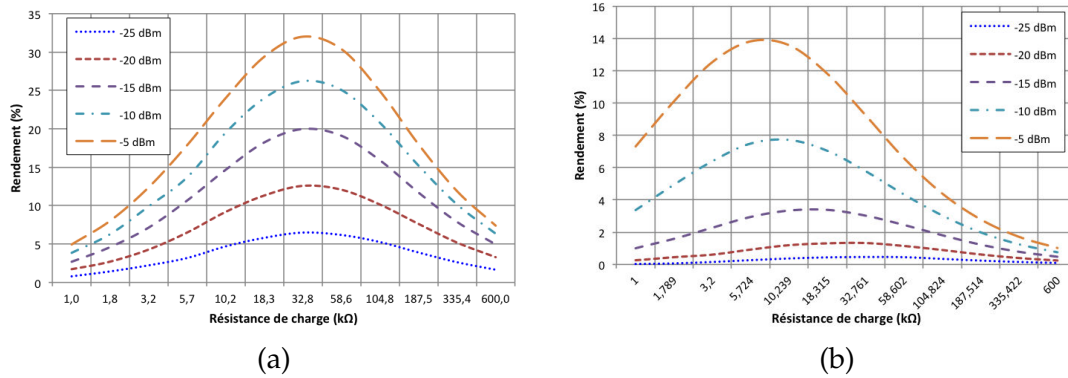


FIGURE 3.39 – Rendement de conversion du redresseur bi-bande flexible obtenu par simulation EM sur la bande 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).

3.4.2 Réalisation et caractérisation

Réalisation

Le circuit est réalisé par sérigraphie comme l’antenne Eagle. Le report de composants s’effectue avec une colle conductrice. Cette colle est moins performante en termes de contact électrique que la soudure au four à refusion cependant elle permet de résoudre deux problèmes liés à la soudure. Le premier est que lors de la refusion de la pâte à braser, le métal en fusion arrache les pistes du circuit. Le deuxième problème est que la résistance mécanique de telles soudures ne permet pas d’utiliser les caractéristiques flexibles du Kapton. La photo du circuit de conversion RF/DC fabriqué est visible dans la figure 3.40 suivante.

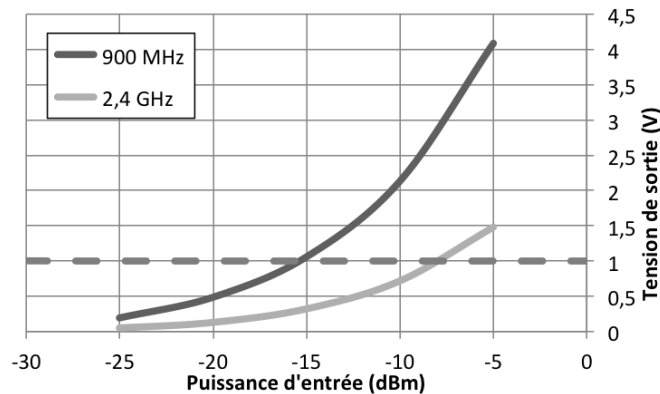


FIGURE 3.40 – Photo du redresseur flexible réalisé sur substrat souple.

Caractérisations

À l’aide d’un analyseur de réseau, on relève le coefficient de réflexion en entrée du circuit. Les résultats sont ensuite reportés et comparés aux résultats de simulation EM dans les deux bandes de fonctionnement (fig. 3.41).

Sur la bande 900 MHz, le coefficient est moins bon d’environ 2 dB, mais il correspond aux résultats de la simulation. Sur l’autre bande, on observe un

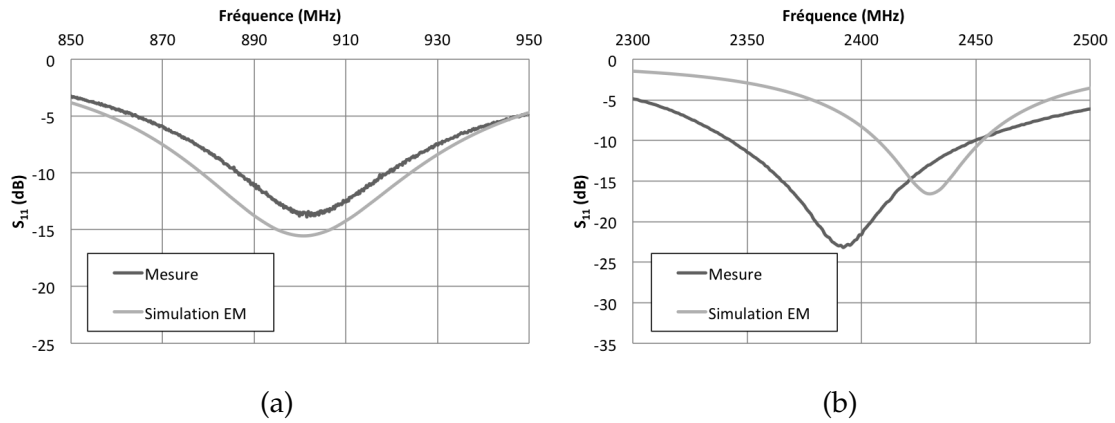


FIGURE 3.41 – Coefficient de réflexion en entrée du circuit de conversion en simulation EM et en mesure sur la bande 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).

décalage en fréquence de 40 MHz entre la simulation et la mesure qui n'a que très peu d'impact, car la bande passante en mesure englobe la quasi-totalité de la bande passante simulée. Le redresseur a donc des fréquences de fonctionnement compatible avec l'antenne Eagle.

La tension de sortie sans charge est ensuite mesurée en fonction de la puissance d'entrée (fig. 3.42).

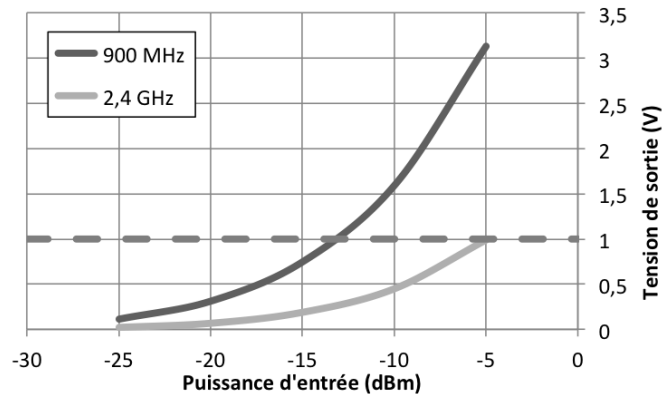


FIGURE 3.42 – Évolution de la tension de sortie à vide du redresseur en fonction de la puissance d'entrée.

Comme prévu par la simulation, la sensibilité est bien moins élevée sur la bande 2,4 GHz, puisqu'elle est divisée par trois pour une puissance d'entrée de -5 dBm. Pour confirmer l'utilisation du redresseur sur la bande 900 MHz, nous caractérisons le rendement de conversion aux fréquences de fonctionnement (fig. 3.43). Le rendement maximal obtenu est de 30 % et de 10 % sur les bandes 900 MHz et 2,4 GHz ce qui correspond aux résultats de simulation. Comme pour la sensibilité ils sont légèrement en dessous de la simulation.

Ces résultats confortent la non-pertinence de l'utilisation de la bande 2,4 GHz pour faire de la récupération d'énergie. En effet, les performances seraient tellement faibles que les pertes dans le redresseur rendraient toutes tentatives de

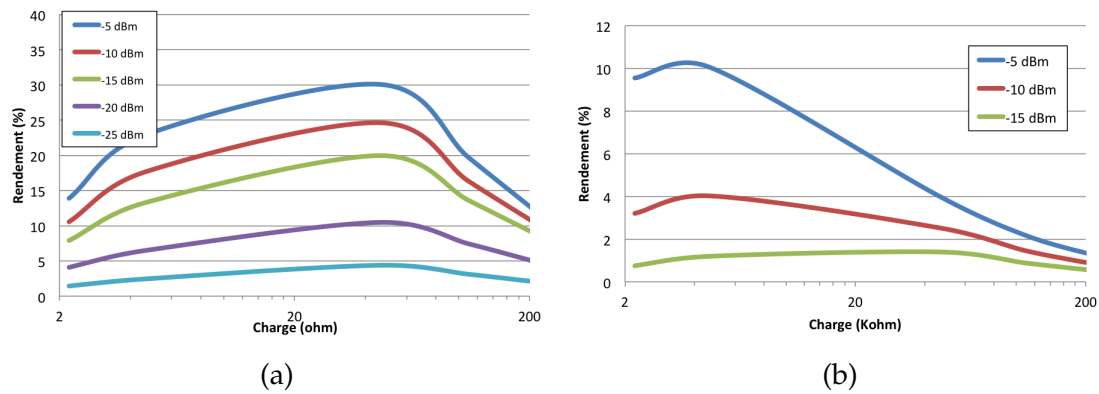


FIGURE 3.43 – Rendement de conversion du redresseur en mesure sur la bande 900 MHz (a) et 2,4 GHz (b).

récupération d'énergie vaines. Le redresseur peut être utilisé avec les antennes fonctionnant sur la bande 885 et 920 MHz. L'association de l'antenne Eagle et de ce redresseur va permettre d'obtenir un récupérateur entièrement flexible à ces fréquences.

Conclusion

Ce chapitre nous montre qu'il est possible de réaliser une grande variété de circuits de conversion RF/DC. Pour répondre au mieux à nos exigences de récupération, nous avons fait le choix de réaliser des redresseurs doubleur de tension. Suivant le substrat de réalisation, nous avons optimisé le nombre d'étages afin de toujours d'obtenir les performances optimales. Nous nous sommes ainsi concentré sur deux critères afin de caractériser et de comparer nos circuits : la sensibilité à 1 V et le rendement max de conversion. Le tableau 3.4 suivant résume ainsi les performances de nos réalisations.

Le prochain chapitre décrit l'assemblage de plusieurs couples d'antenne et de redresseur. Les rectennas ainsi formées sont caractérisées dans différents scénarios en fonction de la densité de puissance.

Tableau 3.4 – Caractéristiques expérimentales des redresseurs de 1 à 4 étages à 900 MHz

Redresseur	Sensibilité @1 V (dBm)	Rendement Max (%)
4 étages 900 MHz	-17,8	44,6
4 étages 2,4 GHz	-11,9	33,7
4 étages bi-bande 900 MHz	-17,6	47
4 étages bi-bande 2,4 GHz	-14	31,7
2 étages 900 MHz sur Kapton	-13,6	30

LES SCÉNARIOS D'APPLICATION

Après avoir décrit le dimensionnement et la conception de chaque bloc d'un récupérateur, nous allons dans ce chapitre caractériser les performances des rectennas réalisés. Afin de correctement évaluer leurs performances, nous réalisons une caractérisation des densités de puissance potentiellement disponibles. La suite du chapitre présente différentes versions de rectennas ainsi que leurs performances.

4.1 Environnement

Le spectre électromagnétique en milieu urbain est de plus en plus encombré. L'augmentation des débits, du nombre d'utilisateurs et l'arrivée de la 4G font que le trafic est en constante évolution. Afin de contrôler les niveaux d'émission, de nombreux pays ont lancé des campagnes de mesures. En France, cette tâche est menée par l'ANFR (Agence Nationale des Fréquences), qui organise des campagnes de caractérisation dans toutes les villes de France pour effectuer des mesures de champs radioélectriques. Ces mesures sont réalisées par des laboratoires indépendants financés par l'ANFR et mises en ligne sur une carte interactive nommée Cartiradio [73]. Sur cette carte, les mesures sont symbolisées par des icônes rouges (fig. 4.1). La carte permet de rapidement visualiser la position et les valeurs des mesures de densité de puissance en fonction de la position des multiples sources RF.

Nous avons donc pu relever différentes valeurs de densité de puissance dans la bande 850 - 960 MHz et autour de 2,45 GHz dans plusieurs lieux de l'agglomération bordelaise (fig. 4.2). La valeur moyenne est de l'ordre de $0,73 \text{ mW/m}^2$ pour les mesures effectuées en extérieur et de $0,81 \text{ mW/m}^2$ en intérieur. Les mesures sont comprises entre 0 et quelques mW/m^2 car certains lieux ne sont pas couverts par tous les réseaux comme, par exemple, le WiFi en extérieur. En analysant un grand nombre de données, on remarque qu'en intérieur les densités de puissances peuvent être ponctuellement très élevées. En effet, lors de la mesure à la gare ferroviaire Saint Jean de Bordeaux des valeurs de pics d'environ 9 mW/m^2 ont été relevées notamment dans la bande de fréquence du WiFi. Ces pics sont dus au nombre important d'utilisateurs utilisant ce réseau aux heures de pointe.

Pour mettre en application le premier scénario de récupération d'énergie opportuniste, nous nous sommes appuyés sur les résultats de l'ANFR afin d'étalonner



FIGURE 4.1 – Visualisation de la carte interactive Cartoradio [73]

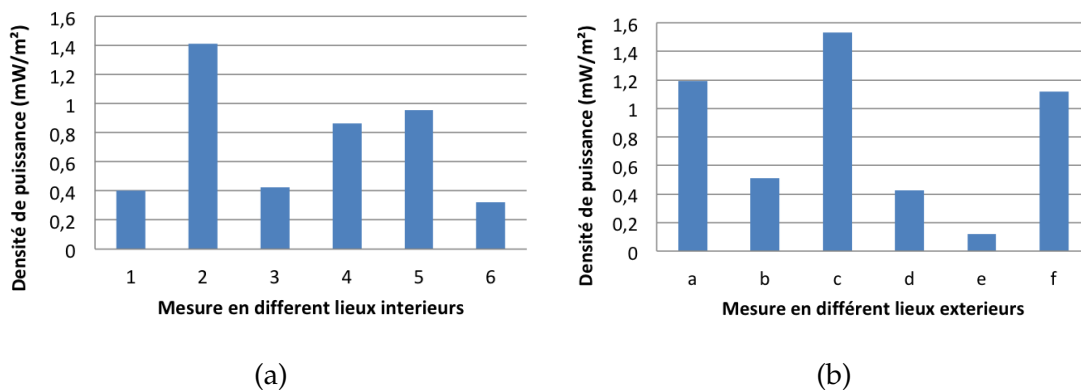


FIGURE 4.2 – Mesure de densité de puissance réalisées par l'ANFR à Bordeaux en intérieur (a) et extérieur (b).

notre banc de mesure en laboratoire et tester les performances de nos récupérateurs d'énergie dans les conditions semblables au milieu urbain.

Dans la caractérisation de nos récupérateurs c'est la densité de puissance disponible qui définit dans quel scénario l'on se place. Lorsque la valeur de la densité de puissance est inférieure à 1 mW/m^2 on considère que l'on est dans le cas de récupération opportuniste. A contrario, au-dessus de cette valeur on se

place dans le cas du transfert de puissance. La suite du chapitre va se concentrer sur la caractérisation des différents rectennas.

4.2 Caractérisation

Chaque rectenna est constituée du meilleur couple possible entre les antennes et les circuits de conversion présentés dans les chapitre précédant. Nous réalisons ainsi quatre types de rectenna :

- monobande
- bi-bande
- flexible
- hybride

Pour chaque type de récupérateur nous mettons en place un protocole de mesure avec le matériel à disposition afin de reproduire au mieux les deux scénarios décrits au chapitre 1 et ainsi obtenir les performances des différentes rectennas.

4.2.1 Rectenna monobande FR4

Les rectennas monobandes 900 MHz et 2,4 GHz (fig. 4.3) sont composées des redresseurs monobandes et des antennes patchs fonctionnant sur la même bande de fréquences.

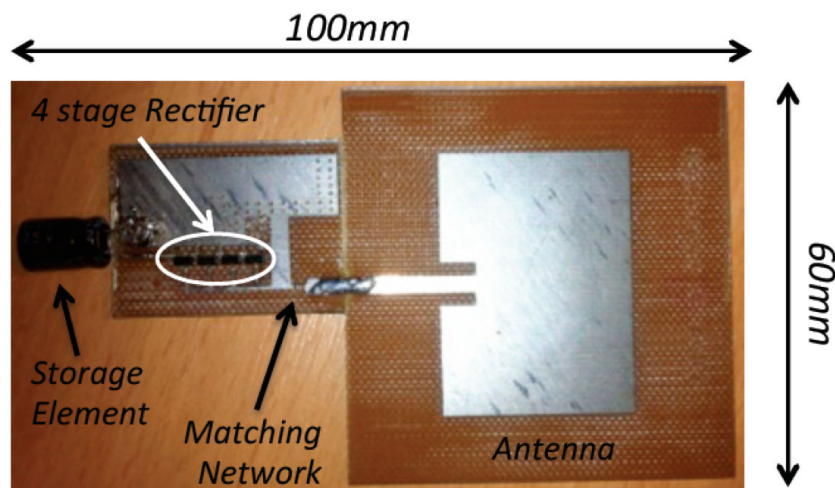


FIGURE 4.3 – Photo de la rectenna monobande 2,4 GHz avec ses dimensions.

Exemple de mise en situation

Les rectennas monobandes ont été utilisées pour téléalimenter une horloge de bureau fonctionnant avec une tension d'environ 1 V et un courant de 5 μ A.

L'objectif est de chercher la distance maximale à laquelle il est possible de télé-alimenter cette horloge dans des conditions données. Cette démonstration de transfert de puissance a pour but d'illustrer la possibilité d'alimentation à distance un circuit électronique très faible consommation dans un environnement intérieur. Cette expérience est réalisée pour les deux rectennas monobandes avec une source qui utilise pour chaque test une antenne monopôle adaptée.

Télé-alimentation monobande

La source de puissance dont nous disposons est capable d'émettre au maximum 30 dBm à 900 MHz et 27 dBm à 2,4 GHz. Le récupérateur, connecté à l'horloge et à un voltmètre, est aligné avec la source et est progressivement éloigné de celle-ci jusqu'à l'extinction de l'horloge (fig. 4.4). Elle ne fonctionne plus lorsque la tension disponible, ici la tension de sortie du récupérateur, atteint le seuil de 0,9 V. Avec une puissance rayonnée de 27 dBm à 2,4 GHz, l'horloge peut être alimentée jusqu'à 3,5 mètres. À 900 MHz, cette distance atteint 14 mètres pour une puissance rayonnée de 30 dBm. Ce type de récupérateur peut donc être imaginé comme une solution sans pile en présence d'une source de puissance extérieure pour des capteurs de très faibles puissances typiques d'applications domestiques.

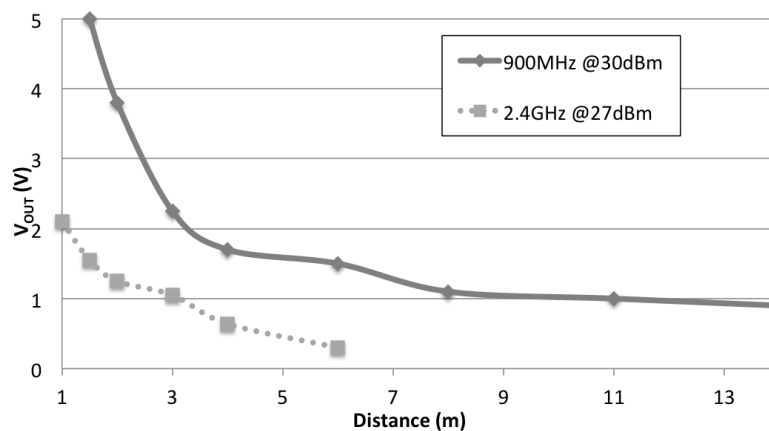


FIGURE 4.4 – Tension de sortie des récupérateurs 900 MHz et 2,4 GHz connectés à une horloge de bureau en fonction de la distance à la source de puissance.

Nous avons fait la démonstration du transfert d'énergie RF à partir d'objets connectés en remplaçant les sources de puissances précédentes par un téléphone portable ou une tablette. Côté récupérateur, on utilise les mêmes modules de récupération 900 MHz et 2,4 GHz connectés à l'horloge. La première expérimentation est le téléchargement d'une vidéo avec un téléphone portable en mode EDGE. Située à 16 cm du téléphone portable, la rectenna 900 MHz alimente l'horloge en redressant une tension de 1,45 V lors du téléchargement.

La deuxième expérimentation, visible dans la figure 4.5 utilise une tablette diffusant de la musique à un haut-parleur par une connexion Bluetooth sans fil. Le

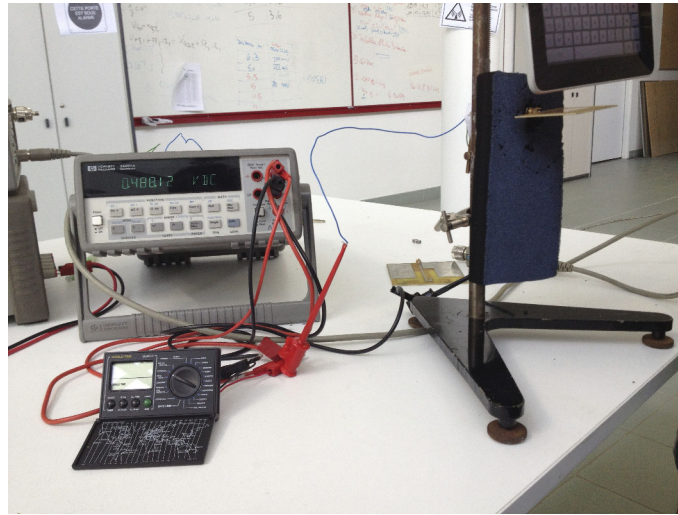


FIGURE 4.5 – Tension de sortie de récupérateur 2,4 GHz alimenté grâce à la connexion Bluetooth d’une tablette.

récupérateur 2,4 GHz est situé à 8 cm de la tablette et fournit une tension redressée de 1,3V se qui est suffisante pour alimenter correctement l’horloge.

Pour augmenter la pertinence de la récupération RF notamment opportuniste, nous optimisons le récupérateur afin qu’il fonctionne sur deux bandes de fréquence. Nous allons ainsi réaliser plusieurs versions de récupérateur bi-bande afin d’optimiser différent aspect de la rectenna.

4.2.2 Rectenna bi-bande sur FR4

Deux versions de récupérateurs bi-bandes sur FR4 sont réalisées à l’aide du redresseur quatre étages bi-bande associé soit à l’antenne patch bi-bande soit à l’antenne dipôle tri-bande.

Protocole de mesure

Lors des expérimentations monobandes, nous ne possédions pas encore d’appareil capable de caractériser la densité de puissance disponible dans environnement de la rectenna. Pour faciliter les caractérisations suivante, nous allons utiliser le mesureur de champs TM-195. Cet appareil permet de mesurer la densité de puissance à un endroits précis. Les caractéristiques techniques et le fonctionnement du TM-195 sont ainsi décrit en annexe 2. La mesure se concentrera alors seulement sur les performances de la rectenna, en fonction la densité de puissance, indépendamment de la distance source/rectenna et de son environnement. La fréquence d’émissions est la seule contrainte sur la source pour caractériser nos rectenna. En fonction des besoins, nous utilisons donc à chaque fois l’antenne fonctionnant à la fréquence la plus adaptée au récupérateur. Une fois tous les éléments choisis, nous étalonnons le banc de mesure en caractérisant, à l’aide du mesureur de champs, la

densité de puissance disponible en un point donné en fonction de la puissance des générateurs sources. Nous positionnons ensuite le récupérateur à l'endroit caractérisé pour relever ses performances en fonction de la densité de puissance. Pour mesurer la sensibilité de la rectenna, nous observons l'évolution de la tension de sortie en fonction des densités de puissance disponibles. Le rendement de fonctionnement est calculé à partir de la relation 4.3 :

$$\eta_{Rectenna} = \frac{P_{DC}}{P_{RF}}, \quad (4.1)$$

avec

$$P_{RF} = P_{ANT} - G_{ANT}, \quad (4.2)$$

ce qui donne finalement

$$\eta_{Rectenna} = \frac{P_{DC}}{P_{ANT} - G_{ANT}}, \quad (4.3)$$

où P_{RF} est la puissance RF disponible à l'antenne, P_{ANT} la puissance mesuré à la sortie de l'antenne, P_{DC} la puissance consommé par la charge et G_{ANT} le gain de l'antenne.

Résultats patch bi-bande FR4

Pour le récupérateur utilisant l'antenne patch (fig. 4.6), le circuit de redressement est fixé au dos de l'antenne à l'aide de morceaux de ruban de cuivre autocollant. La connexion entre le point d'excitation de l'antenne et l'entrée du circuit de redressement est réalisée à l'aide d'une section de câble coaxial. Le principal avantage de cette configuration est que cela ne modifie que très peu les dimensions finales de la rectenna. En effet, elle garde les mêmes dimensions que l'antenne patch, excepté pour l'épaisseur qui est doublée au niveau du redresseur.

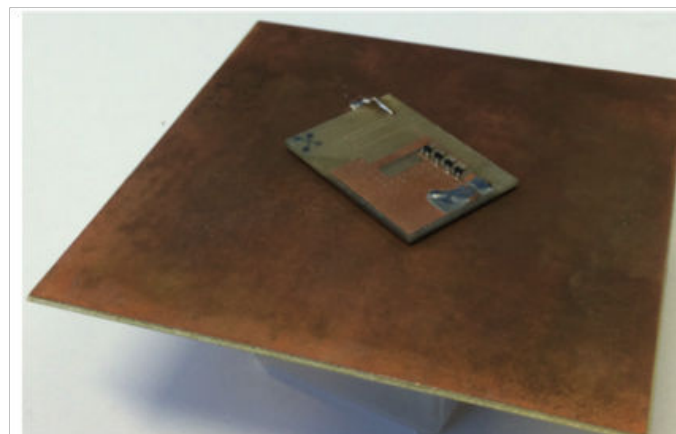


FIGURE 4.6 – Photo de la face arrière de la rectenna utilisant l'antenne patch bi-bande

Grâce au protocole décrit ci-dessus, nous caractérisons la sensibilité et le rendement de conversion du récupérateur bi-bande patch (fig. 4.7). Pour la sensibilité, le cas limite où la tension de sortie est égale à 1 V est atteint pour des densités de puissance cumulées de 1,2 mW/m² et 2,3 mW/m² sur les bandes 900 MHz et 2,4 GHz. Pour la caractérisation du rendement de conversion de la rectenna, on observe que dans les conditions de densité de puissance de nos test, il est compris entre 12 et 25 % pour une résistance de charge de 400 kΩ .

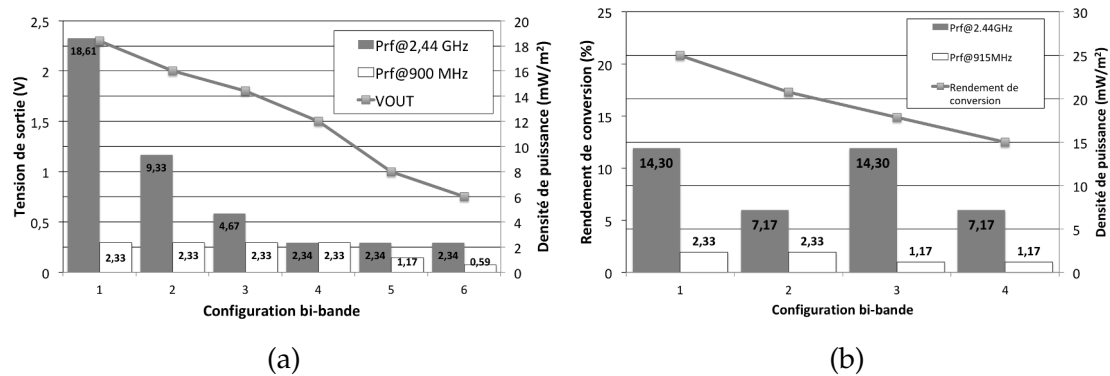


FIGURE 4.7 – Performances de la rectenna bi-bande utilisant l'antenne patch en sensibilité (a) et en rendement (b).

Résultats dipôle bi-bande FR4

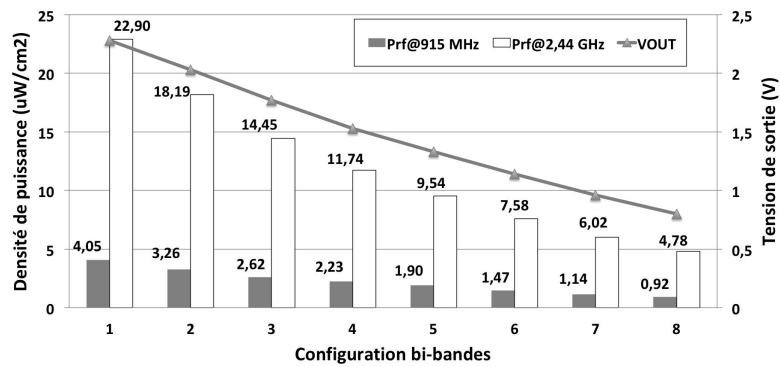
Le deuxième récupérateur utilisant l'antenne dipôle utilise un raccord SMA pour connecter l'antenne au circuit de redressement. Les dimensions totales de la rectenna sont de 12x13 cm² (fig. 4.8).



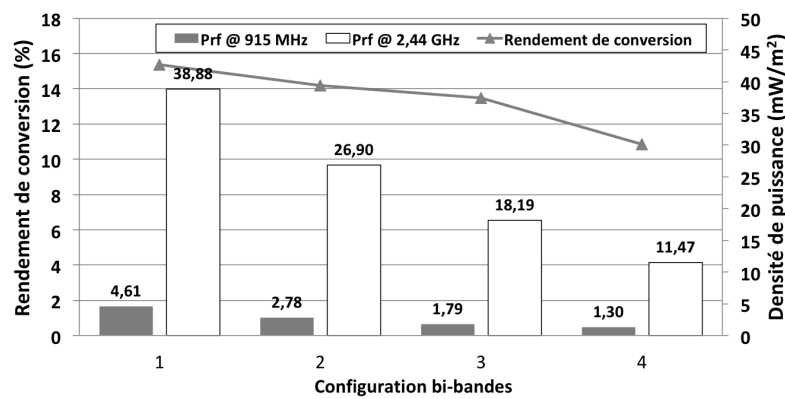
FIGURE 4.8 – Photo de la rectenna utilisant l'antenne dipôle tri-bandes.

Nous caractérisons la sensibilité et le rendement de conversion de cette rectenna avec le même protocole que pour la rectenna utilisant l'antenne patch (fig. 4.9). Pour ce récupérateur, le cas limite, où la tension de sortie est environ égale à 1 V, est atteint pour des densités de puissance cumulées de 1,1 mW/m² et 6,0 mW/m² sur les bandes 900 MHz et 2,4 GHz. Le rendement de conversion maximal de

15 % est obtenu avec une configuration de densités de puissance cumulées de $4,6 \text{ mW/m}^2$ et $39,9 \text{ mW/m}^2$ sur les bandes 900 MHz et 2,4 GHz.



(a)



(b)

FIGURE 4.9 – Performances de la rectenna bi-bande utilisant l'antenne dipôle tri-bande en sensibilité (a) et en rendement (b).

La deuxième rectenna bi-bande a donc des performances moins bonnes que celle utilisant l'antenne patch. De plus, elle est aussi plus volumineuse ce qui réduit sa capacité à s'intégrer dans son environnement. Son diagramme de rayonnement omnidirectionnel permet cependant une plus grande flexibilité de fonctionnement. En effet, comme énoncé lors de la conception de l'antenne patch, un alignement très précis entre la source et le récupérateur est nécessaire pour obtenir les résultats présentés. Les besoins de l'utilisateur définissent lequel des deux récupérateurs convient le mieux.

Afin d'augmenter les capacités d'intégration, de réduire les coûts et donc de mieux répondre aux exigences permettant de créer une solution plus exploitable dans le quotidien, nous avons réalisé un récupérateur sur substrat flexible.

4.2.3 Rectenna flexible

Le récupérateur flexible est réalisé avec le redresseur sur Kapton présenté dans le chapitre 3 et l'antenne Eagle présentée dans le chapitre 2. Le redresseur

ne possédant pas de performances suffisantes à 2,4 GHz, nous caractérisons la rectenna seulement sur la bande 900 MHz.

Protocole de mesure

De la même manière que pour les rectennas bi-bande sur FR4, nous caractérisons la sensibilité de la rectenna en fonction de la densité de puissance (fig. 4.10). Cependant, le connecteur sur l'antenne Eagle rend difficile la reproductibilité de la caractérisation de la puissance disponible au redresseur en fonction de la densité de puissance. Nous n'avons donc pas calculée le rendement de conversion du récupérateur en fonction de la densité de puissance.

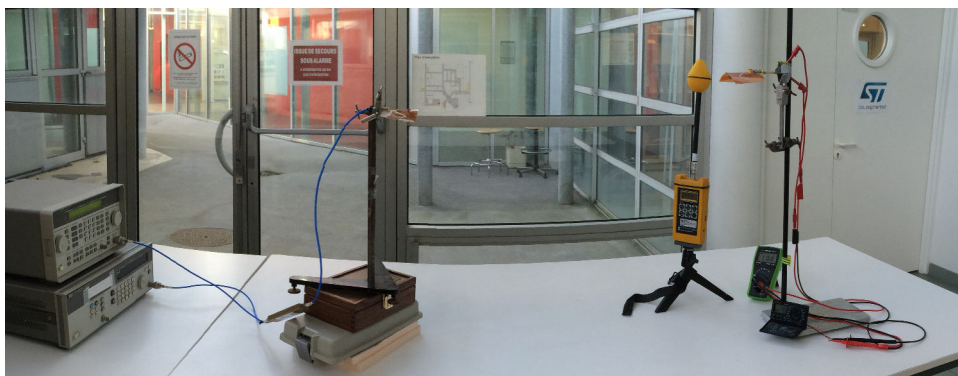


FIGURE 4.10 – Banc de caractérisation de la rectenna flexible et hybride avec le mesureur de champs EMR-300.

La caractérisation se concentre donc sur la tension à vide de la rectenna en fonction de la densité de puissance.

Résultats flexible

Le récupérateur flexible (fig. 4.11) a une dimension finale de $14 \times 7 \text{ cm}^2$. La réalisation par sérigraphie permet de réaliser le récupérateur complet en une seule impression. La connexion entre le plan de masse sur la face arrière et le circuit de redressement est faite par une bande de cuivre adhésive.

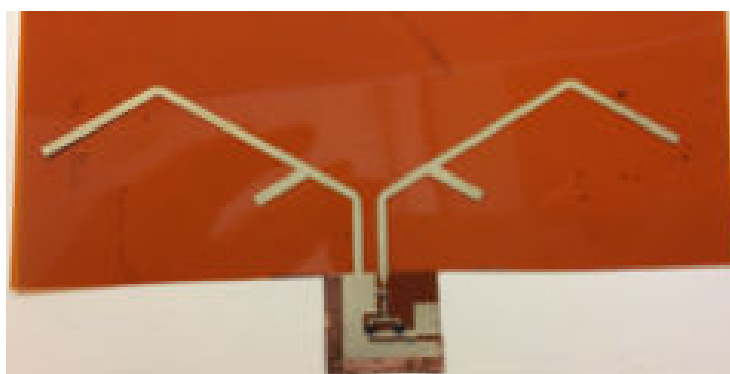


FIGURE 4.11 – Photo de la rectenna réalisée sur du Kapton.

La figure 4.12 décrit la tension de sortie de la rectenna pour une plage de densité de puissance reçue par l'antenne comprise entre 0,2 et 20 mW.m⁻². Dans une situation de récupération opportuniste, les densités de puissance disponibles dans un environnement urbain permettent d'atteindre une tension de sortie d'environ 350 mV. Cette tension n'est pas suffisante pour alimenter une application à faible consommation. Cependant, cela peut être suffisant pour alimenter un élévateur de tension. Ces convertisseurs DC-DC augmentent la tension de sortie en réduisant l'efficacité de la conversion. Pour limiter l'impact de cette chute de rendement, il est possible d'accumuler de l'énergie dans un élément de stockage afin de l'utiliser avec un certain rapport cyclique. Pour les niveaux de densité de puissance plus élevés, nous nous plaçons dans le cas de transfert de puissance sans fil. La valeur de 1 V (tension de démarrage dans de nombreux systèmes basse puissance) en sortie est atteinte pour une densité de puissance de 10,5 mW.m⁻².

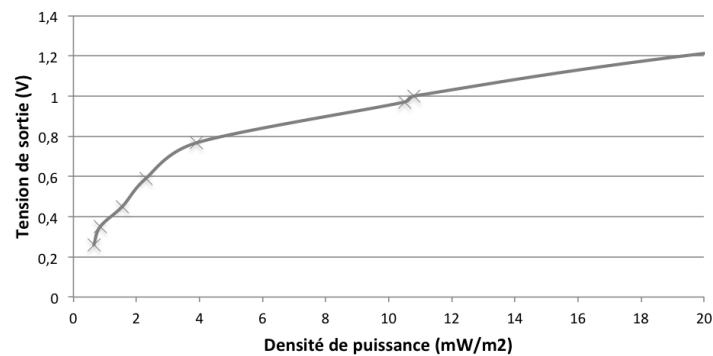


FIGURE 4.12 – Tension de sortie mesurée du récupérateur flexible en fonction de la densité de puissance à 900 MHz

Un scénario de transfert de puissance à partir d'un objet connecté est ensuite mis en place avec un smartphone téléchargeant une vidéo sur le réseau 2G (fig. 4.13). L'horloge située à 30 cm du téléphone portable est allumée pendant le téléchargement de la vidéo. Dans ces conditions, un dispositif de faible puissance peut donc être alimenté directement par la rectenna. Cette démonstration comprend la possibilité d'une alimentation à distance d'un capteur de très faible puissance avec un objet connecté du quotidien.

Malgré les avantages en termes de capacités d'intégration et de réduction de coûts, l'impossibilité d'utiliser le récupérateur en mode bi-bande et les performances réduites du redresseur flexible rendent cette rectenna moins performante que les versions rigides FR4. Pour optimiser à la fois les performances de récupération et l'intégration de la rectenna, nous faisons le compromis de réaliser un récupérateur hybride utilisant le redresseur bi-bande quatre étages FR4 et les antennes Eagle réalisées sur substrat souple.

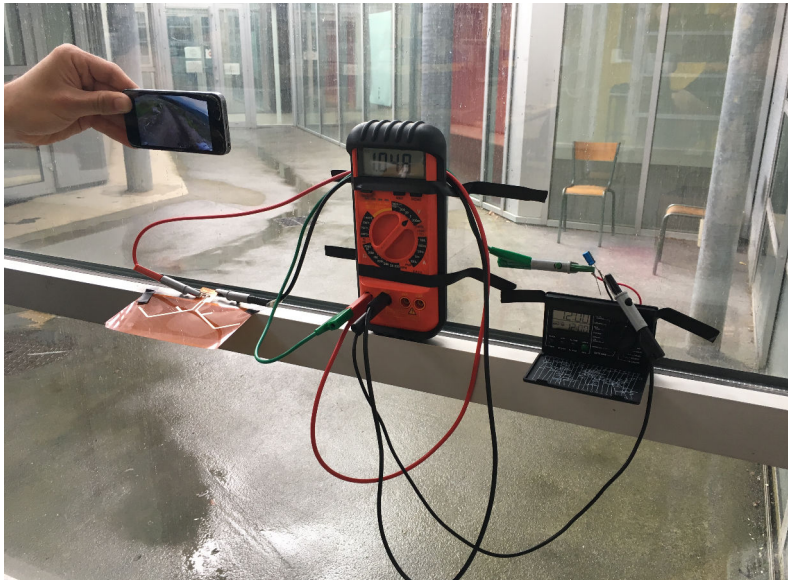


FIGURE 4.13 – Télé-alimentation à partir d'un smartphone d'une horloge en utilisant un récupérateur flexible.

4.2.4 Rectennas bi-bandes hybrides

Deux versions de récupérateur hybrides sont réalisées en utilisant l'antenne Eagle sur substrat Katpon ou PET et le même circuit de conversion RF/DC que pour les rectenna bi-bande FR4. Les deux éléments sont connectés entre eux à l'aide d'un raccord SMA. Les dimensions totales des récupérateurs sont de $14 \times 13,5 \text{ cm}^2$ (fig. 4.14).

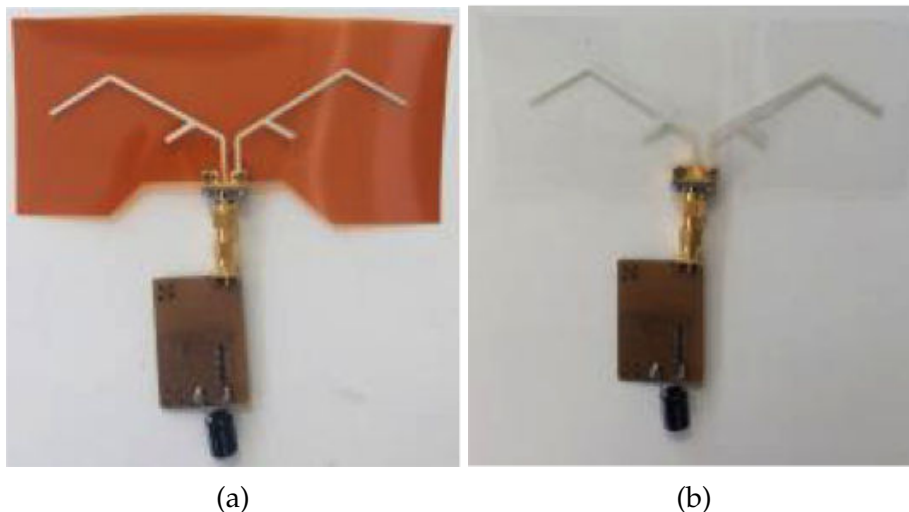


FIGURE 4.14 – Photo des rectennas bi-bandes hybrides.

Protocole de mesure

Pour les mêmes raisons que pour le récupérateur flexible nous allons nous concentrer sur la sensibilité du rectenna pour évaluer ses performances. Plus précisément, pour chaque rectenna nous allons chercher les densités de puissances

minimales nécessaires pour obtenir une tension de sortie de 1 V. Cette caractérisation s'effectue de façon monobande et bi-bande pour mettre en évidence l'intérêt de l'utilisation du fonctionnement bi-bande. Le banc de mesure est composé de deux générateurs de puissance reliés à l'antenne émettrice à l'aide d'un coupleur et d'un mesureur de champs pour évaluer la densité de puissance au niveau du récupérateur.

Résultats bi-bandes hybrides

Le tableau 4.1 résume les résultats obtenus pour la caractérisation des rectennas bi-bandes hybrides. Avec l'antenne Kapton, si une seule bande est exploitée, nous avons besoin de $1,9 \text{ mW/m}^2$ à 900 MHz et $3,5 \text{ mW/m}^2$ à 2,4 GHz pour obtenir une tension redressée de 1V en sortie. En mode bi-bande, seulement 1 mW/m^2 dans chaque bande est nécessaire pour redresser 1 V. L'antenne PET présente de meilleures performances à 900 MHz en nécessitant seulement $1,6 \text{ mW/m}^2$ à 900 MHz pour obtenir une tension de sortie de 1 V. À contrario, pour obtenir le même résultat à 2,44 GHz la rectenna a besoin de $4,1 \text{ mW/m}^2$. Cette différence est due au gain de l'antenne. En effet, si on augmente le gain de l'antenne, la puissance disponible à l'entrée du redresseur est également augmentée. Le récupérateur hybride PET possède finalement les meilleures performances en mode bi-bande en nécessitant seulement $0,7 \text{ mW/m}^2$ et $1,1 \text{ mW/m}^2$ pour atteindre l'objectif de 1 V.

Tableau 4.1 – Sensibilité des rectennas hybrides en fonctionnement monobande et bi-bande pour obtenir une tension de sortie de 1 V.

Substrat	Densité de puissance pour obtenir une tension de sortie de 1 V (mW/m^2)	
	900 MHz	2,44 GHz
Kapton	1,9	0
	0	3,5
	1	1,1
PET	1,6	0
	0	4,1
	0,7	1,1

Cette version hybride possède donc des performances similaires voir supérieures aux redresseurs bi-bandes FR4 notamment sur la bande 2,4 GHz pour deux raisons. La première concerne la bande passante, en effet, à cette fréquence elle est plus grande pour l'antenne Eagle que pour l'antenne patch bi-bande. Cela permet au récupérateur d'être moins impacté par la légère désadaptation causée

par la connexion entre l'antenne et le circuit de conversion. La deuxième est que l'antenne Eagle possède des gains plus élevés sur les deux bandes de fonctionnements notamment à 2,4 GHz. Un autre avantage de l'utilisation de l'antenne Eagle est son diagramme de rayonnement quasi omnidirectionnel. C'est d'autant plus pertinent en fonctionnement bi-bande car il est peu probable que les sources soient toutes placées en un même point de l'espace.

Un cas de transfert de puissance à partir d'un objet du quotidien est mis en place pour mettre en avant les avantages de l'utilisation de la rectenna hybride. Les récupérateurs tentent ici aussi d'alimenter l'horloge de bureau. Sur la figure 4.15 un smartphone connecté sur un réseau Bluetooth et Edge télécharge une vidéo sur une plateforme de partage en envoyant l'audio sur une enceinte. Le récupérateur est fixé sur un poteau rond en béton, la flexibilité de l'antenne permet alors de se conformer au support et n'empêche pas le fonctionnement du récupérateur. En effet, ce dernier fournit tout de même une tension suffisante pour alimenter l'horloge.

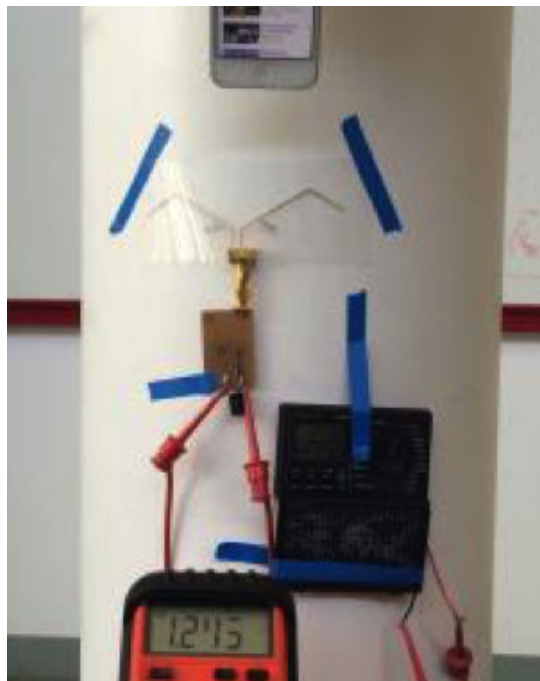


FIGURE 4.15 – Télé-alimentation à partir d'un smartphone d'une horloge en utilisant un récupérateur hybride sur un poteau.

Pour aussi mettre en valeur l'aspect transparent de l'antenne du récupérateur hybride, on effectue la même expérience sur une vitre du laboratoire (fig. 4.16). Le smartphone est encore une fois capable d'alimenter l'horloge.

En optimisant la position et la méthode de fixation il est ainsi possible de rendre le rectenna peu intrusif dans l'environnement de l'utilisateur. En effet, en positionnant par exemple la partie redressement sur le montant d'une fenêtre et en utilisant une antenne autocollante, le récupérateur pourrait être relativement transparent et ne modifierait en aucun cas la visibilité à travers cette fenêtre ni son

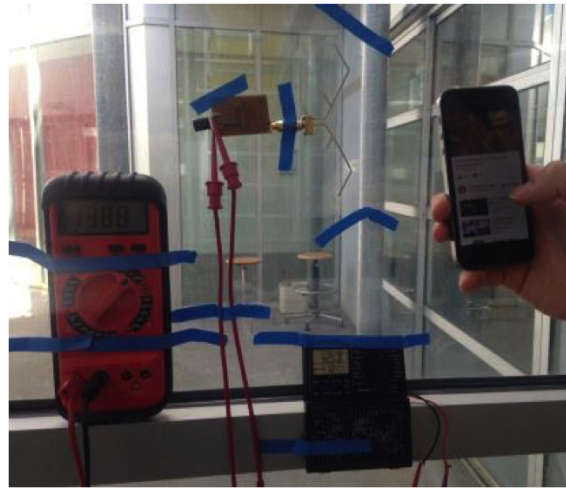


FIGURE 4.16 – Télé-alimentation à partir d'un smartphone d'une horloge en utilisant un récupérateur hybride sur une vitre.

ouverture.

Conclusion

Ce chapitre présente plusieurs solutions complètes de récupération d'énergie RF permettant de répondre à plusieurs cas d'utilisation. Le module finale représente un compromis entre performances et intégration en utilisant un circuit de conversion sur FR4 et une antenne flexible sur Kapton. Lorsque que l'on utilise une seule fréquence d'excitation le module nécessite $1,6 \text{ mW/m}^2$ à 900 MHz, ou de $4,1 \text{ mW/m}^2$ à 2,44 GHz pour rectifier 1V. En mode bi-bande, seuls $0,7$ et $1,1 \text{ mW/m}^2$ à 900 MHz et 2,44 GHz sont nécessaires. La sensibilité globale du récupérateur en fonction de l'énergie RF disponible dans chaque bande est significativement améliorée par le fonctionnement en mode bi-bande. En effet, ces niveaux de puissances sont proches de ce observé dans notre environnement du quotidien. Cette capacité les rend appropriés notamment pour une récupération opportuniste de l'énergie RF environnante.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux présentés dans cette thèse démontrent la faisabilité de la récupération d'énergie RF dans un milieu urbain et domestique pour alimenter des applications de très faible consommation comme des capteurs.

Dans un premier temps, nous avons discuté de diverses sources d'énergie récupérable ainsi que leur exploitation possible. Les sources mécaniques, lumineuses, thermiques et électromagnétiques sont étudiées pour identifier les avantages et inconvénients de chacune d'entre elles. Cela nous permet d'identifier le scénario le plus propice à la récupération d'énergie par voie RF. En effet, cette voie n'est pas la plus efficace en terme de puissance récupérée. Cependant, l'omniprésence de sources disponibles de manière continue dans le temps, la facilité d'intégration à l'environnement et la possibilité de s'éloigner de la source, rendent la récupération d'énergie RF pertinente. La transmission d'énergie sans fil a ensuite été approfondie. Son principe de fonctionnement, l'architecture d'un récupérateur ainsi que des scénarios applicatifs ont été décrits. Pour finir ce chapitre nous avons défini les outils de simulations utilisés pour dimensionner les différentes parties de la rectenna.

Après avoir défini les critères de choix des antennes et afin de les réaliser pour collecter l'énergie des ondes électromagnétiques de l'environnement, nous en avons étudié différents types communément utilisés dans la récupération d'énergie RF. Nous réalisons ainsi deux types d'antennes (patch et dipôle) pour correspondre à différents scénarios d'utilisation et aux moyens de réalisations dont nous disposons. Chacune d'entre elles fonctionne de façon mono et bi-bande à 900 MHz et 2,4 GHz. Une antenne bi-bande dipôle est finalement développée sur un substrat flexible. Cette optimisation a pour principal objectif d'augmenter son l'intégration dans l'environnement.

Nous avons ensuite étudié les éléments clés d'un circuit de redressement RF/DC afin de choisir le modèle de diode, la topologie et le nombre d'étages qui correspondent à notre cahier des charges. Puis, nous avons réalisé plusieurs versions optimisées mono et bi-bandes fonctionnant sur les mêmes bandes de fréquences que les antennes développées au chapitre précédent. De la même manière que pour celles-ci, une version flexible du redresseur bi-bande a été développée dans l'optique de réaliser un récupérateur complet entièrement flexible. La combinaison de toutes les réalisations précédentes permet d'obtenir plusieurs récupérateurs. Ainsi en fonction des niveaux de puissance de l'environnement

il est possible d'établir les performances des rectennas dans les scénarios imaginés. Les récupérateurs monobandes montrent qu'il est possible de télé-alimenter une horloge de bureau jusqu'à 14 m avec une source émettant une puissance de 30 dBm à 900 MHz. Pour augmenter les performances de ces récupérateurs et permettre leur fonctionnement dans un environnement de faible densité de puissance correspondant à de la récupération opportuniste nous réalisons ensuite des rectennas bi-bandes. La meilleure rectenna bi-bande est ainsi capable de fournir une tension à vide de 1 V pour des densités de 1,2 mW/m² sur les bandes 900 MHz et 2,3 mW/m² à 2,4 GHz. Ce module a un rendement maximal de plus de 20 % lorsque les densités de puissance correspondent à un scénario de transfert de puissance. L'optimisation suivante a été sur l'intégration dans l'environnement. Pour réduire le poids de la rectenna et la rendre moins intrusive, nous développons une version flexible réalisée par sérigraphie sur substrat Kapton. Cependant, différentes pertes qu'engendrent ces choix n'ont pas permis l'utilisation de la bande 2,4 GHz. Le prototype monobande (900 MHz) final a une sensibilité à 1 V de 10,5 mW/m² ce qui est moins bon que les rectennas sur FR4. Il est tout de même possible de télé-alimenter l'horloge de bureau avec un smartphone. Le compromis final pour obtenir des performances de conversion optimales en maximisant l'intégration de la rectenna dans l'environnement est d'assembler des récupérateurs hybrides. Ils sont dans un premier temps caractérisés dans un scénario de transfert d'énergie sans fil. La rectenna a une sensibilité de 1 V avec une excitation mono-fréquence de 1,6 mW/m² à 900 MHz ou 4,1 mW/m² à 2,44 GHz. En mode bi-bande, seul 0,7 mW/m² à 900 MHz et 1,1 mW/m² à 2,44 GHz sont nécessaires pour le meilleur récupérateur. Les performances globales du redresseur sont grandement améliorées grâce au fonctionnement bi-bande. Cette particularité en plus de l'aspect flexible rend possible la récupération opportuniste de l'énergie RF environnante dans un milieu urbain et domestique.

En fonction de l'environnement du récupérateur ainsi que des caractéristiques de consommation de l'application que l'on souhaite télé-alimenter on peut imaginer deux cas d'utilisations (fig. 4.17) :

- Dans le premier cas, l'énergie reçue est suffisante pour alimenter directement et de façon continue l'application. Cela correspond au scénario de télé-alimentation où on utilise une source RF dédiée pour envoyer de l'énergie au récupérateur.
- Dans le second, la consommation de l'application est trop importante par rapport à la quantité d'énergie récupérable. Il est donc nécessaire de stocker l'énergie pendant un certain temps dans un élément de stockage afin de pouvoir alimenter ponctuellement l'application. Cela correspond donc plus au scénario de récupération opportuniste.

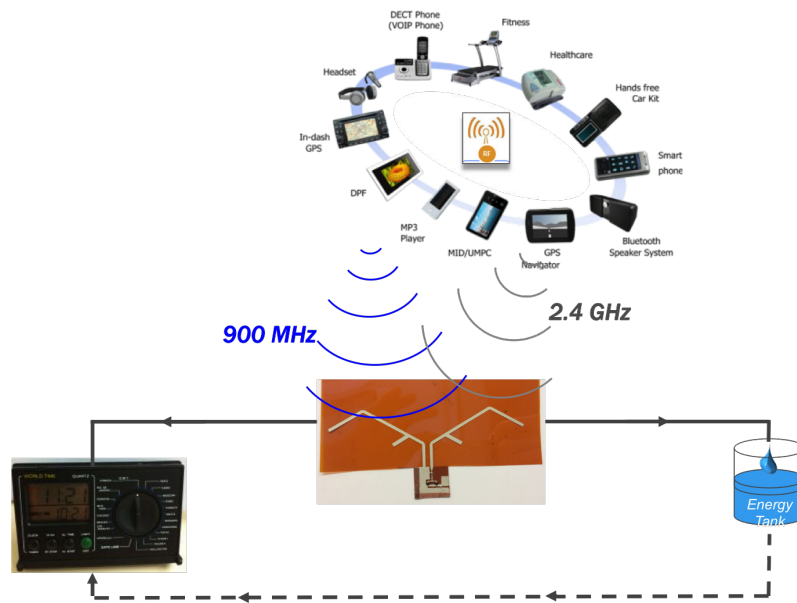


FIGURE 4.17 – Cas d'utilisation de l'énergie récupérée dans l'environnement.

Perspective

Ces travaux de thèse ouvrent plusieurs voies d'optimisation.

Une première perspective est d'améliorer encore plus les performances des composants de la rectenna. En effet, une forme d'antenne plus innovante peut permettre

L'antenne pourrait être optimisée pour d'obtenir un meilleur rapport gain/dimension et pouvoir potentiellement récupérer plus d'énergie (polarisation circulaire, multi-bande...). Les performances de la partie conversion RF/DC peuvent elles aussi encore être améliorées notamment sur substrat souple. En réduisant les pertes et en utilisant des composants (principalement des diodes) plus performants, il est ainsi possible d'augmenter le rendement de conversion. Une autre voie pour améliorer le récupérateur peut-être de réaliser le circuit de conversion RF/DC en circuit intégré. Dans ce cas de figure, il serait possible de dimensionner les composants spécifiquement pour notre application, mais aussi de réduire drastiquement les dimensions du circuit. L'intégration du récupérateur serait ainsi optimisée au maximum.

Le stockage de l'énergie est aussi un aspect qui peut être amélioré. Nous n'avons utilisé dans cette thèse que des condensateurs chimiques. Une étude des différentes alternatives possible comme les super-condensateurs ou les batteries Lithium-ions peut être réalisé pour faire correspondre au maximum la capacité de stockage avec l'application que l'on souhaite faire de l'énergie collectée par la rectenna.

Le dernier axe d'amélioration est la création d'un nœud IoT autonome. Ceci s'effectuera en décomposant les éléments d'un nœud IoT dans le but d'optimiser la

performance de chacun des blocs et en effectuant de l'optimisation architecturale. Nos travaux montrent qu'il est possible de récupérer suffisamment d'énergie pour valider le fonctionnement d'un tel système, même avec des niveaux énergétiques assez bas. En effet, si la récupération d'énergie se fait de manière continue, et que le nœud n'est actionné que de manière ponctuelle, il est possible d'avoir un bilan énergétique neutre.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Shad Roundy, Paul K Wright, and Jan Rabaey. A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes. *Computer communications*, 26(11) :1131–1144, 2003.
- [2] Dibin Zhu, Stephen P Beeby, Michael J Tudor, and Nick R Harris. A credit card sized self powered smart sensor node. *Sensors and Actuators A : Physical*, 169(2) :317–325, 2011.
- [3] Boram Yang and Kwang-Seok Yun. Piezoelectric shell structures as wearable energy harvesters for effective power generation at low-frequency movement. *Sensors and Actuators A : Physical*, 188 :427–433, 2012.
- [4] Rusen Yang, Yong Qin, Cheng Li, Guang Zhu, and Zhong Lin Wang. Converting biomechanical energy into electricity by a muscle-movement-driven nanogenerator. *Nano Letters*, 9(3) :1201–1205, 2009.
- [5] Santosh Kulkarni, Elena Koukharenko, Russell Torah, John Tudor, Steve Beeby, Terence O'Donnell, and Saibal Roy. Design, fabrication and test of integrated micro-scale vibration-based electromagnetic generator. *Sensors and Actuators A : Physical*, 145 :336–342, 2008.
- [6] Wen J Li, Terry CH Ho, Gordon MH Chan, Philip HW Leong, and Hiu Yung Wong. Infrared signal transmission by a laser-micromachined, vibration-induced power generator. In *Circuits and Systems, 2000. Proceedings of the 43rd IEEE Midwest Symposium on*, volume 1, pages 236–239. IEEE, 2000.
- [7] Thomas von Büren and Gerhard Tröster. Design and optimization of a linear vibration-driven electromagnetic micro-power generator. *Sensors and Actuators A : Physical*, 135(2) :765–775, 2007.
- [8] CR Saha, T O'donnell, N Wang, and P McCloskey. Electromagnetic generator for harvesting energy from human motion. *Sensors and Actuators A : Physical*, 147(1) :248–253, 2008.
- [9] G Despesse, JJ Chaillout, T Jager, F Cardot, and A Hoogerwerf. Innovative structure for mechanical energy scavenging. In *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2007. TRANSDUCERS 2007. International*, pages 895–898. IEEE, 2007.
- [10] Emmanuelle Arroyo. *Energy harvesting from ambient vibrations : electromagnetic generator and electronic synchronous energy extraction circuit*. Theses, Université de Grenoble, November 2012.

- [11] Schéma Photovoltaïque. <https://jlyh.files.wordpress.com/2010/01/cellule-photovoltaique.gif>. 2017-07-05.
- [12] TFA dostmann. <http://tfa-dostmann.de/fileadmin/—anleitungen—/30.3042.it-f.pdf>. 2017-07-09.
- [13] Davide Brunelli, Clemens Moser, Lothar Thiele, and Luca Benini. Design of a solar-harvesting circuit for batteryless embedded systems. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Regular Papers*, 56(11) :2519–2528, 2009.
- [14] NH Reich, M Veefkind, WGJHM van Sark, EA Alsema, WC Turkenburg, and S Silvester. A solar powered wireless computer mouse : Industrial design concepts. *Solar Energy*, 83(2) :202–210, 2009.
- [15] Wulf Glatz, Etienne Schwyter, Lukas Durrer, and Christofer Hierold. Bi–2te–3-based flexible micro thermoelectric generator with optimized design. *Journal of Microelectromechanical Systems*, 18(3) :763–772, 2009.
- [16] Micropelt. <http://www.micropelt.com/downloads/datasheet-thermogenerator-package.pdf>. 2017-07-09.
- [17] V Leonov and RJM Vullers. Wearable thermoelectric generators for body-powered devices. *Journal of electronic materials*, 38(7) :1491–1498, 2009.
- [18] Comment fonctionne la recharge sans fil? <https://www.infobidouille.com/pcworld/la-question-technique-16-comment-fonctionne-la-recharge-sans-fil/>. 2017-10-11.
- [19] Luka Olvitz, Davor Vinko, and Tomislav Švedek. Wireless power transfer for mobile phone charging device. In *MIPRO, 2012 Proceedings of the 35th International Convention*, pages 141–145. IEEE, 2012.
- [20] Seungyoung Ahn and Joung-ho Kim. Magnetic field design for high efficient and low emf wireless power transfer in on-line electric vehicle. In *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pages 3979–3982, April 2011.
- [21] Soudeh Heydari Nasab, Mohammad Asefi, Lutfi Albasha, and Naser Qad-doumi. Investigation of rf signal energy harvesting. *Active and Passive Electronic Components*, 2010, 2010.
- [22] Prusayon Nintanavongsa, Ufuk Muncuk, David Richard Lewis, and Kaushik Roy Chowdhury. Design optimization and implementation for rf energy harvesting circuits. *IEEE Journal on emerging and selected topics in circuits and systems*, 2(1) :24–33, 2012.
- [23] Powercast. <http://www.powercastco.com/wp-content/uploads/2016/12/p1110b-datasheet-rev-4.pdf>. 2017-07-09.
- [24] Haruichi Kanaya, Shoichiro Tsukamaoto, Takuya Hirabaru, Daisuke Kanemoto, Ramesh K Pokharel, and Keiji Yoshida. Energy harvesting circuit

- on a one-sided directional flexible antenna. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 23(3) :164–166, 2013.
- [25] Sangkil Kim, Benjamin Cook, Taoran Le, James Cooper, Hoseon Lee, Vasileios Lakafosis, Rushi Vyas, Riccardo Moro, Maurizio Bozzi, Apostolos Georgiadis, et al. Inkjet-printed antennas, sensors and circuits on paper substrate. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 7(10) :858–868, 2013.
- [26] KW Lui, OH Murphy, and C Toumazou. A wearable wideband circularly polarized textile antenna for effective power transmission on a wirelessly-powered sensor platform. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 61(7) :3873–3876, 2013.
- [27] D Masotti, A Costanzo, and S Adami. Design and realization of a wearable multi-frequency rf energy harvesting system. In *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*, pages 517–520. IEEE, 2011.
- [28] Manuel Piñuela, Paul D Mitcheson, and Stepan Lucyszyn. Ambient rf energy harvesting in urban and semi-urban environments. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61(7) :2715–2726, 2013.
- [29] Binh L Pham and Anh-Vu Pham. Triple bands antenna and high efficiency rectifier design for rf energy harvesting at 900, 1900 and 2400 mhz. In *Micro-wave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, pages 1–3. IEEE, 2013.
- [30] Hucheng Sun, Yong-xin Guo, Miao He, and Zheng Zhong. A dual-band rectenna using broadband yagi antenna array for ambient rf power harvesting. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12 :918–921, 2013.
- [31] Hiroshi Nishimoto, Yoshihiro Kawahara, and Tohru Asami. Prototype implementation of ambient rf energy harvesting wireless sensor networks. In *Sensors, 2010 IEEE*, pages 1282–1287. IEEE, 2010.
- [32] Naoki Shinohara. Power without wires. *IEEE Microwave Magazine*, 12(7) :S64–S73, 2011.
- [33] Christopher R Valenta and Gregory D Durgin. Harvesting wireless power : Survey of energy-harvester conversion efficiency in far-field, wireless power transfer systems. *IEEE Microwave Magazine*, 15(4) :108–120, 2014.
- [34] Adel Khemar, Abdellah Kacha, Hakim Takhedmit, and Ghalid Abib. Design and experiments of a dual-band rectenna for ambient rf energy harvesting in urban environments. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 12(1) :49–55, 2017.
- [35] U Olgun, C-C Chen, and JL Volakis. Design of an efficient ambient wifi energy harvesting system. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 6(11) :1200–1206, 2012.

- [36] Zied Harouni, Laurent Cirio, Lotfi Osman, Ali Gharsallah, and Odile Picon. A dual circularly polarized 2.45-ghz rectenna for wireless power transmission. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10 :306–309, 2011.
- [37] T Huynh and K-F Lee. Single-layer single-patch wideband microstrip antenna. *Electronics letters*, 31(16) :1310–1312, 1995.
- [38] G Zheng, AA Kishk, AW Glisson, and AB Yakovlev. Simplified feed for modified printed yagi antenna. *Electronics Letters*, 40(8) :464–466, 2004.
- [39] Xianming Qing and Ning Yang. A folded dipole antenna for rfid. In *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004. IEEE*, volume 1, pages 97–100. IEEE, 2004.
- [40] Jianxin Liang, Choo C Chiau, Xiaodong Chen, and Clive G Parini. Study of a printed circular disc monopole antenna for uwb systems. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 53(11) :3500–3504, 2005.
- [41] Christian Bruns, Pascal Leuchtman, and Ruediger Vahldieck. Analysis and simulation of a 1-18-ghz broadband double-ridged horn antenna. *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*, 45(1) :55–60, 2003.
- [42] Stylianos D Assimonis, Spyridon-Nektarios Daskalakis, and Aggelos Bletsas. Sensitive and efficient rf harvesting supply for batteryless backscatter sensor networks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(4) :1327–1338, 2016.
- [43] V. Palazzi, C. Kalialakis, F. Alimenti, P. Mezzanotte, L. Roselli, A. Collado, and A. Georgiadis. Performance analysis of a ultra-compact low-power rectenna in paper substrate for rf energy harvesting. In *2017 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet)*, pages 65–68, Jan 2017.
- [44] Gianfranco Andia Vera, Apostolos Georgiadis, Ana Collado, and Selva Via. Design of a 2.45 ghz rectenna for electromagnetic (em) energy scavenging. In *Radio and Wireless Symposium (RWS), 2010 IEEE*, pages 61–64. IEEE, 2010.
- [45] Ali Mavaddat, Seyyed Hossein Mohseni Armaki, and Ali Reza Erfanian. Millimeter-wave energy harvesting using 4x4 microstrip patch antenna array. *IEEE Antennas and wireless propagation letters*, 14 :515–518, 2015.
- [46] Mei-Juan Nie, Xue-Xia Yang, Guan-Nan Tan, and Bing Han. A compact 2.45-ghz broadband rectenna using grounded coplanar waveguide. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14 :986–989, 2015.
- [47] Abderrahim Okba, Alexandru Takacs, Hervé Aubert, Samuel Charlot, and Pierre-François Calmon. Multiband rectenna for microwave applications. *Comptes Rendus Physique*, 18(2) :107–117, 2017.
- [48] Ahmad A Salih and Mohammad S Sharawi. A miniaturized dual-band meander line antenna for rf energy harvesting applications. In *Applied Electrical*

- Engineering and Computing Technologies (AEECT), 2015 IEEE Jordan Conference on*, pages 1–4. IEEE, 2015.
- [49] PowerCast. <http://www.powercastco.com/wp-content/uploads/2017/09/p2110-eval-01-overview-2017.pdf>, 2018-01-09.
- [50] Z Zakaria, NA Zainuddin, MZA Abd Aziz, MN Husain, and MA Mutalib. Dual-band monopole antenna for energy harvesting system. In *Wireless Technology and Applications (ISWTA), 2013 IEEE Symposium on*, pages 225–229. IEEE, 2013.
- [51] L. Lu, B. Vosooghi, L. Dai, and C. Li. A 0.7 v relative temperature sensor with a non-calibrated $\pm 1^\circ\text{C}$ 3σ relative inaccuracy. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 62(10):2434–2444, Oct 2015.
- [52] Farnell-CIF. <https://www.farnell.com/datasheets/1644697.pdf>, 2018-01-09.
- [53] Hubregt J Visser. *Approximate antenna analysis for CAD*. John Wiley & Sons, 2009.
- [54] Yuh Yih Lu, Jun Yi Guo, and Hsiang Cheh Huang. Design of triple symmetric arms dipole antenna for 900/1800/2450 mhz applications. In *Intelligent Information Hiding and Multimedia Signal Processing (IIH-MSP), 2014 Tenth International Conference on*, pages 1–4. IEEE, 2014.
- [55] Amin Rida, Li Yang, Rushi Vyas, and Manos M Tentzeris. Conductive inkjet-printed antennas on flexible low-cost paper-based substrates for rfid and wsn applications. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 51(3), 2009.
- [56] Saud M Saeed, Constantine A Balanis, and Craig R Birtcher. Inkjet-printed flexible reconfigurable antenna for conformal wlan/wimax wireless devices. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 15:1979–1982, 2016.
- [57] Xiaohui Guo, Ying Hang, Zhicheng Xie, Can Wu, Le Gao, and Caixia Liu. Flexible and wearable 2.45 ghz cpw-fed antenna using inkjet-printing of silver nanoparticles on pet substrate. *Microwave and Optical Technology Letters*, 59(1):204–208, 2017.
- [58] Muhammad Talha Hafeez and Syeda Fizzah Jilani. Novel millimeter-wave flexible antenna for rf energy harvesting. In *Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 2017 IEEE International Symposium on*, pages 2497–2498. IEEE, 2017.
- [59] Radwan Dib. *Caractérisation de couches diélectriques et magnétiques de structures multicouches par cavité résonante microonde*. PhD thesis, Saint Etienne, 2014.
- [60] Dupont. <http://www.dupont.com/content/dam/dupont/products-and-services/membranes-and-films/polyimide-films/documents/dec-kapton-summary-of-properties.pdf>, 2017-11-09.

- [61] Jo Bito, Ryan Bahr, Jimmy G Hester, Syed Abdullah Nauroze, Apostolos Georgiadis, and Manos M Tentzeris. A novel solar and electromagnetic energy harvesting system with a 3-d printed package for energy efficient internet-of-things wireless sensors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(5) :1831–1842, 2017.
- [62] Zoya Popovic, Sean Korhummel, Steven Dunbar, Robert Scheeler, Arseny Dolgov, Regan Zane, Erez Falkenstein, and Joseph Hagerty. Scalable rf energy harvesting. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(4) :1046–1056, 2014.
- [63] Boubekeur Merabet, Laurent Cirio, Hakim Takhedmit, Francois Costa, Christian Vollaire, Bruno Allard, and Odile Picon. Low-cost converter for harvesting of microwave electromagnetic energy. In *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, pages 2592–2599. IEEE, 2009.
- [64] Chun-Chih Lo, Yu-Lin Yang, Chi-Lin Tsai, Chieh-Sen Lee, and Chin-Lung Yang. Novel wireless impulsive power transmission to enhance the conversion efficiency for low input power. In *Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission : Technologies, Systems, and Applications (IMWS), 2011 IEEE MTT-S International*, pages 55–58. IEEE, 2011.
- [65] Md Kamal Hosain, Abbas Z Kouzani, Mst Fateha Samad, and Susannah J Tye. A miniature energy harvesting rectenna for operating a head-mountable deep brain stimulation device. *IEEE access*, 3 :223–234, 2015.
- [66] Skywork. <http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/surface-mount-schottky-diodes-200041ac.pdf>, 2017-07-09.
- [67] Avago. <https://www.broadcom.com/products/wireless/diodes/schottky/hsms-2850>, 2017-07-09.
- [68] Avago. <http://datasheet.octopart.com/hsms-2860-blkg-avago-datasheet-7281230.pdf>, 2017-07-09.
- [69] S. S. Sarma, S. Chandravanshi, and M. J. Akhtar. Triple band differential rectifier for rf energy harvesting applications. In *2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, pages 1–4, Dec 2016.
- [70] B. Merabet, F. Costa, H. Takhedmit, C. Vollaire, B. Allard, L. Cirio, and O. Picon. A 2.45-ghz localized elements rectenna. In *2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, pages 419–422, Oct 2009.
- [71] H. Lee, D. Shim, C. Rhee, M. Kim, and S. Kim. A sub-1.0-v on-chip cmos thermometer with a folded temperature sensor for low-power mobile dram. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, 63(6) :553–557, June 2016.

- [72] Ludvine Fadel, Laurent Oyhenart, Romain Bergès, Valérie Vigneras, and Thierry Taxis. A concurrent 915/2440 mhz rf energy harvester. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 8(3) :405–413, 2016.
- [73] ANFR. <https://www.cartoradio.fr/cartoradio/web/>, 2017-07-09.

LISTE DES PUBLICATIONS

Publications internationales

Fadel, L., Oyhenart, L., Berges, R., Vigneras, V., Taris, T. (2016). A concurrent 915/2440 MHz RF energy harvester. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 8(3), 405-413.

Lando, A. L., Berges, R., Leite, B., Taris, T., Mariano, A. (2016, February). Ultra low power integrated circuits for energy harvesting. In *IBERCHIP 2016* (pp. 25-28).

Berges, R., Fadel, L., Oyhenart, L., Vigneras, V., Taris, T. (2015, September). A dual band 915MHz/2.44 GHz RF energy harvester. In *Microwave Conference (EuMC), 2015 European* (pp. 307-310). IEEE.

Taris, T., Fadel, L., Oyhenart, L., Berges, R., Torres, F., Vigneras, V. (2014, December). RF Energy Scavenging in 900MHz and 2.4 GHz bands. In *Conference on Electronics Circuits and Systems*.

Publications nationales

Berges, R., Fadel, L., Oyhenart, L., Vigneras, V., Taris, T. (2017, May). Récupérateur d'énergie radiofréquences en technologie souple. In *Journées Nationales Microondes*.

Berges, R., Fadel, L., Oyhenart, L., Vigneras, V., Taris, T. (2016, May). A Flexible printed dual-band antenna dedicated to RF Energy Harvesting Application. In *Journées Nationales sur la Récupération et le Stockage d'Énergie*.

Berges, R., Fadel, L., Oyhenart, L., Vigneras, V., Taris, T. (2015, May). Récupérateur d'Énergie RF Bi-bande 915 MHz/2.44 GHz. In *Journées Nationales Microondes*.

Prix

Prix Jean-Marc Gey pour le développement durable dans la catégorie thèse. (2017, June).

ANNEXE 1 : ADAPTATION D'IMPÉDANCE

Réseaux d'adaptation en L

Le réseau d'adaptation en L est l'un des plus simple à mettre en œuvre. Lorsque les impédances de la source R_S et de la charge R_L sont purement résistives, deux cas se présentent :

- si $R_L > R_S$, il faut abaisser l'impédance vue depuis la source
- inversement si $R_S > R_L$, il faut l'élever l'impédance vue depuis la source.

La réalisation de ce type de réseau ne nécessite que l'utilisation de deux composants réactifs.

Circuit en L abaisseur d'impédance

Le facteur de qualité, Q , du réseau en L ne dépend pas des éléments de ce réseau, mais des impédances R_S et R_L (4.4) :

$$Q = \sqrt{\left(\frac{R_L}{R_S}\right) - 1}. \quad (4.4)$$

Pour abaisser l'impédance vue depuis la source il va donc falloir placer une réactance (inductance ou capacité) en parallèle avec la charge. L'étape suivante consiste à compenser la réactance que l'on vient d'ajouter par la mise en série d'une réactance de signe opposé. Le circuit de la figure 4.18 montre le réseau d'adaptation où la capacité C et une inductance L ont été choisie arbitrairement.

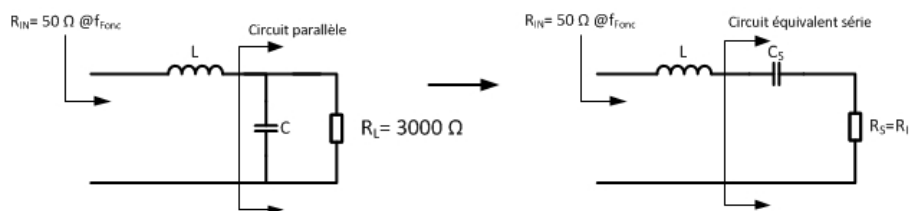


FIGURE 4.18 – Exemple de réseau en L abaisseur d'impédance.

Les valeurs de ces deux composants sont ensuite définies comme suit :

$$X_C = \frac{R_L}{Q}, \quad (4.5a)$$

$$X_L = X_{C_S} = Q \cdot R_S. \quad (4.5b)$$

Nous pouvons ainsi en déduire :

$$C = \frac{1}{2.\pi.f.X_C}, \quad (4.6a)$$

$$L = \frac{X_L}{2.\pi.f}, \quad (4.6b)$$

où X_C est la partie imaginaire de la capacité C , X_L est la partie imaginaire de l'inductance L et X_{CS} est la partie imaginaire de l'équivalent série de la capacité C . Ainsi, les valeurs de C et L permettant d'abaisser une impédance R_L à R_S ont été facilement calculées.

Circuit en L éleveur d'impédance

De la même manière que pour le réseau abaisseur d'impédance, le facteur de qualité ne dépend que des impédances R_L et R_S (4.11) :

$$Q = \sqrt{\frac{R_S}{R_L} - 1}. \quad (4.7)$$

Par le même raisonnement que précédemment, l'élévation de l'impédance vue depuis la source nécessite de placer une réactance (inductance ou capacité) en série avec la charge. Cette réactance est ensuite compensée par la mise en parallèle d'une réactance de signe opposé. On obtient alors le circuit de la fig. 4.19 dans lequel la position de la capacité, C , en parallèle et de l'inductance, L , en série est choisie arbitrairement.

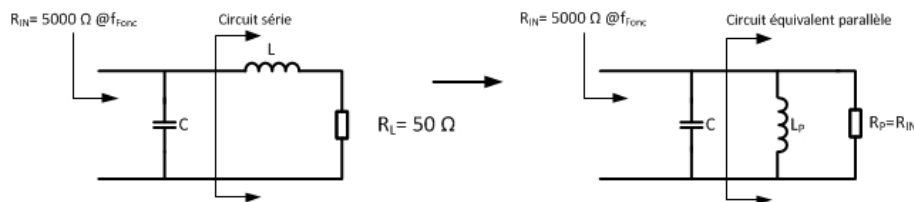


FIGURE 4.19 – Exemple de réseau en L éleveur d'impédance.

Les valeurs des composants sont déterminées à partir des équations suivantes :

$$X_C = X_{L_p} = \frac{R_S}{Q}, \quad (4.8a)$$

$$X_L = Q.R_L. \quad (4.8b)$$

On en déduit alors,

$$C = \frac{1}{2.\pi.f.X_C}, \quad (4.9a)$$

$$L = \frac{X_L}{2.\pi.f}. \quad (4.9b)$$

Dans les deux cas les réactances sont considérées comme idéales. L'efficacité du réseau d'adaptation d'impédance en L est définie par le rapport entre la puissance délivrée à la charge et la puissance incidente du réseau. Elle peut donc s'exprimer par :

$$\eta = \frac{1 - \frac{Q}{Q_C}}{1 + \frac{Q}{Q_L}}, \quad (4.10)$$

avec Q_C et Q_L , les facteurs de qualité de la capacité et de l'inductance et Q le facteur de qualité du réseau en L. Cette expression permet d'estimer les pertes d'insertion du réseau en L ainsi conçu.

L'adaptation d'impédance réelle permet d'expliquer rapidement le dimensionnement du réseau. Cependant dans la majorité des cas et notamment pour la récupération d'énergie, l'impédance du circuit de conversion RF/DC (qui est considérée comme la charge du réseau d'adaptation) est complexe. La prochaine partie va donc proposer deux méthodes pour adapter des impédances complexes entre elles.

La première méthode est l'absorption qui consiste à adapter les parties réelles de la source et de la charge puis à modifier les valeurs des composants du réseau pour y intégrer les parties imaginaires. La deuxième méthode utilise l'effet de résonance ; elle annule l'effet des réactances de la source et de la charge en plaçant une réactance de signe opposé en série ou en parallèle. Ces deux techniques peuvent être naturellement mélangées.

Réseaux d'adaptation par la méthode d'absorption

Les réactances de la source et de la charge peuvent être absorbées dans le réseau d'adaptation. Les composants réactifs sont placés de façon à ce que leurs valeurs, combinées aux parties imaginaires de la source et de la charge, soient équivalentes au réseau nécessaire à l'adaptation des parties réelles. En guise d'exemple, le dimensionnement d'un réseau d'adaptation utilisant la méthode d'absorption est réalisé pour le circuit de la figure 4.20 à une fréquence arbitraire de fonctionnement égale à 100 MHz.

Dans un premier temps, les réactances de la source et de la charge sont ignorées. La résistance de charge étant plus élevée que celle de la source, il est nécessaire d'utiliser un réseau en L abaisseur d'impédance type passe-bas. Le facteur de qualité du réseau ainsi que la valeur des composants qui le composent sont calculés en utilisant les équations (4.5a) et (4.5b). La valeur de l'inductance série est donc égale à 477 nH et celle de la capacité parallèle est de 4,8 pF pour adapter les parties réelles de la source et de la charge (fig. 4.21).

Afin de bien adapter l'impédance complexe de source à la charge, à la fréquence

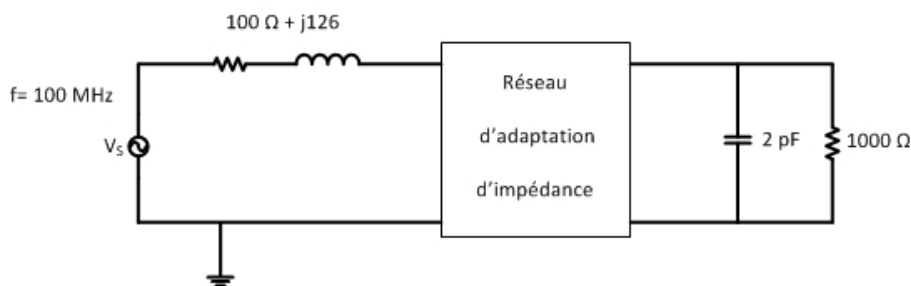


FIGURE 4.20 – Exemple d'impédance complexe de source et de charge à adapter par la méthode d'absorption.

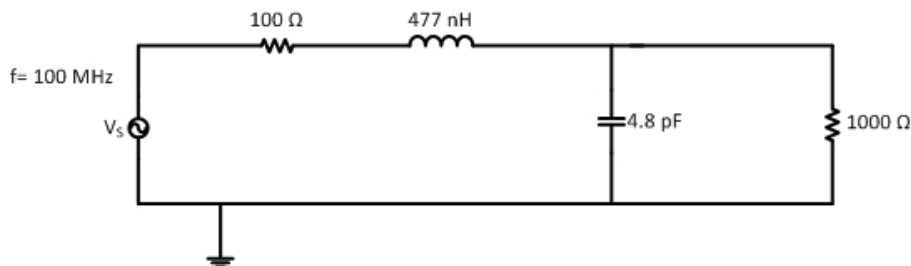


FIGURE 4.21 – Adaptation des parties réelles des impédances de source et de charge.

de fonctionnement, la valeur de la capacité parallèle de la charge ainsi que la valeur de l'inductance de source sont soustraites à la capacité parallèle de $4,8 \text{ pF}$ et à l'inductance série de 477 nH du réseau d'adaptation (fig. 4.22).

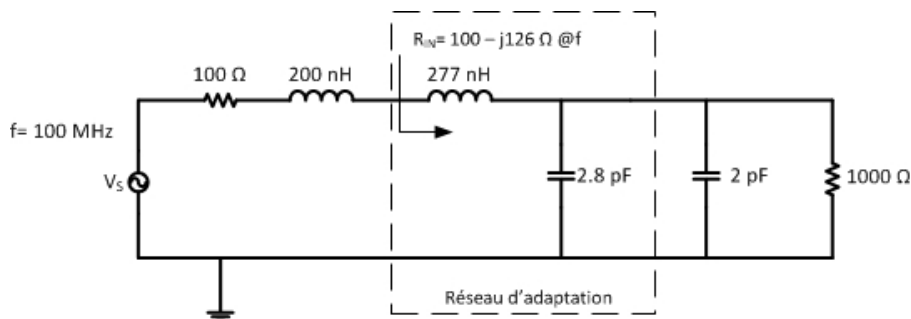


FIGURE 4.22 – Réseau d'adaptation final par le méthode d'absorption.

Cette méthode n'est possible que lorsque la valeur des réactances de charge et de source est plus faible que celles du réseau d'adaptation qui doit les absorber.

Réseaux d'adaptation par la méthode de résonance

Cette méthode a pour objectif d'annuler l'effet des réactances de la source et de la charge en plaçant une réactance de signe opposé en parallèle ou en série. Un exemple illustrant la technique de résonance de la charge est donné dans cette partie (fig. 4.23).

Dans cet exemple, nous choisissons de détailler la synthèse d'un circuit d'adaptation fonctionnant à la fréquence de 75 MHz , de type passe-haut. Cette contrainte,

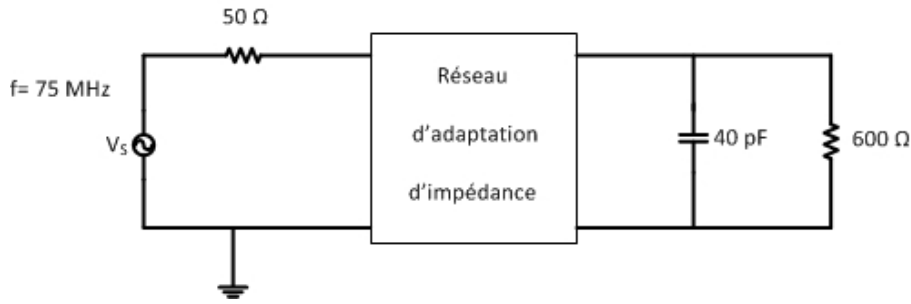


FIGURE 4.23 – Exemple d’impédance de charge complexe à adapter à une résistance de source de 50Ω par la méthode de résonance.

associée au fait que la résistance de charge est plus grande que la résistance de source, impose l’utilisation d’un circuit en L abaisseur d’impédance composé d’une capacité en série et d’une inductance en parallèle. Avant de calculer les éléments du circuit en L il faut s’affranchir de la capacité de charge en connectant une inductance en parallèle. Sa valeur est définie par,

$$L = \frac{1}{(2.\pi.f)^2.C_L}, \quad (4.11)$$

où C_L représente la capacité de charge.

Le circuit ainsi obtenu est présenté dans la figure 4.24. La dernière étape consiste à calculer les éléments du réseau en L permettant d’adapter la source de 50Ω à la charge de 600Ω .

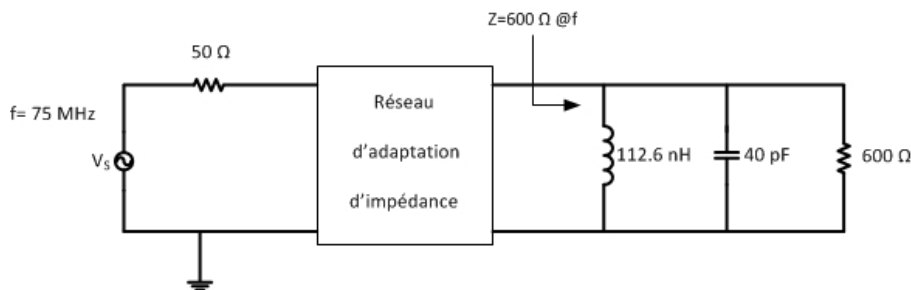


FIGURE 4.24 – Schéma de la compensation de la capacité de charge par l’ajout d’une inductance en parallèle.

Le facteur de qualité du réseau ainsi que la valeur des composants qui le compose sont calculés à partir des équations définies précédemment. La valeur des composants du circuit en L est égal à $12,78 \text{ pF}$ pour la capacité série et de 384 nH pour l’inductance parallèle (fig. 4.25).

Ce schéma du circuit peut encore être simplifié en calculant l’inductance équivalente à la mise en parallèle des deux inductances connectées à la charge (fig. 4.26).

L’adaptation d’impédance des antennes à celles des redresseurs est possible grâce à l’utilisation de réseaux d’adaptation en L qui ont l’avantage d’être simples et rapides à mettre en œuvre. Cependant, cette méthode ne permet pas de choisir la bande passante du réseau. La bande passante du réseau d’adaptation est la

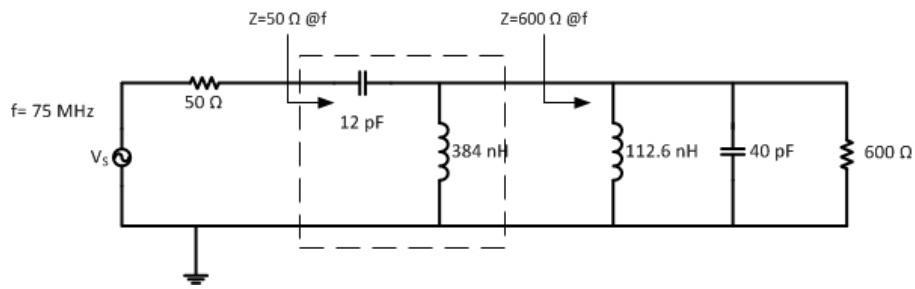


FIGURE 4.25 – Schéma de la synthèse du réseau en L adaptant une charge de 600Ω à 50Ω .

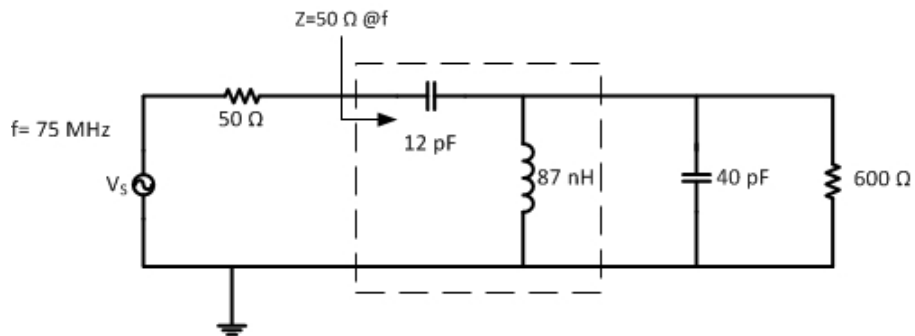


FIGURE 4.26 – Schéma final de la synthèse d'un réseau d'adaptation par la méthode de résonance.

plage de fréquences pour laquelle le coefficient de réflexion satisfait un critère donné. Cette bande passante est, en effet, défini par la valeur du facteur de qualité, Q , du réseau. Plus la valeur de Q est élevée plus la bande passante est étroite. Pour réduire cette contrainte, le développement de réseaux plus complexes est possible. La prochaine partie va ainsi présenter des réseaux d'adaptation réalisés à l'aide de trois composants.

Réseaux d'adaptation à trois composants (T ou Π)

Les circuits d'adaptation en L montrent que lorsque les résistances de source et de charge sont spécifiées, le facteur de qualité et donc la sélectivité le sont également. Dans le cas où la bande passante du réseau doit être maîtrisée, l'ajout d'au moins un degré de liberté supplémentaire est nécessaire. Une solution est d'ajouter un élément au circuit d'adaptation afin de choisir la valeur du facteur de qualité. Ce dernier doit être nécessairement plus grand que le facteur de qualité correspondant à un circuit en L. Le circuit d'adaptation en L est donc le circuit ayant le facteur de qualité minimum. Il existe deux types de circuits à trois éléments : les circuits en Π et les circuits en T (fig. 4.27).

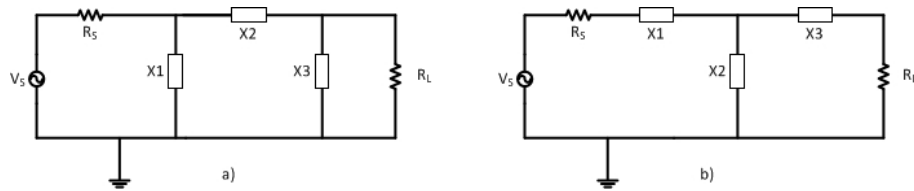


FIGURE 4.27 – Schémas d'un circuit en Π (a) et d'un circuit en T (b).

Circuit d'adaptation en Π

Le circuit en Π peut être décrit comme la connexion de deux circuits en L, un éleveur d'impédance avec un abaisseur d'impédance, séparé par une résistance virtuelle selon le schéma de la figure 4.28.

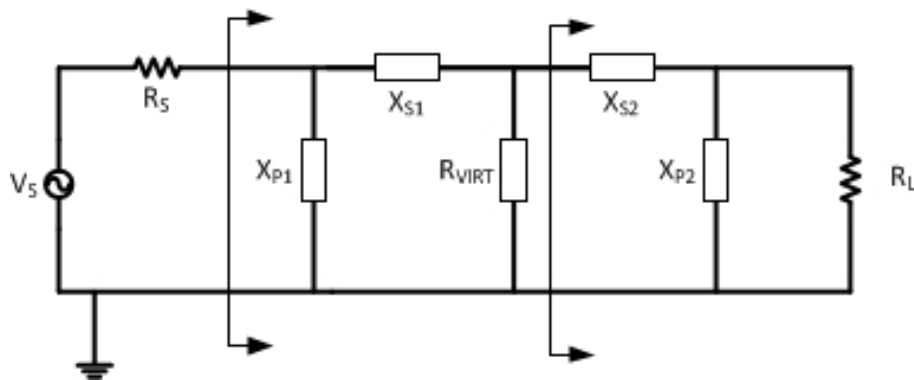


FIGURE 4.28 – Schémas d'un circuit en Π représenté comme deux circuits en L.

Cette résistance virtuelle n'est utile que pour effectuer le dimensionnement des éléments des circuits en L en fonction du facteur de qualité, Q , choisi. Les réactances X_{P1} et X_{S1} ainsi que X_{P1} et X_{S2} doivent être de type différent. Par exemple si X_{P1} est une capacité alors X_{P1} doit être une inductance. La valeur de R_{VIRT} est donné par,

$$R_{VIRT} = \frac{R_{max}}{1 + Q^2}. \quad (4.12)$$

Il existe donc un facteur de qualité pour chacun des réseaux en L (Q_1 et Q_2). La résistance virtuelle du réseau d'adaptation en Π doit être inférieure à R_s ou R_L pour exister. Le facteur de qualité circuit en Π , Q_{Π} , est donc associé à celui de la section en L ayant le plus grand facteur de qualité et donc à la section en L ayant la terminaison (R_L ou Q_1) la plus élevée. On peut ainsi définir le facteur de qualité du circuit en Π par,

$$Q_{\Pi} = \sqrt{\frac{R_{max}}{R_{VIRT}} - 1}, \quad (4.13)$$

où R_{max} représente la plus grande des résistances entre R_s et R_L , et R_{VIRT} est la résistance virtuelle nécessaire au dimensionnement du réseau en Π .

Circuit d'adaptation en T

Comme pour le circuit en Π , on peut décrire le circuit en T comme l'association de deux circuits en L. Cette fois, il est composé d'un abaisseur puis d'un élévateur d'impédance séparés également par une résistance virtuelle (fig. 4.29).

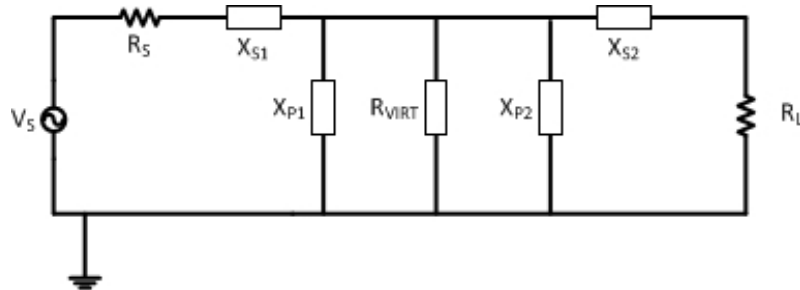


FIGURE 4.29 – Schémas d'un circuit en T représenté comme deux circuits en L.

La différence par rapport au circuit en Π est que dans le circuit en T la résistance virtuelle a une valeur plus élevée que la plus grande des résistances de source et de charge. Le circuit en T est donc plus souvent utilisé pour l'adaptation de faibles impédances. La valeur de R_{VIRT} est donné par,

$$R_{VIRT} = \frac{R_{min}}{Q^2 + 1}. \quad (4.14)$$

Le facteur de qualité du circuit en T, Q_T , est déterminé lui aussi par la section en L ayant le plus grand facteur de qualité. Par définition, la section ayant le plus grand facteur de qualité est du côté de la terminaison la plus faible. Le Q_T est déterminé par l'équation :

$$Q_T = \sqrt{\frac{R_{VIRT}}{R_{min}} - 1}, \quad (4.15)$$

où R_{min} représente la plus petite des résistances entre R_S et R_L .

Ce type de réseau d'adaptation permet donc d'effectuer une transformation d'impédance en deux étapes et de changer le facteur Q global en imposant une impédance virtuelle de transition.

Réseaux d'adaptation multi-bandes

Une méthode pour réaliser une adaptation d'impédance bi-bande est de la décomposer en deux adaptations monobande. En utilisant toute les notions précédemment sur l'adaptation d'impédance, objectif est de mettre en cascade les réseaux d'adaptations de chaque bande en respectant cependant quelques règles.

En effet, la première étape est d'adapter la bande la plus basse en fréquence. Pour réaliser cette adaptation, seul des capacités séries et des inductances parallèles

peuvent être utilisés. C'est très important de respecter cette règle car le réseau créé sera un passe haut qui aura donc plus d'effets sur les basses fréquences que sur les hautes fréquences. De façon symétrique, les réseaux passe bas, utilisant des inductances séries et des capacités parallèles, affectent plus les hautes fréquences.

Le résultat est que si ces règles sont respectées, la bande basse et haute fréquence pourront être adaptées de façon quasi indépendante. Pour illustrer cette méthode nous allons réaliser l'adaptation d'un circuit à 900 MHz et 1,9 GHz. La figure 4.30 montre l'évolution de l'impédance du circuit sur la bande 0,8 - 2 GHz.

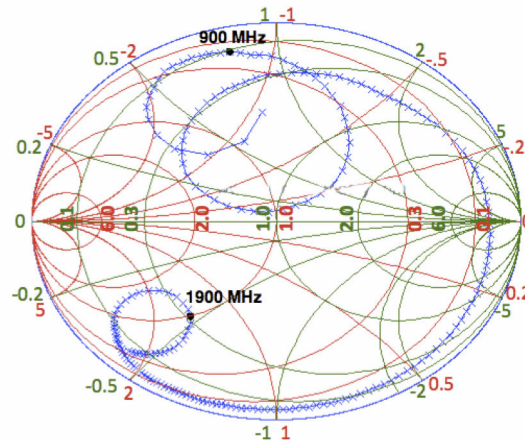


FIGURE 4.30 – Coefficient de réflexion en entrée d'un circuit.

Grâce aux équations de la section sur les circuits en L, les valeurs des composants du circuit passe haut sont définies. Le réseau est donc finalement composé d'une capacité série de 3,2 pF et d'une inductance parallèle de 3 nH. L'impédance d'entrée est donc modifiée pour être proche de 50 Ω à 900 MHz (fig. 4.31).

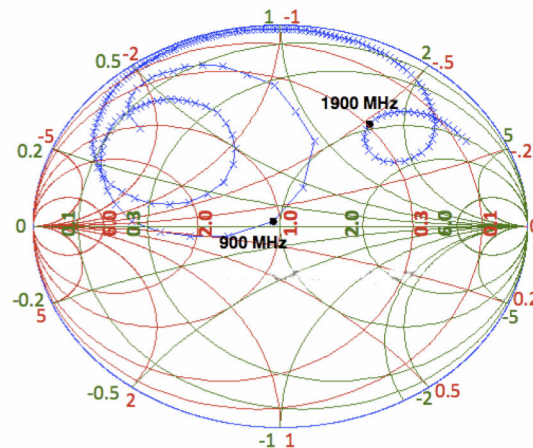


FIGURE 4.31 – Coefficient de réflexion en entrée d'un circuit adapté à 900 MHz.

La même opération est renouvelée pour adapter la bande haute fréquence avec cette fois-ci un montage passe bas. Pour compenser l'impact des réseaux d'adaptations l'un sur l'autre et l'ajout des lignes de transmission pour faire les interconnexions, il est nécessaire de modifier légèrement les valeurs des composants

du réseau d'adaptation. Finalement, le réseau est composé pour la partie haute fréquence : d'une inductance série de 5 nH et d'une capacité parallèle de 1,5 pF . La partie permettant d'adapté la bande 900 MHz est composé, quant à elle, d'une inductance parallèle de 3 nH d'une capacité série de 3,2 pF (fig. 4.32).

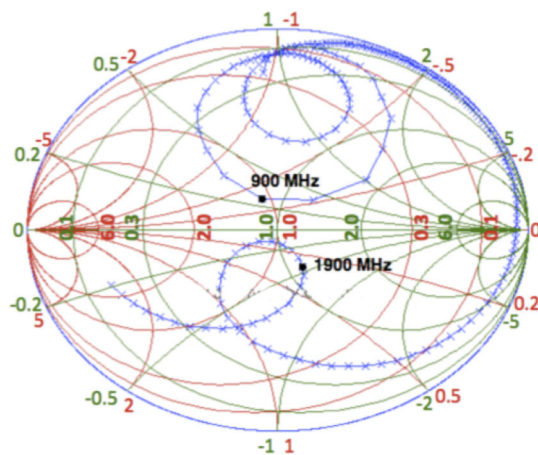


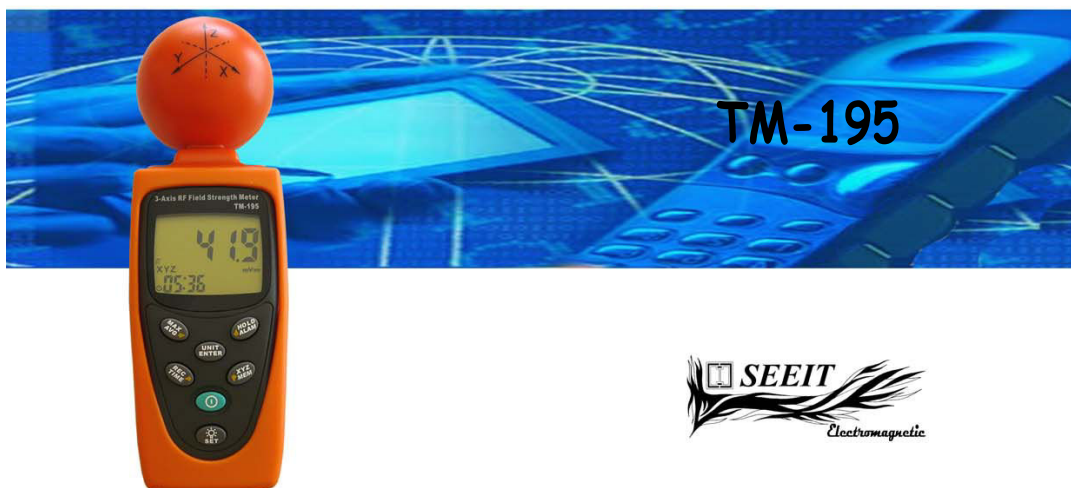
FIGURE 4.32 – Coefficient de réflexion en entrée d'un circuit adapté à 900 et 1900 MHz.

Cette méthode d'adaptation d'impédance bi-bande est efficace et relativement rapide à dimensionner. L'utilisation de composant distribué est possible pour remplacer les composants localisés. Cela permet de limiter les incertitudes du report de composant, mais aussi de gagner du temps lors de la réalisation. Cependant, les dimensions seraient augmentées et la qualité du réseau abaissée dut aux éléments parasites générer par les éléments distribués.

ANNEXE 2 : MESUREUR DE CHAMPS

TM-195

TESTEURS DE CHAMPS ELECTROMAGNETIQUES HAUTES FREQUENCES
50MHz à 3500MHz AVEC ANTENNE ISOTROPIC 3D TRIAXIAL

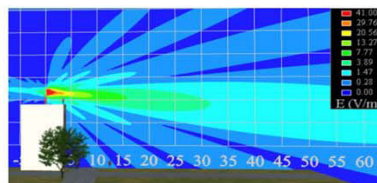


Présentation:

Le TM-195 est un détecteur de champs électromagnétiques hautes fréquences qui permet de mesurer rapidement les rayonnements présents dans un lieu. Grâce à son capteur Isotropique triaxial il permet de mesurer l'intensité des rayonnements électromagnétiques pour des fréquences allant de 50MHz à 3500MHz pouvant être émis par la Wifi, les téléphones portables 2G/3G/4G, les téléphones DECT, les émetteurs radios/TV, les fours à micro-ondes, les caméras sans fils, les micros émetteurs, etc... Très sensible il permet d'effectuer des mesures en W/m², µW/cm², mA/m ou V/m avec une gamme de 0,038V/m à 20,0V/m. Equipé d'un écran LCD graphique, il permet l'affichage de la valeur instantanée, de la valeur maximum, de la valeur moyenne, de la valeur maximum moyenne. Il permet également de mémoriser jusqu'à 200 mesures. Fonction alarme réglable, calibration ajustable, auto power off ajustable.

Caractéristiques:

Capteur : isotropique à 3 axes X,Y,Z.
Unités : W/m², µW/cm², mA/m, V/M.
Gamme : 0,038V/m à 20,0 V/m. Résolution : 0,1mV/m, 0,1µA/m, 0,001µW/m², 0,001µW/cm².
Afficheur : 4-1/2 digit, LCD.
Echantillonnage : 1,5 fois par secondes.
Buzzer d'alarme : seuil ajustable avec on/off.
Fonction data Hold : on/off.
Mémorisation des données : jusqu'à 200 mesures.
Mise hors tension : ajustable de 0 à 99 mn.
Calibration : ajustable.
Durée des piles : approximativement 15 heures.
Température de fonctionnement : 0°C à +50°C.
Température de stockage : -10°C à +60°C.



Spécifications Hardware & Electrique:

Dimensions produit : 60 x 60 x 195mm. Poids : 250g
Dimensions emballage : 235 x 128 x 75mm. Poids : 475g.
Fourni avec 1 pile 9,0V de type 6F22 incluse.

Contenu:

Un testeur.
Une pile 9,0V de type 6F22.
Une housse de rangement.
Un mode d'emploi en Français et en Anglais.



Informations produits: www.seeit.fr