

Université du Québec
Institut national de la recherche scientifique (INRS)
Centre Énergie Matériaux Télécommunications (EMT)

Transfert d'énergie sans-fil pour les capteurs de l'Internet des objets (IoE)

Par
Zahra Badamchi

Mémoire ou thèse présentée pour l'obtention du grade de
Maître ès Sciences (M.Sc.)
en Télécommunications

Jury d'évaluation

Président du jury et
examineur interne:

Tayeb A. Denidni
Institut national de la recherche scientifique
(INRS-EMT)

Examineur externe:

Chaouki Hannachi
Aix-Marseille Université

Directeur de recherche:

Tarek Djerafi
Institut national de la recherche scientifique
(INRS-EMT)

DÉDICACE

To my spouse Arash. And my parents

REMERCIEMENTS

Avant tout, je voudrais exprimer ma plus profonde gratitude à mon superviseur, le professeur Tarek Djerafi. Son soutien constant, ses précieux conseils et ses immenses connaissances ont été essentiels à la réalisation de mon projet de recherche. Je remercie également le professeur Djerafi de m'avoir donné l'opportunité de rejoindre son groupe et de m'avoir encouragée à aller plus loin.

Je voudrais remercier les professeurs Tayeb Dénidni et Chaouki Hannachi d'avoir accepté de siéger sur le jury de mon mémoire.

Je tiens à remercier sincèrement Ngoc Duc Trinh, que j'ai eu la chance de rencontrer au cours de mon stage. Son excellente expertise, ses conseils et ses orientations ont toujours été très précieux pour moi.

Je remercie également les collègues techniques de l'Institut National de la recherche scientifique-Énergie (INRS), Centre énergie matériaux et Télécommunications (INRS-EMT), et du Centre de Recherche Poly-Grames pour leur aide généreuse et leur soutien efficace que j'ai reçu à chaque fois que j'en ai eu besoin.

Enfin, je tiens à remercier sincèrement ma famille, surtout mes parents, pour leur encouragement, leur motivation et leur soutien continu tout au long de ma vie.

Enfin et surtout, je ne cesserai jamais de remercier mon cher mari, Arash, pour son soutien sans failles, sa patience et son amour pendant cette période qui m'a permis de terminer avec succès ma carrière de maître.

RÉSUMÉ

La technique de l'Internet des objets (IoE) met l'accent sur une interconnexion dense entre les gens, les objets, les données et les processus associés. IoE couvre différentes applications comme la fabrication automatisée, la santé, la logistique, le transport et la construction intelligente. L'IoE vise principalement à améliorer les expériences et à permettre une prise de décision plus intelligente. Son vaste déploiement nécessite le déploiement à l'échelle mondiale de milliards de capteurs IoE de faible puissance et peu coûteux. Les principaux défis dans le déploiement massif de la technique IoE sont une grande quantité de consommation d'énergie, une énorme quantité d'élimination des batteries spécialement, le câblage des capteurs, le remplacement de la batterie, et le placement des capteurs inaccessibles, par exemple à l'intérieur du corps humain ou à l'intérieur du mur ou à l'intérieur des murs. Par conséquent, l'alimentation de ces capteurs IoE ne peut pas s'appuyer sur des mesures traditionnelles, comme les batteries sèches et les fils, ce qui alourdira inévitablement notre environnement vulnérable et notre problème de coût ainsi que les inconvénients liés à l'application. Il y a un besoin urgent d'une solution de rechange pour alimenter ces capteurs IoE.

Le transfert d'énergie électromagnétique sans fil (WPT) et la collecte d'énergie par radiofréquence ambiante (RFEH) sont devenus des solutions de plus en plus attrayantes pour l'alimentation sans contact des appareils électroniques à faible consommation. Ces approches reposent sur la capture et la conversion des ondes électromagnétiques en énergie DC utile. Le composant principal de ces systèmes est appelé rectenna, qui se compose d'une antenne de réception suivie d'un circuit de correction RF-DC et de charge résistive. D'autre part, les antennes transparentes offrent un grand potentiel pour les applications WPT et RFEH car elles sont presque invisibles, non intrusives et peuvent facilement être intégrées dans l'environnement urbain ou à l'intérieur des bâtiments.

Dans cette thèse, la cloison sèche (matériau de gypse) qui est le matériau le plus couramment utilisé et disponible est considérée comme substrat diélectrique pour développer trois antennes planaires pour les applications IoE WPT. De cette façon, il est non seulement possible de prendre en compte l'effet des matériaux environnants sur les performances du système WPT, mais aussi de réduire considérablement le coût du déploiement massif de la technique IoE. Deux de ces antennes (l'antenne de raccordement rectangulaire et l'antenne à gain élevé modifié) sont créées en plaçant directement des bandes de cuivre conductrices sur la cloison sèche, et la troisième (réseau imprimé de bandes coplanaires pliées fractales) sont créées par une technique d'impression utilisant de l'encre argentée et un substrat en polyéthylène téréphtalate (PET), puis son rendement est étudié en le collant sur plusieurs matériaux de construction courante telle que les cloisons sèches en gypse, le contreplaqué et le plexiglas. Le logiciel de simulation

haute fréquence ANSYS (HFSS) et le logiciel de conception avancée Keysight (ADS) ont été utilisés à des fins de conception et de simulation. Les conceptions ont été fabriquées et mesurées pour vérifier la capacité des matériaux en gypse. Les trois antennes sont conçues pour fonctionner à environ 2.4 GHz IEEE 802.15.4 standards.

L'antenne de patch rectangulaire a une taille de 45 33.6 mm² et à un substrat de gypse avec une épaisseur de 6.35 mm. Il couvre la bande de fréquences de 2.37-2.53 GHz (6,5%) avec un niveau de gain maximum de 5.83 dBi. L'antenne à gain élevé modifiée à une taille de 132 ×106,5 mm² et à un substrat de gypse d'une épaisseur de 6.35 mm. Il couvre la bande de fréquences de 2.2-2.8 G. Hz (24 %) avec un niveau de gain maximal de 12.83 d Bi. Le réseau imprimé de bandes coplanaires pliées fractales imprimées est composé de huit éléments d'antenne. Il a une dimension de 384×354 mm² et utilise le PET avec une épaisseur de 0.125 mm et le gypse avec une épaisseur de 6.35 mm. Le réseau a une structure esthétiquement viable sans ground et couvre la bande de fréquences de 2-2.9 GHz tout en rayonnant dans le plan de travers perpendiculairement au mur avec un niveau de gain maximum de 9.96 dBi. Ayant l'avantage d'une grande surface disponible pour capturer l'énergie électromagnétique, un réseau rectenna est formé en intégrant un seul redresseur de diode Schottky avec l'antenne de réseau proposée. Le réseau conçu rectenna a un rendement de conversion de puissance RF en courant continu (PCE) de plus de 20 % pour des puissances d'entrée aussi faibles que 0.025 μw/cm² avec un PCE de pointe de 61.3 % à 4.03 μw/cm². Le rectenna proposé peut être un bon candidat pour WPT dans les applications IoE.

En outre, pour certaines applications IoE telles que la logistique, et la construction intelligente, un nombre considérable de capteurs peuvent être distribués dans divers endroits qui ne sont pas dans la ligne de vue directe du lecteur. Le fait d'avoir plusieurs sources d'alimentation sans fil dédiées et des systèmes de lecture à proximité de chaque groupe de capteurs augmente non seulement les coûts de mise en œuvre, mais peut aussi être impossible, car ils occupent un grand espace. Les relais d'amplification avant sans fil peuvent être considérés comme une bonne solution pour atténuer les pertes de pénétration extérieure et intérieure et augmenter la plage de fonctionnement du système. Le principal problème dans la réalisation des relais amplificateurs-avant est la fuite de signal se produisant de la section d'émetteur vers la section de réception. Les chaînes d'émetteur et de récepteur peuvent être conçues sur des circuits séparés et placées à l'écart de chacun pour réduire la quantité de fuites. Cette méthode exige deux circuits distincts utilisant chacun deux antennes pour la transmission et la réception du signal. Cela rend le système résultant encombrant et coûteux. Pour les relais amplificateurs dans lesquels émetteur et récepteur sont intégrés dans un seul dispositif, deux antennes partagées sont adéquates pour la transmission du signal et de la puissance. Pour assurer l'isolation entre les chaînes de l'émetteur et du récepteur et éviter les fuites de signal d'émission dans la chaîne du récepteur, on utilise habituellement des circulateurs ou des coupleurs.

Cependant, l'isolation fournie par ces deux composants n'excède généralement pas les 25 dB et ils sont généralement encombrants et même coûteux pour les circulateurs. Pour répondre à cette question, dans ce mémoire, une technique d'annulation des fuites à large bande est proposée. Cette méthode utilise un diviseur de puissance Wilkinson à deux étages et un circuit de couplage direct (DLCC). Le circuit d'annulation des fuites proposé occupe seulement $53 \times 30 \times 0.8 \text{ mm}^3$ et offre une meilleure isolation que -40 dB dans la bande de fréquence d'identification par radiofréquence (RFID) de 0.812-0.965 GHz.

Mots-clés : Antenne réseau, antenne fractale, Internet de tout (IoE), électronique imprimable, identification par radiofréquence (RFID), rectenna, annulation de fuite d'émetteur, diviseur de puissance Wilkinson, récupération d'énergie sans fil, transfert d'énergie sans fil.

ABSTRACT

The Internet of Everything (IoE) technology is the interconnections between people, things, data and processes interrelated a single system. IoE covers various applications such as automated manufacturing, healthcare, logistic, transportation, and smart building. The main goal of IoE aim is to improve experiences and make smarter decisions and its vast deployment requires billions of low powers and low-cost IoE sensors to be implemented globally. The main challenges in massive deployment of IoE technology are large amount of power consumption, huge amount of disposal specially batteries, wiring the sensors, battery replacement, and unreachable sensors placement, for example Inside the human body or Inside the wall or inside the walls. Therefore, powering these IoE sensors cannot rely on traditional measures, like dry batteries and wires, which will inevitably add more burden to our vulnerable environment and cost issue as well as application inconvenience. So, an alternative powering solution for these IoE sensors is urgently needed.

The electromagnetic energy wireless power transfer (WPT) and ambient radio frequency energy harvesting (RFEH) have become increasingly attractive solutions for contactless powering of low-consumption electronic devices. These approaches rely on capturing and then converting the electromagnetic waves into useful dc power. The main element of such systems is called rectenna which consists of a receiving antenna followed by an RF-to-DC rectifying circuit and a resistive load. On the other hand, the transparent antennas provide a great potential for WPT and RFEH applications as they have are almost invisible, non-intrusive and they can easily get integrated in the urban environment or inside the buildings.

In this thesis the drywall (gypsum material) which is the most commonly used and available material in any building is directly considered as the dielectric substrate to develop three planar antennas for IoE WPT applications. This way not only it is possible to consider the effect of the surrounding materials on the WPT system performance but also it tremendously helps to reduce the cost for massive deployment of the IoE technology. Two of these antennas (the rectangular patch antenna and the modified high gain antenna) are created by directly placing conductive copper tapes on the drywall, and the third one (printed fractal folded coplanar-strips-fed array) is created by printing technology using silver ink and transparent polyethylene terephthalate (PET) substrate and then then it performance is investigated by sticking it on several common building materials such as gypsum drywall, plywood, and plexiglass. ANSYS high frequency simulation software (HFSS) and Keysight advanced design software (ADS) were used for design and simulation purposes. The designs were fabricated and measured to verify the capability of gypsum material. All three antennas are designed to operate at around 2.4 GHz IEEE 802.15.4 standards.

The rectangular patch antenna has a size of $45 \times 33.6 \text{ mm}^2$ and has a gypsum substrate with a thickness of 6.35 mm. It covers the frequency band of 2.37-2.53 GHz (6.5%) with a maximum gain level of 5.83 dBi. The fabricated modified high gain antenna has a size of $132 \times 106.5 \text{ mm}^2$ and has a gypsum substrate with a thickness of 6.35 mm. It covers the frequency band of 2.2-2.8 GHz (24%) with a maximum gain level of 12.83 dBi. The printed fractal folded coplanar-strips-fed array is composed of eight antenna elements. It has a dimension of $384 \times 354 \text{ mm}^2$ and uses PET with thickness of 0.125 mm and gypsum with thickness 6.35 mm as its primary and secondary substrates, respectively. The array has an aesthetically viable ground-free structure and covers the frequency band of 2-2.9 GHz while radiating in the broadside plane perpendicularly to the wall with a maximum gain level of 9.96 dBi. Having the advantage of a large available surface for capturing the electromagnetic energy, an array rectenna is formed by integrating a single Schottky diode rectifier with the proposed array antenna. The designed array rectenna has an RF to DC power-conversion-efficiency (PCE) of more than 20% for input powers as low as $0.025 \text{ } \mu\text{W}/\text{cm}^2$ with a peak PCE of 61.3% at $4.03 \text{ } \mu\text{W}/\text{cm}^2$. The proposed rectenna can be a good candidate for WPT in IoE applications.

Moreover, for some IoE applications such as logistics, and smart building, a tremendous number of sensors may be distributed in various places which are not in the direct line of sight of the reader. Having several dedicated wireless power sources and reader systems in vicinity of each group of sensors not only increase the implementation costs but also may not be feasible as they occupy a large space. Wireless amplify-forward relays can be considered as a good solution to mitigate the outdoor and indoor penetration losses and increase the operation range of the system. The main issue in realization of amplify-forward relays is the signal leakage happening from the transmitter section toward the receiving section. The transmitter and receiver chains can be designed on separate circuits and placed spatially away from each to decrease the amount of leakage. This methodology requires two separate circuits each using two antennas for signal transmission and reception. This makes the resulting system bulky and expensive. For amplify-forward relays in which transmitter and receiver are integrated in a single device, two shared antennas are adequate for signal and power transmission. To provide isolation between the transmitter and receiver chains and avoid transmit signal leakage into the receiver chain, usually circulators or couplers are used. However, the isolation provided by both these devices is usually not better than 25 dB and they are usually costly, bulky and have a large footprint. To address this issue, in this thesis a broadband leakage canceling technique is proposed. This method utilizes a two-stage lumped element Wilkinson power divider and a direct leaky coupling circuit (DLCC). The proposed leakage canceler circuit occupies only $53 \times 30 \times 0.8 \text{ mm}^3$ and provides a better than 40 dB isolation in the radio frequency identification (RFID) frequency band of 0.812-0.965 GHz.

Keywords: Array antenna, fractal antenna, internet of everything (IoE), printable electronics, radio frequency identification (RFID), rectenna, transmitter leakage cancelation, Wilkinson power divider, wireless power harvesting, wireless power transfer.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	I
REMERCIEMENTS	III
RÉSUMÉ V	
ABSTRACT.....	IX
TABLE DES MATIÈRES.....	XV
LISTE DES FIGURES	XVII
LISTE DES TABLEAUX.....	XXI
LISTE DES ABRÉVIATIONS	1
1 CHAPITRE. 1. L'INTRODUCTION	3
1.1 TECHNOLOGIES IoE ET IoT	3
1.2 BATIMENT INTELLIGENT	4
1.3 SYSTEMES DE TRANSFERT D'ENERGIE SANS FIL RAYONNANTS ET NON RAYONNANTS.....	6
1.3.1 <i>Transfert d'énergie sans fil sans rayonnement</i>	6
1.3.2 <i>Transfert de puissance sans fil rayonnant</i>	7
1.4 RECOLTE D'ENERGIE SANS FIL ET TECHNOLOGIES DE TRANSFERT D'ENERGIE SANS FIL	8
1.5 ANTENNE REDRESSEUSE POUR LES APPLICATIONS WPT	10
1.6 SELECTION DE DIODES POUR LES REDRESSEURS WPT A CHAMP ELOIGNE.....	14
1.7 AMPLIFICATION DU RELAIS AVANT POUR LES APPLICATIONS IoE WPT	24
1.8 OBJECTIFS DE LA RECHERCHE.....	27
1.8.1 <i>Antennes et rectennas pour transfert de puissance sans fil</i>	27
1.8.2 <i>Circuit d'annulation des fuites TX à RX</i>	28
1.9 ORGANISATION DE LA THESE	28
1.10 BIBLIOGRAPHIE	31
2 CHAPITRE. 2. USING GYPSUM MATERIAL AS THE SUBSTRATE FOR INSIDE WALL EMBEDDED WIRELESS IOT SENSORS	35
2.1 INTRODUCTION	36
2.2 PROPOSED ANTENNAS.....	37
2.2.1 <i>Material characteristics</i>	37
2.2.1 <i>Antennas Structures</i>	39
2.3 RESULTS AND DISCUSSION	41
2.4 CONCLUSION	44
2.5 BIBLIOGRAPHIE	45

3	CHAPITRE. 3. PRINTED FRACTAL FOLDED COPLANAR-STRIPS-FED ARRAY RECTENNA FOR FOR IOE APPLICATIONS.....	49
3.1	INTRODUCTION	51
3.2	ANTENNA DESIGN, FABRICATION AND EXPERIMENTAL VALIDATION	53
3.2.1	<i>Common Dielectric Materials Used in Buildings:</i>	53
3.2.2	<i>Printing Technique and Materials</i>	55
3.2.3	<i>Single Antenna Element</i>	58
3.2.4	<i>Array Antenna</i>	64
3.3	DRY WALL RECTENNA FOR RF POWER HARVESTING	68
3.4	CONCLUSION	72
3.5	BIBLIOGRAPHIE	73
4	CHAPITRE. 4. TX-TO-RX LEAKAGE CANCELER FOR IOT RFID APPLICATIONS	76
4.1	INTRODUCTION	77
4.2	LEAKAGE CANCELER DESIGN AND RESULTS	79
4.3	CONCLUSION	81
4.4	BIBLIOGRAPHIE	81
5	CHAPITRE. 5. CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS.....	83

LISTE DES FIGURES

FIGURE 1.1	COMPARAISON ENTRE LES TECHNOLOGIES IoT ET IoE.....	3
FIGURE 1.2	LES EXIGENCES DES CAPTEURS SANS FIL IoE	4
FIGURE 1.3	CAPTEURS IoE DANS UN BÂTIMENT INTELLIGENT	5
FIGURE 1.4	SYSTÈME DE TRANSFERT D'ÉNERGIE RF À COUPLAGE INDUCTIF (SANS RAYONNEMENT)	6
FIGURE 1.5	SYSTÈME DE TRANSFERT D'ÉNERGIE RF RAYONNANT.....	7
FIGURE 1.6	DENSITÉ DE PUISSANCE RF MOYENNE AU CENTRE-VILLE DE MONTRÉAL SUR LA FRÉQUENCE ET DE 400-2700 MHz	7
FIGURE 1.7	LE CONCEPT DE WPT	8
FIGURE 1.8	L'ANTENNE REDRESSEUSE PROPOSEE DANS [27] : (A) L'ANTENNE DE PATCH EMPLOYEE, ET (B) LA STRUCTURE RECTENNA	11
FIGURE 1.9	LA RECTENNA PROPOSEE EN [28].....	11
FIGURE 1.10	LA RECTENNA PROPOSEE EN [29].....	12
FIGURE 1.11	LE RECTENNA PROPOSE DANS [30] : (A) 8×1 DC PARALLELE COMBINANT RECTENNA ARRAY, ET (B) ENVIRONNEMENT EXPERIMENTAL.....	13
FIGURE 1.12	RFEH UTILISANT LE RÉSEAU RECTENNAS BASÉ SUR : (A) LA COMBINAISON DE PUISSANCE RF ET (B) LA COMBINAISON DE PUISSANCE DC.....	14
FIGURE 1.13	TOPOLOGIES DU REDRESSEUR : (A) SERIE, (B) SHUNT, (C) DOUBLEUR A UN ETAGE (D) GREINACHER, (E) BRIDGE	15
FIGURE 1.14	CIRCUITS ÉQUIVALENTS D'OPÉRATIONS DE DIODES EN L'ÉTAT	17
FIGURE 1.15	REDRESSEUR A DIODES MONOSERIE TYPIQUE	19
FIGURE 1.16	SCHEMA DU CIRCUIT DE REDRESSEUR A DIODE UNIQUE.....	19
FIGURE 1.17	LE MODELE DE CIRCUIT EQUIVALENT LINEAIRE DE DIODE	21
FIGURE 1.18	CARACTERISTIQUES I-V DE LA DIODE SCHOTTKY SERIE HSMS-282X	22
FIGURE 1.19	LA VAARIATION DE LA RESISTANCE DE JONCTION DE HSMS-282X SERIE SCHOTTKY DIODE	22
FIGURE 1.20	TENSION DE SORTIE PAR RAPPORT A LA PUISSANCE D'ENTREE CARACTERISTIQUE DE LA DIODE HSMS-282X SCHOTTKY SOUS LA PERFORMANCE DE PETIT SIGNAL	23
FIGURE 1.21	UNE DIODE REDRESSEUR A COMPENSATION DE TEMPERATURE.....	23
FIGURE 1.22	LA PERFORMANCE DU PETIT SIGNAL DE LA DIODE COMPENSEE HSMS-282X SCHOTTKY A DIFFERENTES TEMPERATURES.....	24
FIGURE 1.23	INTERACTION DU LECTEUR RFID PRINCIPAL AVEC PLUSIEURS RELAIS DISTRIBUES POUR AUGMENTER LA PORTEE DE COUVERTURE	25
FIGURE 1.24	FUITE TX EN RX DANS UN RELAIS AVANT AMPLIFICATEUR	26
FIGURE 1.25	ANNULATION RFID FRONTALE Tx EN Rx CLASSIQUE EN UTILISANT : (A) UN CIRCULATEUR, (B) UN COUPLEUR DIRECTIONNEL, (C) UN HYBRIDE EN QUADRATURE ET (D) DEUX ANTENNES	27
FIGURE 2.1	GEOMETRY OF THE DESIGNED PIN-FED PATCH ANTENNA	38

FIGURE 2.2	GEOMETRY OF THE DESIGNED MODIFIED ANTENNA WITH HIGH APERTURE EFFICIENCY: (A) PERSPECTIVE VIEW, AND (B) TOP VIEW.....	38
FIGURE 2.3	FABRICATED PROTOTYPES: (A) PATCH ANTENNA, (B) MODIFIED HIGH GAIN ANTENNA	40
FIGURE 2.4	SIMULATED AND MEASURED REFLECTION COEFFICIENT OF THE PATCH ANTENNA	41
FIGURE 2.5	SIMULATED AND MEASURED REFLECTION COEFFICIENT OF THE MODIFIED HIGH APERTURE EFFICIENCY ANTENNA.....	41
FIGURE 2.6	RADIATION PATTERN AT 2.4 GHz: (A) SIMULATED E-PLANE FOR PATCH ANTENNA, (B) SIMULATED H-PLANE FOR PATCH ANTENNA, (C) MEASURE E-PLANE FOR PATCH ANTENNA, (D) MEASURED H-PLANE FOR PATCH ANTENNA, (E) SIMULATED E-PLANE FOR MODIFIED ANTENNA, (F) SIMULATED H-PLANE FOR MODIFIED ANTENNA, (G) MEASURE E-PLANE FOR MODIFIED ANTENNA, (H) MEASURED H-PLANE FOR MODIFIED ANTENNA.....	42
FIGURE 2.7	SIMULATED AND MEASURED GAIN FOR DESIGNED ANTENNAS	43
FIGURE 2.8	SIMULATED AND MEASURED APERTURE EFFICIENCY FOR THE DESIGNED ANTENNAS.....	44
FIGURE 3.1	SMART BUILDING CONCEPT	52
FIGURE 3.2	MEASURED DIELECTRIC CONSTANT OF THE GYPSUM SAMPLE.....	54
FIGURE 3.3	SEMI-AUTOMATIC SCREEN PRINTER EKRA X1 SL	55
FIGURE 3.4	COLORED OPTICAL IMAGE OF 2D SURFACE ROUGHNESS GRAPH AND EXTRACTED DATA	56
FIGURE 3.5	DESIGNED FRACTAL CPS-FED FOLDED ANTENNA: (A) STRUCTURE, AND (B) PRINTED CONDUCTIVE SECTION.....	58
FIGURE 3.6	VARIOUS STUDIED FRACTAL STEPS: (A) SINGLE RING FRACTAL FOLDED ANTENNA, (B) DUAL RING FRACTAL.....	59
FIGURE 3.7	SIMULATED RESULTS OF THE ANTENNA ELEMENT FOR VARIOUS FRACTAL STEPS: (A) REFLECTION COEFFICIENT, AND (B) GAIN	60
FIGURE 3.8	SIMULATED SURFACE CURRENT DISTRIBUTION ON THE ANTENNA AT: (A) 2.4 GHz, (B) 3GHz, AND (C) 3.6 GHz.....	60
FIGURE 3.9	MEASURED AND SIMULATED REFLECTION COEFFICIENT OF THE FABRICATED ANTENNA ELEMENTS WITH	61
FIGURE 3.10	SIMULATED AND MEASURED RADIATION PATTERNS OF THE ANTENNA ELEMENTS: (A) GYPSUM WITH 6.35	63
FIGURE 3.11	MEASURED AND SIMULATED GAIN AT THE DIRECTION OF THE MAXIMUM RADIATION FOR THE SINGLE ..	64
FIGURE 3.12	DESIGNED FRACTAL CPS-FED ARRAY ANTENNA	65
FIGURE 3.13	SIMULATED AND MEASURED REFLECTION COEFFICIENT OF: (A) THE EIGHT-ELEMENTS ARRAY ANTENNA, AND	66
FIGURE 3.14	FABRICATED FOUR-ELEMENTS ANTENNA ARRAY INSTALLED IN THE ANECHOIC CHAMBER.....	67
FIGURE 3.15	SIMULATED AND MEASURED RADIATION PATTERNS OF THE FOUR-ELEMENTS ARRAY ANTENNA	67
FIGURE 3.16	MEASURED AND SIMULATED GAIN AT THE DIRECTION OF THE MAXIMUM RADIATION FOR FOUR-ELEMENTS.....	68
FIGURE 3.17	DESIGNED FRACTAL CPS-FED ARRAY RECTENNA.....	69
FIGURE 3.18	FABRICATED ARRAY RECTENNA	70
FIGURE 3.19	MEASUREMENT SETUP FOR THE PROPOSED ARRAY RECTENNA	70
FIGURE 3.20	MEASURED AND SIMULATED RESULTS: (A) RF-TO-DC PCE FOR VARIOUS VALUES OF THE LOAD RESISTANCE,	71

FIGURE 4.1	TX-TO-RX LEAKAGE CANCELER : (A) BLOCK DIAGRAM, AND (B) EMPLOYED TWO-STAGE LUMPED ELEMENT WILKINSON POWER DIVIDER	78
FIGURE 4.2	MAGNITUDE OF THE SCATTERING PARAMETERS FOR : (A) TWO-STAGE LUMPED ELEMENT WILKINSON POWER DIVIDER, AND (B) PROPOSED TX LEAKAGE CANCELER CIRCUIT	80
FIGURE 4.3	REALIZED PROTOTYPE: (A) PHOTO, AND (B) MEASURED SCATTERING PARAMETERS.....	81

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU 1.1	PERFORMANCES RELATIVES DES TOPOLOGIES REDRESSEURS COMMUNES.....	9
TABLEAU 1.2	PERFORMANCES RELATIVES DES TOPOLOGIES REDRESSEURS COMMUNES.....	16
TABLEAU 1.3	LE REDRESSEUR COMMERCIAL LE PLUS UTILISE SCHOTTKY DIODES	18
TABLEAU 2.1	COMMON DIELECTRIC MATERIALS USED IN BUILDINGS, (VALUES ARE FOR 2.4 GHz).....	37
TABLEAU 2.2	DESIGN PARAMETERS OF THE PATCH ANTENNA (VALUES ARE IN MM).....	39
TABLEAU 2.3	DESIGN PARAMETERS OF THE MODIFIED ANTENNA WITH HIGH APERTURE EFFICIENCY (VALUES ARE IN MM)	39
TABLEAU 3.1	COMMON DIELECTRIC MATERIALS USED IN BUILDINGS, (VALUES ARE FOR 2.4 GHz).....	53
TABLEAU 3.2	DESIGN PARAMETERS VALUES OF THE ANTENNA ELEMENT	58
TABLEAU 3.3	DESIGN PARAMETERS VALUES OF THE ARRAY ANTENNA.....	65
TABLEAU 3.4	COMPARATIVE ANALYSIS OF PROPOSED RECTENNA WITH OTHER EXISTING RECTENNAS.....	72
TABLEAU 4.1	DESIGN PARAMETERS OF THE PROPOSED LEAKAGE CANCELER.....	78

LISTE DES ABRÉVIATIONS

AC	Alternate Current
ADS	Advanced Design Software
CPS	Coplanar Strip
DC	Direct Current
DLCC	Direct leaky Coupling Circuit
DTV	Digital TV
Epsilon	Dielectric Permittivity
HFSS	High Frequency Simulation Software
IOE	Internet of Everything
IOT	Internet-of-Things
ISM	Industrial, Scientific, and Medical
PCB	Printed Circuit Board
PCE	Power Conversion Efficiency
PET	Polyethylene Terephthalate
RF	Radio Frequency
RFEH	Radio Frequency Energy Harvesting
RFID	Radio Frequency Identification
RX	Receiving
S11	Reflection Coefficient
Sos	Smart Objects
TX	Transmitting
UHF	Ultra-High Frequency

V_{th}	Threshold voltage
WPC	Wood Plastic Composites
WPH	Wireless Power Harvesting
WPT	Wireless Power Transfer Technology
ϵ_r	Relative Permittivity
δ	Loss Tangent
λ	Resonant Wavelength
σ	Surface resistivity

Chapitre. 1.

Introduction

Cette section décrit brièvement les techniques IoE et IoT ainsi que les principales techniques de collecte d'énergie sans fil (WPH) et de transfert d'énergie sans fil (WPT). L'objectif de cette recherche et la méthodologie sont également expliqués.

1.1 Technologies IoE et IoT

L'Internet de tout (IoE) est la connexion entre les personnes, les objets, les données et les processus combinés en un système commun interdépendant, dont le but est d'améliorer les expériences et de prendre des décisions plus intelligentes. La philosophie IoE dépeint le monde dans lequel des milliards de capteurs sont implantés dans des milliards d'appareils, de machines et d'objets ordinaires, donnant ces opportunités de réseau élargi, les rendant ainsi plus intelligents. La Fig. 1.1 illustre la différence entre les techniques IoE et Internet des objets (IOT). La différence fondamentale est le nombre de piliers de ces concepts. L'IoT se concentre uniquement sur les objets physiques, tandis que l'IoE comprend quatre composantes : les objets, les processus, les données et les personnes. L'IoT, en substance, est l'interconnectivité des objets physiques qui envoient et reçoivent des données, tandis que l'IoE est un terme plus large qui inclut, en dehors de l'IoT, de nombreuses technologies et personnes en tant que nœuds terminaux.

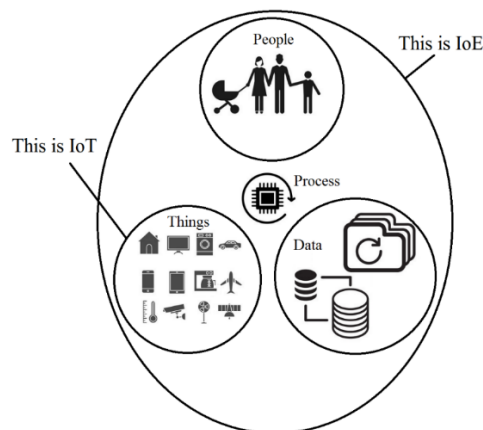


Figure 1.1 Comparaison entre les technologies IoT et IoE

Des milliards de capteurs IoE seront mis en œuvre à l'échelle mondiale pour un grand nombre d'applications, allant de la fabrication automatisée à la ville intelligente. Ils sont essentiels pour accroître l'efficacité opérationnelle, réduire les coûts, surveiller l'état des structures, améliorer la sécurité routière et optimiser le transport en commun. La mise sous tension de ces capteurs IoE ne peut pas s'appuyer sur des mesures traditionnelles, comme les batteries sèches et les fils, ce qui alourdira inévitablement le fardeau de notre environnement vulnérable et la question des coûts ainsi que les inconvénients liés à l'application. En raison de la demande croissante de dispositifs sans fil, le besoin de capteurs IoE sans fil d'autonomie augmente. Les technologies de batterie actuellement disponibles ne peuvent pas satisfaire les exigences du nombre croissant de capteurs IoE. Ces exigences sont décrites à la Fig. 1.2. Par conséquent, une solution d'alimentation transformatrice pour ces capteurs IoE est urgente [1]-[4].

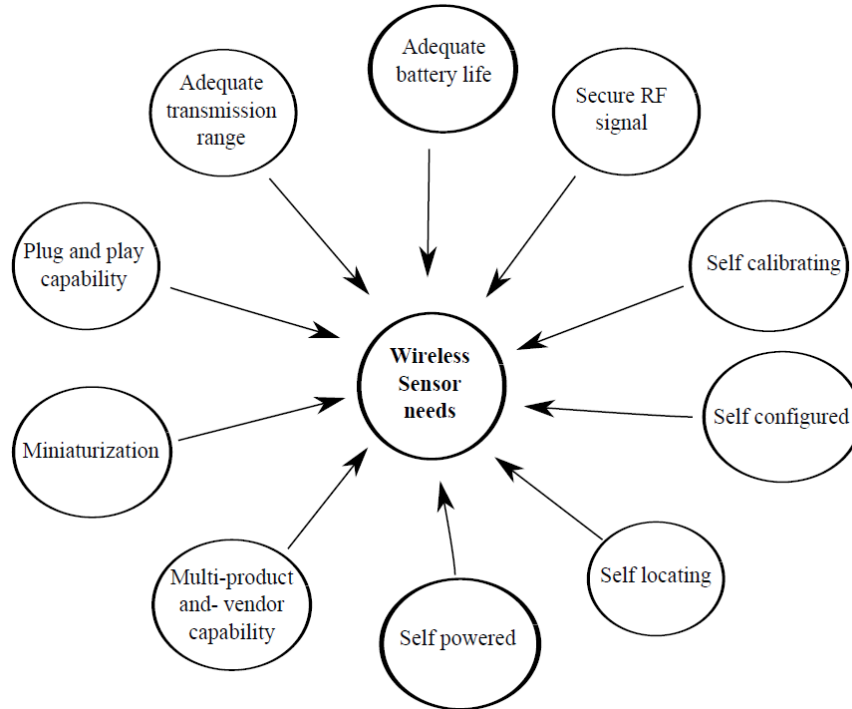


Figure 1.2 Les exigences des capteurs sans fil IoE

1.2 Bâtiment intelligent

Dans un bâtiment intelligent, des capteurs sans fil sont utilisés pour détecter la présence de personnes, la température et l'humidité de l'environnement, l'intensité de l'éclairage, etc. Sur la base des données recueillies qui sont téléportées à un centre de traitement central, l'éclairage et la température des espaces

du bâtiment peuvent être ajustés (si personne n'est présent, il sera arrêté ou réduit). Ainsi la consommation d'énergie sera considérablement réduite. La Fig. 1.3 montre le concept d'un bâtiment intelligent.



Figure 1.3 Capteurs IoE dans un bâtiment intelligent

Dans un bâtiment commercial, 30% de la consommation totale d'électricité est allouée à l'éclairage artificiel de l'espace alors que le même paramètre pour l'ensemble des bâtiments représente 40% de la consommation mondiale d'électricité [5]. Les deux avantages prévus des bâtiments intelligents, soit la réduction de la consommation d'énergie et l'aide à la vie autonome, devraient avoir un impact énorme sur l'économie. Les évaluations récentes de l'utilisation de l'automatisation des ménages aux États-Unis montrent une augmentation de 42% de 1.42 milliards de dollars en 2012 à 9.4 milliards de dollars en 2017 [6].

L'émergence de la technique IoE pour les applications du bâtiment intelligent est ralentie par les dépenses de câblage des capteurs IoE. Le câblage d'une maison de quatre chambres coûte environ 9000-15000 USD [7]. Cette question est plus importante pour les bureaux qui sont en moyenne rénovés tous les cinq ans. Bien que l'utilisation de batteries puisse aider à réduire les dépenses de câblage, l'entretien et le remplacement des batteries en raison de leur emplacement ne peuvent pas être tolérés par le marché [8].

Par conséquent, d'autres méthodes doivent être appliquées pour fournir la puissance requise pour les capteurs IoE, comme la collecte d'énergie. Les principales sources d'énergie couramment disponibles sont les vibrations, la lumière disponible dans l'environnement, la différence de température et l'énergie RF

ambiante [9]. Nous nous concentrons ici sur le transfert d'énergie RF sans fil intentionnel et non intentionnel. Investir sur cette source pour alimenter les capteurs IoE sera compensé par les économies dues à la consommation énergétique totale du bâtiment.

1.3 Systèmes de transfert d'énergie sans fil rayonnants et non rayonnants

Deux méthodes différentes qui peuvent être utilisées pour transférer l'énergie radiofréquence (RF) sans fil sont la méthode non rayonnante et la méthode rayonnante. La méthode non rayonnante est basée sur le couplage inductif, tandis que la méthode rayonnante est basée sur la transmission et la réception des ondes RF.

1.3.1 Transfert d'énergie sans fil sans rayonnement

Comme le montre la Fig. 1.4, dans la méthode sans rayonnement, deux antennes sont placées à proximité l'une de l'autre afin de transférer l'énergie RF sans fil. Une source RF est connectée à l'antenne L_s et la combinaison de cette antenne et de la capacité C_s forme un circuit résonateur à une certaine fréquence. Les couples d'énergie RF en résonance dans le résonateur récepteur qui est composé de l'antenne L_r et C_r . Ensuite, l'énergie reçue est rectifiée par le circuit de rectification et est ensuite recueillie pour alimenter la charge DC R_L . Les R_s et R_r de la Fig. 1.4 sont utilisés pour représenter la perte existante dans les résonateurs émetteurs et récepteurs, respectivement. Le principal avantage du système de transfert d'énergie sans fil non rayonnant est son efficacité de transfert de puissance élevée sur de courtes distances entre l'émetteur-récepteur et le récepteur [10]. Le principal inconvénient de cette méthode est la distance de transfert de puissance limitée entre l'émetteur-récepteur et le récepteur. Pour les distances supérieures au diamètre des bobines, l'efficacité du transfert de puissance se dégrade fortement, ce qui la rend presque impossible. L'application la plus courante du transfert d'énergie sans fil sans rayonnement est les systèmes d'identification par radiofréquence (RFID) et les chargeurs sans fil inductifs.

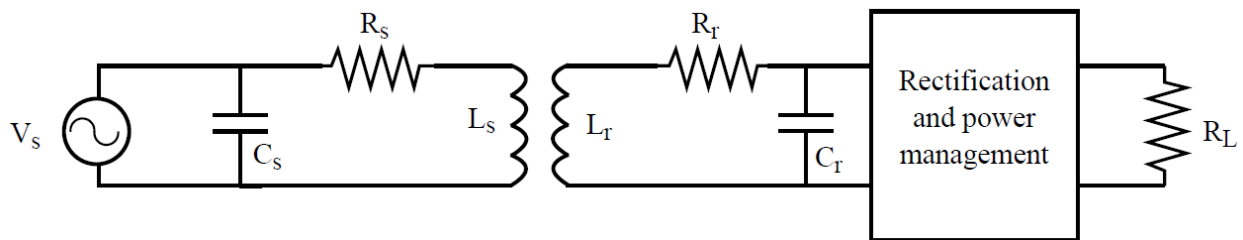


Figure 1.4 Système de transfert d'énergie RF à couplage inductif (sans rayonnement)

1.3.2 Transfert de puissance sans fil rayonnant

Afin de transférer l'énergie RF sur une distance supplémentaire, la méthode de transfert de puissance sans fil rayonnante doit être utilisée. Cette méthode est illustrée à la Fig. 1.5. Une source RF est connectée à une antenne émettrice qui rayonne vers l'espace. À une certaine distance de l'émetteur, une antenne de réception capte l'énergie RF dans l'espace et la transmet à un circuit redresseur qui rectifie l'énergie RF de courant alternatif (AC). L'énergie RF rectifiée est collectée par le circuit de gestion de l'alimentation (généralement composé d'un ensemble de condensateurs) et est convertie en énergie de courant continu (DC) puis est transmise à la charge DC (capteur IoE). La boîte pointillée de la Fig. 1.5 représente le concept de l'antenne redresseur qui est communément appelé antenne redresseuse. Les premières tentatives de transfert de puissance sans fil remontent aux expériences de Heinrich Hertz dans les années 1880s quand il essayait de vérifier les théories électromagnétiques de Maxwell [11]. Le transfert sans fil de l'énergie RF sur de plus grandes distances est devenu un domaine de recherche très actif. Récemment [12], la densité de puissance RF moyenne au centre-ville de Montréal a été caractérisé sur la bande de fréquence de 400-2700 MHz [20].

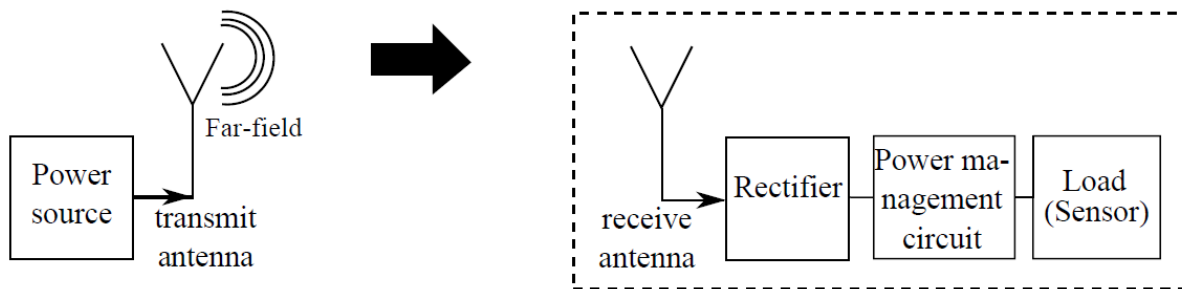


Figure 1.5 Système de transfert d'énergie RF rayonnant

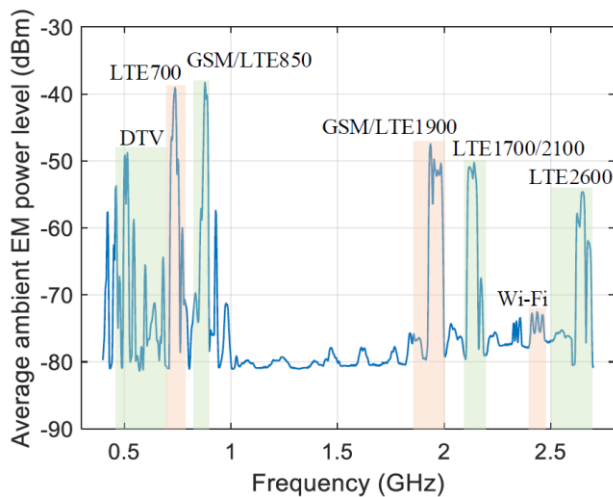


Figure 1.6 Densité de puissance RF moyenne au centre-ville de Montréal sur la fréquence et de 400-2700 MHz

1.4 Récolte d'énergie sans fil et technologies de transfert d'énergie sans fil

L'énergie des radiofréquences ambiantes (RF) est omniprésente dans les régions urbaines et suburbaines ainsi que dans la production industrielle et les campus. Il peut provenir de tours de diffusion de télévision numérique (DTV), de stations de base cellulaires et de points d'accès Wi-Fi. Il convient de noter qu'une partie de l'énergie RF ambiante est effectivement dissipée et gaspillée dans l'espace libre si elle n'est pas entièrement capturée par les utilisateurs cibles. Ceci est particulièrement vrai pour la couverture omnidirectionnelle de ces signaux RF. Ainsi, le recyclage de l'énergie RF ambiante est une source « verte » idéale disponible pour les capteurs IoE [21]-[22]. La figure 1.6 montre les niveaux moyens de densité de puissance RF ambiante sur la gamme de fréquences de 400 MHz à 2700 MHz au centre-ville de Montréal, Canada [23]. Selon cette figure, la bande GSM/LTE850 affiche le plus grand niveau de puissance RF ambiante moyenne (-38,29 dBm). La bande LTE700 a un niveau de puissance moyen comparable de -39,05 dBm. Les bandes DTV et GSM/LTE1900 ont un niveau de densité de puissance RF moyenne presque similaire, supérieur à -50 dBm.

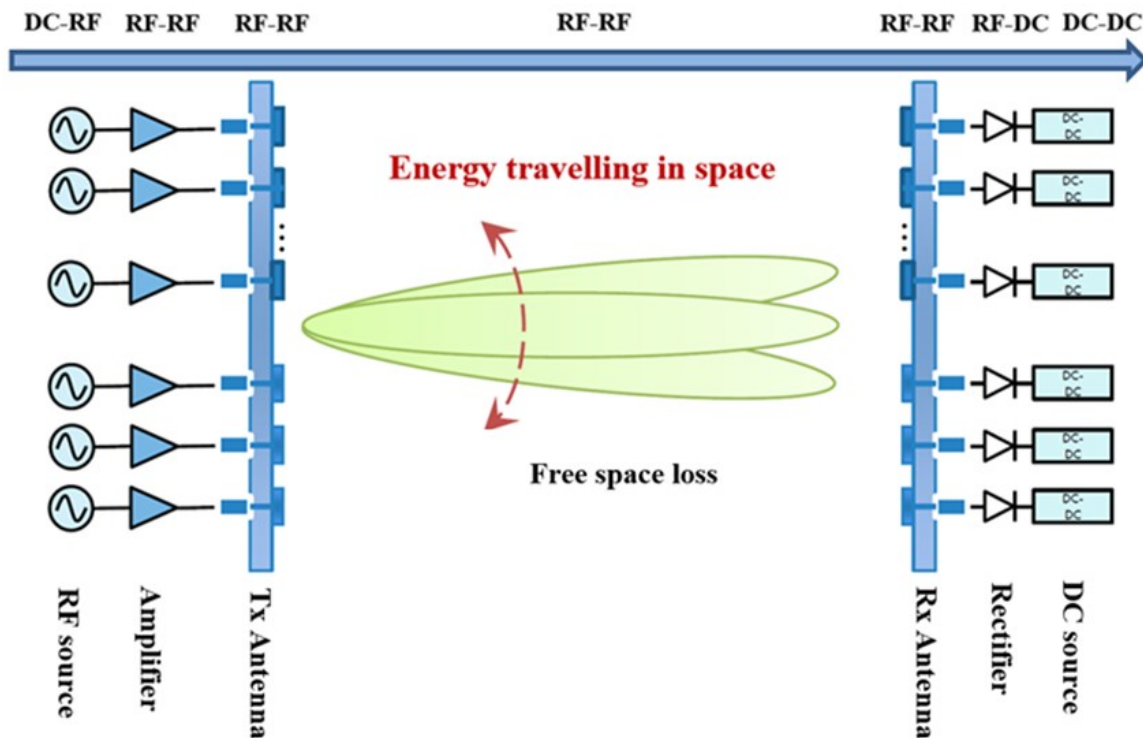


Figure 1.7 Le concept de WPT

De plus, pour les capteurs IoE qui nécessitent des niveaux de puissance plus élevés, une source d'alimentation dédiée peut être utilisée pour les alimenter en complément de la collecte de la puissance RF

ambiante. Cette technique est connue sous le nom de transfert de puissance sans fil (WPT). Le concept de la technique WPT est représenté à la Fig. 1.7. Le système WPT peut être divisé en trois sections. La première section est du côté transmission, qui comprend les sources RF, les amplificateurs et les antennes d'émission (antennes Tx). Les sources RF consomment de la puissance DC et la transforment en puissance RF, qui est ensuite passée par l'amplificateur pour augmenter son niveau de signal, puis livrée à l'antenne Tx pour être transmise dans l'espace. La deuxième section est le support dans lequel l'énergie RF se déplace vers le récepteur, qui est généralement de l'espace libre. Le milieu de déplacement impose des pertes intrinsèques sur le niveau de puissance RF fourni à la section du récepteur. La troisième section est du côté de la réception, qui comprend les antennes de réception (antennes Rx), les circuits redresseurs et les convertisseurs et circuits DC à DC. L'antenne de réception recueille l'énergie de l'espace et la livre au redresseur, qui est composé de composants de rectification tels que les diodes ou les commutateurs de transistor. Ensuite, le signal rectifié est livré aux convertisseurs DC à DC qui sont généralement composés de filtres passe-bas ou de multiplicateurs de tension.

Le rendement global de conversion de l'alimentation DC à DC d'un système WPT typique de la Fig. 1.7 peut être décrit comme dans (1.1) :

$$\eta = \frac{P_{DCout}}{P_{DCin}} = \frac{P_{RFTx}}{P_{DCin}} \times \frac{P_{AntTx}}{P_{RFTx}} \times \frac{P_{AntRx}}{P_{AntTx}} \times \frac{P_{RFRx}}{P_{AntRx}} \times \frac{P_{DC}}{P_{RFRx}} \times \frac{P_{DCout}}{P_{DC}} \quad (1.1)$$

où P_{DCin} est la puissance DC consommée par la section émettrice (oscillateur et amplificateur), P_{RFTx} est la puissance produite à la sortie de l'amplificateur et livrée à l'antenne Tx, P_{AntTx} est la puissance rayonnée dans le support par l'antenne Tx, P_{AntRx} est la puissance capturée par l'antenne Rx, P_{RFRx} est la puissance fournie aux circuits de rectification, P_{DC} est la puissance DC générée à la sortie du circuit de rectification, et P_{DCout} est la puissance fournie à la charge après avoir traversé les convertisseurs DC à DC.

Tableau 1.1 Performances relatives des topologies redresseurs communes

WPT				
Fréquence (GHz)	2	5	10	18
Longueur d'onde (m)	0.15	0.06	0.03	0.017
Conversion DC en RF				
Puissance DC dans l'émetteur (W)	0.1	0.1	0.1	0.1
Efficacité DC en RF (%)	80	75	65	60
Puissance DC dans l'émetteur (W)	100	100	100	100
gain d'amplificateur (dB)	30	30	30	30
Efficacité RF en RF (%)	70	60	40	30
Alimentation d'antenne (W)	56	45	26	18

Le tableau 1.1 divise et résume les PCE couramment réalisables à chaque section du système WPT pour diverses bandes de fréquences et pour une même distance prévue (2 mètres) entre l'émetteur et le récepteur. Comme on peut le voir dans ce tableau, lors de la transmission, l'efficacité DC- RF diminue avec l'augmentation de la fréquence de fonctionnement. Cette limitation est essentiellement imposée au système par le PCE RF en RF qui est relié aux amplificateurs et aux oscillateurs. Pour une même puissance d'entrée DC fournie au système et un même niveau d'amplification, une puissance RF inférieure peut être fournie à l'entrée de l'antenne émettrice à mesure que la fréquence augmente. Sur la section de propagation moyenne, le rendement du faisceau est drastiquement bas, principalement à cause de la perte dans l'espace libre. Cela est plus marqué pour les fréquences supérieures, car ces dernières entraînent des pertes de transmission très importantes. À la réception, le PCE RF en DC imposé au système augmente à mesure que la fréquence augmente, ce qui est lié aux éléments de rectification tels que les diodes. Globalement, l'efficacité de conversion de la puissance DC en DC est très faible, soit 15.96 % pour une fréquence opérationnelle de 2 GHz et seulement 0.05 % pour une fréquence opérationnelle de 18 GHz.

1.5 Antenne redresseuse pour les applications WPT

Les antennes jouent un rôle important dans chaque système sans fil. L'antenne est un dispositif qui transmet ou reçoit les ondes électromagnétiques. Les ondes électromagnétiques sont souvent appelées ondes de radiofréquence (RF). Divers types d'antennes peuvent être utilisés pour les applications WPT. Deux caractéristiques importantes de la performance de l'antenne sont la quantité d'énergie qui peut être captée par l'antenne et la bande de fréquence à laquelle l'antenne offre ses meilleures performances. Plusieurs antennes à bande étroite et à large bande pour les applications WPT ont été proposées dans les littératures [24]-[26].

Récemment, plusieurs tentatives ont été effectuées pour créer des détecteurs IoE sans batterie [27]-[30]. La plupart des recherches en cours portent sur la section de réception et plusieurs rectennas (antennes redresseuses) avec différentes combinaisons d'antennes et de circuits redresseurs ont été proposés. Un rectenna fonctionnant à 2.4 GHz est proposé dans [27], qui utilise une antenne patch avec diode Schottky pour corriger l'énergie RF ambiante. Cependant, la puissance du signal reçu est de -60 dBm, ce qui n'est pas suffisant pour alimenter un capteur existant. La structure de cette Rectenna est représentée dans la Fig. 1.8.

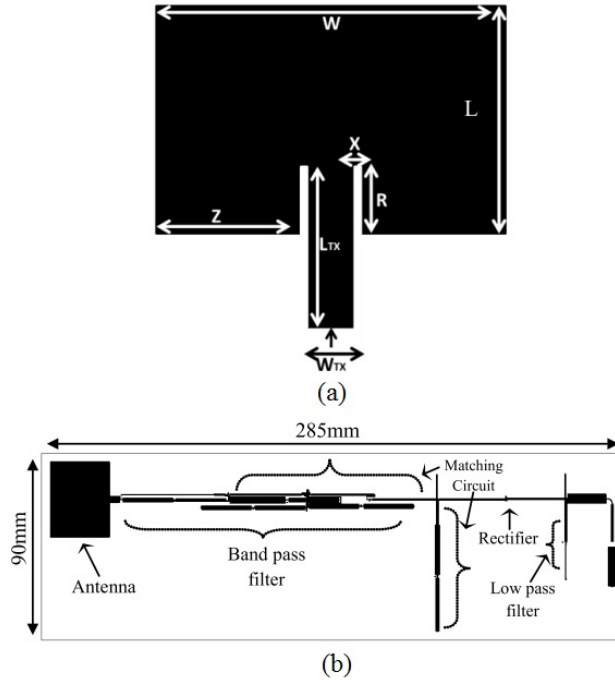


Figure 1.8 L'antenne redresseuse proposée dans [27] : (a) l'antenne de patch employée, et (b) la structure rectenna

Une antenne redresseuse à bande unique fonctionnant dans la bande de fréquences GSM1800 utilisant une antenne à boucle fractale est proposé dans [28], qui fournit un rendement de conversion de puissance RF en DC (PCE) de 61 % et une tension DC de sortie de 1.8 V lorsqu'il est placé à une distance de 10 mètres de la station de base cellulaire. La structure de cette antenne est illustrée à la Fig 1.9.

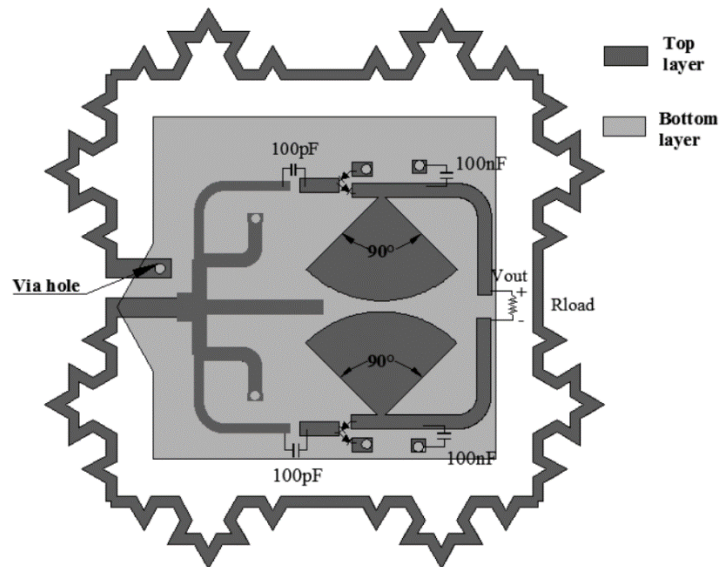


Figure 1.9 La rectenna proposée en [28]

In [29] a dual-band rectenna operating at 0.915 GHz and 2.45 GHz is proposed which operates at high input powers around -9 dBm and provides maximum power conversion efficiencies of 37% and 30% at 0.915 GHz and 2.45GHz, respectively. The structure of this rectenna is shown in Fig 1.10.

Dans [29], on propose un rectenna à double bande fonctionnant à 0,915 GHz et 2,45 GHz qui fonctionne à des puissances d'entrée élevées autour de -9 dBm et qui offre des efficacités maximales de conversion de puissance de 37 % et 30 % à 0,915 GHz et 2,45 GHz, respectivement. La structure de cette rectenna est illustrée à la figure 1.10.

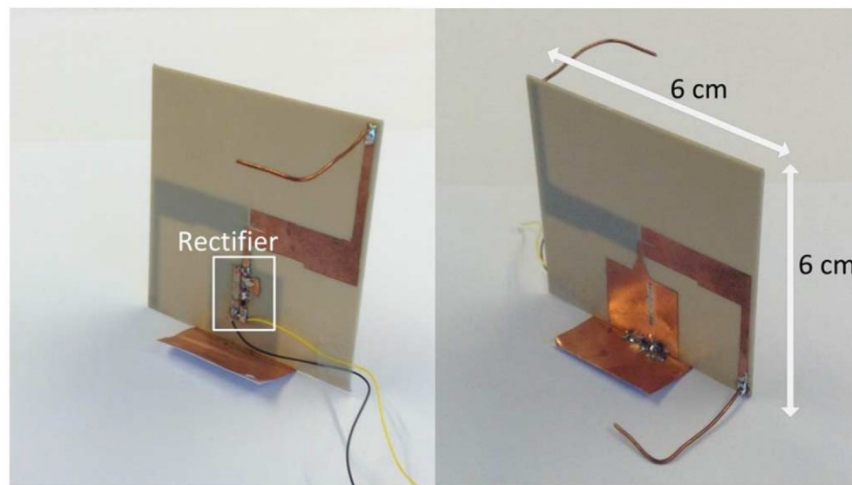


Figure 1.10 La rectenna proposée en [29]

Le système WPT proposé dans [30] utilise un réseau d'émetteurs composé de 16×1 antennes de raccordement et un réseau de récepteurs composé de 8×1 antennes de raccordement. Un circuit compliqué est utilisé pour combiner la puissance à la sortie du récepteur. Cependant, pour une distance de transfert de 1 mètre et pour un niveau de puissance de 24 dBm rayonnée par le réseau d'émetteurs, l'efficacité de conversion de la puissance RF en courant continu n'est que de 5 %. La structure de cette rectenna est illustrée à la Fig 1.11.

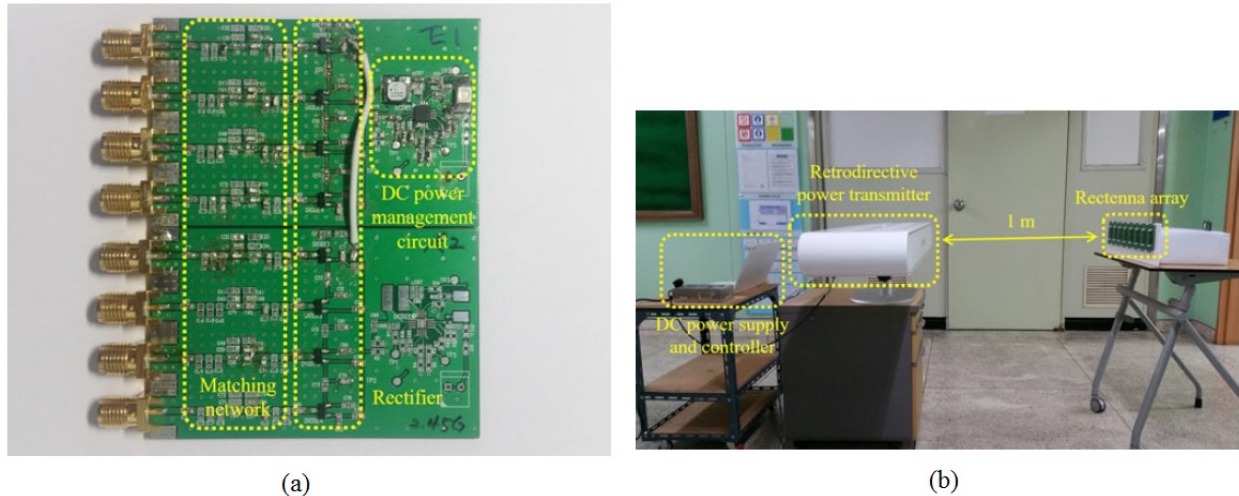


Figure 1.11 Le rectenna proposé dans [30] : (a) 8×1 dc parallèle combinant rectenna array, et (b) environnement expérimental

Généralement, indépendamment de la structure de l'antenne et de la topologie des circuits redresseurs, l'efficacité de conversion de puissance RF en DC (PCE) de la plupart des appareils rectenna diminue drastiquement lorsque la puissance d'entrée diminue de -10 dB et n'est que de quelques pour cent pour les niveaux de signal d'entrée autour de -30 dBm à 2.45 GHz [31], [32]. L'utilisation du réseau rectennas est la solution la plus prometteuse pour résoudre ce problème et fournit une puissance DC adéquate à la charge. Deux approches peuvent être utilisées pour le WPT RF en utilisant le réseau. Une technique est basée sur la combinaison de puissance DC, qui utilise plusieurs rectennas individuels à faible gain et largeurs de faisceau large pour capturer l'énergie RF séparément, et ensuite leurs sorties de courant ou de tension DC seront combinées dans une configuration parallèle, série ou hybride [33]-[35]. Ces deux techniques sont illustrées à la Fig. 1.12. Suivant cette approche, le réseau rectenna présenté dans [34] utilise douze diodes Schottky et douze condensateurs pour atteindre 78% de conversion RF en DC pour une densité de puissance incidente de 8 mW/cm^2 à 5.61 GHz. Le réseau rectenna dans [35] utilise six antennes de boucle ayant chacune une bande coplanaire (CPS) ligne RF en DC redresseur. Des tensions DC de 70 et 190 mV ont été mesurées pour le réseau rectenna à des densités de puissance incidentes de 1 et $5 \text{ } \mu\text{W/cm}^2$, respectivement. L'autre technique est basée sur la combinaison de puissance RF, dans laquelle une antenne à réseau unique avec grande ouverture incidente, qui fournit un gain plus élevé et des largeurs de faisceau plus étroites, est utilisée pour fournir un niveau de puissance RF plus élevé à un seul circuit de rectification [36]-[37]. Bien que l'ancienne technique puisse capter l'énergie RF dans différentes directions en raison de la largeur de faisceau de chaque rectenna, elle souffre encore gravement de la faible sensibilité des redresseurs à la faible puissance RF d'entrée. Cette dernière technique souffre d'une largeur de faisceau relativement étroite et la

puissance RF collectée varie fortement à mesure que l'angle incident de l'onde RF entrante change. Cependant, une recherche récente a montré que pour un environnement intérieur Wi-Fi énergie [38].

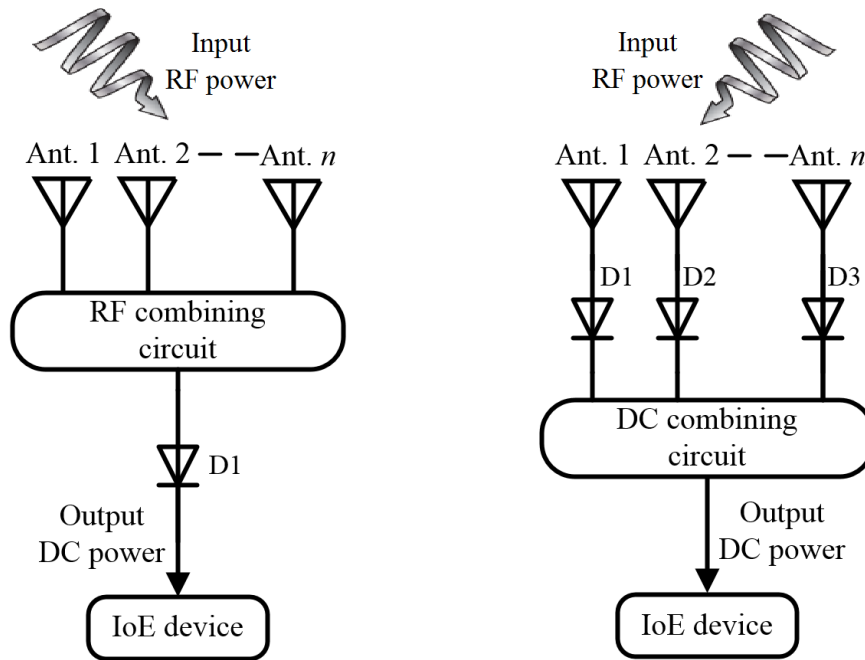


Figure 1.12 RFEH utilisant le réseau rectennas basé sur : (a) la combinaison de puissance RF et (b) la combinaison de puissance DC

1.6 Sélection de diodes pour les redresseurs WPT à champ lointain

La conversion de l'énergie ambiante reçue ou transmise intentionnellement d'une source RF en énergie DC est l'objectif de tout système WPT. Le dispositif qui fournit cette capacité est appelé rectenna (antenne de rectification) [39]. Comme l'illustre la Fig. 1.5, un rectenna typique est une antenne de réception connectée à un circuit de conversion RF-DC non linéaire et à une charge. Une conversion RF-DC complète peut être considérée comme un filtre HF, un redresseur et un filtre DC. Fig. 1.13. Le montre plusieurs topologies de redresseur qui conviennent à diverses applications de WPT en fonction de la puissance d'incident et de la fréquence. Les séries de diodes simples et les topologies montées sur shunt illustrées dans les Figs. 1.13(a) et (b), respectivement, sont plus appropriées par rapport aux autres lors d'un fonctionnement à faible puissance incidente. La topologie du redresseur de pont de la Fig. 1.13(C) convient mieux aux applications à basse fréquence d'entrée [40]. La topologie du doubleur de tension de la Fig. 1.13(d) et la topologie de Greinacher de la Fig. 1.13(e) sont capables d'atteindre des niveaux de tension DC de sortie plus élevés que la structure en série pour le même niveau de puissance d'entrée.

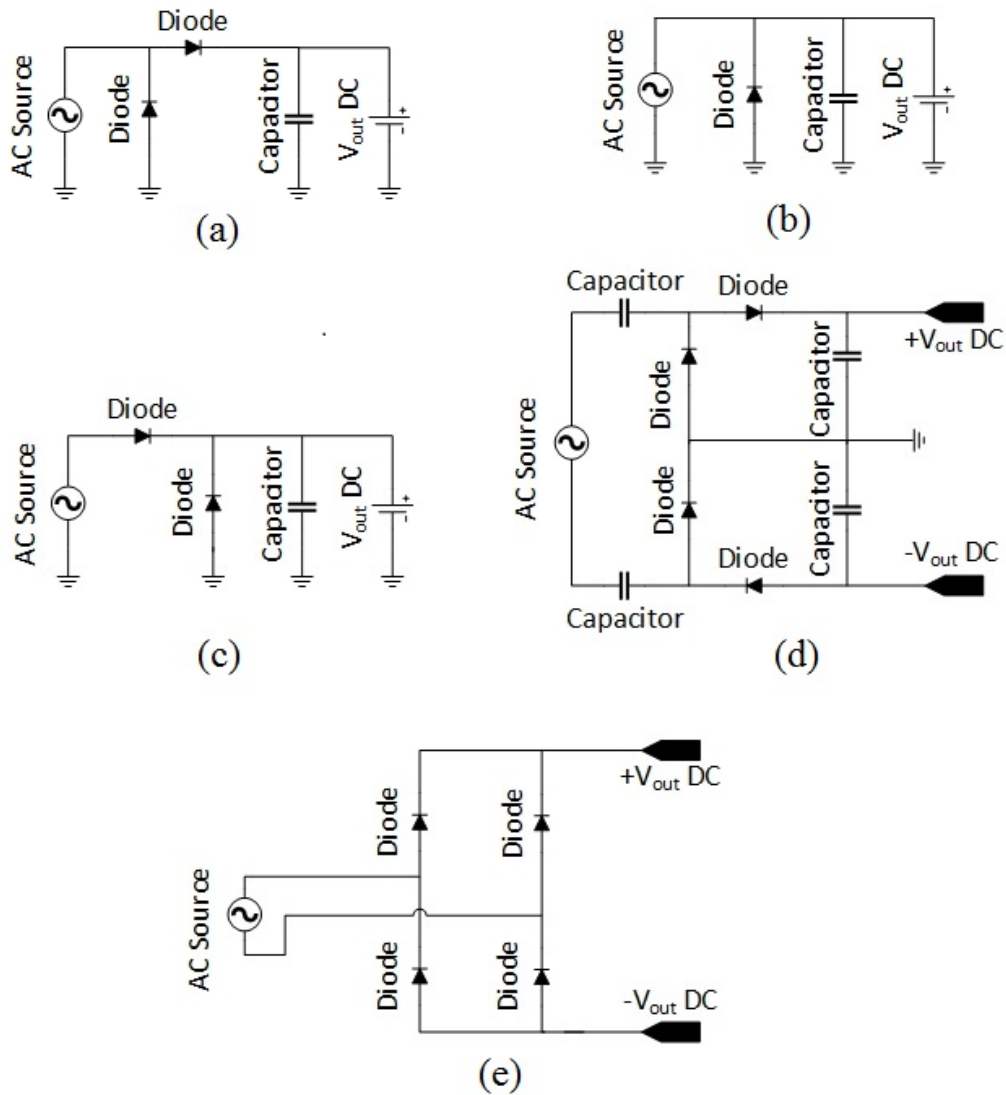


Figure 1.13 Topologies du redresseur : (a) Série, (b) Shunt, (c) Doubleur à un étage (d) Greinacher, (e) Bridge

Par rapport à la topologie du redresseur de série, la sortie DC d'une topologie du redresseur monté sur shunt est généralement plus faible. Ce comportement est attendu car le redresseur de diode monté sur shunt bloque le niveau de signal reçu. Par conséquent, cette topologie est également appelée supprimeur. Les performances relatives de ces différentes architectures de redresseurs sont comparées au tableau 1.2 en ce qui concerne des paramètres tels que la tension de sortie DC, l'efficacité de la structure et leurs mérites pour convertir de faibles niveaux de puissance d'entrée (< -15 dBm). Un compromis entre la tension de sortie et l'efficacité de conversion RF-DC doit être fait tout en choisissant une topologie de redresseur pour les applications WPT. En général, pour les nœuds de capteurs sans fil intérieurs et extérieurs, la probabilité d'avoir un niveau de puissance incident élevé est très faible. Par conséquent, la structure de diode de série

unique semble être le candidat le plus prometteur. Le choix des diodes utilisées dans les convertisseurs RF-DC est de haute importance, en particulier en cas de faible puissance incidente. En général, seuls des niveaux de puissance faibles sont disponibles dans le voisinage de la rectenna et l'ampleur du signal incident peut être juste proche de la tension seuil (V_{th}) de la diode. Par conséquent, les pertes inhérentes des diodes elles-mêmes sont prédominantes [41]. Pour résoudre ce problème, une solution consiste à utiliser des diodes Schottky "à polarisation zéro" dont les tensions de seuil sont aussi basses que 150 mV.

Tableau 1.2 Performances relatives des topologies redresseurs communes

Topologie du redresseur	Performance relative (+/-)		
	Tension de sortie	Faibles niveaux de puissance d'entrée	Efficacité
Série	+	+	++
Shunt	++	-	-
Bridge	-	+	+
Doubleur de tension monophasé	+++	-	-
Greinacher	+++	-	-

Étant donné que la puissance RF ambiante disponible dans l'espace libre est généralement faible, les topologies des redresseurs basées sur une seule diode seraient plus faciles à utiliser pour les applications WPT car elles conduisent à des rendements de conversion de puissance RF en DC plus élevés. De plus, en raison de la faible puissance des applications WPT, les topologies de diodes mono-dérivation et mono-série ont une différence négligeable dans le cas de l'efficacité de conversion RF en DC, bien qu'elles aient des chemins DC différents. Habituellement, la topologie d'une seule série avec moins de composants groupés est sélectionnée sur la topologie de shunt. La diode Schottky est le composant redresseur le plus utilisé. Les caractéristiques du dispositif de la diode Schottky sont similaires à celles d'une diode PN typique et suivent des caractéristiques de tension de courant similaires. Le principal avantage d'une diode Schottky par rapport à une diode PN est qu'elle présente une baisse de tension avant plus faible (0.15 V à 0.45 V) que la diode PN (0.7 V à 1.7 V). En outre, les diodes de jonction PN sont des dispositifs semi-conducteurs minoritaires souffrant de la faible vitesse de recombinaison des porteurs minoritaires dans la région de charge spatiale, tandis que les diodes Schottky sont contrôlées par le transport de charge au-dessus de la barrière des porteurs majoritaires. Cela conduit à une action de commutation très rapide pour les diodes Schottky et les rend très attrayants pour la rectification RF et micro-ondes.

Les performances des diodes sont bien caractérisées en [42] par le modèle Shockley. Ce modèle est montré à la Fig. 1.14, où R_j est la résistance de jonction non linéaire, C_j est la capacité de jonction non linéaire, R_s est la résistance de série, C_p est la capacité parasitaire, et L_p est l'inductance parasitaire.

Ce modèle décrit l'état lorsque la diode Schottky est allumée. Dans la jonction P-N de la diode, le signal RF fondamental passant est converti en d'autres composants de fréquence par la résistance de jonction non linéaire R_j et la capacité C_j . La sortie DC ne peut pas passer par la capacité de jonction C_j et donc seulement la résistance de jonction R_j contribue à la puissance RF en DC conversion à distance redresseurs WPT de terrain. En fait, la capacitance de jonction non linéaire C_j est un dissipateur de puissance et les signaux RF qui le traversent sont dissipés par la résistance de série R_s . Par conséquent, la diode agit comme une source d'alimentation DC pour la résistance de charge R_l .

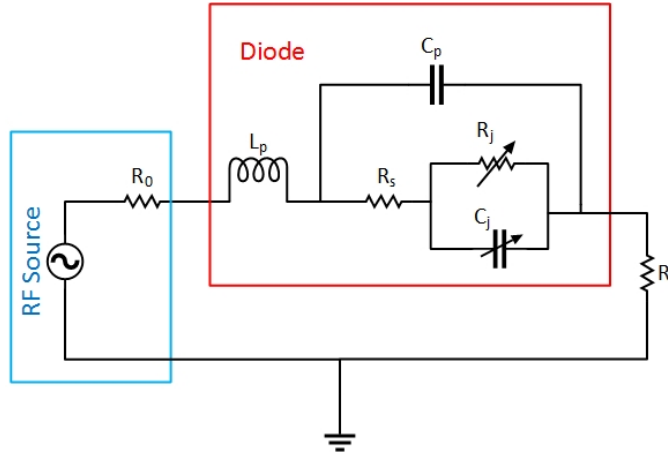


Figure 1.14 Circuits équivalents d'opérations de diodes en l'état

L'efficacité globale de conversion de puissance d'une diode Schottky peut être exprimée comme [43]-[45] :

$$\eta_{re} = \eta_d \cdot \eta_p \cdot \eta_t = \frac{P_{in} R_l^2 R_j^2}{R_l + R_s + R_j} \cdot \left(\frac{1}{1 + (C_j \omega)^2 R_s R_j} \right)^2 \cdot \frac{R_l}{R_l + R_s + R_j} \quad (1.2)$$

où ω est la fréquence angulaire, et η_d , η_p , η_t sont l'efficacité de rectification correspondante de la résistance de jonction de diodes, efficacité parasitaire due à la capacité de jonction, et l'efficacité de conversion de puissance RF en DC, respectivement. Cette formule révèle que pour avoir un redresseur optimal pour les applications WPT, trois critères doivent être rencontrés qui sont la sélection appropriée du redresseur Schottky diode, améliorer le niveau de puissance d'entrée P_{in} , et le choix d'une résistance de charge optimale R_l .

Par conséquent, le choix de la diode appropriée pour l'application WPT est de haute importance. La diode utilisée doit avoir une forte performance non linéaire, ou en d'autres termes, elle doit avoir une R_l de réactivité élevée. En outre, il devrait avoir une grande résistance de jonction non linéaire R_j ou un courant de saturation plus faible. Enfin, il devrait avoir une capacité de jonction non linéaire C_j et résistance

de série R_s . Outre ces trois critères, des simulations précises sont également nécessaires pour évaluer la performance de la diode.

Quelques-unes des diodes redresseuses commerciales Schottky les plus couramment utilisées pour les applications WPT à énergie RF avec leurs paramètres SPICE et la réactivité du courant sans biais (R_{I0}) sont énumérées dans le tableau 1.3.

Tableau 1.3 Le redresseur commercial le plus utilisé Schottky diodes

Paramètre SPICE	Diode de schottky			
	HSMS-282X	HSMS-286X	HSMS-285X	SMS7630
$I_s(A)$	2.2e-8	5e-8	3e-6	5e-6
$R_s(\Omega)$	6	6	25	20
n	1.08	1.08	1.06	1.05
$C_{j0}(pF)$	0.7	0.18	0.18	0.14
M	0.5	0.5	0.5	0.4
F_c	0.5	0.5	0.5	0.5
$V_j(V)$	0.65	0.65	0.35	0.34
$B_j(V)$	15	7	3.8	2
$I_{BV}(A)$	1e-4	1e-5	3e-4	1e-4
R_{I0}	18.02	18.02	18.36	18.53

Une configuration de mesure typique pour caractériser un circuit redresseur à diodes Schottky d'une seule série est présentée à la Fig. 1.15. Le circuit redresseur à diode unique est capable d'utiliser uniquement les cycles positifs ou négatifs du signal CA pour la rectification. Habituellement, les détecteurs à diodes peuvent atteindre des performances à large bande. La diode elle-même définira la plage de fréquence du circuit du détecteur. La sensibilité de détection du circuit dépend de la valeur de la résistance de charge R_L , de sorte que le circuit peut être conçu et testé avec différentes valeurs de R_L pour trouver la valeur optimale pour la sensibilité maximale.

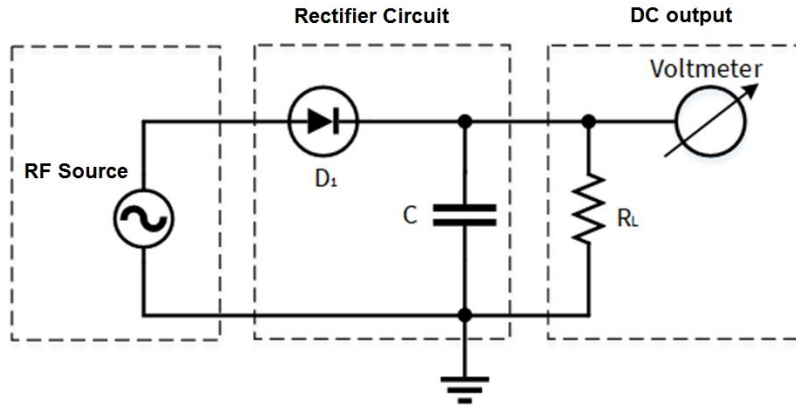


Figure 1.15 Redresseur à diodes monosérie typique

Les performances des redresseurs de diodes peuvent être classées en deux types en fonction de leurs niveaux de puissance de signal d'entrée opérationnels :

- Petit signal ($< -20\text{dBm @ } 50\Omega$), où ils sont caractérisés par la région de loi carrée de la caractéristique de transfert de diodes.
- Grand signal ($> -10\text{dBm @ } 50\Omega$), où ils sont caractérisés par la région linéaire de la caractéristique de transfert de diodes

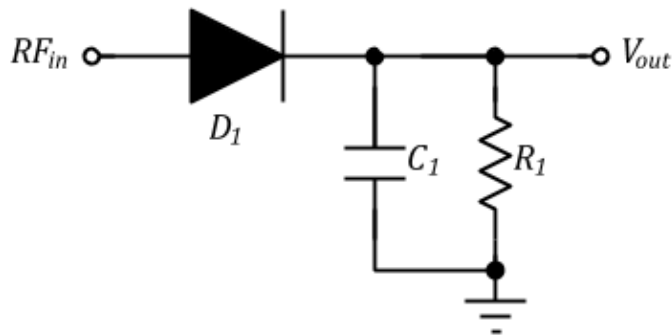


Figure 1.16 Schéma du circuit de redresseur à diode unique

Le schéma d'un redresseur à diode simple est montré dans la Fig. 1.16. Pour les petits signaux sur une plage de signaux limitée, la caractéristique I-V d'une diode est décrite par l'équation :

$$i_d = I_s \left(e^{v_d / \eta V_t} - 1 \right) \quad (1.3)$$

Où I_s est le courant de saturation de réserve, $V_t=KT/q$ est la tension thermique qui est de 26 mV à température ambiante, K est la constante de Boltzman, T est la température absolue en degrés Kelvin, et V_d est la tension à travers la diode. Par expansion en série de l'équation (1.3) :

$$i_d = I_s \left[\left(\frac{v_d}{\eta V_t} \right) + \left(\frac{1}{2} \frac{v_d}{\eta V_t} \right)^2 + \dots \right] \quad (1.4)$$

En considérant un signal de tension $V_{RF}(t)=V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)$ appliqué à l'entrée du détecteur de diodes, afin de simplifier l'analyse, on suppose que $V_{RF} \gg V_0$ pour les petits niveaux de signal, puis $V_d \approx V_{RF}$. If $V_{RF} \ll V_t$, le courant de diode est estimé par les deux premiers termes de l'équation (1.4).

$$\begin{aligned} i_d &= I_s \left[\left(\frac{V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)}{\eta V_t} \right) + \frac{1}{2!} \left(\frac{V_{RF} \cos(\omega_{RF}t)}{\eta V_t} \right)^2 \right] \\ &= \underbrace{\frac{I_s}{4} \left(\frac{V_{RF}}{\eta V_t} \right)^2}_{I_b} + I_s \left(\frac{V_{RF}}{\eta V_t} \right) \cos(\omega_{RF}t) + \frac{I_s}{4} \left(\frac{V_{RF}}{\eta V_t} \right)^2 \cos(2\omega_{RF}t) \end{aligned} \quad (1.5)$$

Les composants harmoniques fondamentaux et secondaires du courant de diode sont contournés par un condensateur de sortie. A partir de l'équation ci-dessus, nous pouvons voir que les composants DC du courant (I_b) suivent directement le comportement de la loi carrée. L'écart par rapport à la loi carrée commence lorsque le niveau du signal s'approche de la tension thermique ($V_t = 26 \text{ mV}$). Dans ces conditions de petit signal, la résistance de jonction R_j de la diode est :

$$R_j = \left(\frac{\partial i_d}{\partial v_d} \right)^{-1} \Rightarrow \underbrace{R_{j,0} = \frac{\eta V_t}{I_s}}_{\text{at zero bias current}} \quad (1.6)$$

Au courant de polarisation I_b , la résistance de jonction de la diode est :

$$R_j \Big|_{I_b} = \frac{\eta V_t}{I_s + I_b} \quad (1.7)$$

Par conséquent, la résistance de jonction R_j de la diode est fonction du courant total qui y circule et de la température absolue de la jonction (dépendance par V_t).

En courant continu, le circuit équivalent Norton contient la source de courant continu (I_b) en parallèle avec la résistance de jonction (R_j). La tension en circuit ouvert est donnée par :

$$V_{d,DC} = V_{RF}^2 / 4\eta V_t \quad (1.8)$$

Le circuit équivalent Thevinin contient $V_{d,DC}$ en série avec résistance de jonction (R_j). La capacité de jonction parasite de la diode (C_j) est contrôlée par l'épaisseur de la couche épitaxiale et le diamètre du contact Schottky. Le fil de liaison reliant la matrice à l'emballage, la cellule de plomb, la couche de silicium en vrac et... ajouter une certaine résistance parasite à la diode. Ils peuvent être modélisés comme une série de résistance parasite R_s de la diode. L'énergie RF couplée à R_s est perdue sous forme de chaleur et ne contribue pas à la sortie rectifiée de la diode. Le modèle linéaire simplifié équivalent de la diode, en prenant en compte R_j , R_s , et C_j , est montré à la Fig. 1.17.

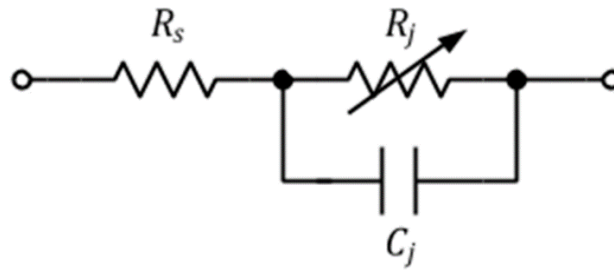


Figure 1.17 Le modèle de circuit équivalent linéaire de diode

La tension de sortie DC dans ces conditions de petit signal peut être exprimée comme suit :

$$V_{out} = \frac{R_1}{R_1 + R_j} V_{d,DC} \quad (1.9)$$

La diode de la série HSMS-282X Schottky est illustrée à la Fig. 1.18. Une forte dépendance des caractéristiques de transfert de diodes sur la température, en particulier à basse température peut être observée dans cette figure.

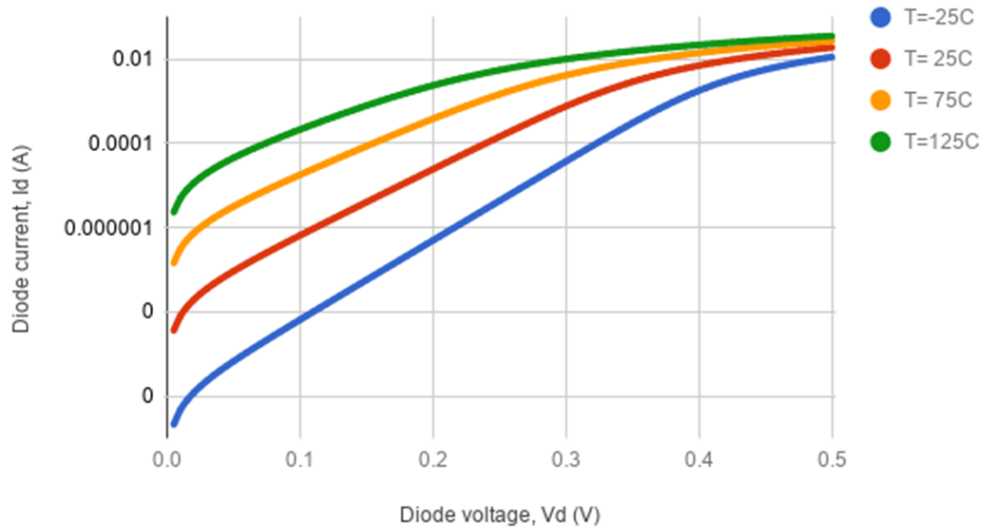


Figure 1.18 Caractéristiques I-V de la diode Schottky série HSMS-282X

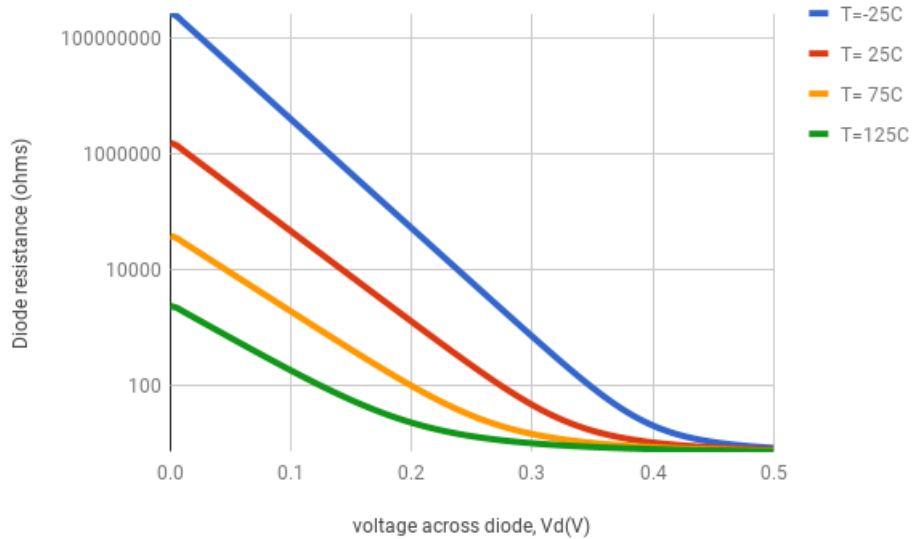


Figure 1.19 La variation de la résistance de jonction de HSMS-282X série Schottky diode

La dépendance de la résistance de jonction ou de la résistance dynamique, dérivée de la Fig. 1.18 à différentes températures, avec un courant de polarisation conformément à l'équation (1.6) est représentée à la Fig. 1.19. La variation de la résistance de jonction est plus grande aux grands niveaux de signal où elle ira en dessous de la résistance de série (R_s). Une baisse du courant à des tensions avant élevées due à R_s peut être observée à la Fig. 1.19. Au-delà de cette tension, le courant avant est principalement dominé par la résistance en série et change presque linéairement avec la tension d'entrée.

La Fig. 1.20 montre la petite caractéristique de transfert de signal pour cette diode. La dépendance thermique de la caractéristique de transfert est due à la variation de la résistance de jonction. À des températures plus basses, la variation de R_j est très élevée, de sorte qu'on peut prévoir que la plus grande déviation de la tension de sortie DC du redresseur se produit à partir de la caractéristique de transfert idéale.

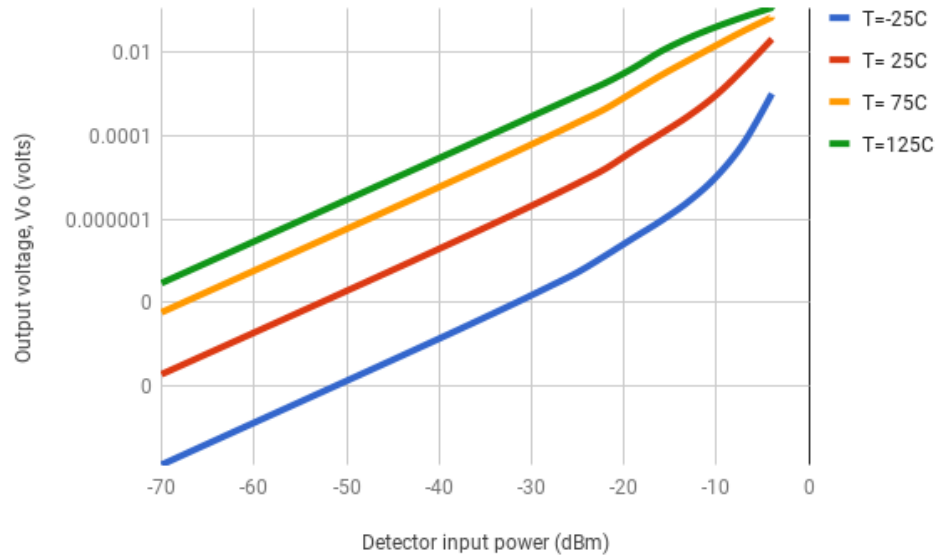


Figure 1.20 Tension de sortie par rapport à la puissance d'entrée caractéristique de la diode HSMS-282X Schottky sous la performance de petit signal

Pour résoudre ce problème, si une charge variable est connectée qui peut suivre l'impédance de sortie de la diode et maintenir un rapport de tension constant entre l'impédance de sortie de la diode et l'impédance de charge, l'effet de la température sur la sortie peut être compensé. La Fig. 1.21 montre une méthode de compensation où une diode identique (D_2) placée en série avec la charge R_1 et R_2 agit une résistance variable qui suit la résistance de jonction de la diode redresseuse.

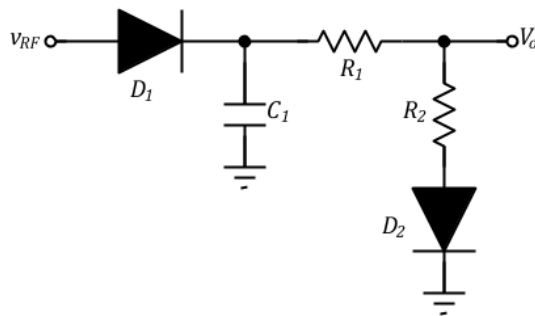


Figure 1.21 Une diode redresseur à compensation de température

La petite caractéristique de transfert de signal pour la diode de redresseur compensée pour la gamme de puissance d'entrée de -70 dBm à -10 dBm, sur différentes températures sont représentées à la Fig. 1.22

qui révèle une bonne linéarité et presque aucune variation avec la température pour les niveaux de puissance d'entrée jusqu'à presque -20 dBm.

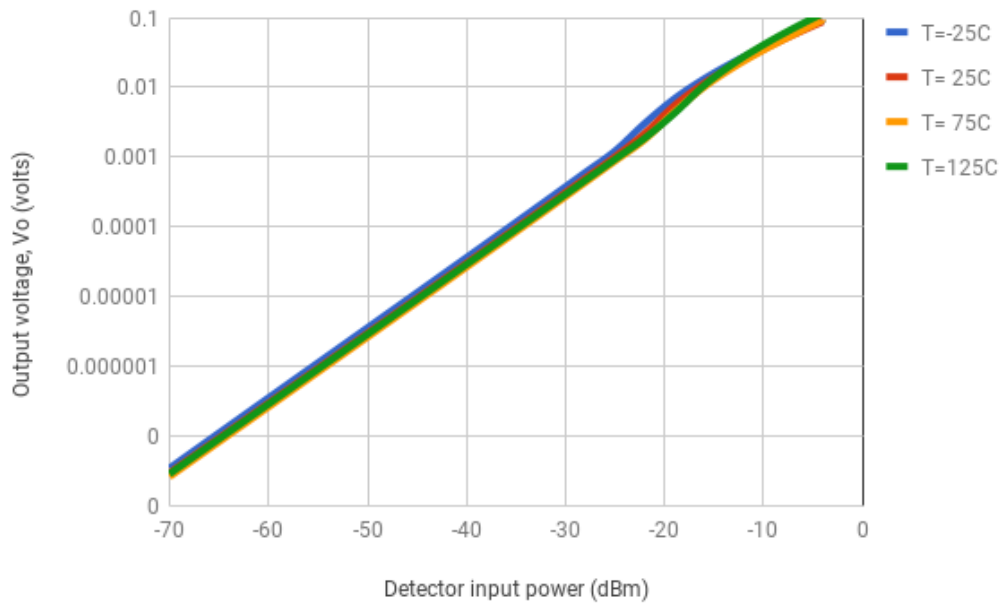


Figure 1.22 La performance du petit signal de la diode compensée HSMS-282X Schottky à différentes températures

Dans des conditions de signal important, le fonctionnement de la diode redresseuse dépend de la pente de la caractéristique I-V dans la partie linéaire. Par conséquent, la diode fonctionne comme un commutateur. Ainsi, la diode conduit sur une partie du cycle d'entrée et le courant de sortie de la diode suit les pics de la forme d'onde du signal d'entrée avec une relation linéaire entre le courant de sortie et la tension d'entrée. Généralement, la correspondance d'impédance résistive est utilisée pour un signal important à l'entrée en raison de la disponibilité de grandes oscillations de signal à l'entrée. Ainsi, la correspondance d'entrée à large bande peut être obtenue, ce qui améliore la planéité sur fréquence. Le fonctionnement du grand redresseur de signal est généralement utilisé pour la surveillance et le contrôle de la puissance dans les amplificateurs de puissance et non pour les applications WPT.

1.7 Amplification du relais avant pour les applications IoE WPT

Le vaste déploiement de la technologie IoE nécessite son intégration aux technologies de capteurs sans fil déjà existantes, comme la technologie d'identification par radiofréquence (RFID) [46]-[48]. Dans les applications IoE telles que la logistique dans laquelle plusieurs centaines d'étiquettes passives et de capteurs peuvent être distribués dans différents endroits, l'utilisation de plusieurs sources d'alimentation et systèmes de lecture dédiés à proximité de chaque groupe de capteurs et leur câblage à un système de contrôle central causeront des difficultés de mise en œuvre, et augmenteront également les coûts de mise en œuvre et de

maintenance. Les relais sans fil peuvent être considérés comme une bonne solution pour surmonter les pertes de pénétration extérieure et intérieure et augmenter la plage de fonctionnement du système. La Fig. 1.23 montre le concept d'utilisation du relais avant de l'amplificateur pour les applications IoE.

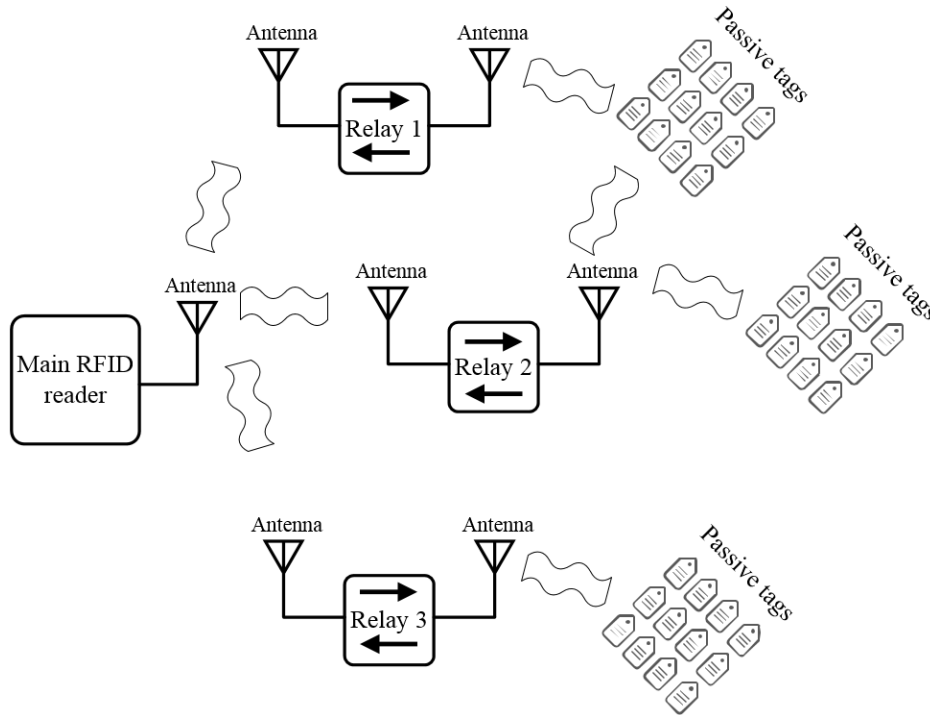


Figure 1.23 Interaction du lecteur RFID principal avec plusieurs relais distribués pour augmenter la portée de couverture

Plusieurs structures de relais pour diverses applications sans fil ont été proposées [49]-[50]. Une étude de l'amélioration de la couverture de portée à l'aide de relais sans fil est présentée dans [51]. Toutefois, la plupart des relais proposés dans la littérature ne conviennent pas aux applications de WPT IoE puisqu'ils comprennent des dispositifs distincts utilisés pour la réception et la retransmission de fonctions comprenant chacune des sections distinctes d'émission et de réception, qui à son tour nécessite quatre antennes et sous-circuits d'émission et de réception qui rend le système résultant encombrant et coûteux. Les sections d'émission (TX) et de réception (RX) peuvent être co-implantées dans une seule structure, et les sous-circuits et antennes partagés peuvent également être utilisés pour la transmission et la réception du signal. Cependant, un tel circuit étroitement intégré souffre d'un problème de fuite plus grave dans les applications IoE telles que la technologie RFID dans laquelle les données et la puissance sont transférées simultanément. Ceci est principalement parce que pour garder le capteur actif à lire, la puissance de leur circuit interne doit être fournie par un signal d'onde continue fourni par le lecteur. Cette onde génératrice d'énergie continue sera présente lorsque le capteur ou la balise rétrodiffuse ses informations au lecteur, de sorte que sa fuite dans la section de réception peut causer un dysfonctionnement du lecteur et même le saturer. La Fig. 1.24

montre le schéma simplifié d'un relais amplificateur-avant commun dans lequel l'émetteur et le récepteur sont intégrés et n'utilisent que deux antennes.

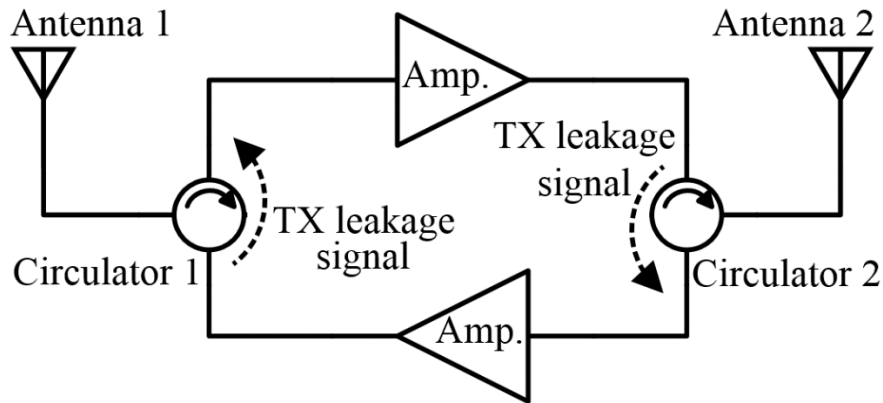


Figure 1.24 Fuite TX en RX dans un relais avant amplificateur

Les lecteurs RFID classiques sont généralement conçus avec des approches générales pour minimiser les fuites, comme le montre la Fig. 1.25. Une de ces approches consiste à séparer les chaînes de transmission et de réception et à les situer loin les unes des autres. Les circulateurs et les coupleurs directionnels peuvent également être utilisés pour créer une isolation entre les chemins TX et RX. Cependant, l'isolation fournie par ces deux dispositifs n'est généralement pas supérieure à 25 dB. En outre, les circulateurs disponibles dans le commerce sont généralement coûteux et nécessitent un espace occupé grand et non plat. Un dispositif d'annulation des fuites à base de microcontrôleur reconfigurable a été proposé dans [52], dans lequel des coupleurs directionnels, des diodes PIN et des diodes varactères sont utilisés pour fournir l'annulation des fuites. L'annulateur proposé est en mesure de fournir l'annulation dans plusieurs sous-canaux du spectre RFID en commutant entre eux, ce qui ne permet pas l'utilisation complète du spectre simultanément. En outre, une grande partie de la puissance est consommée par les circuits de commande tels que le microcontrôleur, et donc, elle ne convient pas aux applications IoE pratiques. Par conséquent, les techniques alternatives d'annulation passive des TX présentent un grand intérêt pour la technologie IoE de déploiement.

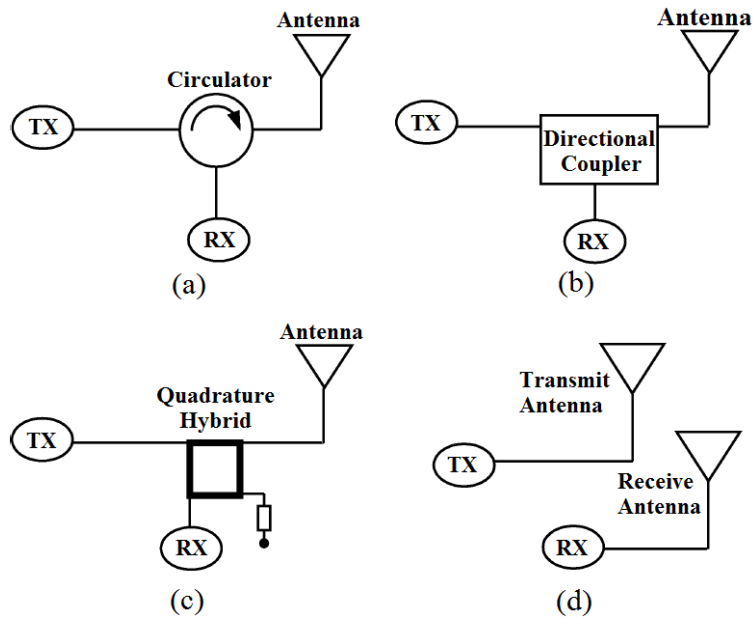


Figure 1.25 Annulation RFID frontale Tx en Rx classique en utilisant : (a) un circulateur, (b) un coupleur directionnel, (c) un hybride en quadrature et (d) deux antennes

1.8 Objectifs de la recherche

Cette recherche vise à établir un lien entre la technologie de transfert d'énergie sans fil (WPT) et l'énergie nécessaire pour alimenter les capteurs IoE. Cela est pratique pour deux raisons principales :

a) Niveau d'énergie. Bien que la densité de puissance de l'énergie RF transmise soit généralement faible dans l'espace libre, en raison des progrès de l'électronique à très faible puissance, la puissance requise pour les capteurs IoE est de moins en moins.

b) Emplacements physiques. Les capteurs IoE peuvent être distribués et installés dans des coins et des plafonds difficilement accessibles, ou même intégrés à l'intérieur de bétons de bâtiments ou de corps humains. Par conséquent, les solutions d'alimentation conventionnelles comme le câblage et les batteries ne sont pas de bons choix ou même sont impossibles dans ces cas. D'autre part, l'énergie RF est capable de pénétrer des matériaux non métalliques et atteint facilement les capteurs IoE intégrés. Le transfert de puissance sans fil et la réutilisation des sources d'énergie ambiantes telles que l'énergie RF et l'énergie solaire peuvent être utilisés pour fournir le grand nombre de capteurs prévus dans le réseau IoE.

1.8.1 Antennes et rectennas pour transfert de puissance sans fil

La conception et la réalisation d'antennes à haut rendement d'ouverture à utiliser à la section de réception du système WPT est un objectif de cette recherche. En utilisant plusieurs numéros de l'antenne

prévue dans une topologie de réseau et en augmentant la quantité d'énergie reçue, l'énergie globale à la section redresseuse sera améliorée, et par conséquent le problème intrinsèque des redresseurs, qui est faible RF en DC PCE à faible puissance d'entrée, sera traitée et améliorée. En outre, les antennes prévues utiliseront les matériaux déjà disponibles dans les bâtiments tels que les cloisons sèches en gypse, le plexiglas et le contreplaqué comme substrat afin de passer à des solutions environnementales pour le déploiement massif du réseau IoE tout en réduisant les coûts de mise en œuvre.

1.8.2 Circuit d'annulation des fuites TX à RX

La conception et la réalisation d'un circuit d'annulation de fuites TX en RX miniaturisé et peu coûteux pour les relais amplificateurs est un objectif de cette recherche. Ainsi, les chaînes TX et RX peuvent partager les mêmes antennes, ce qui réduit la taille globale et le coût du système. Puisque dans les applications IoE pratiques, les capteurs peuvent être placés et intégrés dans divers endroits comme les coins ou à l'intérieur de la paroi, l'utilisation des relais peut fournir suffisamment d'énergie pour alimenter ces capteurs. Plusieurs numéros du relais prévu peuvent être distribués dans le milieu de propagation afin d'augmenter le niveau de puissance fourni aux capteurs. Ils peuvent être conçus pour être alimentés par des batteries, qui sont chargées par des cellules solaires et ainsi diminuer et recycler la quantité d'énergie électrique consommée.

1.9 Organisation de la thèse

Cette thèse est divisée en cinq chapitres avec un résumé, une liste de publications et des références. Le contenu des chapitres de la thèse est indiqué ci-dessous.

Les principaux objectifs de cette recherche sont également mentionnés dans ce chapitre.

Dans le deuxième chapitre, deux antennes planaires qui utilisent la cloison sèche en gypse comme sous-tartes sont présentées et leurs performances sont illustrées par des résultats de simulation et de mesures.

Dans le troisième chapitre, un design de tableau rectenna pour les applications WPT est présenté. Ce réseau rectenna est réalisé par la technologie d'impression à lit plat utilisant l'encre conductrice et le polyéthylène téréphtalate transparent (PET) sous-tarte, puis empilant le produit imprimé sur la cloison sèche comme substrat secondaire. Les résultats de la simulation et des mesures sont présentés pour illustrer la performance de la rectenna proposée.

Dans le quatrième chapitre, une conception de TX en RX circuit d'annulation de fuite est présenté qui peut être appliqué pour amplifier les relais avant. Le circuit annulateur proposé utilise juste des déviseurs

de puissance de wilkinson et l'ajusteur de phase d'élément groupé pour fournir l'annulation de fuite sans utiliser des dispositifs volumineux coûteux de micro-onde tels que des circulateurs et des coupleurs hybrides.

Dans le cinquième chapitre, une conclusion générale de la thèse avec des recommandations pour les travaux futurs sont présentés.

1.10 Bibliographie

- [1] More than 50 Billion Connected Devices, Ericsson White Paper, February 2011.
- [2] K. David, S. Dixit, and N. Jeyaraj, "2020 vision, the wireless world research forum looks to the future," IEEE Vehicular Technology Magazine, pp. 22-29, September 2010.
- [3] BCC Research, Global Markets and Technologies for Wireless Sensors, Report Nr. IAS019A, February 2012.
- [4] R. Thusu, "Wireless sensor use is expanding in industrial applications," Sensors, June 2010.
- [5] Electrical Review, Intelligent buildings A holistic perspective on energy management, Oct. 2009. Available online: <http://www.electricalreview.co.uk/features/6495-118645>.
- [6] Smart Homes and Home Automation - 2nd Edition, November 2013. Research and Markets Available at: http://www.researchandmarkets.com/reports/2699603/smart_homes_and_home_automation_2nd_edition.
- [7] Macktez, XO name servers, 2004. [Online]. Available: <http://www.macktez.com/2004/wiring-abuilding>.
- [8] Ivory Egg, Energy harvesting, wireless and next generation energy management explained, Mar. 2010. Available online: <http://ivoryegg.co.uk/2010/03/energyharvesting-wireless-andnext-generationenergy-management-explained/>.
- [9] R. J. M. Vullers, R. V. Schaijk, H. J. Visser, J. Penders, and C. V. Hoof, "Energy harvesting for autonomous wireless sensor networks," IEEE Solid-State Circuits Magazine, pp. 29-38, 2010.
- [10] I. Mayordomo, T. Drager, P. Spies, J. Bernhard, and A. Paum, "An overview of technical challenges and advances of inductive wireless power transmission," Proceedings of the IEEE, vol. 101, no. 6, pp. 1302-1311, June 2013.
- [11] H. Visser and R. Vullers, "RF energy harvesting and transport for wireless sensor network applications: Principles and requirements," Proceedings of the IEEE, vol. 101, no. 6, pp. 1410-1423, June 2013.
- [12] J. Heikkinen, P. Salonen, and M. Kivikoski, "Planar antennas for 2.45 GHz wireless power transfer," in Proc. Radio Wireless Conf., Denver, CO, USA, pp. 63-66, 2000.
- [13] J. Hagerty, F. Helmbrecht, W. McCalpin, R. Zane, and Z. Popovic, "Recycling ambient microwave energy with broad-band rectenna arrays," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 3, pp. 1014-1024, March 2004.
- [14] B. Strassner and K. Chang, "5.8-GHz circularly polarized rectifying antenna for wireless microwave power transmission," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 8, pp. 1870-1876, August 2000.
- [15] A. Safarian, A. Shameli, A. Rofougaran, M. Rofougaran, and F. Flaviis, "RF identification (RFID) reader front ends with active blocker rejection," IEEE Transactions of Microwave Theory and Techniques, vol. 57, no. 5, pp. 1320-1329, May 2009.
- [16] Y. Tikhov, I.-J. Soon, and Y.-H. Min, "Rectenna design for passive RFID transponders," in European Microwave Conference, 2007, pp. 995-998.
- [17] V. Marian, B. Allard, C. Vollaie, and J. Verdier, "Strategy for microwave energy harvesting from ambient field or a feeding source," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 11, pp. 4481-4491, 2012.
- [18] E. Falkenstein, M. Roberg, and Z. Popovic, "Low-power wireless power delivery," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 60, no. 7, pp. 2277-2286, 2012.
- [19] S. Ladan, N. Ghassemi, A. Ghiotto, and K. Wu, "Highly efficient compact rectenna for wireless energy harvesting application," IEEE Microwave Magazine, vol. 14, no. 1, pp. 117-122, 2013.
- [20] M. Pinuela, P. D. Mitcheson, and S. Lucyszyn, "Ambient RF energy harvesting in urban and semi-urban environments," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 61, no. 7, pp. 2715-2726, 2013.

- [21] Z. Popovic, "Cut the cord: Low-power far-field wireless powering," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 14, no. 2, pp. 55-62, Mar./Apr. 2013.
- [22] U. Muncuk, K. Alemdar, J. D. Sarode, and K. R. Chowdhury, "Multiband ambient RF energy harvesting circuit design for enabling batteryless sensors and IoT," *IEEE Internet Things J.*, vol. 5, no. 4, pp. 2700-2714, Aug. 2018.
- [23] C. H. P. Lorenz, S. Hemour, and K. Wu, "Physical mechanism and theoretical foundation of ambient RF power harvesting using zero-bias diodes," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 64, no. 7, pp. 2146-2158, Jul. 2016.
- [24] H. J. Visser, R. J. M. Vullers, "RF energy harvesting and transport for wireless sensor network applications: principle and requirements," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1410-1423, June 2013.
- [25] H. Nishimoto, Y. Kawahara, and T. Asmi, "Prototype implementation of ambient RF energy harvesting wireless sensor networks," *Proceeding of IEEE sensor*, Kona, November 2010.
- [26] X. Zhang, H. Jiang, I. Zhang, Z. Wang, and X. Chen, "An energy-efficient ASIC for wireless body sensor networks in medical applications," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 4, no. 1, pp. 11-18, Feb. 2010.
- [27] K. Shafique, B. A. Khawaja, M. D. Khurram, and S. M. Sibtain, "Energy harvesting using a low-cost rectenna for internet of things (IoT) applications," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 30932-30941, June 2018.
- [28] M. Zeng, A. S. Andrenko, X. Liu, Z. Li, and H. -Z. Tan, "A compact fractal loop rectenna for RF energy harvesting," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 2424-2427, July 2017.
- [29] K. Niotaki, S. Kim, S. Jeong, A. Collado, A. Georgiadis and M. M. Tentzeris, "A Compact Dual-Band Rectenna Using Slot-Loaded Dual Band Folded Dipole Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1634-1637, 2013.
- [30] S. Khang, D. Lee, I. Hwang, T. Yeo and J. Yu, "Microwave Power Transfer With Optimal Number of Rectenna Arrays for Midrange Applications," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 17, no. 1, pp. 155-159, Jan. 2018
- [31] Y. Hu, S. Sun and H. Xu, "Compact Collinear Quasi-Yagi Antenna Array for Wireless Energy Harvesting," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 35308-35317, 2020.
- [32] C. H. P. Lorenz et al., "Breaking the Efficiency Barrier for Ambient Microwave Power Harvesting with Heterojunction Backward Tunnel Diodes," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 12, pp. 4544-4555, Dec. 2015.
- [33] J. A. Hagerty, F. B. Helmbrecht, W. H. McCalpin, R. Zane and Z. B. Popovic, "Recycling ambient microwave energy with broad-band rectenna arrays," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 3, pp. 1014-1024, Mar, 2004.
- [34] B. Strassner, and K. Chang, "Highly efficient C-band circularly polarized rectifying antenna array for wireless microwave power transmission," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 6, pp. 1347-1356, Jun. 2003.
- [35] H. Takhedmit, L. Cirio, F. Costa, and O. Picon, "Transparent rectenna and rectenna array for RF energy harvesting at 2.45 GHz," *Proc. 8th EuCAP*, 2014.
- [36] J. Zbitou, M. Latrach and S. Toutain, "Hybrid rectenna and monolithic integrated zero-bias microwave rectifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 147-152, Jan. 2006.
- [37] D.-J. Lee, S.-J. Lee, I.-J. Hwang, W.-S. Lee, and J.-W. Yu, "Hybrid power combining rectenna array for wide incident angle coverage in RF energy transfer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 9, pp. 3409-3418, Sep. 2017.
- [38] Y. -S. Chen, F. -P. Lai and J. -W. You, "Analysis of Antenna Radiation Characteristics Using a Hybrid Ray Tracing Algorithm for Indoor WiFi Energy-Harvesting Rectennas," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 38833-38846, 2019.

- [39] W. C. Brown, R.H George, N.I. Heenan, and R.C Wonson, "Microwave to DC converter," U.S. Patent 3 434 678, March 1969.
- [40] B. Merabet, F. Costa, H. Takhedmit, C. Vollaire, B. Allard, L. Cirio, and O. Picon, "A 2.45-GHz localized elements rectenna," *Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, 3rd IEEE International Symposium, pp.419-422, 27-29 Oct. 2009
- [41] B. Merabet, and Al., "Low-cost Converter for Harvesting of Microwave Electromagnetic Energy," *Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE*, vol., no., pp.2592-2599, Sept. 2009.
- [42] W. Shockley, "The Theory of p-n Junctions in Semiconductors and p-n Junction Transistors," *Bell Sys. Tech. J.*, vol. 28, no. 3, pp. 435-489, Jul. 1949.
- [43] S. Hemour and K. Wu, "Radio-frequency rectifier for electromagnetic energy harvesting: Development path and future outlook," *Proc. IEEE*, vol. 102, no. 11, pp. 1667-1691, Nov. 2014.
- [44] S. Hemour et al., "Towards low-power high-efficiency RF and microwave energy harvesting," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 62, no. 4, pp. 965-976, Apr. 2014.
- [45] S. Hemour, X. Gu, and K. Wu, "Efficiency of Rectenna," in *Recent Wireless Power Transfer Technologies via Radio Waves*, N. Shinohara, Ed., ed: River Publishers, 2018, pp. 95-132.
- [46] T. Xiong, X. Tan, J. Xi and H. Min, "High TX-to-RX Isolation in UHF RFID Using Narrowband Leaking Carrier Canceler," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 2, pp. 124-126, Feb. 2010.
- [47] M. Ki, S.-C. Jung, J. Jeong, H. Kim, M. Seo, J. Ham, C.-S. Park, and Y. Yang, "Adaptive TX Leakage Canceler for the UHF RFID Reader Front End Using a Direct Leaky Coupling Method," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 4, pp. 2081-2087, April 2014.
- [48] W. Lim, S. Park, W. Son, M. Lee and J. Yu, "RFID Reader Front-End Having Robust Tx Leakage Canceler for Load Variation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 5, pp. 1348-1355, May 2009.
- [49] Timothy Cunningham et al, "Method and apparatus for a radio frequency identification repeater," U.S. Patent 20100253479 A1.
- [50] H.-G. Ryu, and H. Jeong, "Wireless Repeater with Equalization of Feedback Channel and Phase noise for LTE-Advanced Uplink," *Proceedings International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT) 2012*, pp. 515-519, 2012.
- [51] S. Sabesan, M. Crisp, R. V. Penty and I. H. White, "Passive UHF RFID interrogation system using wireless RFID repeater nodes," *2013 IEEE International Conference on RFID (RFID)*, Penang, pp. 136-143, 2013.
- [52] S. Jung, M. Kim, and Y. Yang, "A reconfigurable carrier leakage canceler for UHF RFID reader front-ends," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I, Reg. Papers*, vol. 58, no. 1, pp. 70-76, Jan. 2010.

Article. 1.

Using Gypsum Material as the Substrate for Inside Wall Embedded Wireless IoT Sensors

Utilisation de matériaux en gypse comme substrat pour les capteurs IoT sans fil
intégrés à l'intérieur des murs

Z. Badamchi, T. Djerafi

Institut National de la Recherche Scientifique (INRS) Montreal, Canada

European Microwave Conference (EuMC), London, United Kingdom, April 2022.

DOI, 10.23919/EuMC50147.2022.9784276

Résumé

Dans ce document, la cloison sèche (matériau de gypse) qui est le principal matériau utilisé à l'intérieur des bâtiments est considérée comme substrat diélectrique pour développer deux antennes planaires. Cela permet de prendre en compte l'effet des matériaux environnants en intégrant l'antenne rayonnante avec ces matériaux tout en réduisant le coût pour les applications de l'Internet des objets (IoT) dans les bâtiments intelligents. Pour vérifier la capacité du matériau gypsum, deux antennes planes sont conçues pour fonctionner à la norme IEEE 802.15.4 de 2.4 GHz. Les résultats mesurés révèlent une bande passante de 2.37-2.53 GHz (6.5 %) et un niveau de gain de 5.83 dBi pour l'antenne patch fabriquée, tandis que les mêmes caractéristiques pour l'antenne à haut gain modifiée fabriquée sont de 2.2-2.8 GHz (24 %) et 12.83 dBi, respectivement. Les mesures sont en bon accord avec les prédictions de la simulation, ce qui vérifie l'utilité de l'utilisation du matériau de gypse comme substrat.

Abstract

In this paper the drywall (gypsum material) which is the main material that is commonly used inside the buildings is directly considered as the dielectric substrate to develop two planar antennas. This makes it possible to take into account the effect of surrounding materials by integrating the radiating antenna with these materials while reducing the cost for Internet of Things (IoT) applications in smart buildings. To verify the capability of gypsum material, two planar antennas are designed to operate at 2.4 GHz IEEE 802.15.4 standard. The measured results reveal a bandwidth of 2.37-2.53 GHz (6.5%) and a gain level of 5.83 dBi for the fabricated patch antenna, while the same characteristics for the fabricated modified high gain antenna are 2.2-2.8 GHz (24%) and 12.83 dBi, respectively. The measurements are in fine agreement with simulation predictions which verifies the usefulness of using the gypsum material as the substrate.

2.1 Introduction

These days, our living environment is surrounded with numerous relatively small and inexpensive computing devices which are capable of performing sensing and communicating. These devices are known as smart objects (SOs) and are the building blocks of IoT technology. IoT can be considered as a computation network which does not directly rely on human interaction and enables the devices and sensors to intercommunicate wirelessly across the network, and thereby leads to efficiency enhancement and economic benefits [1], [2]. In smart building applications, several appliances, and the building control system are automated through using sensors and connected together. This allows automation, remote access, monitoring, and even sending alerts which leads to greater efficiency and security [3]. The most important factors which impose limitation on IoT deployment are the installation, the energy shortage, and the connectivity problems. These problems are more severe for smart building deployment where the sensors must be attached or buried into the ceiling or the walls [4].

Regardless of the application, all the IoT devices necessarily require antennas which are subject to several challenges because of their nature and operation. Characteristics such as low cost, ease of implementation, versatility, low profile, and light weight are crucial for sensors employed in IoT technology [5]. As a result, the design of various antennas for IoT technology has attracted much attention recently [6]-[8]. Most of these designs are focused just on the miniaturization and effect of antenna bending on the reflection coefficient and ignored the effect of the realistic operation environment on the bandwidth, radiation pattern, gain, and the efficiency of the antenna [9].

Integrating the antenna directly to the building material bypasses part of the undesired effect of the operation environment. Using materials that are already available in the building allows low-cost realization while offering a large surface for antenna implementation (single or multiple bands, and arrays). Unlike the

standard substrate, the building materials also offer a thickness that is not negligible compared to the wavelength in a few gigahertz frequency ranges. Recently, some building materials were used to build the antenna. In [11], two patch antennas fabricated on wood plastic composites (WPC) substrate board and FR4 substrate, for 2.4 GHz ISM band, were presented and compared. The presented patch antenna with FR4 substrate provides a gain level of 7.5 dBi and the patch antenna with WPC substrate has a gain level of 8 dBi. A meander-line planar antenna on glass substrate is presented in [12] which provides a gain level of 1 dBi at 2.4 GHz.

This work presents two planar antennas which use the drywall (composed of gypsum material) as their main substrate. Since the drywall is the most commonly available material in any building structure, this merit enables the proposed antennas to be directly employed at any position of the indoor space, while eliminating the concerns about the installation problems which are mostly due to the dispersive behaviour of the materials. According to the results in [12], gypsum material has a dielectric constant of $\epsilon_r=2.7$ and a dielectric loss tangent of $\tan(\delta)=0.05$ at frequencies around 2.4 GHz ISM band. The low loss performance of the gypsum enables it to directly be used as the substrate. The characterization of the presented antennas is explained in the next section through their simulation and measured results.

2.2 Proposed antennas

2.2.1 Material characteristics

Successful development of a wireless communication system relies on characterization of the materials which are interacting with it. Any dielectric material has its own properties that depend on the operation frequency, and this is why material properties are dispersive. The performance of the antenna is mostly dominated by the complex permittivity of the wall material which affects the frequency response severely.

Tableau 2.1 Common dielectric materials used in buildings, (values are for 2.4 GHz)

Substrate	Dielectric constant (ϵ_r)	Dielectric loss ($\tan\delta$)	Thickness (mm)
Gypsum-plaster (drywall)	2.7	0.01-0.05	6.35
Glass	6.4	0.01	5
Red brick	3.2	0.01	65
Concrete	4	0.02	6
Plywood	2.5	0.11	6

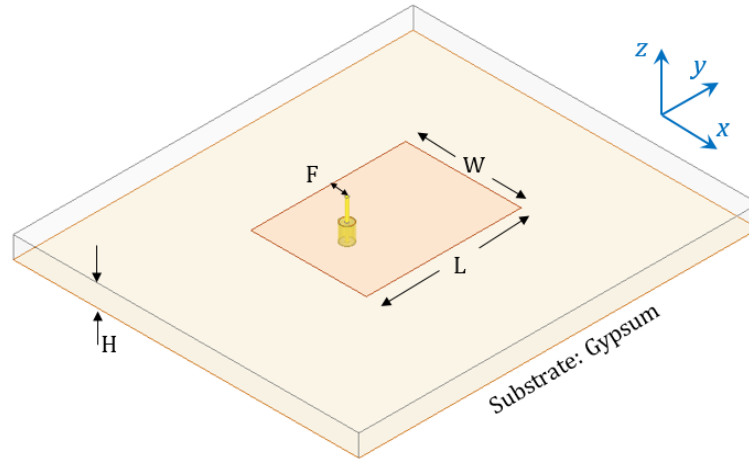


Figure 2.1 Geometry of the designed pin-fed patch antenna

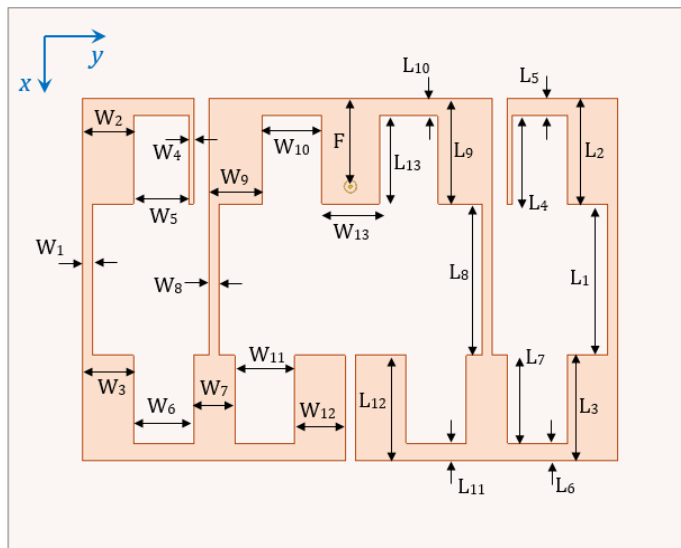
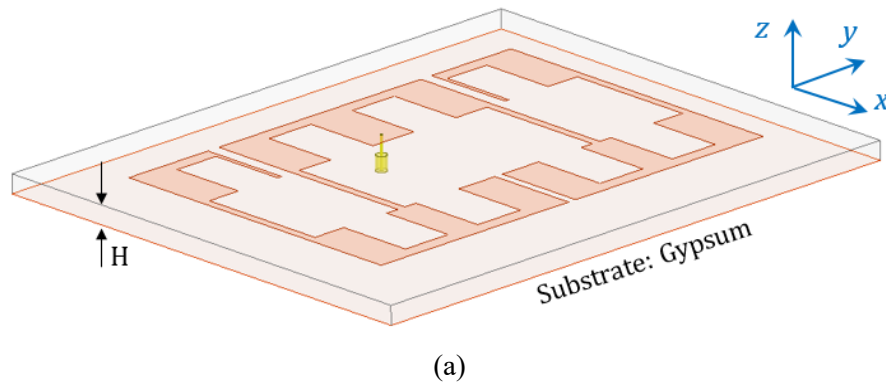


Figure 2.2 Geometry of the designed modified antenna with high aperture efficiency: (a) perspective view, and (b) top view.

An extensive ultra-wideband measurement of the complex permittivity for the common building materials was performed in [12] and some of the obtained results are presented in Table 2.1. These values are in concordance with several other references [13]-[14] and show clearly that the building materials can be used efficiently as the substrate for the antenna. Drywall (also known as plasterboard, or gypsum panel) is a panel made of gypsum material with or without additives. gypsum has been a very low-cost decorative and building material. It mixes readily with water to form a plaster-like material that sets rapidly in any desired form.

2.2.1 Antennas Structures

Here, two antenna structures are studied to illustrate the potential of gypsum to be used as the substrate: a patch antenna which is a well-referenced structure and a high gain antenna (serial fed array). Both antennas are designed at unlicensed industrial, scientific, and medical (ISM) 2.4 GHz band and can be utilized for IoT applications. The two proposed antennas with their design parameters are shown in Figs. 2.1 and 2.2, and their design parameters values are listed in Tables 2.2 and 2.3, respectively.

Tableau 2.2 Design parameters of the patch antenna (values are in mm)

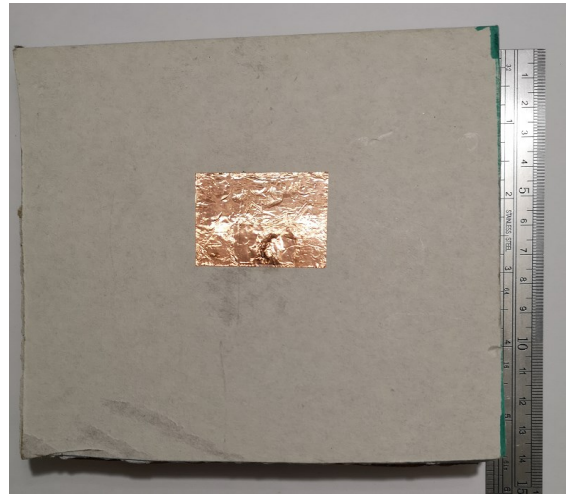
Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value
W	33.6	L	45	F	5.5	H	6.35

Tableau 2.3 Design parameters of the modified antenna with high aperture efficiency (values are in mm)

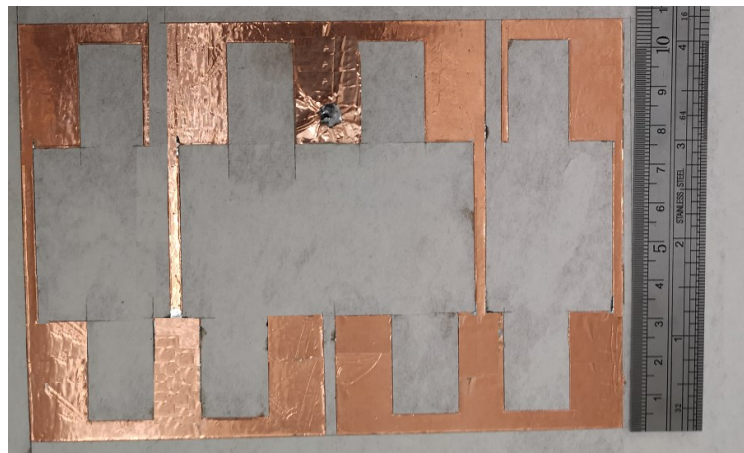
Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value
W ₁	2.95	W ₂	14.8	W ₃	14.8	W ₄	1.55
W ₅	16	W ₆	2.95	W ₇	12	W ₈	2.94
W ₉	15.65	W ₁₀	17.2	W ₁₁	17.5	W ₁₂	14.8
W ₁₃	16.8	L ₁	44.5	L ₂	31	L ₃	31
L ₄	26	L ₅	5	L ₆	5	L ₇	26
L ₈	44.5	L ₉	31	L ₁₀	5	L ₁₁	5
L ₁₂	31	L ₁₃	26	F	25.9	H	6.35

The proposed antennas utilize drywall with thickness of 6.35 mm as their dielectric substrate. The metallic parts are considered to be copper with a thickness 35 μm . As can be observed in Fig. 2.1, the first antenna is a pin-fed patch antenna. This antenna consists of a rectangular patch and a ground plane that are placed on opposite sides of a dielectric substrate. The antenna is fed at an offset position from the patch

centre and the patch has a size of $45 \times 33.6 \text{ mm}^2$. Inspired by the design in [15], the second antenna in Fig. 2.2, is a pin-fed modified high gain array antenna consisting of a ground plane on the bottom side of the substrate and symmetrically placed radiating parts placed on the top side of the substrate. The overall occupied area by the radiating element is $132 \times 106.5 \text{ mm}^2$. A 50Ω SMA can be directly connected to the ground plane and pass through the drywall to feed the antennas.



(a)



(b)

Figure 2.3 Fabricated prototypes: (a) patch antenna, (b) modified high gain antenna

In the design of the second antenna in Fig. 2.2, the main goal was to achieve an antenna structure with a high aperture efficiency in comparison with a normal patch array. This is mainly due to the fact that for a microstrip array with a bandwidth of more than 10 %, it is difficult to achieve a very high aperture efficiency. The aperture efficiency of a wideband microstrip array is around 50 %-65 % [15]. So, in the

design of this antenna two main issues were considered, simultaneously: the broadside gain had to be around 13 dBi and the occupied space had to be minimized as much as possible.

2.3 Results and Discussion

Ansys HFSS software was used to design and simulate the antennas. The fabricated prototypes are shown in Fig. 2.3. The metallic parts are implemented using copper tape. The simulated and measured reflection coefficient characteristic for the proposed ordinary patch antenna are compared in Fig. 2.4. According to this figure, the simulated and fabricated patch antennas cover the frequency bands of 2.21-2.62 GHz and 2.37-2.53 GHz, respectively.

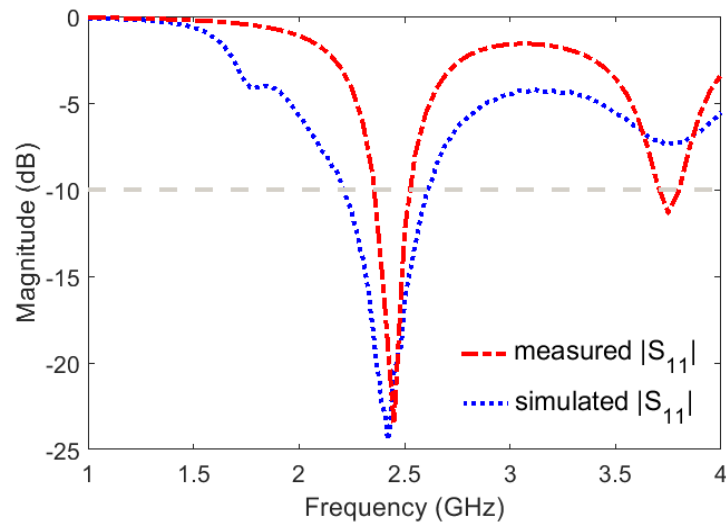


Figure 2.4 Simulated and measured reflection coefficient of the patch antenna

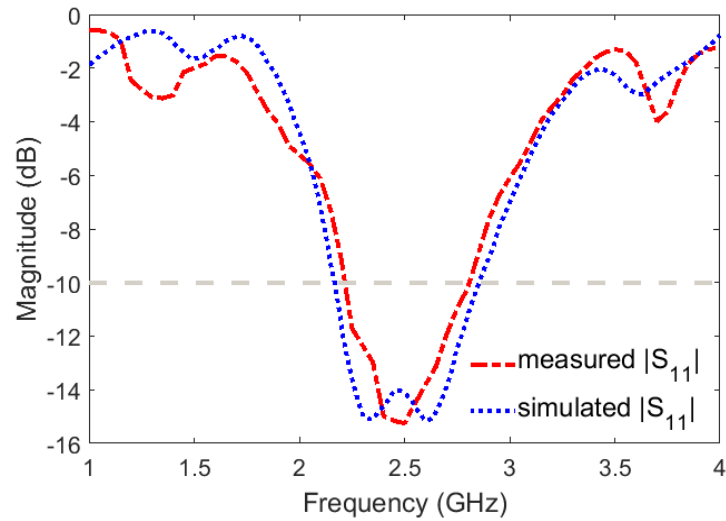


Figure 2.5 Simulated and measured reflection coefficient of the modified high aperture efficiency antenna.

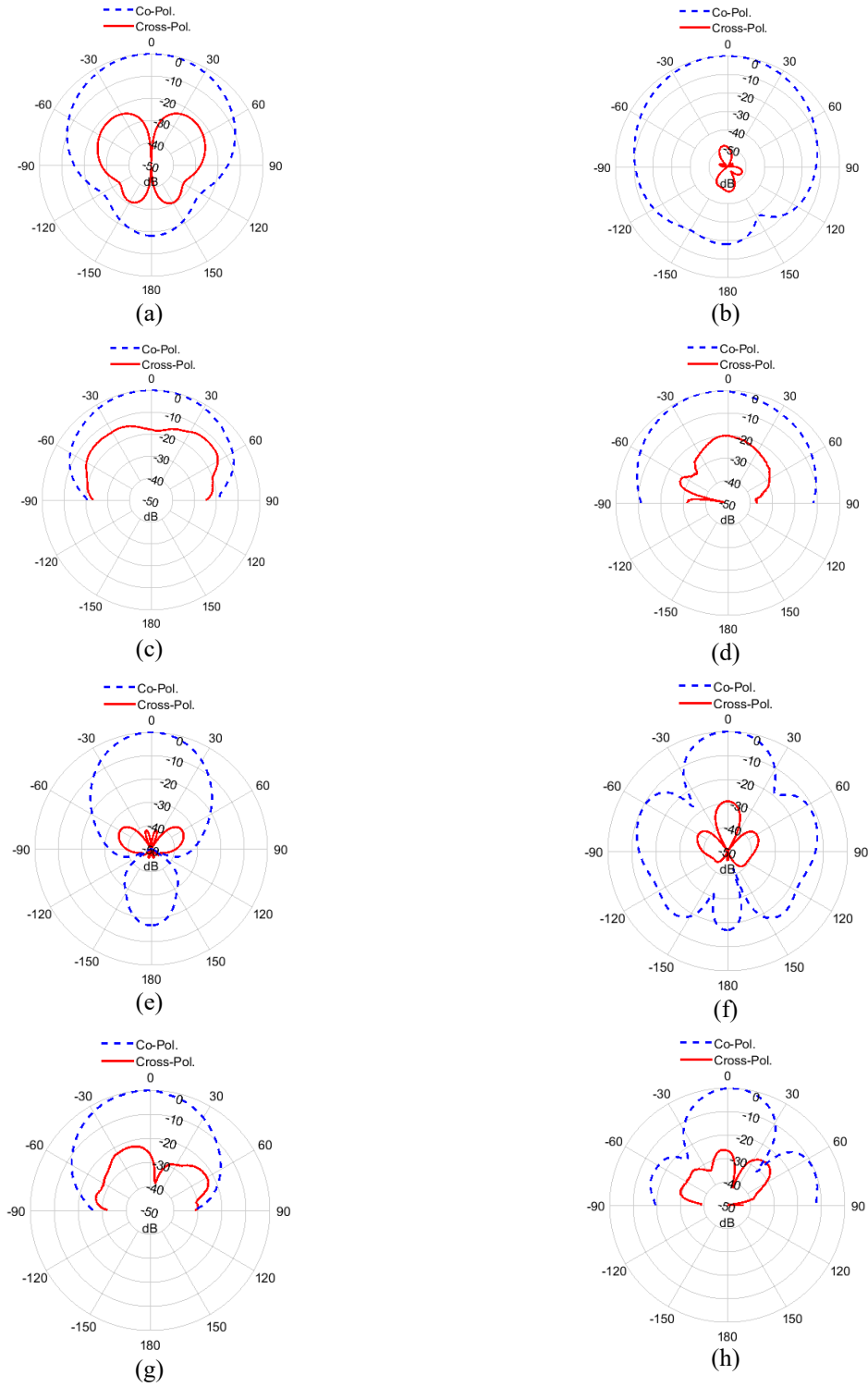


Figure 2.6 Radiation pattern at 2.4 GHz: (a) simulated E-plane for patch antenna, (b) simulated H-plane for patch antenna, (c) measure E-plane for patch antenna, (d) measured H-plane for patch antenna, (e) simulated E-plane for modified antenna, (f) simulated H-plane for modified antenna, (g) measure E-plane for modified antenna, (h) measured H-plane for modified antenna

The simulation and measurement results of the reflection coefficient for the designed high gain antenna are depicted in Fig. 2.5. Based on this figure, the simulated and measured antennas cover frequency bands of 2.15-2.85 GHz and 2.2-2.8 GHz, respectively. Overall, the achieved bandwidths are larger than the standard substrate version.

Fig. 2.6 shows the simulation and measured E-plane and H-plane radiation patterns at 2.4 GHz. According to this figure, fine agreement exists between the simulation predictions and the measurement results which verifies the appropriate performance of the fabricated antennas. The purity of the polarization is exceptional with low cross polarization level.

According to this figure, the designed high gain antenna provides a higher directivity in comparison with the patch antenna.

The simulated and measured maximum gain results for the patch antenna and the high gain antenna are compared in Fig. 2.7. As can be observed in this figure, there exists fine agreement between simulation predictions and measured results for both antennas. The simulated and measured gains for the presented patch antenna are 6.11 dBi and 5.83 dBi, respectively, while the presented high gain antenna provides 13.1 dBi and 12.85 dBi simulated and measured gains, respectively. The realized high gain antenna provides almost 7 dB more gain at 2.4 GHz which is desirable for smart building IoT applications.

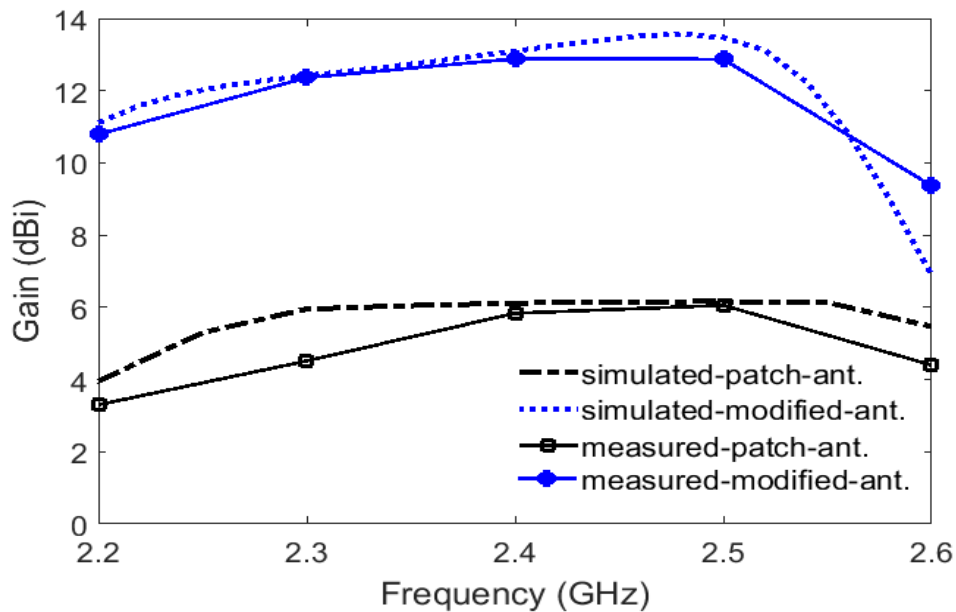


Figure 2.7 Simulated and measured gain for designed antennas

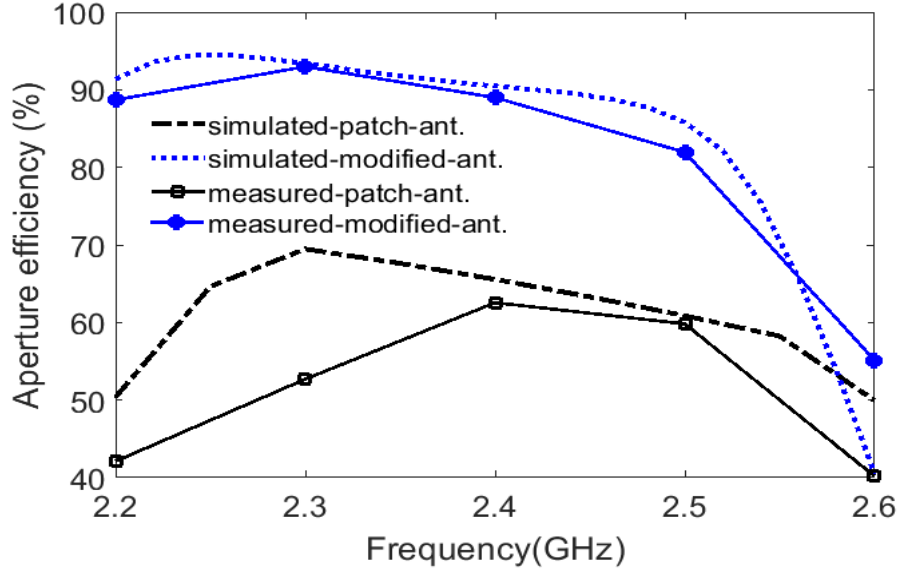


Figure 2.8 Simulated and measured aperture efficiency for the designed antennas

The aperture efficiency (η) of an antenna can be calculated as in (1), where λ is the wavelength in free space, G is the gain of antenna, and A_{phys} is the physical area occupied by the antenna. The aperture efficiency determines how efficiently can the consumed area by an antenna receive the RF power.

$$\eta = \lambda^2 G / 4\pi A_{phys} \quad (2.1)$$

In order to give a clearer insight about the performance of the proposed antennas, their simulated and measured aperture efficiencies at the frequency band of operation are depicted in Fig. 2.8. According to this figure, the fabricated modified high gain antenna has an aperture efficiency in the range of 82%- 93% in the frequency band of 2.2-2.5 GHz, while the aperture efficiency for the fabricated patch antenna is in the range of 42%-63% in the same frequency range.

2.4 Conclusion

In order to improve the IoT technology feasibility under realistic conditions in smart building applications, two planar low-cost antennas for 2.4 GHz applications were designed and fabricated directly on the drywall substrate. The fabricated patch antenna provides a gain of 5.8 dBi while the realized modified antenna has a gain of 12.85 dBi which in turn leads to a higher aperture efficiency. The results presented in this paper shows the high potential and flexibility of the gypsum drywall as dielectric substrate.

2.5 Bibliographie

- [1] M. Shahidul Islam, M. T. Islam, M. A. Ullah, G. Kok Beng, N. Amin and N. Misran, "A Modified Meander Line Microstrip Patch Antenna with Enhanced Bandwidth for 2.4 GHz ISM-Band Internet of Things (IoT) Applications," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 127850-127861, 2019.
- [1] A. Zanella, N. Bui, A. Castellani, L. Vangelista, and M. Zorzi, "Internet of Things for smart cities," *IEEE Internet Things J.*, vol. 1, no. 1, pp. 22-32, Feb. 2014.
- [2] T. Varum, M. Duarte, J. N. Matos and P. Pinho, "Microstrip antenna for IoT/WLAN applications in smart homes at 17GHz," *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, London, UK, pp. 1-4, 2018.
- [3] P. Sotres, J. R. Santana, L. Sánchez, J. Lanza, and L. Muñoz, "Practical lessons from the deployment and management of a smart city Internet-of-Things infrastructure: The SmartSantander testbed case," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 14309-14322, 2017.
- [4] S. Sojuyigbe and K. Daniel, "Wearables/IOT devices: Challenges and solutions to integration of miniature antennas in close proximity to the human body," *2015 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility and Signal Integrity*, Santa Clara, CA, 2015, pp. 75-78.
- [5] S. F. Jilani, M. O. Munoz, Q. H. Abbasi and A. Alomainy, "Millimeter-Wave Liquid Crystal Polymer Based Conformal Antenna Array for 5G Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 1, pp. 84-88, Jan. 2019.
- [6] M. L. Scarpello, I. Kazani, C. Hertleer, H. Rogier and D. Vande Ginste, "Stability and Efficiency of Screen-Printed Wearable and Washable Antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 838-841, 2012.
- [7] M. R. Hasan, M. A. Riheen, P. Sekhar, and T. Karacolak, "Compact CPW-fed circular patch flexible antenna for super-wideband applications," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 14, pp. 1069-1073, May 2020.
- [8] P. Sotres, J. R. Santana, L. Sánchez, J. Lanza and L. Muñoz, "Practical Lessons from the Deployment and Management of a Smart City Internet-of-Things Infrastructure: The SmartSantander Testbed Case," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 14309-14322, 2017.
- [9] A. A. Azlan, M. T. Ali, M. Z. Awang, N. Ramli and M. K. A. Badrun, "A design of single patch antenna with Leucaena Leucocephala Wood Plastic Composite (WPC) substrate," *2013 IEEE International RF and Microwave Conference (RFM)*, Penang, Malaysia, 2013, pp. 219-224
- [10] S. Mufti, G. Williams, A. Tennant and L. Seed, "Design and fabrication of meander line antenna on glass substrate," *2013 Loughborough Antennas & Propagation Conference (LAPC)*, Loughborough, UK, 2013, pp. 559-562.
- [11] S. S. Zhekov, O. Franek and G. F. Pedersen, "Dielectric Properties of Common Building Materials for Ultrawideband Propagation Studies [Measurements Corner]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 62, no. 1, pp. 72-81, Feb. 2020.
- [12] Y. Pinhasi, A. Yahalom and S. Petnev, "Propagation of ultra-wide-band signals in lossy dispersive media," *2008 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems*, Tel-Aviv, Israel, 2008, pp. 1-10.
- [13] M. Dyvak, Y. Maslyiak, N. Porplytsya, A. Pukas and T. Dyvak, "Drywall humidity modeling during its drying process under condition of changing the temperature fields based on interval difference operator," *2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET)*, Lviv, Ukraine, 2016, pp. 136-139.
- [14] Z. Ma and G. A. E. Vandenbosch, "Two dimensional microstrip array with high aperture efficiency on FR4 substrate," *42nd European Microwave Conference*, Amsterdam, Netherlands, 2012, pp. 838-841.

Article. 2.

Printed Fractal Folded Coplanar-Strips-Fed Array Rectenna for IoE Applications

**Réseau d'antennes fractal redresseur imprimé alimenté par une ligne
coplanaire pour les applications IoE**

Zahra Badamchi¹, and Tarek Djerafi

Institut National de la Recherche Scientifique (INRS) Montreal, Canada

Ngoc Duc Trinh, Chloe Bois

Printability and Graphic Communications Institute (ICI), Montréal, QC, Canada.

Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 125, pp. 161-177, 2022

DOI, 10.2528/PIERC22080606

¹ Corresponding Author (zahra.badamchi@emt.inrs.ca)

Résumé

Cet article présente une antenne à faible coût intégrable à un large éventail de matériaux de construction intérieurs courants. L'utilisation de la technologie d'impression sur de minces matériaux transparents en polyéthylène téréphtalate et de matériaux de construction disponibles permet non seulement d'obtenir une solution écologique à faible coût pour le déploiement massif prévu de capteurs, mais aussi d'éliminer le comportement dispersif des matériaux qui interagissent avec eux. Un élément d'antenne plié fractal alimenté par des bandes coplanaires a été conçu et validé expérimentalement avec quatre matériaux différents, dont le gypse, le contreplaqué et le plexiglas. L'antenne sans sol, esthétiquement viable, atteint des performances à large bande et rayonne dans le plan large perpendiculairement au mur. L'élément d'antenne unique couvre la bande de fréquence de 2.18-3.96 GHz avec un gain de 1 dBi à 2.4 GHz. Pour tirer parti de la grande surface disponible, nous proposons un réseau rectangulaire à haute efficacité à 2.4 GHz pour l'alimentation des appareils électroniques destinés à la technologie IoE. Le réseau rectenna proposé a une dimension de $384 \times 354 \times 6.475 \text{ mm}^3$ et utilise une seule diode comme élément redresseur. Les résultats mesurés pour le réseau rectenna présenté révèlent une efficacité de conversion de puissance (PCE) AC-DC de plus de 20 % pour des puissances d'entrée aussi faibles que $0.025 \text{ } \mu\text{W}/\text{cm}^2$ avec une PCE de pointe de 61.3 % à $4.03 \text{ } \mu\text{W}/\text{cm}^2$.

Abstract

This paper presents a low-cost antenna integrable to the large set of indoor common building materials. Employing the printing technology on thin transparent polyethylene terephthalate material and using available building materials not only leads to a low-cost environmentally friendly solution for the expected massive sensor deployment but also eliminates the dispersive behavior of the materials that are interacting with them. A coplanar-strips fed fractal folded antenna element was designed and validated experimentally with four different materials including the gypsum, plywood, and plexiglass. The aesthetically viable ground-free antenna achieves wideband performance and radiates in the broadside plane perpendicularly to the wall. The single antenna element covers the frequency band of 2.18-3.96 GHz with a gain of 1 dBi at 2.4 GHz. To take advantage of the large available surface, a high efficiency 2.4 GHz array rectenna for powering electronic devices intended for IoE technology is proposed. The proposed array rectenna has a dimension of $384 \times 354 \times 6.475 \text{ mm}^3$ and employs a single diode as the rectifier element. The measured results for the presented array rectenna reveal an AC-DC power-conversion-efficiency (PCE) of more than 20% for input powers as low as $0.025 \text{ } \mu\text{W}/\text{cm}^2$ with a peak PCE of 61.3% at $4.03 \text{ } \mu\text{W}/\text{cm}^2$.

Keywords— Array antenna, fractal antenna, printable electronics, IOT, IOE, Sensor, Building Material, Screen printing.

3.1 Introduction

The emergence of the internet of everything (IoE) as an evolution of the internet of things (IoT) promises the concept of smart management of the environment at homes, factories and cities. The IoE provides the connection of people, sensors, and machines to the Internet and so they can be considered as parts of the information network [1]-[5]. The implementation of the IoE requires extensive installation of sensors in the buildings to detect variations of the environment in terms of moisture, temperature, etc. [1]-[3]. Due to their number and proximity, the sensors should be small, affordable, and energy-efficient [5]. Due to the advancements in low-power consuming semiconductor technologies, batteries can be used to power the IoE sensors; however, replacing or replenishing of such huge number of batteries will not only be time-consuming and a labor, but also will produce a huge disposal. Moreover, in many instances the sensors may be installed at a no reachable location, for example inside the building's ceilings or walls, which makes their maintenance harder. Harvesting the unused renewable energy sources in nature and human environments such as mechanical, acoustic, electromagnetic, and thermal energies is one of the most promising solutions for massive deployment of the IoE technology [6]-[7]. Among these solutions, the wireless electromagnetic power transfer and harvesting has attracted tremendous attention, recently. Rectennas capable of converting the radio frequency (RF) energy to direct current (DC) energy are the main role-playing device in any RF wireless power transfer system. Therefore, recently several designs of rectennas have been proposed in the literature [8]-[11].

In case of harvesting and wireless transmission of the electromagnetic energy, the larger and more visible part of the sensors is the antenna. The integration of those sensors goes through the integration of the antennas which is more visible part into the environment. The expected massive deployment also adds a strict constraint on the cost and aesthetics issues as well.

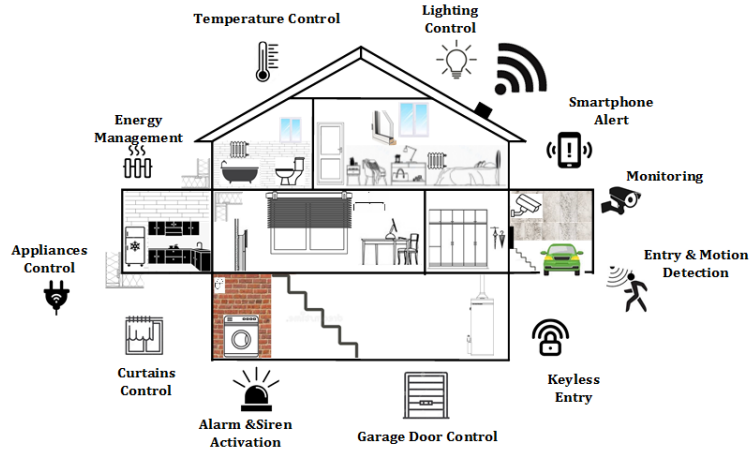


Figure 3.1 Smart building concept

In the indoor environment, as illustrated in Fig. 3.1, the building materials constitute large available surfaces. Other than the metallic-based one, wood, drywall, and glass are abundant engineering materials with lower costs than the commercial substrates. The integration of the antenna/sensor to those materials will be an asset for the IoE deployment. In [7], a hybrid frequency selective surface (FSS) based rectenna is proposed which can be embedded inside the building's wall to harvest the 2.4 GHz (WLAN) band coverage while being transparent at the 900 MHz cellular band to allow cellphones coverage. However, designing and implementing the antenna/rectennas directly on the existing materials in the building as the main substrate for the antenna and rectifier circuit, not only allows large-scale and low-cost implementation of the IoE sensors but also eliminates part of the undesired effect of the environment on the performance of the wireless communication system as well for radiofrequency energy harvesting (RFEH) applications. The signal distortion, caused by the dispersion of the complex permittivity, deteriorates the performance of the rectennas. This is more critical for devices that are printed on a thin substrate and do not have a ground plane on the other side. After installation on the wall, the performance of the antenna is mostly dominated by the complex permittivity of the wall material which affects the frequency response severely [12]-[17].

In this paper, a printed fractal coplanar-strips-fed array rectenna is presented. The proposed antenna uses a stacked polyethylene terephthalate (PET) sheet and drywall (composed of gypsum material) as the substrate material. Since the drywall is the most commonly available material in any building structure, this merit enables the proposed antenna to be directly employed at any position of the indoor space, while eliminating the concerns about the installation problems which are mostly due to the dispersive behavior of the materials. The performance of the antenna element integrated into the different building materials has been studied. As an application example, a rectenna consisting of a flexible transparent array antenna and rectifying circuit printed with the same process and integrated on gypsum drywall is implemented. The

simulation and measured results demonstrate that the proposed rectenna can be a potential candidate for powering indoor distributed sensors and IoE devices.

3.2 Antenna Design, Fabrication and Experimental validation

Among the antennas built on a substrate other than the common commercial dielectrics, the textile-based ones have received the greatest attention [18]. Some researchers use the wood-based as well as bio-composite substrates to create new green technology compatible printed circuit board (PCB) components and antennas [19]. In [20] ultra-high-frequency (UHF) radio frequency identification (RFID) tag antennas manufactured by brush-painting directly on wood veneer substrate were examined. Some designs also proposed the use of plexiglass and glass as well to take advantage of their transparency [21]-[22].

In this section, fractal folded antenna element design is studied to cover a set of indoor engineering materials but principally the gypsum drywall. A printing technique compatible with mass production is used to estimate the possibility to cover large surfaces in the future with a low-cost process. The design procedure, experimental validation, and fabrication constraints will be detailed in the next subsections.

3.2.1 Common Dielectric Materials Used in Buildings:

The wide variety of building materials makes it very difficult to accurately predict attenuation without the support of specific building data or measurements. The drywalls are large and rigid sheets that are fastened directly to the frame of the building with nails, screws, or adhesives, and are mounted on furring. The common materials used in drywall are gypsum boards, plywood, fiber-and-pulp boards, and asbestos-cement boards.

Tableau 3.1 Common Dielectric Materials Used in Buildings, (Values are for 2.4 GHz)

Substrate	Dielectric constant (ϵ_r)	Dielectric loss ($\tan\delta$)	Thickness (mm)
Gypsum plaster (drywall)	2.7	0.01	6.35
Glass	6.4	0.01	5
Plexiglass	3.2	0.001	5.5
Red brick	3.2	0.01	6.5
Concrete	4	0.02	6
Plywood	2.5	0.11	6

A review of the dielectric and magnetic properties measurements method for lossy materials including building materials is presented in [13]. The dielectric properties of typical building materials have been estimated from transmission and reflection measurements at 41.5 GHz and 5.8 GHz bands in [14], and at 5.8 GHz and 62.4 GHz in [15]. The permittivity measurement of concrete consisting of aggregates of up to 30 mm in the frequency range of 50 MHz–1 GHz is estimated with a new dielectric measurement method in [16], and a new planar microwave sensor composed of a log-periodic antenna was developed to characterize the relative permittivity of concrete blocks in [17]. An extensive ultra-wideband measurement of the complex permittivity for the common building materials has been performed in [12]. Table 3.1 list some of the obtained results at 2.4 GHz. According to these results, gypsum material has a dielectric constant of $\epsilon_{rgypsum}=2.7$ and a dielectric loss tangent of $\tan\delta_{gypsum}=0.05$. The relatively low loss performance of the gypsum enables it to directly be used as the substrate.

In the current research, in order to obtain the electromagnetic characteristic parameters of the utilized drywall under realistic building conditions including room temperature and humidity, practical measurements were performed in the lab. Coaxial probe method was performed using Keysight 85070B high temperature dielectric probe kit, Keysight N5247B PNA-X, and Keysight N1500A materials measurement suite software. The under-test drywall sample has a thickness of 6.35 mm. Several measurements were performed at multiple random points on the substrate and then averaged to increase the measurement accuracy. The obtained results for the dielectric constant over the frequency are depicted in Fig. 3.2. According to these results the corresponding dielectric constant of the drywall is $\epsilon_r=2.66$ at 2.4 GHz. This value was used during the simulation studies to ensure their validity.

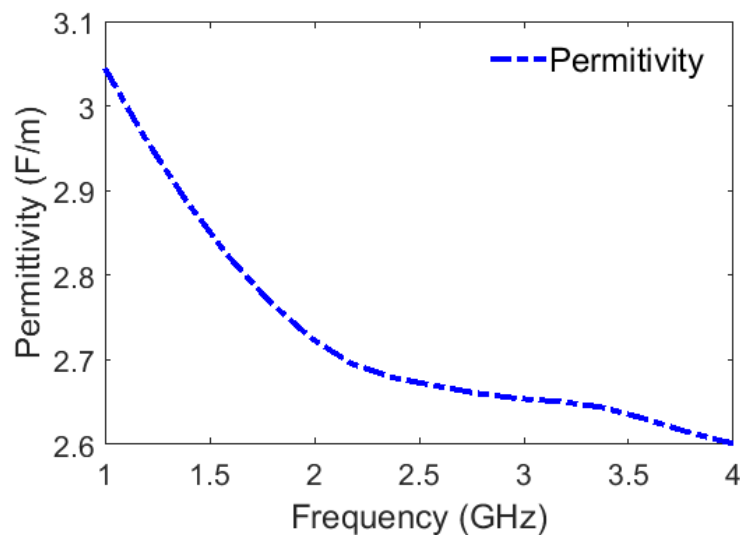


Figure 3.2 Measured dielectric constant of the gypsum sample

3.2.2 Printing Technique and Materials

Printed electronics can be employed to develop RF circuits on almost any material such as textiles, paper, wood, glass, metal, ceramic, and plastic. This method is more environmentally friendly in comparison with the methods which require chemical etching such as conventional PCB technology. Moreover, the printed circuits possess the potential to provide biodegradable and recyclable solutions to minimize the electronic waste caused by the increasing number of disposed electronic devices. For this work, the screen-printing technique is used. The screen-printing technique is a simple and low-cost method that is suitable for large-size antennas and massive industrial production. Its operation is quite straightforward. A flood blade moves along the screen and fills the open mesh areas with the conductive ink. Then by moving a squeegee in the reverse direction of the flood blade, the trapped ink in the mesh aperture is transferred to the substrate surface which is placed beneath it. Fig. 3.3 shows the EKRA X1-SL Semi-Automatic Screen Printer which has a repetition accuracy of 15 μm depending on screens selection. The employed screen has a mesh count of 92 fibers/cm.

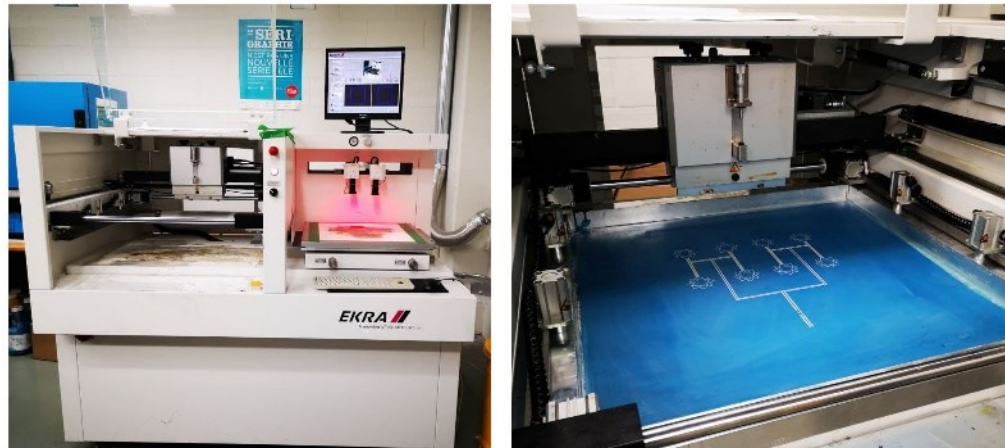


Figure 3.3 Semi-automatic Screen Printer EKRA X1 SL

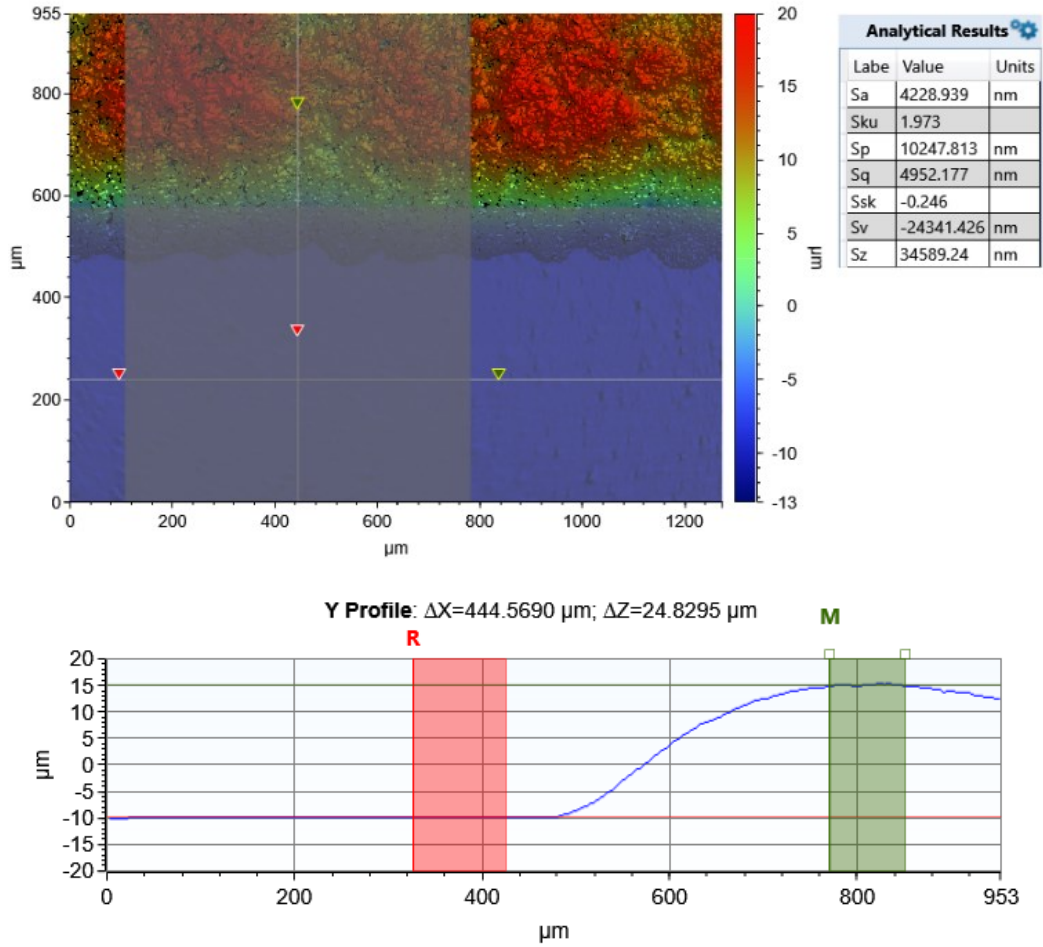


Figure 3.4 Colored optical image of 2D surface roughness graph and extracted data

A thin PET sheet with a thickness of $h_{\text{PET}}=125 \mu\text{m}$, a dielectric constant of $\epsilon_{\text{rPET}}=3$, and a dielectric loss tangent of $\tan\delta_{\text{PET}}=0.001$ is placed under the screen as the primary substrate on which the conductive sections are printed [23]. The thickness of the used PET is negligible in comparison to the drywall material. Transparency is desirable as it facilitates the attachment to different substrates. Transparency enables large-scale array rectennas to integrate better into urban environments while preventing the shadowing of the sun.

The HPS-021LV water-based silver flake ink from Novacentrix company [24] with a conductivity of $\sigma=8 \times 10^4 \text{ } \Omega/\text{m}$, calculated from previous tests using flat-bed screen printing, is selected for this work, as it allows low-cost massive implementation of the IoE technology. After printing, the sintering process is necessary to ensure suitable conductivity of the printed sections. The curing temperature depends on the temperature tolerance of the substrate. Lower curing temperature leads to the remaining large gaps between the ink particles. Increasing the temperature ensures the removal of residual solvent and the conductive particles pack together and gaps start to vanish, which provides a continuous smoothness of the conductor,

and thereby an efficient percolation channel is created for the electrons to flow along. The employed PET substrate for this work has a heat shrinkage of less than 1% and the print is cured in the oven for 20 minutes at 90 °C.

The surface resistance (R_s) per unit length of the printed product is severely affected by the roughness of the conductive section. This can be described by [25]:

$$\begin{aligned}
 R_s &= cR, \\
 c &= \left(1 + \frac{2}{\pi} \tan^{-1} \left(1.4 \times \left(\frac{S_a}{\delta} \right) \right) \right), \\
 R &= \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{\pi \mu f}{\sigma}} \\
 \delta &= \sqrt{\frac{R}{\pi f \mu_r \mu_0}}
 \end{aligned} \tag{1}$$

where c is the correction factor, R is the initial value for surface resistivity, f is the frequency, $\mu_r \approx 1$ is the relative permeability of the conductor, $\mu_0 = 4 \times \pi \times 10^{-7}$ is the vacuum permeability, S_a is mean surface roughness, σ is the conductivity of the ink, and δ is the skin-depth. The resistive loss increases drastically when the surface roughness is comparable to the skin depth of the electromagnetic wave at the operating frequency. In this work, the roughness of the cured silver pattern is determined by taking its height profile using the Bruker Contour GT-K 3D optical microscope [26]. The optical image with the extracted results for the roughness are depicted in Fig. 3.4. The cured print possesses a mean surface roughness of $S_a = 4.22 \mu\text{m}$.

The resulting dried silver film thickness was measured using TMI Digital Micrometer Model 49-86 [27], and is $t = 24 \pm 2 \mu\text{m}$ over the realized prototype. The sheet resistance of the printed product was measured using the Signatone four-point probe [28], and is $R_s = 0.052 \text{ ohm/sq}$. The relation between the sheet resistance of the printed conductive ink and its thickness can be expressed as:

$$R_s = \frac{R}{t} \tag{2}$$

Thereby, dried silver film track skin depth is calculated to be $\delta = 11.49 \mu\text{m}$ at 2.4 GHz. Satisfying $S_a < \delta < t$ guarantees low loss performance of the printed prototype.

In order to attach the lumped element components of the rectenna to the printed structure, Sun Chemical AST6320 silver ink is used which is supplied as ready-to-use ink. It can be applied at the room temperature. Drying time may range from 1-30 minutes.

3.2.3 Single Antenna Element

The proposed single antenna element is composed of a fractal-shaped folded radiating element that is connected to a coplanar-strips (CPS) feedline for signal transmission as shown in Fig. 3.5. This type of line allows the design of a structure without ground. It aspires to achieve wide bandwidth and cover the usage of different substrate materials. Initially, the printed structure is stacked on a second thicker gypsum substrate with a thickness of $h_{gyp}=6.35$ mm, and thereby the proposed antenna is formed.

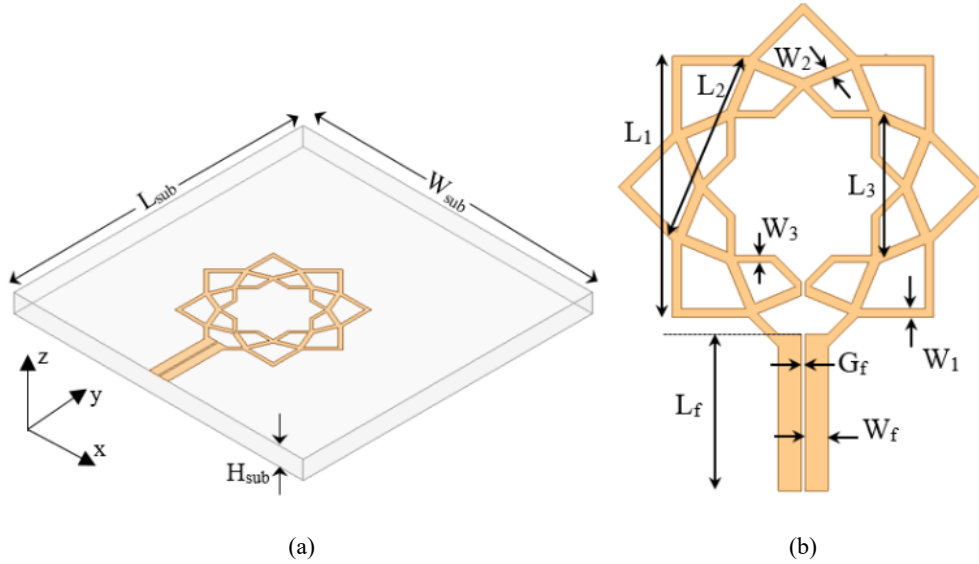


Figure 3.5 Designed fractal CPS-fed folded antenna: (a) structure, and (b) printed conductive section

Tableau 3.2 Design Parameters Values of The Antenna Element

Parameter	Value (mm)	Parameter	Value (mm)
L_{sub}	100	L_2	26
W_{sub}	100	L_3	19.9
L_f	20.44	W_1	1.14
W_f	3	W_2	1.46
G_f	0.5	W_3	1
L_1	34	H_{sub}	6.475

CPS is basically similar to coplanar waveguide (CPW), and is a transmission line that has a structure complementary to that of CPW. Inherently, the CPS is a balanced line type that transmits signals through two lines, and its basic purpose and characteristics are the same as those of the CPW. The main difference from the CPW is the fact that its characteristic impedance is several times larger for a structure with a

similar size and requires the use of a lower quantity of conductor material. CPS feeding is adopted to reduce the risk of ink permeation as it requires no ground plane. It is important to mention that the characteristics of the CPS remain constant when the thickness of the substrate is greater or comparable to the dimensions of the transmission line section [29].

Ansys HFSS software was used to design and simulate the antenna element. The final values for the antenna design parameters are listed in Table 3.2. The fractal geometry for the radiating section is chosen to increase the frequency bandwidth of operation. Fig. 3.6 shows various structures which were investigated during simulation studies in terms of matching and gain, and their performances are compared in Fig. 3.7. According to this figure, the covered frequency band increases as the number of the employed fractal rings in the antenna structure increases, and the radiation bandwidth of the proposed antenna covers the frequency band of 2.1-3.8 GHz with a fractional bandwidth of 57%. Moreover, the measured maximum gain results reveal that the proposed antenna element provides a gain level of 1.3 dBi at 2.4 GHz. The simulated results for the proposed antenna structure reveal an input impedance of 120Ω .

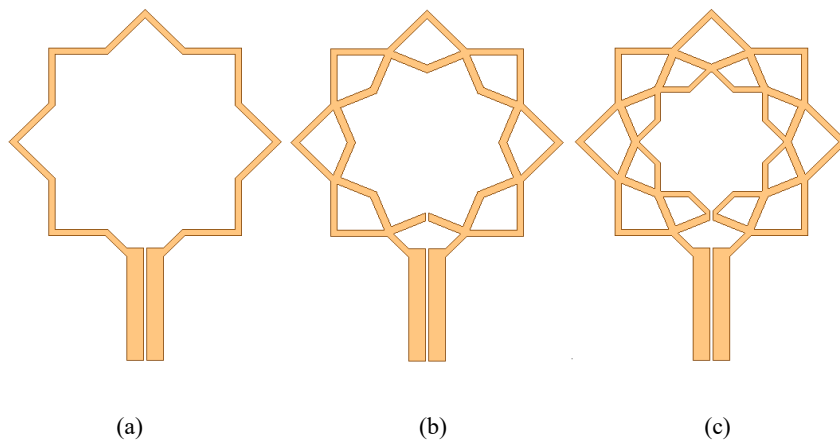


Figure 3.6 Various studied fractal steps: (a) single ring fractal folded antenna, (b) dual ring fractal folded antenna, and (c) triple ring fractal folded antenna

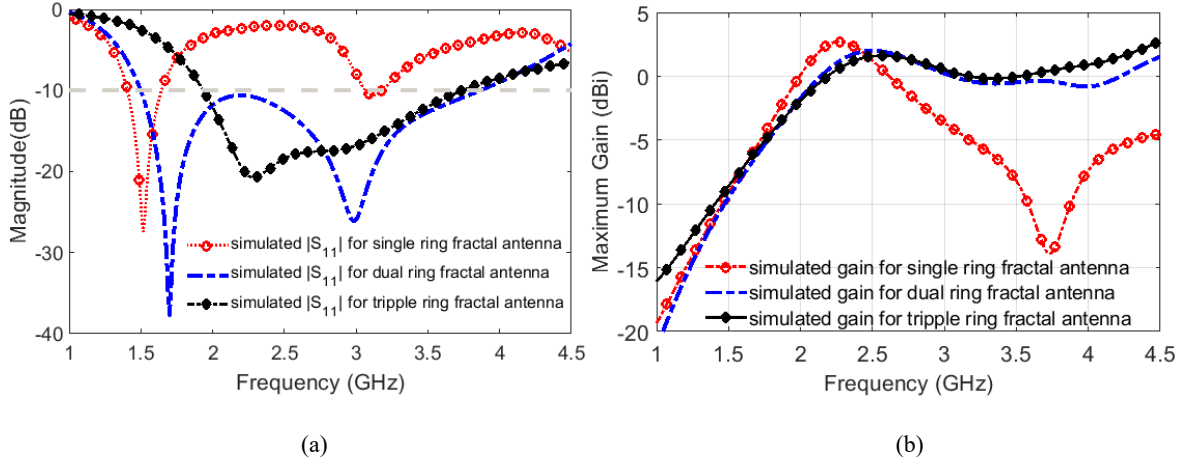


Figure 3.7 Simulated results of the antenna element for various fractal steps: (a) reflection coefficient, and (b) gain

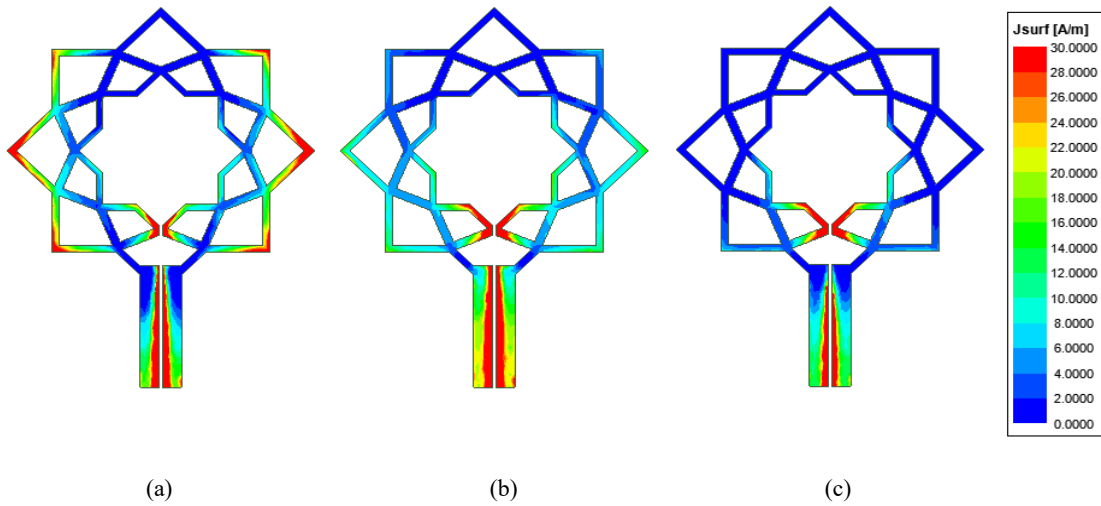
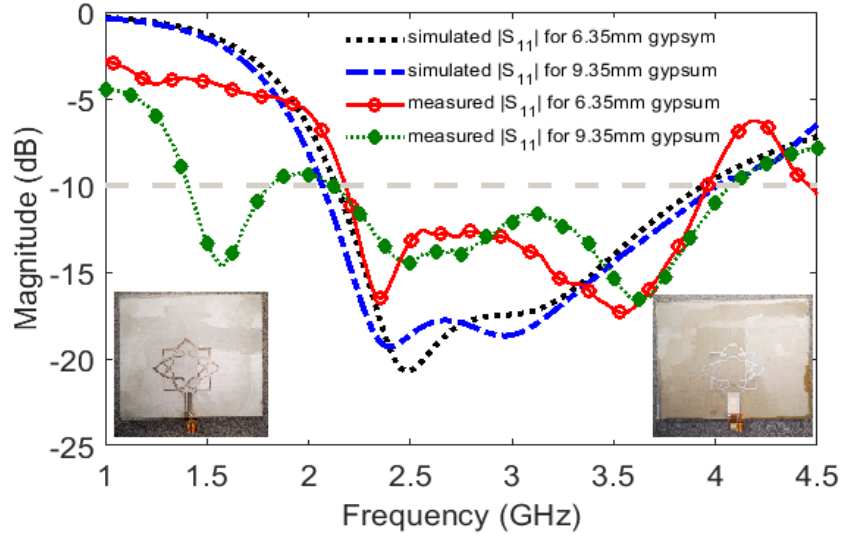
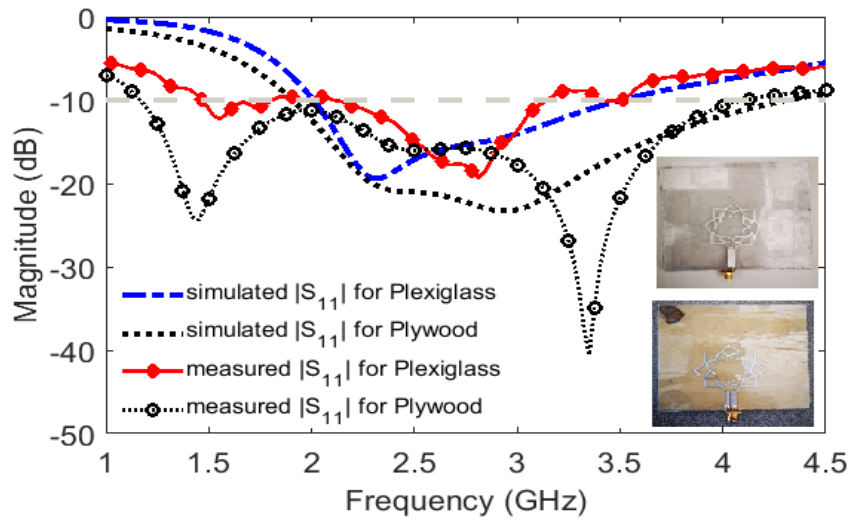


Figure 3.8 Simulated surface current distribution on the antenna at: (a) 2.4 GHz, (b) 3GHz, and (c) 3.6 GHz

In order to provide a better insight about the wideband performance of the designed antenna, the surface current distribution on the antenna structure at various frequencies is depicted in Fig. 3.8. As can be observed in this figure, at lower frequencies the currents are more dominant on the longer paths of the fractal shaped radiator and contribute to the radiation, and as the frequency increases the current on shorter paths become more dominant and contribute to the radiation. Thereby, a wideband operation is achieved.



(a)



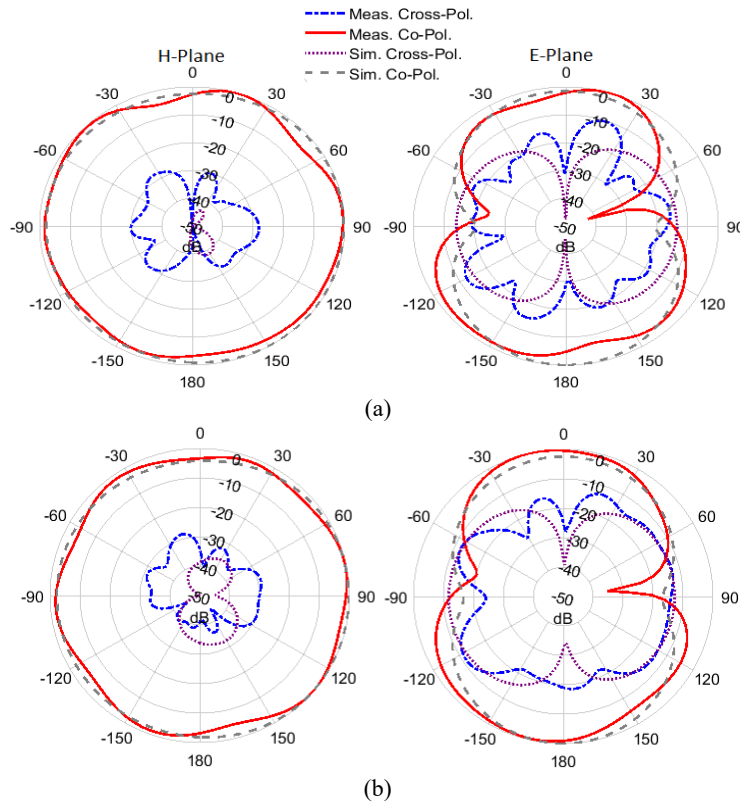
(b)

Figure 3.9 Measured and simulated reflection coefficient of the fabricated antenna elements with fabricated prototypes: (a) Gypsum with thickness of 6.35 mm (left side picture), and with thickness of 9.52 mm (right side picture), and (b) Plywood with thickness of 6.35 mm (bottom picture), and Plexiglass with thickness of 6.35 mm (top picture).

Keeping all the designed antenna parameters fixed, the effect of changing the height of the secondary gypsum substrate was investigated. Fig. 3.9 (a) shows the realized antenna elements on gypsum substrates with thicknesses of 6.35 and 9.52 mm, and their simulated and measured reflection coefficient results are compared. According to these results, a fine agreement exists between the simulated and measured results.

The antenna realized on the thinner substrate covers the frequency band of 2.18-3.97 GHz, while the antenna realized on the thicker substrate covers the frequency band of 2.14-4.1 GHz.

The performance of the same printed structure when it is stacked on other building materials as the secondary substrate was also investigated. Fig. 3.9 (b) shows the realized antennas on Plywood and Plexiglass and their simulated and measured reflection coefficient characteristics. According to these results, the fabricated antenna on the Plywood covers the frequency band of 1.17-4.13 GHz, while the fabricated antenna on Plexiglass covers the frequency band of 2.1-3.15 GHz. A good agreement exists between simulation and measured results, and the resultant antennas can cover ISM band frequencies around 2.4 GHz. This is mainly due to the fact that according to Table 3.1 the dielectric constant of plexiglass and plywood materials are close to the dielectric constant of gypsum. So, the same printed structure can be stacked on the various building materials for our intended applications.



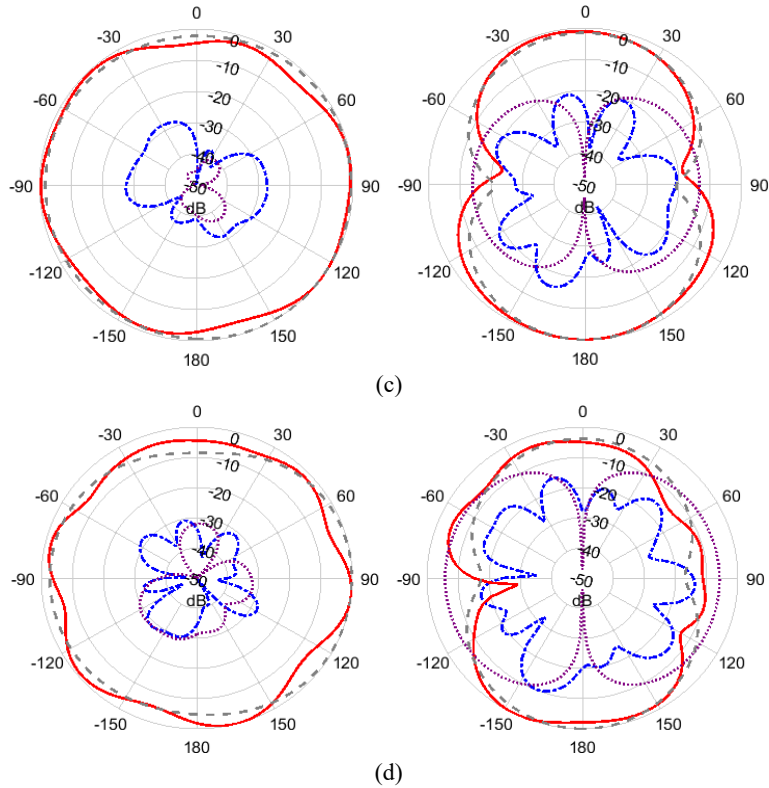


Figure 3.10 Simulated and measured radiation patterns of the antenna elements: (a) Gypsum with 6.35 mm height, (b) Gypsum with 9.35 mm height, (c) Plywood with 6.35 mm height, and (d) Plexiglass with 6.35 mm height

The radiation patterns of simulated and measured co-polarization and cross-polarization components for the designed antennas, implemented on various previously mentioned substrates, are plotted in Fig. 3.10. These results reveal that all of the fabricated antenna elements radiate effectively and have an almost omnidirectional pattern on the H-plane with a very low cross-polarization level. The measured and simulated gain characteristic for the antenna implemented on a 6.35 mm thick gypsum substrate is depicted in Fig. 3.11. This antenna possesses a gain of 1 dBi at 2.4 GHz.

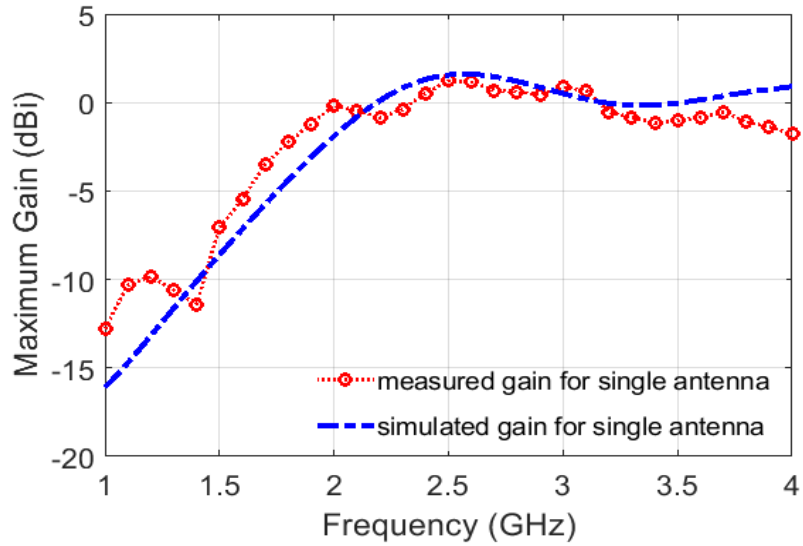


Figure 3.11 Measured and simulated gain at the direction of the maximum radiation for the single antenna element fabricated on Gypsum with a thickness of 6.35 mm

3.2.4 Array Antenna

In order to arrange an array antenna on gypsum substrate with a thickness of 6.35 mm and based on the designed fractal antenna element, a CPS line feed network was designed. In the design of the feed network, two major goals were pursued simultaneously. The first goal was to achieve an array antenna with high aperture efficiency, and the second goal was to minimize the feed-network path loss to avoid losing signal strength while passing through the feed-network toward the rectifier circuit. Fig. 3.12 depicts the structure of the designed array antenna and the values for its design parameters are listed in Table 3.3.

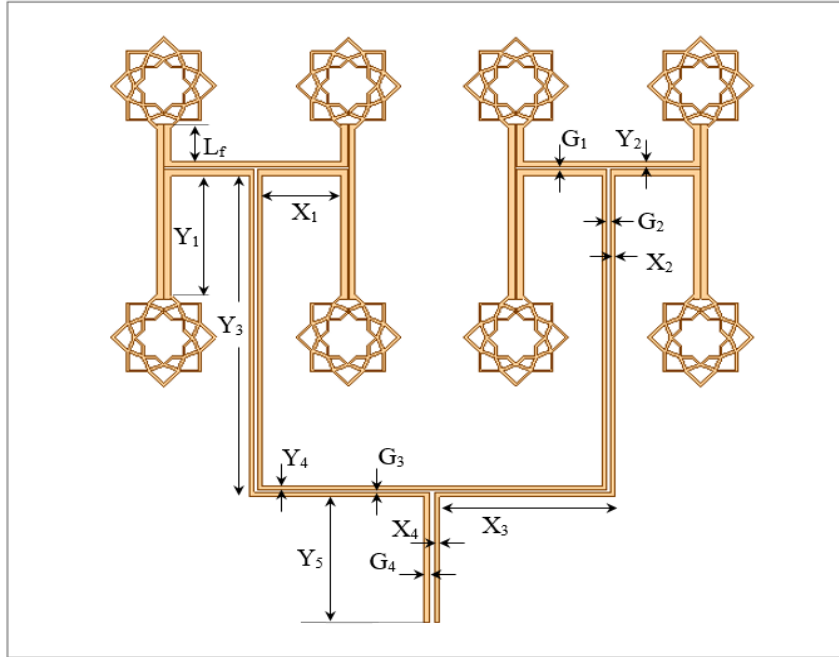


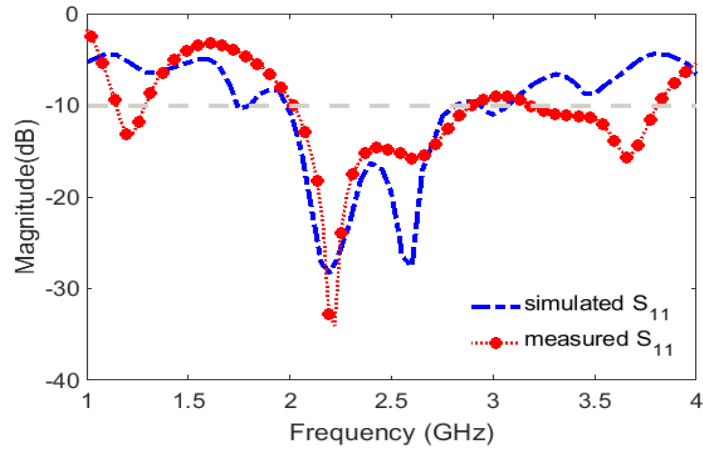
Figure 3.12 Designed fractal CPS-fed array antenna

In order to have the received signals by all elements in phase, extended paths were used to connect half of the elements to the feed-network ($Y_1 \approx L_f + \lambda/2$). According to Goverdhanam et al., compensation of the CPS bend to improve the insertion loss is not required [30]. The number of employed elements was selected by compromising between the insertion loss and the achieved gain level. The path loss is mainly affected by the T- junctions. As illustrated in Fig. 3.12, the feed-network is composed of multiple symmetrically located T-junctions that distribute the signal evenly between the antenna elements. The elements are aligned at a distance of 0.75λ from each other (center to center).

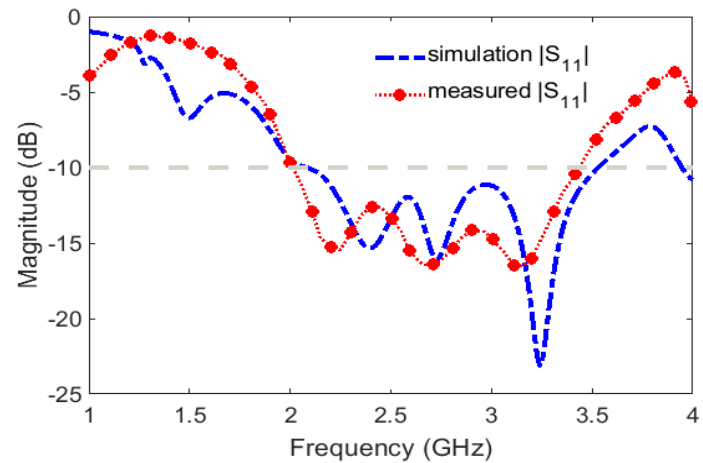
Tableau 3.3 Design Parameters Values of The Array Antenna

Parameter	Value (mm)	Parameter	Value (mm)
X_1	35	X_2	2
X_3	79.7	X_4	2.5
Y_1	58.6	Y_2	2.8
Y_3	157.5	Y_4	2
Y_5	62	G_1	1.1
G_2	1.7	G_3	1
G_4	2	L_F	16

According to simulation results having three sets of symmetrical T-junctions for connecting eight antenna elements, imposes 2.1 dB insertion loss to the system. Two prototypes, four elements array, and eight-elements array antennas, without the rectifier section, were fabricated and their frequency bandwidth characteristics were measured. Fig. 3.13(a) compares the simulated and measured reflection coefficient for the eight-elements array antenna. According to these results the fabricated eight-elements array antenna is capable of covering the frequency band of 2-2.9 GHz. Same results for the fabricated four-elements array antenna in Fig. 3.13(b) show that it covers the frequency band of 1.99-3.43 GHz.



(a)



(b)

Figure 3.13 Simulated and measured reflection coefficient of: (a) the eight-elements array antenna, and (b) the four-elements array antenna

Due to the restriction on the size of the utilized near-field measurement system, the radiation pattern and gain characteristic of the fabricated eight-elements array could not be measured. Fig. 3.14 shows the four-elements array placed in the anechoic chamber and its measured and simulated radiation patterns are compared in Fig. 3.15. The measured and simulated gain characteristics for this array along with the simulated gain characteristic of the eight-elements array are plotted in Fig. 3.16. Good agreement exists between the simulation and measured gains for the four-elements array and the measured gain is 5.5 dBi at 2.4 GHz. Thereby, it can be expected that the fabricated eight-elements array possesses a gain level close to its simulation prediction which is 9.96 dBi at 2.4 GHz. Based on the mentioned results, the number of the employed elements was selected to be eight and the designed array antenna has an input impedance of 172Ω .

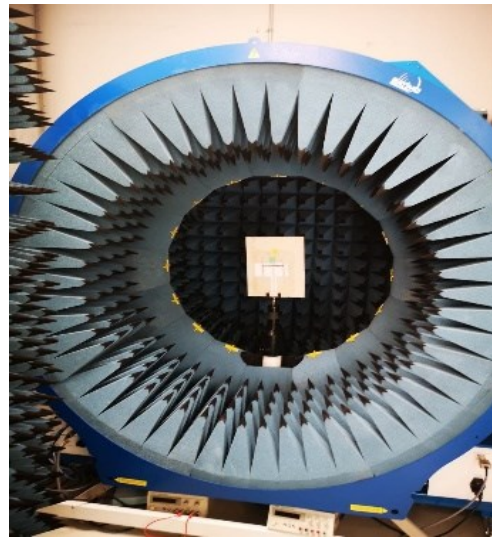


Figure 3.14 Fabricated four-elements antenna array installed in the anechoic chamber

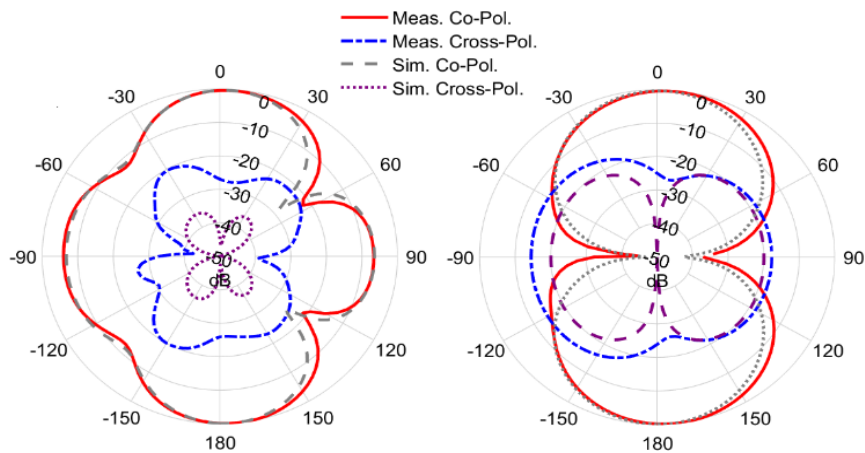


Figure 3.15 Simulated and measured radiation patterns of the four-elements array antenna

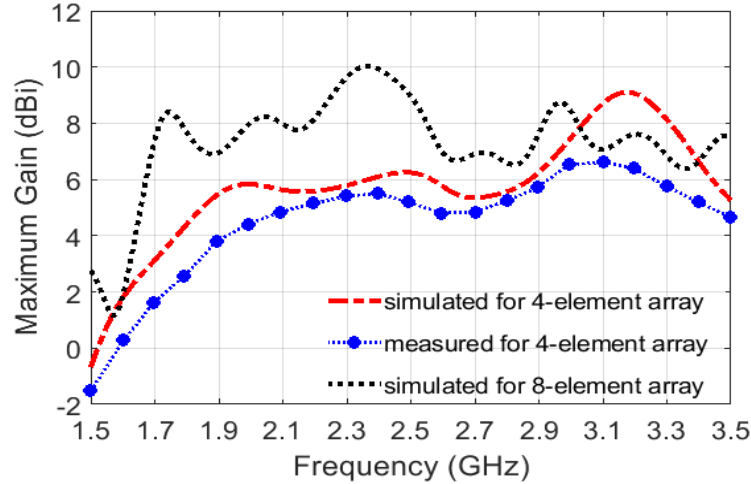


Figure 3.16 Measured and simulated gain at the direction of the maximum radiation for four-elements antenna array on Gypsum with a thickness of 6.35 mm

3.3 Dry Wall Rectenna for RF power Harvesting

Replacing or replenishing the huge number of batteries associated with the sensors will not only be time-consuming and labor but also will produce huge disposal [4]. Moreover, in several scenarios, the sensors may be installed at a no-reachable location, for example inside the building's ceilings or walls, which makes their maintenance harder. Using rectifying antennas (rectennas) for harvesting the ambient radio-frequency (RF) energy can be a possible solution to overcome this challenge [4], [31]. On the other hand, several surveys have shown that the major restriction for RFEH systems is the extremely low power density of the ambient RF signals [4]. The proposed technique can be used as an antenna/antenna array associated with sensors as well for power transfer or harvesting of the RF energy. In fact, the use of large surfaces allows the harvesting of more energy. Additionally, for the same power density in space, the high-gain rectennas are more efficient in capturing the energy and delivering it to the rectifier diode, in comparison with the omnidirectional rectennas with lower gain levels.

The zoomed-in view of the designed rectifier section is depicted in Fig. 3.17 with the block diagram. The rectifier utilizes a single zero-bias diode (SMS7630 Schottky barrier diode) topology, which is adapted for a low received power application [31]. The spice model of the diode and harmonic balance simulation engine was used in Keysight Advanced Design Software for the design. The diode has a series resistance $R_S=20\ \Omega$, zero-bias junction capacitance $C_{j0}=0.14\ \text{pF}$, built-in-turn-on voltage $V_{bi}=0.34\ \text{V}$, and a breakdown voltage $V_B=2\ \text{V}$. The balanced nature of the CPS line allows to place the diode and the load resistor $R_L=2.5\ \text{K}\Omega$ in a shunt topology between the CPS branches.

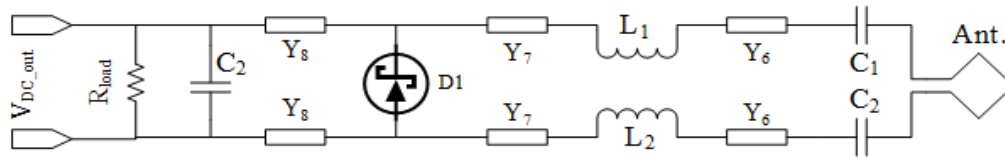
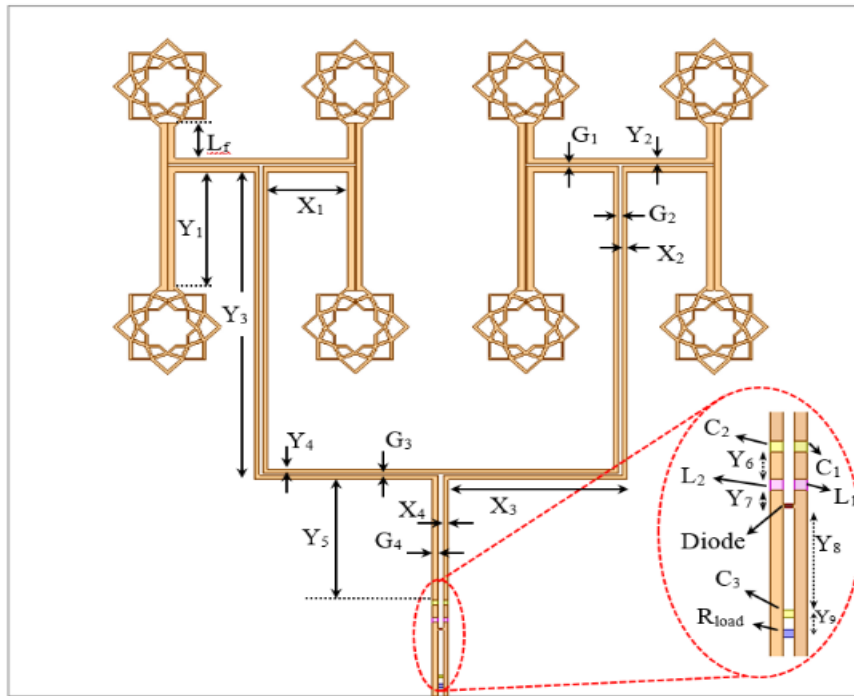


Figure 3.17 Designed fractal CPS-fed array rectenna

The values for the employed components and length of the lines between them have been determined from simulated and measured data for impedance matching while achieving an acceptable RF-to-DC power conversion efficiency (PEC) at low input powers. The DC-pass $C_3=330$ pF acts as a shorted stub matching network and tunes out the diode reactance. It smoothens the DC output voltage and also allows the remixing of the power at the harmonic frequencies. The optimal distance between the diode and the DC-pass filter and the distance between the load and DC-pass filter were determined to be $Y_8=23.2$ mm and $Y_9=3$ mm, respectively. The $C_1=C_2=0.2$ pF capacitors, the $L_1=L_2=16.1$ nH inductors, and the length of the CPS line $Y_6=6.18$ mm between them, and the length of the CPS line $Y_7=3$ mm are used to conjugate match the array antenna impedance to the diode impedance at 2.4 GHz. The matching circuit also acts as a filter that prevents the leakage of the higher-order harmonics, generated by the diode, to the antenna and sends them back to the diode to get remixed and generate more DC power. The C_1 and C_2 capacitors also provide the DC isolation between the array antenna and the rectifier.

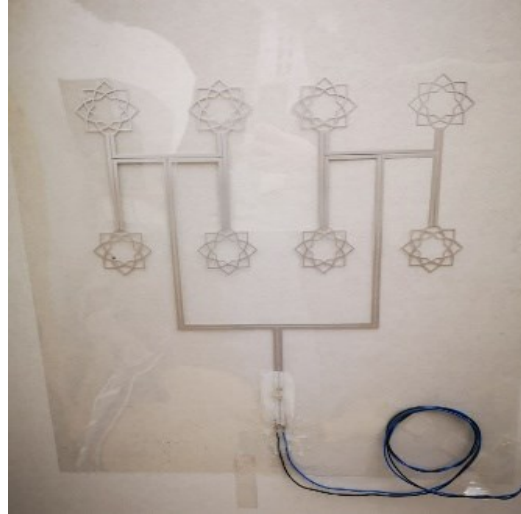


Figure 3.18 Fabricated array rectenna

A prototype of the proposed array rectenna was realized by integrating the designed rectifier and array antenna, and measurements were performed to investigate its performance. The fabricated rectenna array is shown in Fig. 3.18 and the measurement setup is shown in Fig. 3.19, where a standard horn antenna with a gain level of 9 dBi is placed at a distance of 2 m to feed the array rectenna while satisfying the far-field criteria. A Ceyear-1441B RF signal generator is connected to the horn antenna through an Analog Devices ADL5321 amplifier to provide adequate controllable and detectable power to the rectenna array.

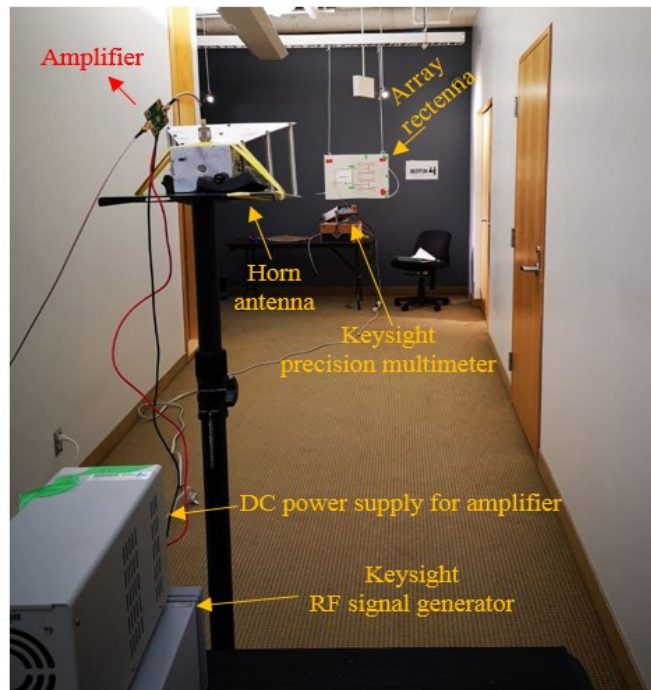
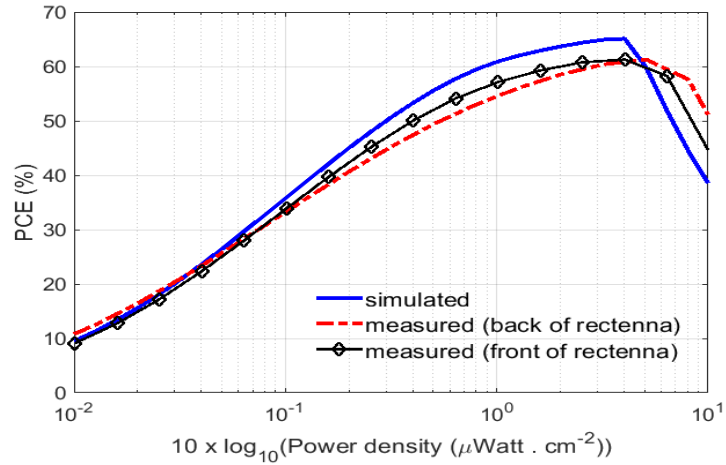
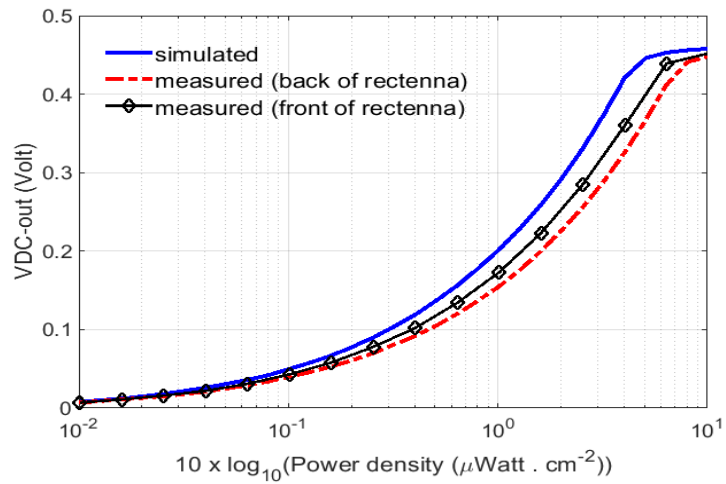


Figure 3.19 Measurement setup for the proposed array rectenna



(a)



(b)

Figure 3.20 Measured and simulated results: (a) RF-to-DC PCE for various values of the load resistance, and (b) output DC voltage for various values of the load resistance

The employed amplifier is capable of providing a maximum gain of 14 dB at 2.4 GHz. An Agilent-34401A precision multimeter is connected in parallel with the load resistance of the array rectenna to measure the output DC voltage. Before performing the measurements on the array rectenna, a dipole antenna with a known gain of 2 dBi was placed at the same location of the array rectenna and the received power was measured by an Anritsu MS2724B spectrum analyzer. Then the corresponding available power density in space was calculated accordingly.

The measured and simulated results for the RF-to-DC PCE and the output voltage are compared in Fig. 3.20 The ground-plane less structure of the rectenna allows it to capture the RF energy from its back

and front. The measurements were performed for both cases. The measured results reveal that for the case in which the array rectenna was illuminated from its front, it provides a PCE > 20% for the incident power densities greater than $0.025 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ with a peak PCE of 61.3% at $4.03 \mu\text{W}/\text{cm}^2$. The corresponding DC output voltages are 0.022 V and 0.44 V, respectively. For the case in which the array rectenna was illuminated from its back, it provides PCE > 20% for the incident power densities greater than $0.028 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ with a peak PCE of 61.3% at $5.07 \mu\text{W}/\text{cm}^2$. The corresponding DC output voltages are 0.022 V and 0.44 V, respectively. Very fine agreement exists between the measured results and simulation predictions. The slight deviation is mainly due to the fabrication and setup precision.

Table 3.4 provides a comparison between the results achieved in this work against the existing works in the literature. The proposed rectifier provides a suitable conversion efficiency at very low input powers delivered to it and for a resistive load of 2.5 k Ω . This verifies its capability to work with different low-power devices for IoE applications.

Tableau 3.4 Comparative analysis of proposed rectenna with other existing rectennas

Reference	Frequency (GHz)	Rectenna Type	Substrate	Gain (dBi)	Transmission distance (m)	Max. Conversion efficiency
[8]	2.42	single	FR-4	3.93	2	78.53% at 0 dBm
[9]	1.975–4.744	single	FR-4	4.3	2	88.58% at 0 dBm
[10]	2.45	array	FR-4	Not reported	0.5	65.3% at 5 dBm
[11]	9.5	array	Rogers RO4003	11.2	0.25	71.9% at 50.1 mW
This work	2.4	array	gypsum	9.96	2	61.3 % at $4.03 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ power density

3.4 Conclusion

In this paper, the design of a flat-bed screen printed CPS-fed fractal folded antenna element/array and rectenna has been presented and discussed. The performance of the radiating antenna elements printed on the thin PET substrate and implemented on various common building materials such as gypsum, plexiglass, and plywood were investigated and experimentally verified. Simulation and measurements results reveal that these materials can be used effectively as the substrate for massive deployment of the IoE technology.

Moreover, using the already existing building materials as the substrate not only reduces the implementation costs but also provides an environmentally friendly approach. Besides, the amount of the utilized silver ink for the printing process is significantly reduced due to the groundless structure of the presented CPS-fed element/array.

The designed eight-elements fractal array provides 9.96 dBi gain characteristic at 2.4 GHz ISM-band which is suitable for WPT applications under low ambient energy circumstances. The experimental results show that the proposed array rectenna is capable of providing more than 20% PCE for incident power densities as low as $0.028 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ while having a peak PCE of 61.3% occurring for a low incident power density of $5.07 \mu\text{W}/\text{cm}^2$, which is corresponding to delivering a DC voltage of 0.44 V to a 2.5 k Ω load. The achieved results reveal that the presented array rectenna and the proposed methodology could be a suitable candidate for massive deployment of the wireless sensors network for IoE technology. In the future, the printing process can be used directly on the dry-wall material to reduce the cost with a performance-enhancing.

3.5 Bibliographic

- [1] V. S. Rajus et al., "Measured Data Reliability for Building Performance and Maintenance," IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, vol. 25, no. 1, pp. 55-61, Feb. 2022.
- [2] A. Mahmoud, H. Sadruddin, P. Coser and M. Atia, "Integration of Wearable Sensors Measurements for Indoor Pedestrian Tracking," IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, vol. 25, no. 1, pp. 46-54, Feb. 2022.
- [3] S. Chen et al., "When Internet of Things Meets e-Health: An Indoor Temperature Monitoring and Control Approach," IEEE Internet of Things Magazine, vol. 4, no. 3, pp. 12-16, Sep. 2021.
- [4] P. Sotres, J. R. Santana, L. Sánchez, J. Lanza and L. Muñoz, "Practical Lessons from the Deployment and Management of a Smart City Internet-of-Things Infrastructure: The SmartSantander Testbed Case," IEEE Access, vol. 5, pp. 14309-14322, 2017.
- [5] B. -Y. Yu et al., "Flexible and Wearable Hybrid RF and Solar Energy Harvesting System," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 70, no. 3, pp. 2223-2233, Mar. 2022.
- [6] Ting Tan, Zhimiao Yan, Hongxiang Zou, Kejing Ma, Fengrui Liu, Linchuan Zhao, Zhike Peng, Wenming Zhang, "Renewable energy harvesting and absorbing via multi-scale metamaterial systems for Internet of things", Applied Energy, vol. 254, 2019.
- [7] D. Ferreira, L. Sismeiro, A. Ferreira, R. F. S. Caldeirinha, T. R. Fernandes and I. Cuiñas, "Hybrid FSS and Rectenna Design for Wireless Power Harvesting," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 64, no. 5, pp. 2038-2042, May 2016.
- [8] Rashmi Pandey, Ashok Kumar Shankhwar, and Ashutosh Singh, "Design and Analysis of Rectenna at 2.42 GHz for Wi-Fi Energy Harvesting," Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 117, 89-98, 2021.
- [9] Rashmi Pandey, Ashok Kumar Shankhwar, and Ashutosh Singh, "An Improved Conversion Efficiency of 1.975 to 4.744 GHz Rectenna for Wireless Sensor Applications," Progress in Electromagnetics Research C, Vol. 109, 217-225, 2021.

- [10] Euclides Lourenço Chuma, Yuzo Iano, Mathias Scroccaro Costa, Leandro Tiago Manera, and Leonardo Lorenzo Bravo Roger, "A Compact-Integrated Reconfigurable Rectenna Array for RF Power Harvesting with a Practical Physical Structure," *Progress In Electromagnetics Research M*, Vol. 70, 89-98, 2018.
- [11] Jinwoo Shin, Mihui Seo, Junho Choi, Joonho So, and Changyul Cheon, "A Compact and Wideband Circularly Polarized Rectenna with High Efficiency at X-Band," *Progress in Electromagnetics Research*, Vol. 145, 163-173, 2014.
- [12] S. S. Zhekov, O. Franek and G. F. Pedersen, "Dielectric Properties of Common Building Materials for Ultrawideband Propagation Studies [Measurements Corner]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 62, no. 1, pp. 72-81, Feb. 2020.
- [13] J. Baker-Jarvis, M. Janezic, B. Riddle, R. Johnk, C. Holloway, R. Geyer, and C. Grosvenor, "Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, and negative-Index Materials," Technical Note (NIST TN), National Institute of Standards and Technology, Gaithersburg, MD, 2005.
- [14] I. Cuiñas, M. G. Sánchez. "Permittivity and Conductivity Measurements of Building Materials at 5.8 GHz and 41.5 GHz," *Wireless Personal Communications*, vol. 20, pp. 93-100, 2002.
- [15] I. Cuiñas et al. "Frequency dependence of dielectric constant of construction materials in microwave and millimeter-wave bands," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, pp. 123-124, 2001.
- [16] R. Antoine. "Dielectric permittivity of concrete between 50 MHz and 1 GHz and GPR measurements for building materials evaluation," *Journal of Applied Geophysics*, vol. 40, pp. 89-94, 1998.
- [17] J. G. D. Oliveira et al. "A New Planar Microwave Sensor for Building Materials Complex Permittivity Characterization," *Sensors*, vol. 20, no. 21: 6328, 2020.
- [18] P. Nepa and H. Rogier, "Wearable Antennas for Off-Body Radio Links at VHF and UHF Bands: Challenges, the state of the art, and future trends below 1 GHz.," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 57, no. 5, pp. 30-52, Oct. 2015.
- [19] R. Del-Rio-Ruiz, J. Lopez-Garde, J. Legarda, S. Lemey, O. Caytan and H. Rogier, "Reliable Lab-Scale Construction Process for Electromagnetically Coupled Textile Microstrip Patch Antennas for the 2.45 GHz ISM Band," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 1, pp. 153-157, Jan. 2020.
- [20] E. Sipilä, J. Virkki, L. Sydänheimo and L. Ukkonen, "Experimental Study on Brush-Painted Metallic Nanoparticle UHF RFID Tags on Wood Substrates," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 301-304, 2015.
- [21] A. Verma, C. Fumeaux, V. T. Truong, and B. D. Bates, "A 2 GHz Polypyrrole microstrip patch antenna on Plexiglas substrate". 2009 Asia Pacific Microwave Conference, pp. 36-39, 2009.
- [22] S. Youn, D. Jang, N. K. Kong, H. Choo, "Design of a Printed 5G Monopole Antenna With Periodic Patch Director on the Laminated Window Glass," *Antennas and Wireless Propagation Letters IEEE*, vol. 21, no. 2, pp. 297-301, 2022.
- [23] www.multi-plastics.com
- [24] www.novacentrix.com
- [25] E. Vandelle, D. H. N. Bui, T. Vuong, G. Ardila, K. Wu, and S. Hemour, "Harvesting Ambient RF Energy Efficiently with Optimal Angular Coverage," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 67, no. 3, pp. 1862-1873, Mar. 2019.
- [26] www.bruker.com
- [27] www.testingmachines.com
- [28] www.signatone.com
- [29] E. Chen, and S. Y. Chou, "Characteristics of coplanar transmission lines on multilayer substrates: modeling and experiments," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 6, pp. 939-945, Jun. 1997.

- [30] K. Goverdhanam, R. N. Simons, and L. P. B. Katehi, "Coplanar Stripline Components for High-Frequency Applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, no. 10, pp. 1725-1729, Oct. 1997.
- [31] J. Antonio Estrada et al., "RF-Harvesting Tightly Coupled Rectenna Array Tee-Shirt with Greater than Octave Bandwidth," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 68, no. 9, pp. 3908-3919, Sept. 2020.

Article. 3.

TX-to-RX Leakage Canceler for IoT RFID Applications

Annuleur de fuite TX-to-RX pour les applications IoT RFID

Z. Badamchi, T. Djerafi

Energy, Material, and Telecommunication Research Center Institut National de la Recherche Scientifique
(INRS) Montreal, Canada

O. Tomé , A. Ghiotto

University of Bordeaux, IMS, CNRS UMR 5218, Bordeaux INP, Talence, France

International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), Winnipeg,
MB, Canada, August 2021.

DOI ,10.1109/ANTEM51107.2021.9518990

Résumé

Les performances des systèmes d'identification par radiofréquence (RFID) à ultra-haute fréquence (UHF) sont généralement dégradées par une isolation insuffisante entre l'émetteur et le récepteur (TX-to-RX). Afin de résoudre ce problème, cet article présente un annuleur de fuites à large bande. L'annuleur proposé utilise un diviseur de puissance Wilkinson à élément localisé à deux étages et un circuit de couplage direct à fuite (DLCC) afin de fournir une isolation élevée entre les voies TX et RX. Les résultats mesurés pour l'annuleur de fuites implanté sont en bon accord avec les résultats de la simulation. L'annuleur de fuites fabriqué occupe seulement $53 \times 30 \times 0.8 \text{ mm}^3$ tout en fournissant une isolation meilleure que 40 dB dans la bande de fréquence RFID UHF de 0.812-0.965 GHz.

Abstract

The performance of the ultra-high frequency (UHF) radio frequency identification (RFID) systems are usually degraded by inadequate transmitter-to-receiver (TX-to-RX) isolation. In order to tackle this problem, in this paper a broadband leakage canceler is presented. The proposed canceler utilizes a two-stage lumped element Wilkinson power divider and a direct leaky coupling circuit (DLCC) in order to provide a high isolation between the TX and RX paths. The measured results for the implemented leakage canceler are in fine agreement with the simulation results. The fabricated leakage canceler occupies only $53 \times 30 \times 0.8 \text{ mm}^3$ while providing an isolation better than -40 dB in the UHF RFID frequency band of $0.812\text{-}0.965 \text{ GHz}$.

4.1 Introduction

As one of the main pillars of the internet-of-things (IoT) technology, RFID systems has attracted significant attention, recently [1]-[3]. To communicate with passive or semi-passive tags, the RFID reader must operate in a full-duplex mode and send a continuous wave to the tag to provide its DC power, even when the reader is receiving the tag's signal [1]. On the other hand, since the tag signal is at the same frequency as the reader's signal, duplexers cannot be employed to separate the transmitted and received signals [3]. Therefore, the transmitter (TX) signal leakage into the receiver (RX) is the main factor which limits the operation of the RFID systems and significantly reduces the receiver's sensitivity.

Several previous solutions have been proposed to reduce the TX-to-RX leakage. In [3], two separate antennas are used to separate the TX and RX signals, and thereby the receiver can have a high isolation from the transmitter. However, this leads to a cumbersome and more expensive reader. In order to have an RFID reader which utilizes a single antenna for both signal transmission and reception, passive devices such as circulator, directional coupler, or hybrid coupler can be employed to isolate the TX and RX paths to the antenna [3], [4]-[5]. These components have been widely employed for RFID reader design, due to their advantages such as having a simple circuit and low cost. However, most of the commercially available circulators and couplers are just able to provide isolation levels about 25 dB in the well-matched conditions between the antenna the transceiver. Better TX-to-RX isolation characteristics are still required to further improve the performance of the RFID reader sensitivity and increasing the communication range between the reader and the tags [3].

A very narrowband reader carrier leakage canceling technique based on circulator and variable phase shifter and attenuator is adopted in [1], where the isolation is improved from 20 dB to 40 dB within the

frequency band of 0.92-0.925 GHz. A same technique is used in [2], where a microcontroller is utilized to provide improved isolation for multiple narrowband sub-channels by switching between them. However, the designed circuit is complex and expensive.

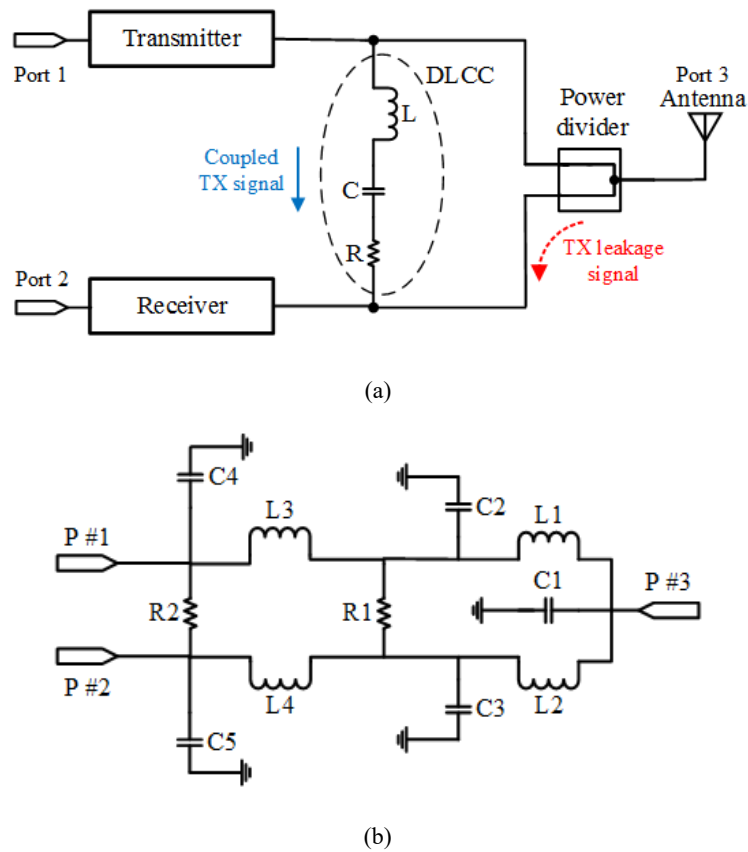


Figure 4.1 TX-to-RX leakage canceler : (a) block diagram, and (b) employed two-stage lumped element Wilkinson power divider

Tableau 4.1 Design parameters of the proposed leakage canceler

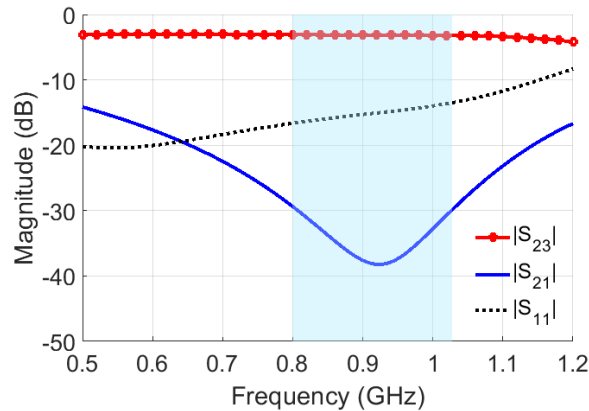
Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value
C	47.54 pF	C5	0.5 pF	L4	6.85 nH
C1	1.8 pF	L	34.39 nH	R	347 Ω
C2	2.43 pF	L1	13.64 nH	R1	97 Ω
C3	2.43 pF	L2	13.64 nH	R2	345 Ω
C4	0.5 pF	L3	6.85 nH		

In this paper, a novel design of TX-to-RX leakage canceler circuit is presented, in which a two-stage lumped element Wilkinson power divider and a DLCC are combined to provide improved isolation over a broadband frequency range. The proposed technique in this work, does not require DC power consumption to generate the controlling signals for switching between the RFID sub-channels. This is while, using a modified lumped element Wilkinson power divider instead of the circulator leads to a more planar profile and lower cost of the overall RFID reader. Advanced design system (ADS) software is used to design the proposed leakage canceler and a prototype is fabricated and measured to verify the performance of the presented circuit.

4.2 leakage canceler design and results

The block diagram of the proposed TX leakage canceler is depicted in Fig. 4.1(a). As can be observed in this figure, the leakage canceler consists of a modified two-stage Wilkinson power divider which is connected to an R-L-C DLCC branch. The design parameters of the proposed structure are listed in Table 4.1. The transmitter, receiver, and antenna are connected to the leakage canceler as shown in Fig. 4.1, and all of them are considered to be matched to 50Ω .

Wilkinson power dividers inherently poses a medium level of isolation between their output ports. However, in the current situation and for eliminating the transmitter leakage toward the receiver, a higher level of isolation is required. Therefore, through modifying the Wilkinson power divider and forming a lumped element two-stage power divider, the isolation level is increased significantly. In order to miniaturize the overall size of the designed circuit, lumped elements are chosen over distributed transmission lines to implement the power divider. The simulated scattering parameters of the designed modified Wilkinson power divider is depicted in Fig. 4.2(a). According to this figure, an isolation ($|S_{21}|$) of more than 30 dB and less than 40 dB exists between the output ports of the power divider at frequency band of 0.8-1.027 GHz.



(a)

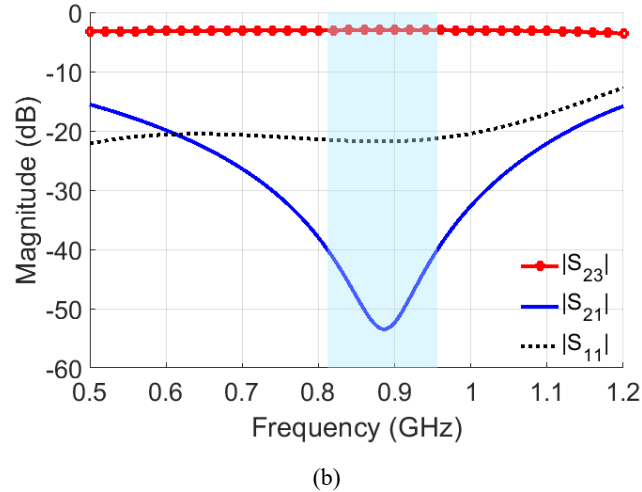
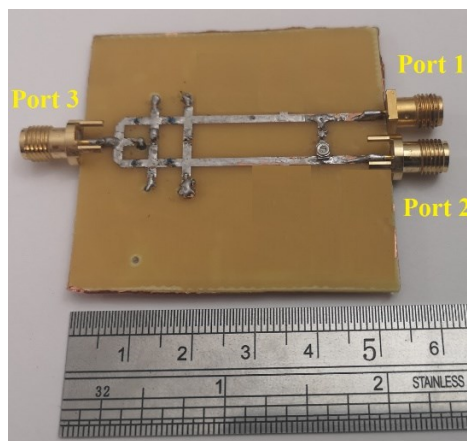
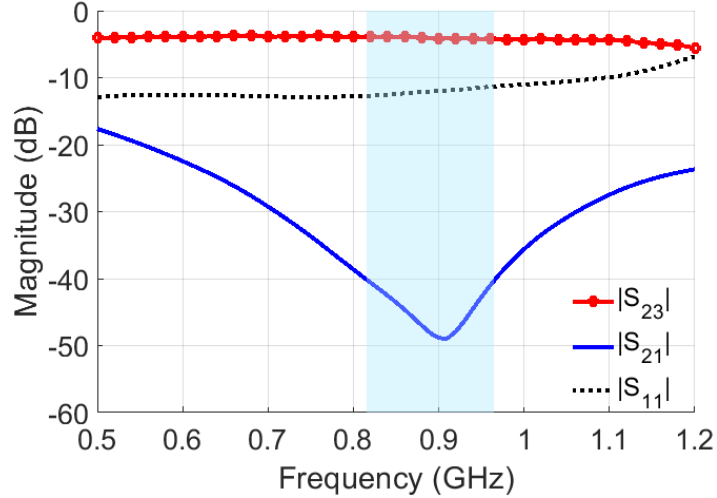


Figure 4.2 Magnitude of the scattering parameters for : (a) two-stage lumped element Wilkinson power divider, and (b) proposed TX leakage canceler circuit

The isolation between the TX and RX paths can be improved further by adding the R-L-C DLCC branch to the circuit. The scattering parameters of the proposed TX leakage canceler is shown in Fig. 4.2(b). According to this figure, a TX-to-RX isolation ($|S_{21}|$) of more than 40 dB and less than 55 dB is achieved at the frequency band of 0.812-0.956 GHz, which reveals an improvement of more than 10 dB in comparison with the case of modified two-stage Wilkinson power divider. In fact, the R-L-C DLCC directly injects a portion of the TX signal to the RX path in order to cancel the TX leakage signal. The magnitude of the injected signal can be controlled by the resistor value (R). To cancel the leakage, a 180° phase difference must exist between the injected signal and the leaked signal. The phase of the injected signal can be adjusted by the series L-C components values on the DLCC branch.



(a)



(b)

Figure 4.3 Realized prototype: (a) photo, and (b) measured scattering parameters

In order to verify the simulation results, a prototype of the designed TX leakage canceler is fabricated and its performance is measured. The realized prototype is fabricated on a FR4 substrate with a thickness of 0.8 mm and a dielectric constant of 4.3. The fabricated circuit is shown in Fig. 4.3(a) and its measured scattering parameters are presented in Fig. 4.3(b). The fabricated TX leakage canceler provides an isolation ($|S_{21}|$) of better than 40 dB between TX and RX paths at frequency band of 0.812-0.965 GHz which covers the conventional UHF RFID spectrum for worldwide applications (0.84-0.96 GHz).

4.3 Conclusion

A broadband TX-to-RX leakage canceler for IoT UHF RFID applications was presented and discussed in this paper. The presented circuit is formed by combining a modified two-stage Wilkinson power divider with a R-L-C DLCC branch. The designed leakage canceler can be a good candidate to be implemented for RFID readers which employ just a single antenna for both signal transmission and reception.

4.4 Bibliographic

- [1] T. Xiong, X. Tan, J. Xi and H. Min, "High TX-to-RX Isolation in UHF RFID Using Narrowband Leaking Carrier Canceler," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 2, pp. 124-126, Feb. 2010.
- [2] M. Ki, S.-C. Jung, J. Jeong, H. Kim, M. Seo, J. Ham, C.-S. Park, and Y. Yang, "Adaptive TX Leakage Canceler for the UHF RFID Reader Front End Using a Direct Leaky Coupling Method," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 4, pp. 2081-2087, April 2014.
- [3] W. Lim, S. Park, W. Son, M. Lee and J. Yu, "RFID Reader Front-End Having Robust Tx Leakage Canceler for Load Variation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 5, pp. 1348-1355, May 2009.

- [4] Lim, W.-G. and Yu, J.-W. (2008), "Balanced circulator structure with enhanced isolation characteristics. " *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 50, no. 9, pp. 2389-2391, Sep. 2008.
- [5] S. L. Karode and V. F. Fusco, "Feedforward embedding circulator enhancement in transmit/receive applications," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, no. 1, pp. 33-34, Jan. 1998.

Chapitre. 5.

CONCLUSIONS ET TRAVAUX FUTURS

Le concept d'Internet de tout (IoE) est devenu une technique de jeu de rôle incontournable dans l'avenir de l'humanité. Il se développe à un rythme très rapide et relie une variété d'appareils et de capteurs. Les capteurs sans fil contribuent à améliorer la gestion et la prise de décision dans une variété d'applications telles que les soins de santé, la sécurité, le suivi, l'agriculture, la ville intelligente, la maison intelligente et les véhicules intelligents. Les rectennas constitués de circuits redresseurs intégrés aux antennes jouent un rôle important dans la technologie de détection sans fil qui se dirige vers un futur avec l'explosion du déploiement de la technologie IoE. Rectennas est une solution économique pour alimenter les capteurs sans fil comme alternative pour les batteries ou le câblage. Le câblage d'un réseau complexe de capteurs n'est pas une solution efficace sur le plan des coûts et de l'environnement. L'utilisation de batteries pour alimenter les capteurs impose non seulement d'énormes dépenses pour leur remplacement et leur entretien, mais produit également une énorme quantité d'élimination et de déchets qui ne sont pas respectueux de l'environnement.

Ainsi, dans ce mémoire, nous avons discuté de la technique de transfert d'énergie sans fil pour la mise en œuvre des IoE. Afin de minimiser les méfaits du déploiement massif sur la nature et l'environnement, nous avons essayé de réutiliser les matériaux déjà existant dans les bâtiments pour développer les antennes et rectennas. Les dispositifs proposés dans cette thèse sont mis en œuvre sur les cloisons sèches en gypse qui est le matériau le plus couramment disponible dans n'importe quel bâtiment. Des études et des mesures ont été effectuées en laboratoire pour déterminer et vérifier l'utilité du gypse comme substrat diélectrique pour la mise en œuvre des antennes. Les mesures effectuées en laboratoire révèlent qu'une plaque de gypse d'une épaisseur de 6.35 mm a une constante diélectrique correspondante de $\epsilon_r = 2.6$ à 2.45 GHz. Cette valeur a été utilisée lors des études de simulation pour assurer leur validité.

Trois antennes avec un substrat de gypse ont été conçus, fabriqués et mesurés. Deux antennes ont été réalisées en plaçant les bandes de cuivre conducteur comme les pièces rayonnantes directement sur la cloison sèche. Les résultats de mesure montrent une conformité avec la prédiction de simulation qui vérifie la faisabilité d'avoir des antennes avec la cloison sèche comme substrat. Le troisième prototype était une antenne réseau à bande coplanaire composée de huit éléments rayonnants de forme fractale. Ce prototype a été réalisé par la technologie d'impression à lit plat utilisant l'encre d'argent conductrice et la feuille

transparente (PET) comme substrat principal, puis a été empilé sur un substrat de cloison sèche en gypse. La performance de ce prototype a également été vérifiée par des mesures qui étaient en très fine conformité avec les simulations. La performance du même prototype empilé sur d'autres matériaux couramment disponibles dans les bâtiments tels que le contreplaqué et le plexiglas a également été étudiée et les résultats obtenus révèlent une bonne performance. En outre, un réseau rectenna a été créé en intégrant ce prototype avec un circuit redresseur pour étudier sa capacité à être utilisé dans un scénario WPT pour fournir les capteurs sans fil. Les résultats obtenus sont très prometteurs et révèlent que les matériaux diélectriques déjà existants dans les bâtiments peuvent être réutilisés efficacement pour le déploiement de capteurs sans fil pour les applications IoE.

Une autre partie de cette thèse portait sur la fuite de l'émetteur dans la chaîne de réception dans les relais amplificateurs. Au lieu d'utiliser une topologie de transmission et de réception spatialement séparée qui nécessite deux antennes pour la transmission du signal, nous avons proposé un circuit qui utilise un diviseur de puissance à deux étages et un circuit de couplage direct (DLCC). Cette configuration offre une meilleure isolation que 40 dB. Contrairement aux autres dispositifs couramment utilisés tels que les coupleurs et les hybrides pour améliorer l'isolation, le circuit présenté n'est pas encombrant et est peu coûteux.

Les contributions de cette thèse peuvent être utilisées dans diverses applications IoE. Voici quelques suggestions pour les travaux futurs:

- Utiliser les matériaux existants dans les bâtiments et concevoir des antennes multibandes capables de capter l'énergie à partir de multiples bandes de fréquences. La combinaison de l'énergie transférée disponible à plusieurs fréquences augmente la puissance DC globale disponible pour la charge.
- Concevoir des antennes à polarisation circulaire ou à double polarisation en utilisant les matériaux existants dans les bâtiments comme substrat. Les antennes à double polarisation sont capables de capter l'énergie des ondes polarisées horizontalement et verticalement, ce qui entraîne une puissance DC plus élevée pour la charge.
- Améliorer la précision de fabrication en utilisant des imprimantes plus modernes pour améliorer le rendement global des appareils. Les dispositifs innovants capables d'imprimer directement les encres conductrices directement sur les murs du bâtiment sont d'un grand intérêt.
- L'énergie sans fil captée dans l'environnement a un lien direct avec le gain et les dimensions de l'antenne de réception. L'approche proposée dans cette thèse peut être appliquée à plus grande échelle (un mur ou une fenêtre entière d'un bâtiment) pour mieux montrer ses mérites.

- L'effet de l'environnement sur le comportement des prototypes proposés doit être étudié. Tous les essais sont effectués en laboratoire. Il est intéressant d'étudier les performances des prototypes proposés dans des environnements plus réalistes.
- Le circuit d'annulation des fuites de l'émetteur au récepteur proposé peut être intégré à d'autres sections d'un relais amplificateur-avant pour en étudier davantage les performances.

Liste des publications

- Z. Badamchi, N. D. Trinh, C. Bois, and T. Djerafi, "Printed Fractal Folded Coplanar-strips-fed Array Rectenna for IoE Applications," *Progress In Electromagnetics Research C*. 125. 161-177, doi: 10.2528/PIERC22080606.
- Z. Badamchi and T. Djerafi, "Using Gypsum Material as the Substrate for Inside Wall Embedded Wireless IoT Sensors," *2021 51st European Microwave Conference (EuMC)*, 2022, pp. 821-824, doi: 10.23919/EuMC50147.2022.9784276.
- Z. Badamchi, O. Tomé, T. Djerafi and A. Ghiotto, "TX-to-RX Leakage Canceler for IoT RFID Applications," *2021 IEEE 19th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM)*, 2021, pp. 1-2, doi: 10.1109/ANTEM51107.2021.9518990.