

Récupération d'énergie électromagnétique pour alimenter des objets connectés à faible consommation

Florian Grante

▶ To cite this version:

Florian Grante. Récupération d'énergie électromagnétique pour alimenter des objets connectés à faible consommation. Informatique. Institut Polytechnique de Paris, 2022. Français. NNT: 2022IP-PAS022 . tel-03949191

HAL Id: tel-03949191 https://theses.hal.science/tel-03949191

Submitted on 20 Jan 2023

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

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







Récupération d'énergie électromagnétique pour alimenter des objets connectés à faible consommation

Thèse de doctorat de l'Institut Polytechnique de Paris préparée à Télécom SudParis

École doctorale n°626 École doctorale de l'Institut Polytechnique de Paris (EDIPP) Spécialité de doctorat : Information, Communication

Thèse présentée et soutenue à Palaiseau, le 06 Décembre 2022, par

FLORIAN GRANTE

Composition du Jury:

Martine Villegas

Professeure, ESIEE Paris Présidente

Aziz Benlarbi-Delai

Professeur, Sorbonne Université Rapporteur

Christian Vollaire

Professeur des universités, Ecole Centrale de Lyon Rapporteur

Adel Ghazel

Professeur, ESIGELEC Examinateur

Elizabeth Colin

Professeure associée, EFREI Examinatrice

Bruno Damien

Ingénieur, e-Peas Examinateur

Nel Samama

Professeur, Télécom SudParis Directeur de thèse

Ghalid Abib

Maître de conférences, Télécom SudParis Co-encadrant de thèse

Muriel Muller

Maître de conférences, Télécom SudParis Invitée

Remerciements

Je souhaite de prime abord remercier la DRFD de Télécom SudParis pour la bourse de thèse et qui m'ont fait confiance, me permettant de réaliser ce travail de thèse de Doctorat.

Je remercie également mon directeur de thèse, M. Nel Samama, et mes encadrants, M. Ghalid Abib et Mme. Muriel Muller pour avoir monté ce projet avec moi et pour m'avoir accompagné durant ces trois années. Vos conseils et votre bienveillance ont été un élément clé dans la bonne réussite de ces travaux, et tout particulièrement dans les deux premières années qui ont été marqué par des conditions de travail pas toujours très simples.

Je remercie par ailleurs l'ensemble des membres du département EPh de Télécom SudParis pour leur accueil. C'est un département que je côtoie depuis maintenant 6 ans, d'abord en tant qu'étudiant ingénieur puis en tant que doctorant, et cela a toujours été un plaisir de pouvoir échanger sur divers sujets d'électronique. Je remercie tout particulièrement M. Thierry Taillandier-Loize qui n'a pas eu le réflexe de regarder les archives de mes copies d'examens d'électronique lorsque j'étais son étudiant et qui m'a fait confiance pour enseigner cette dite matière pendant deux ans.

J'adresse également mes remerciements à M. Aziz Benlarbi-Delai, M. Christian Vollaire, M. Adel Ghazel, Mme. Martine Villegas, Mme. Elizabeth Colin et M. Bruno Damien d'avoir accepté de faire partie du jury de ma thèse.

J'aimerais porter une attention particulière à mes amis proches Victor et Lucas. Leur manque de lucidité a fait qu'ils ont acceptés de se mettre en colocation avec moi. Nos amis communs étaient pourtant déjà au courant à quel point il était dangereux de nous laisser tous les trois ensemble sans surveillance.

Enfin, je remercie chaleureusement ma maman qui m'a toujours accompagné et aidé pour poursuivre mes études jusqu'au bout. Elle ne devait probablement pas se douter au début que cela durerait neuf ans. Je crois cependant pouvoir lui dire que cela devrait se terminer sous peu....Ou peut-être pas je ne sais plus.

Résumé

Alors que l'IoT explose, ce manuscrit retranscrit les travaux de thèse réalisés dans le but de poser un regard sur la faisabilité de substituer les piles, source d'alimentation des objets connectés par les ondes WiFi dans la bande ISM à 2.4 GHz. Cette substitution représente aujourd'hui un enjeu de développement durable de l'IoT pour l'économie des ressources consommables que sont les piles. Alimenter l'intégralité de l'IoT avec des piles pourrait représenter jusqu'à 60 millions de tonnes (0.02%) d'émission de gaz à effet de serre chaque année.

Il convient de définir les contraintes énergétiques du système qui serait uniquement alimenté par la récupération des ondes WiFi environnantes. Des mesures de consommation électrique d'un objet connecté mesurant la température, la pression et l'humidité et transmettant ces données via du Bluetooth Low Energy (BLE) sont réalisées et sont de l'ordre de 200 μJ. La seconde contrainte du système est la provenance de cette énergie, i.e. la puissance des ondes WiFi. Un protocole de mesure nous permet d'établir la puissance moyenne d'émission d'un routeur WiFi à partir d'un débit du réseau du routeur. Nous pourrons ainsi juger rapidement si un milieu est favorable ou non à ce type d'installation par simple mesure du débit.

Nous avons ensuite mis en place le développement d'une rectenna (rectifying antenna) afin de convertir les ondes RF WiFi en tension continue DC, i.e. une source d'énergie utilisable par l'objet connecté. Au regard des campagnes de mesures que nous avons pu réaliser sur la puissance des signaux WiFi environnants, nous estimons que le système devra fonctionner avec des signaux de puissance de l'ordre de -20 dBm. Nous prenons donc le pari de concevoir une rectenna reposant sur un schéma très simple de redresseur mono alternance utilisant qu'une seule diode Schottky. L'état de l'art nous conforte dans l'idée qu'un schéma plus complexe entrainerait une chute de l'efficacité par la faiblesse du signal. Ce convertisseur, simulé et optimisé via le logiciel Keysight ADS, permet alors de mesurer des tensions DC allant jusqu'à 150 mV avec un signal incident RF d'une puissance de -20 dBm dans la bande ISM.

Cependant, 1.8 V à 3.3 V sont nécessaires pour ce type de système. Nous avons alors recours à un élévateur de tension capable de fournir cette tension à partir d'une tension incidente de 20 mV. Néanmoins, un problème d'adaptation d'impédance avec notre convertisseur entraine une chute de tension trop importante. De plus, l'énergie récupérée en sortie du convertisseur étant trop faible pour initier instantanément l'élévation de tension, un stockage d'énergie intermédiaire est nécessaire. Nous mettons alors en place un circuit approprié pour la récupération d'énergie RF qui repose sur un super condensateur entouré d'interrupteurs. Nous pouvons tantôt isoler le super condensateur avec le convertisseur pour stocker l'énergie à une tension optimale, tantôt isoler ce super condensateur chargé à la bonne tension avec l'élévateur de tension. Il agit alors dans le second cas comme une source d'énergie et permet donc la conversion. Un banc de

test réalisé avec des interrupteurs alimentés en externe montre le fonctionnement d'une telle architecture. Notre objet connecté est en mesure de transmettre ses données au moins une fois par heure en étant situé à 1 m de la borne WiFi ayant un trafic réseau de 25 Mbps.

Cet ajout d'interrupteurs n'est pas sans créer de problème. Ils doivent être auto alimentés et capables de se déclencher sur une tension aussi faible qu'une centaine de millivolts. Nous étudions la conception de ces interrupteurs à partir d'un comparateur de tension à base de MOSFET. Au vu de la faible tension à surveiller, une étude du fonctionnement «shubthreshold» des MOSFET est réalisée pour établir une liste de paramètres permettant le fonctionnement du comparateur. Des futurs travaux concerneraient la possibilité de réaliser de tels interrupteurs, pour obtenir un système autonome.

Mots clés : Récupération d'énergie RF, Conversion RF/DC, Objets connectés, Basse consommation, WiFi

Abstract

While the IoT is exploding, this manuscript transcribes the PhD thesis work done in order to look at the feasibility of substituting batteries, power source of connected objects by WiFi waves in the ISM band at 2.4 GHz. This substitution represents today a challenge of sustainable development of the IoT for the saving of consumable resources that are batteries. Powering the entire IoT with batteries could represent up to 60 million tons (0.02%) of greenhouse gas emissions each year.

The energy constraints of the system that would be powered solely by harvesting the surrounding WiFi waves need to be defined. Measurements of power consumption of a connected object measuring temperature, pressure and humidity and transmitting these data via Bluetooth Low Energy (BLE) are carried out and are of the order of 200 µJ. The second constraint of the system is the source of this energy, i.e. the power of WiFi signals. A measurement protocol allows us to establish the average transmission power of a WiFi router from a network traffic flow of the router. We can thus quickly judge if an environment is favorable or not to this type of installation by simply measuring the network traffic.

We then set up the development of a rectenna (rectifying antenna) in order to convert the WiFi RF waves into DC voltage, i.e. a source of energy usable by the connected object. Considering the measurements we have been able to make on the power of the surrounding WiFi signals, we estimate that the system will have to work with power signals of the order of -20 dBm. We therefore take the bet to design a rectenna based on a very simple schematic of a single-wave rectifier using only one Schottky diode. The state of the art confirms us in the idea that a more complex schematic would lead to a drop in efficiency by the weakness of the signal. This converter, simulated and optimized via the Keysight ADS software, can then measure DC voltages up to 150 mV with an incident RF signal of -20 dBm in the ISM band.

However, 1.8 V to 3.3 V are required for this type of system. We then resort to a voltage booster capable of providing this voltage from an incident voltage of 20 mV. Nevertheless, an impedance matching problem with our converter leads to a too important voltage drop. Moreover, the energy harvested at the output of the converter being too weak to initiate instantaneously the rise in voltage, an intermediate energy storage is necessary. We then set up an appropriate circuit for RF energy harvesting, based on a super capacitor surrounded by switches. We can either isolate the super capacitor with the converter to store the energy at an optimal voltage, or isolate this super capacitor charged to the right voltage with the voltage booster. In the second case, it acts as a source of energy and thus allows the up-conversion.

A test bench is realized with externally powered switches to show how such an architecture works. Our connected object is able to transmit its data at least once per hour while being located at 1 m from the WiFi terminal with a network traffic of 25 Mbps. This addition of switches is not without problems. They must be self-powered and capable of triggering on a voltage as low as a hundred millivolts. We study the design of these switches based on a MOSFET voltage comparator. In view of the low voltage to be monitored, a study of the "shubthreshold" operation of MOSFETs is carried out to establish a list of parameters allowing the operation of the comparator. Future works would concern the possibility of realizing such switches, to obtain an autonomous system.

Keywords: RF energy harvesting, RF/DC conversion, Connected objects, Low power consumption, WiFi

Table des matières

R	emer	iements	j
\mathbf{R}_{0}	ésun		ii
\mathbf{A}	bstra	t	iv
Ta	able	es matières	v
Li	ste c	s figures	ix
Li	ste d	s tableaux	xii
In	trod	ction	1
1	Géi 1 2	tralités sur la récupération d'énergie Introduction Les sources d'énergies récupérables 2.1 La lumière 2.2 Les vibrations 2.2.1 Effet piézoélectrique 2.2.2 Effet magnétique 2.3 Le gradient de température 2.4 Ondes radiofréquences 2.4.1 Télé-alimentation 2.4.2 Capture opportuniste 2.4.3 Bilan de la récupération d'énergie par ondes radio Principe de fonctionnement d'une rectenna	66 88 99 100 111 122 133 133
	4	3.1.1 Pertes par propagation en espace libre	14 14 15 18 18 20 21
2	Ana 1	yse des contraintes Contexte	27

		2.1 Une première approche de la caractérisation de la puissance reçue	29
		2.2 Quantification de la puissance émise dans l'environnement	31
		2.2.1 Mise en place d'un banc de test	31
		2.2.2 Mesure et analyse des résultats	34
	3	Détermination des besoins de l'objet connecté	37
		3.1 Caractérisation d'un objet connecté basse consommation	37
		3.2 Choix de notre objet connecté	40
		3.3 Détermination du besoin énergétique de l'objet connecté	43
		3.4 Optimisation de la capacité de stockage selon la tension d'alimentation	46
	4	Conclusion	47
3		<i>'</i>	49
	1	Introduction	50
	2	Développement du redresseur	50
		2.1 Redresseur avec quadripôle d'adaptation à éléments discrets	50
		2.1.1 Simulation du circuit	52
		2.1.2 Réalisation du circuit	53
		2.1.3 Caracrérisation du circuit	54
		2.2 Redresseur avec quadripôle d'adaptation à éléments distribués	56
		2.2.1 Caractérisation du circuit	58
		2.3 Positionnement dans l'état de l'art	59
	3	Banc de test du système de récupération d'énergie RF	61
		3.1 Elévateur de tension	61
		3.2 Super capacité et interrupteurs	62
		3.3 Preuve de faisabilité	66
		3.3.1 Avec un générateur de signaux RF	66
		3.3.2 Détermination d'un intervalle de tension de seuil	69
		3.4 Optimisation de la super capacité	71
		3.4.1 Influence de la résistance série équivalente	71
		3.4.2 Influence de la valeur de la super capacité	73
		3.5 Mesures en conditions réelles avec un routeur	75
	4		
	4	Conclusion	77
4	Etu	de sur la conception d'un superviseur ultra basse tension	7 9
	1	Introduction	80
	2	Principe de fonctionnement d'un superviseur de tension	80
	3	Développement d'un superviseur de tension	81
		3.1 Tension de référence (V_{ref})	81
		3.2 Pont diviseur (V_{div})	83
		3.3 Comparateur (V_{comp})	83
	4	Validation du fonctionnement d'un superviseur ultra basse tension	84
	-	4.1 Première approche empirique	84
		4.2 Détermination des constantes de simulation pour la polarisation faible des	0.
		MOSFET	87
		4.2.1 Théorie des MOSFET en polarisation faible	87
		•	
			89
		4.3 Optimisation des constantes de simulation pour la polarisation faible des	00
		MOSFET	92
	h	Conclusion	05

Table des matières

	sion et perspectives Conclusions de l'étude	97
2	Ouverture et perspectives	99
Liste d	les publications	100

Liste des figures

1.1	Schéma de principe d'un objet connecté alimenté par récupération d'énergie	6
1.2	Schéma d'une cellule photovoltaïque [FirstGreen, 2020]	7
1.3	Inventaire de l'évolution des rendements des différentes technologies photovol-	
	taïques [nrel, 2022]	8
1.4	Caractéristiques de la technologie LAYER® développée par l'entreprise Dracular	
	technologies [Dracula, 2022]	8
1.5	Principe de fonctionnement d'une jauge de contrainte [Langhoff, 2007]	9
1.6	Modèle de William et Yates de masse oscillante pour la récupération d'énergie	
	[Bin Ab Rahman, 2011]	10
1.7	Schéma électrique de récupération d'énergie par piézoélectricité [Balguvhar, 2018].	10
1.8	Interrupteur connecté sans piles de ONSemi et ZF Switches	11
1.9	Schéma de principe d'une alimentation basée sur l'effet Seebeck [Zhou, 2017]	11
1.10	Concept de ville télé-alimentée dans les montagnes françaises [Lopes,]	12
1.11	Tag RFID	13
1.12	Schéma de base d'une rectenna	15
1.13	Schéma de diodes à jonction PN et Schottky [Raffamaiden, 2012]	16
1.14	Redresseur mono alternance.	16
1.15	Redresseur mono alternance avec condensateur	17
1.16	Redresseur à pont de Graetz	17
1.17	Redresseur à pont de Greinacher	18
1.18	Trois boucles orthogonales quasi isotropes [Aghabeiki, 2020]	20
1.19	Exemple d'antenne multi-bande pour la récupération d'énergie RF [Shaker, 2018].	21
1.20	Structure d'un convertisseur DC/DC Flyback [Adami, 2013]	21
2.1	Schéma de principe d'un objet connecté alimenté par récupération d'énergie	28
2.2	Schéma d'une rectenna	28
2.3	Banc de mesure de la puissance WiFi environnante	29
2.4	Mesure de la puissance WiFi reçue (dBm) en fonction du temps (secondes)	30
2.5	Accumulation d'énergie reçue (μJ) en fonction du temps (secondes)	30
2.6	(a) Schéma de câblage du banc pour effectuer le bilan de liaison (b) Réalisation	
	du banc de test au labo sur un routeur WiFi avec un analyseur de spectre Agilent	
	Technologies N9010A EXA	32
2.7	Mesure du maximum de puissance (dBm) émise en fonction de la fréquence (GHz).	
2.8	Fonction de distribution cumulative de la puissance d'émission du routeur	34
2.9	Modèle OSI [Strikeback, 2009]	34
	Banc de mesure de la puissance émise en fonction du débit du routeur	35
	Puissance émise par le routeur (dBm) en fonction de son débit WiFi (Mbits/s)	35
2.12	Capteur d'environnement Xiaomi Agara	37

2.13	Composant RSL10-SiP de ONSemi	41
		41
	11 1	42
	Carte de développement X-Nucleo-LPM01A de STMicroelectronics	44
		45
	Schématisation de la quantité d'énergie dans un condensateur en fonction de sa	40
2.10	•	16
	tension	46
3.1	Schéma d'une rectenna	50
3.2		51
	Schéma du redresseur mono alternance sur Keysight ADS	
3.3	Antenne fouet pour la bande ISM à 2.4 GHz	51
3.4	Résultats de simulation ADS. $ S_{11} $ à gauche et spectre fréquentiel à droite	53
3.5	Routage du redresseur sur ADS.	53
3.6	Circuit RF/DC fabriqué par gravure chimique dans notre laboratoire	53
3.7	Banc de caractérisation du $ S_{11} $	54
3.8	Mesure du $ S_{11} $ du circuit réalisé	54
3.9	Mesure du $ S_{11} $ après une première rétro simulation	55
3.10	Mesure du $ S_{11} $ après la seconde rétro simulation	56
3.11	Schéma ADS de la version à éléments distribués	56
3.12	Circuit réalisé au laboratoire	57
3.13	$ S_{11} $ mesuré du circuit à composants distribués	57
3.14	Mesure de la tension de sortie (mV) du redresseur en fonction de la fréquence du	
	signal pour une puissance incidente de -20 dBm	58
3.15	Incidence de la résistance de charge sur la tension de sortie du redresseur pour	
	une puissance de -20 dBm et une fréquence de 2.41 GHz	59
3.16		61
	·	62
	Evolution du convertisseur RF/DC par ajout d'un super condensateur de stockage	Ŭ -
0.10		63
3 10	•	63
		64
		64
		04
3.22	Schéma du convertisseur RF/DC avec interrupteur non autonomes pour preuve	cc
0.00		66
	Banc de test dans la chambre anéchoïque de Télécom Paris	67
		68
3.25	Mesure du temps de charge de la super capacité jusqu'à 100 mV pour différentes	
	*	68
		69
	Etude de la convergence de la tension de sortie du convertisseur RF/DC	71
	Banc de mesure de l'influence de l'ESR sur le rendement du boost	72
3.29	Courbe d'efficacité relative des différentes configurations de super condensateurs	
	pour différents niveaux de tension	73
3.30	Banc de mesure en conditions réelles	76
4.1	*	80
4.2	1	81
4.3	*	82
4.4	Schéma d'une paire différentielle de MOSFET avec charge active (miroir de courant).	83
4.5	Schéma du superviseur de tension complet	84

4.6	Mesure du comportement du superviseur de tension réalisé en fonction de la	
	tension $V_{C_{in}}$	85
4.7	Simulation du comportement du superviseur de tension réalisé en fonction de la	
	tension $V_{C_{in}}$	85
4.8	Courbe courant-tension d'un MOSFET [Harrison,]	86
4.9	Courbe logarithmique courant-tension d'un MOSFET [Harrison,]	87
4.10	Représentation schématique des capacités parasites d'un MOSFET [Awadhiya,	
	2019]	89
4.11	Simulation ADS du superviseur de tension utilisant les modèles de MOSFET de	
	Vishay	90
4.12	Simulation ADS du superviseur de tension de 300 mV	93
4.13	Simulation ADS du superviseur de tension de 200 mV	94

Liste des tableaux

1.1	Liste non exhaustive des performances obtenues pour des convertisseurs RF/DC.	19
2.1 2.2	Mesure des puissances WiFi pour différentes situations	31 36
2.3	Exemple d'activités associées au débit minimal recommandé pour une utilisation optimal	36
2.4	Consommation de courant du microcontrôleur NXP JN5169 en fonction de son mode de fonctionnement.	38
2.5 2.6	Exemples de consommations de puissance de différents MCU	40 46
3.1 3.2	Comparaison de nos travaux avec l'état de l'art	60
3.3	super condensateurs	74 75
3.4	Temps nécessaire pour atteindre 100 mV aux bornes des super condensateurs	76
4.1	Influence des paramètres du modèle des MOSFET sur la courbe de simulation ADS de la sortie du superviseur de tension	91
4.2	Inventaire des différents paramètres sur la partie théorique, sur le modèle du MOSFET et sur le modèle d'ADS	91
4.3	Inventaire des modifications des paramètres du modèle de Vishay pour atteindre un superviseur de tension à 300 mV	93
4.4	Inventaire des modifications des paramètres du modèle de Vishay pour atteindre un superviseur de tension à 200 mV	94

Introduction

Ce ne sont pas les superlatifs qui manquent lorsque des articles de presse évoquent l'évolution de l'Internet des Objets (IoT, Internet of Things). Il est fait mention de villes intelligentes, de maintenance prédictive et de la multiplication des capteurs qui remontent toutes les informations pour rendre l'évolution de ces macro-systèmes intelligible. Il est évoqué la présence de milliards d'objets connectés, des dizaines de milliards d'objets et jusqu'à une centaine de milliards d'objets connectés à l'horizon 2030 [Greenough, 2015]. Nous pouvons citer plusieurs usages de ces terminaux comme les lampes connectées qui sont probablement les plus répandues dans le quotidien, les thermostats qui permettent l'optimisation du chauffage de bureaux ou des habitations. Les thermostats intelligents peuvent jouer un rôle majeur d'un point de vue écologique et dans la maitrise de notre consommation d'énergie lorsque l'on sait la part importante que représente le chauffage dans le bilan énergétique d'un foyer en Europe [Européenne, 2022b][Européenne, 2022a]. Nous pouvons aussi citer les objets connectés sur les trains, qui permettent de faire de la maintenance prédictive sur l'usure des rails et des câbles électriques suite au passage du pantographe, permettant ainsi la réparation sans interruption du trafic [SNCF, 2015].

Pour transmettre les données, ces objets connectés suivent généralement une architecture classique utilisant un microcontrôleur (MCU, MicroController Unit) pour lire les données des capteurs puis encapsule ces dernières à l'aide d'un protocole de communication sans fil comme le Bluetooth, WiFi ou LoRa afin de les transmettre par une interface radio utilisant pour grande partie les bandes ISM (Industriel, Scientifique et médical) à 2.4 GHz ou à 868/915 MHz. Ce fort développement du nombre de terminaux communicants est rendu possible notamment par l'amélioration des performances énergétiques des composants électroniques. Cette réduction de la consommation d'énergie des systèmes embarqués peut s'expliquer par plusieurs facteurs [Sentieys,]:

- 1. La réduction de la tension d'alimentation de ces derniers. En effet, la formule P = U.I reliant la puissance P, la tension U et le courant I permet donc de baisser la puissance consommée en baissant la tension U.
- 2. La miniaturisation qui implique que des courants plus faibles sont nécessaires pour polariser les liaisons des transistors. Ainsi, nous baissons la puissance P en baissant l'intensité I.
- 3. Le développement de modes de consommation intermédiaires qui désactivent des périphériques internes du microcontrôleur lorsque celui-ci n'a pas besoin de les utiliser. Nous parlons ici de mode veille, sommeil profond,...

Aujourd'hui, ces objets connectés du quotidien sont en mesure de transmettre leurs données avec une autonomie d'environ un an. Ils sont généralement alimentés avec des piles AA, AAA ou CR2032. Nous pouvons alors légitimement nous questionner au vu du contexte écologique actuel qui nous amène à une réduction de nos consommations énergétiques et de ressources, de l'impact de l'installation de dizaines de milliards d'objets connectés qui ont pour consommable des piles et des batteries. Prenons exemple sur les piles AAA, dont le bilan carbone est établi à 65 grammes d'équivalent CO2 (CO2e) [ADEME, 2019]. Sur la base de 50 milliards d'objets utilisant deux piles AAA que nous changeons tous les ans, nous arrivons à 6.5 millions de tonnes de CO2e par an, alors que les émissions annuelles se situent entre 35 et 50 milliards de tonnes de CO2e [IEA, 2021]. La simple production de piles pour nos objets connectés pourrait représenter 0.013% à 0.022% des émissions de gaz à effet de serre à l'horizon 2025, simplement pour fournir en énergie les objets connectés. A titre de comparaison, 5 millions de tonnes de CO2e représente 1% des émissions de la France [durable, 2022].

De plus, la maintenance que demande le changement de piles tous les ans rend difficile la pose de capteurs dans des milieux à accès difficiles comme en haute mer pour étudier la houle [enseeiht,], en plein désert [Muniasamy, 2020] ou encore en forêt pour la détection d'incendie par exemple et qui aurait pu être de circonstance en cette année 2022 [LeMonde, 2022]. C'est, qui plus est, une tâche tout aussi contraignante lorsqu'il s'agit de changer les piles de dizaines de milliers de capteurs à l'échelle d'une ville comme Barcelone [Européenne, 2015]. C'est en faisant le constat de ces différents problèmes qu'est né tout un pan de la recherche et développement autour de l'IoT, appelé l'Energy Harvesting. Traduit littéralement par « récolte ou récupération d'énergie », le principe n'est pas nouveau et consiste à récupérer de l'énergie dans l'environnement où est placé le capteur, qu'elle que soit sa provenance, naturelle ou issue d'autre système environnant. L'objectif est alors de rendre notre nœud de capteur complètement autonome en énergie dans son environnement et donc de se passer de piles et de maintenance. Les progrès dans la consommation électrique de ces objets, toujours de plus en plus faible, permettent par ailleurs de multiplier les possibles sources d'énergie dont nous allons établir une liste non exhaustive.

Ce manuscrit de thèse de doctorat présente les travaux de recherches réalisés au laboratoire SAMOVAR de Télécom SudParis à l'Institut Polytechnique de Paris. Il a pour objectif de poser un regard concret quant à la faisabilité de substituer les piles, source d'alimentation des objets connectés, par les ondes radios et plus spécifiquement ici les ondes WiFi environnantes. Il convient de spécifier le terme « environnant » pour bien distinguer les deux principes qui coexistent dans la conversion d'ondes radio en source d'énergie continue. Nous avons d'une part la télé alimentation, communément appelé le « Wireless Power Transfert » (WPT). Nous avons dans le cadre du WPT une source émettrice d'ondes dédiées à l'alimentation de notre objet connecté. Nous souhaitons ici en revanche nous concentrer sur le second principe, celui de la capture opportuniste d'ondes radio pour l'alimentation des objets connectés. Cela consiste alors à recycler des ondes radios qui ont été transmises et reçues par aucun appareil de communication. Là où le WPT permet une économie de ressources puisqu'il permet de s'abstenir de la pile ou du câble d'alimentation jusqu'à notre objet connecté car télé alimenté, la capture opportuniste permet également une économie d'énergie puisqu'elle récupère une énergie qui était de toute

façon perdue si non capturée par ce dispositif de récupération et de conversion d'énergie RF.

En revanche, les deux systèmes vont fonctionner de façon similaire. Ils reposent sur le principe de fonctionnement d'une « Rectenna » (Rectifying Antenna) qui est un mot-valise pour antenne redresseuse. Nous avons en effet une antenne qui a pour but de recevoir les signaux radio de la même manière qu'un dispositif de communication qui va transférer ce signal dans un convertisseur RF/DC, communément appelé un redresseur. Nos travaux visent donc à déterminer les contraintes, les possibilités et la faisabilité d'un tel système de récupération d'énergie. Ils ont été découpés au travers de quatre chapitres.

Le premier chapitre est un état de l'art de la récupération d'énergie pour l'IoT présentant différentes sources d'énergie. Nous y présentons le principe de fonctionnement d'un certain nombre de sources d'énergie comme le solaire, l'énergie mécanique et bien évidemment les ondes radios. Certaines de ces technologies sont à un stade relativement avancés et nous pouvons d'ores et déjà trouver des solutions industrielles reposant sur certain principe de récupération d'énergie. L'objectif est ici de montrer que c'est une problématique concrète dont la recherche en électronique s'est emparée en étroite collaboration avec les industriels des semi-conducteurs.

Le chapitre deux vise à définir les contraintes qui vont s'imposer à notre transducteur d'ondes WiFi. Une analyse rapide de l'architecture d'un tel objet connecté nous amènera donc à étudier deux blocs qui s'articulent autour du convertisseur RF/DC. Puisque nous parlons de capture opportuniste d'ondes WiFi, il convient donc de quantifier la quantité d'onde WiFi qui nous entoure dans un milieu donné. Nous y détaillerons les méthodes qui nous ont permis de quantifier cette puissance environnante et de rattacher ça à une métrique simple des réseaux sans fils. Puis nous devons caractériser l'objet connecté censé transmettre les données de capteurs. Il sera nécessaire de définir ses caractéristiques électriques tel que la tension d'alimentation et sa consommation énergétique afin d'établir les contraintes auxquelles devra se soumettre le convertisseur RF/DC. Nous verrons également pourquoi la principale source de réduction de consommation électrique d'un objet connecté n'est pas utile dans ce cas d'application.

Une fois que nous avons établi le cahier des charges du convertisseur RF/DC, le troisième chapitre détaille les étapes de conception et fabrication de ce dernier. Nous parlions plus tôt du concept de rectenna, alliant une antenne et un redresseur. Ce chapitre se concentre néanmoins uniquement sur la partie redresseuse et nous montrons donc comment nous avons conçu ce circuit capable de convertir un signal WiFi à 2.4 GHz en tension continue.

Quand bien même de nombreux travaux proposent des architectures complexes de redresseur utilisant plusieurs voire des dizaines de diodes Schottky, nous verrons pourquoi nous avons décidé de nous cantonner à l'une des architectures les plus simples qu'il soit possible de faire, bien que les performances d'un tel redresseur ne sont cependant pas suffisantes au bon fonctionnement d'un objet connecté. Nous dédions donc une section de ce chapitre à la mise en place d'un élévateur de tension après la conversion RF/DC.

Nous y verrons alors les problématiques qu'impliquent un tel circuit et notre proposition de schéma pertinent pour la récupération de signaux RF pour assurer le bon fonctionnement. Ce schéma propose l'ajout d'un « sas » d'énergie à l'aide d'un super condensateur entouré d'interrupteurs. Un banc de test est mis en place afin de valider la faisabilité d'une telle architecture.

Nous montrons ainsi s'il est possible ou non de récolter suffisamment d'énergie dans un environnement donné, d'abord au travers d'un générateur de signal dans une chambre anéchoïque puis avec un vrai routeur WiFi en situation réelle en nous aidant des résultats du chapitre deux.

Ensuite, dans le chapitre quatre, nous montrerons une des possibilités à suivre pour réaliser des interrupteurs auto alimentés capables de se déclencher sur une tension aussi faible qu'une centaine de millivolts. Même si le schéma proposé suit une architecture classique de comparateur de tension à partir de MOSFET, nous verrons que les faibles tensions mises en jeu nécessitent un travail plus avancé sur le fonctionnement particulier des MOSFET dans le mode de conduction en inversion faible (subthreshold).

Enfin, nous conclurons sur ce travail et donnerons quelques points d'investigations pour la suite à donner.

Références

[ADEME, 2019]	ADEME et RDC ENVIRONMENT. Modélisation et évaluation environnementale de produits de consommation et biens d'équipement. 2019 (cf. p. 2).
[durable, 2022]	Commissariat général au développement durable. Répartition sectorielle des émissions de $CO2$ dans le monde. 2022 (cf. p. 2).
[enseeiht,]	ENSEEIHT. Formation de la houle par le vent (cf. p. 2).
[Européenne, 2015]	Commission Européenne. Un système de capteurs pour un stationnement urbain efficace-Projets. 2015 (cf. p. 2).
[Européenne, 2022a]	Commission Européenne. Energy consumption in households. 2022 (cf. p. 1).
[Européenne, 2022b]	Commission Européenne. Heating and cooling. 2022 (cf. p. 1).
[Greenough, 2015]	John Greenough. THE INTERNET OF EVERYTHING: 2015 [SLIDE DECK]. 2015 (cf. p. 1).
[IEA, 2021]	International Energy Agency IEA. CO2 emissions – Global Energy Review 2021 – Analysis. 2021 (cf. p. 2).
[LeMonde, 2022]	LEMONDE. « La carte des incendies en France depuis le début de l'été ». Le $Monde.fr$ (2022) (cf. p. 2).
[Muniasamy, 2020]	Anandhavalli Muniasamy. « Machine Learning for Smart Farming : A Focus on Desert Agriculture ». 2020 International Conference on Computing and Information Technology (ICCIT-1441). 2020, p. 1-5 (cf. p. 2).
[Sentieys,]	Olivier Sentieys. « Réduction de consommation d'énergie en électronique embarquée » (), p. 17 (cf. p. 1).
[SNCF, 2015]	SNCF. SNCF: les pionniers de la maintenance prédictive. 2015 (cf. p. 1).

Chapitre 1

Généralités sur la récupération d'énergie

Objectifs

Réaliser une présentation non exhaustive des différentes sources d'énergie possibles pour alimenter des objets connectés. Présenter le principe de la conversion RF/DC et des différents travaux déjà réalisés sur le sujet.

Sommaire

	roduction
2 Le	s sources d'énergies récupérables
2.1	La lumière
2.2	Les vibrations
2.3	Le gradient de température
2.4	Ondes radiofréquences
Pr	incipe de fonctionnement d'une rectenna
3.1	Théorie de la conversion RF/DC
3.2	L'état de l'art de la conversion RF/DC
M	se en contexte du travail de la thèse

1 Introduction

Quelle que soit la source d'énergie, les objets connectés suivent généralement tous une architecture semblable à celle décrite par la Fig.1.1.

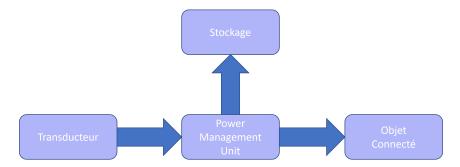


FIGURE 1.1 – Schéma de principe d'un objet connecté alimenté par récupération d'énergie.

Le transducteur représente ici le cœur du sujet puisqu'il est responsable de la captation et de la conversion de l'énergie de l'environnement en énergie électrique qui alimenterait tous les autres circuits électroniques. Il est placé ici pour générer un courant à partir de signaux physiques non électriques. Le transducteur peut par ailleurs nécessiter une électronique qui l'entoure pour générer un courant continu nécessaire au bon fonctionnement d'un objet connecté. Ce courant est injecté dans une unité de gestion de l'alimentation (PMU, Power Management Unit) qui s'occupe de gérer la charge de l'élément de stockage et de fournir l'alimentation à l'objet connecté. Les PMU sont très largement démocratisés dans l'industrie aujourd'hui, notamment grâce au développement de l'IoT qui nécessite ce genre de composants pour gérer la charge d'une batterie via un port USB par exemple. Voyons maintenant les différentes sources d'énergie qui peuvent servir à alimenter notre système. La brique qui nous intéresse le plus de prime abord est le transducteur. Il va différer selon le type de signaux physiques qu'il est censé transformer.

2 Les sources d'énergies récupérables

2.1 La lumière

Dès lors que nous parlons de sources d'énergies alternatives ou renouvelables, le photovoltaïque vient souvent en première idée pour subvenir aux besoins énergétiques d'un système. C'est une technologie qui existe depuis des décennies et dont le rendement ne fait que s'améliorer. Elle est cependant souvent pointée du doigt de par son procédé de fabrication, par sa composition chimique polluante nécessitant du silicium et par le taux de recyclage de cette technologie. Elle permet cependant de produire l'une des électricités les moins carbonées à grande échelle avec le nucléaire et l'éolien une fois que nous avons analysé l'entièreté de son cycle de vie [ElectricityMap, 2022].

Les panneaux photovoltaïques utilisent, de la même façon qu'une diode, la propriété semiconductrice du silicium pour générer un courant. En effet, deux plaques de silicium sont mises en contact, une première dopée positivement (P) et la seconde dopée négativement (N). Les photons apportent alors l'énergie pour polariser cette jonction et ainsi générer une différence de potentiel de par la migration des charges de part et d'autre des plaques où sont placées les électrodes (Fig.1.2). Nous avons alors un courant qui est généré comme avec une diode, avec une tension à vide autour de 0.6 V qui est intrinsèque au matériau. Ce procédé est appelé effet photovoltaïque et a été découvert pour la première fois par le français Edmond Becquerel en 1839.

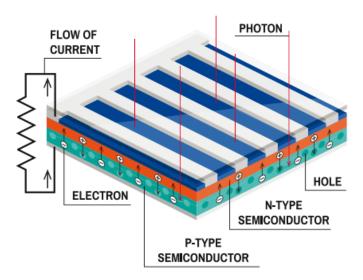


FIGURE 1.2 – Schéma d'une cellule photovoltaïque [FirstGreen, 2020].

Les propriétés physiques et électriques d'un tel système font qu'une tension entre 0.5 et 0.6V est générée par une cellule. Quelques cellules placées en série suffisent alors à alimenter tout type de capteur sans aucun problème, à condition d'avoir une source lumineuse suffisante. Couplé à un système de stockage et de gestion de l'énergie, nous pouvons prétendre à faire fonctionner notre capteur en permanence, l'élément de stockage prenant la main lorsque la lumière est insuffisante.

La recherche continue néanmoins d'innover sur la question et nous voyons aujourd'hui l'émergence d'une nouvelle technologie, les panneaux solaires organiques qui sont par définition dépourvus de silicium. La Fig.1.3 nous montre que leur rendement est bien plus faible que leur équivalent classique mais ils sont néanmoins suffisants pour un capteur basse consommation. Par ailleurs, nous remarquons la forte croissance de cette technologie passant de 3% de rendement au début de la technologie en 2001 à plus de 18% en 2022. Contrairement aux technologies classiques utilisant le silicium, ils présentent plusieurs avantages :

- Peuvent être aussi fins qu'une feuille, sont flexibles et d'une forme complètement libre (Fig.1.4). Parfaits pour l'intégration de petits systèmes comme un objet connecté.
- Peuvent être optimisés pour une source de lumière spécifique, nous voyons alors des panneaux solaires optimisés pour la lumière bleue, très présente dans les éclairages LED et donc, peuvent fonctionner plus facilement en intérieur. De plus, il est montré qu'une optimisation sur ces lumières en intérieur peut améliorer grandement le rendement [Bi, 2022], [Bai, 2021].

— Avantages économique et stratégique car ils sont dépourvus de silicium, matériau très prisé en 2022! Cela permet ainsi de gagner en souveraineté technologique car la Chine fournit aujourd'hui plus de 70% de la production mondiale de silicium [MineralInfo, 2020].

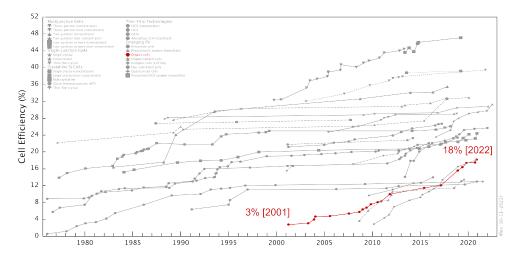


FIGURE 1.3 – Inventaire de l'évolution des rendements des différentes technologies photovoltaïques [nrel, 2022].

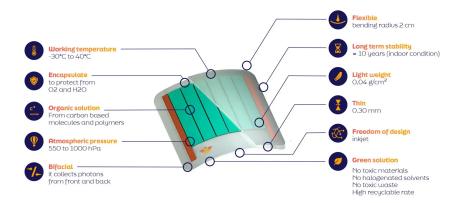


FIGURE 1.4 – Caractéristiques de la technologie LAYER® développée par l'entreprise Dracular technologies [Dracula, 2022].

La technologie photovoltaïque se présente donc comme un excellent choix de transconducteur à différentes échelles, que cela soit pour alimenter des villes ou bien simplement pour des projets d'objets connectés. Cela reste néanmoins conditionné par la présence de lumière et ne saurait donc constituer une réponse universelle à l'alimentation des objets connectés.

2.2 Les vibrations

Lorsque nous pensons à des sources d'énergies alternatives nous avons tendance à chercher des sources naturelles qui pourraient être converties en électricité. Cependant, l'action de l'Homme produit également des phénomènes qui peuvent être utilisés comme transducteur. C'est le cas

ici pour l'énergie mécanique où nous pouvons trouver d'ores et déjà des produits industrialisés sur ce principe. Il existe différentes manières de convertir cette énergie mécanique en courant électrique mais ils se basent tous sur le principe d'un mouvement d'une masse.

2.2.1 Effet piézoélectrique

L'effect piézoélectrique est la capacité qu'a un matériau à produire une différence de potentiel lorsque nous le déformons. Cet effet est réversible, i.e. imposer une différence de potentiel à un matériau piézoélectrique va le déformer. C'est grâce au comportement en effet inverse que cette propriété a pu révolutionner notre quoditien avec l'invention de la montre à quartz. Le cristal de quartz, sous l'effet d'une tension, se déforme et vibre à une fréquence précise et intrinsèque, permettant de donner une fréquence d'horloge de référence à nos montres.

Généralement, nous n'utilisons pas les transducteurs piézoélectriques pour récupérer l'énergie mais plutôt comme jauge de contrainte ou bien comme capteur de vibration (Fig.1.5).

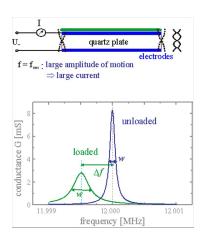


FIGURE 1.5 – Principe de fonctionnement d'une jauge de contrainte [Langhoff, 2007].

Lorsque nous parlons de nouvelles industries intelligentes, nous parlons principalement de l'ajout de capteurs sur des systèmes existants permettant d'améliorer leur rendement. Il est pour cela souvent nécessaire d'installer des systèmes qui soient complètement autonomes et non intrusifs dans le système existant. L'utilisation des vibrations comme source d'énergie en est le parfait exemple. Nous trouvons des études utilisant des systèmes reposant sur l'effet piézoélectrique (Fig.1.6) pour générer une différence de potentiel [Bin Ab Rahman, 2011]. Nous pouvons imaginer alors placer ce système sur des moteurs industriels en usine par exemple.

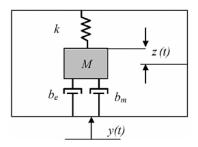


FIGURE 1.6 – Modèle de William et Yates de masse oscillante pour la récupération d'énergie [Bin Ab Rahman, 2011].

Les systèmes piézoélectriques générant un signal assimilé à un signal sinusoïdal, nous trouvons une électronique autour pour la conversion similaire à ce que nous allons pouvoir étudier sur la conversion des onde radios comme le montre la Fig.1.7. Nous retrouvons un pont de diode redresseur permettant la conversion du signal alternatif en tension continue et ainsi charger une batterie pour alimenter la charge.

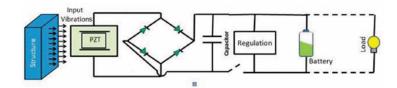


FIGURE 1.7 – Schéma électrique de récupération d'énergie par piézoélectricité [Balguvhar, 2018].

Des produits commencent à voir le jour au niveau recherche comme le MIT qui vient de publier récemment un article d'une caméra pour les profondeurs des océans alimentées par le son produit par le mouvement de l'eau [Zewe, 2022].

2.2.2 Effet magnétique

La récupération d'énergie par l'électromagnétisme n'est pas une source d'énergie directement mécanique mais il est cependant nécessaire d'induire un mouvement pour générer un courant. L'objectif est de faire déplacer un aimant entouré d'une bobine afin de générer un courant électrique. Nous avons alors deux transducteurs en série où une énergie mécanique est convertie en énergie magnétique, elle-même convertie en énergie électrique. Il existe déjà des produits commercialisés suivant ce principe, notamment pour les interrupteurs connectés pour allumer nos lampes. Des chercheurs et industriels ont donc travaillé pour s'assurer que l'appui sur l'interrupteur génère suffisamment d'énergie pour alimenter un émetteur radio pendant un temps suffisant pour qu'il transmette les informations nécessaires à l'allumage ou à l'arrêt de l'ampoule [ZFSwitches, 2022]. Les interrupteurs et ampoules connectés étant vraisemblablement l'objet connecté le plus répandu actuellement sur le marché, cette solution représentée sur la Fig.1.8 et développée par ONSemi en partenariat avec ZF Switches prend alors tout son sens dans une démarche de la réduction des piles pour l'IoT. Des produits finis sont déjà commercialisés par Schneider Electric et Legrand, deux industriels français majeurs et fabriquants de matériel électrique.



FIGURE 1.8 – Interrupteur connecté sans piles de ONSemi et ZF Switches.

2.3 Le gradient de température

Le domaine de la thermoélecité repose sur un principe physique fondamental, l'effet Seebeck, qui montre l'apparition d'une différence de potentiel entre deux matériaux soumis à une différence de température.

Cet effet étant réversible, il est souvent utilisé dans son sens opposé, i.e. appliquer un courant sur une jonction entre deux matériaux pour créer un gradient de température. Nous parlons alors d'effet Peltier. Mais face à la réduction de consommation de nos systèmes électronique, il devient envisageable d'utiliser l'effet Seebeck pour les alimenter, comme peut le montrer la Fig.1.9 issue d'un travail de recherche d'un système fonctionnant sur ce principe.

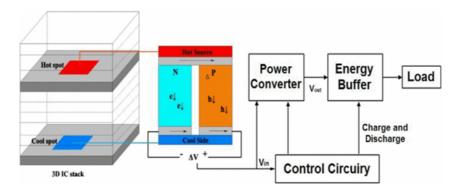


FIGURE 1.9 – Schéma de principe d'une alimentation basée sur l'effet Seebeck [Zhou, 2017].

Nous pouvons de plus noter des milieux aujourd'hui où la différence de température peut atteindre des extrêmes comme par exemple des tuyaux de réfrigération des accélérateurs de particules où circule de l'hélium liquide proche du zéro absolue (-273.15 °C) et l'extérieur à température ambiante. Même si le principe de base repose encore sur des jonctions P/N des semi-conducteurs, des recherches montrent la conception et l'optimisation de matériaux qui suivent une architecture afin de maximiser les courants générés par une différence de température [Demin, 2019]. Des entreprises émergent sur cette technologie également avec un dispositif d'avertissement pour les tuyau à forte température [TEGnology, 2022].

2.4 Ondes radiofréquences

C'est sur cette dernière source d'énergie que nous avons basé nos travaux de recherche. Le principe consiste en la conversion des ondes électromagnétiques, ici des ondes radiofréquences (RF) dont la fréquence est comprise entre 300 MHz et 300 GHz, en énergie électrique utilisable par un objet connecté. Quand bien même l'inconscient collectif estime que nous sommes entourés d'une puissance astronomique d'ondes RF dans notre quotidien, la réalité est tout autre. En effet, nombre de législations [ETSI, 2019] ont été mises en place au niveau national, européen et mondial afin de limiter les puissances des émetteurs par mesure de précaution sur l'impact que cela pourrait avoir sur la santé. La récupération d'énergie par les ondes radio peut se séparer en deux différents principes. Nous avons d'une part le concept de la télé-alimentation, communément appelé "Wireless Power Transfert" (WPT) qui implique une source émettrice d'ondes spécifiquement pour le transfert d'énergie, et d'un autre côté, la récupération opportuniste des ondes radio environnantes avec donc un travail d'optimisation qui peut se faire uniquement sur la partie réceptrice.

2.4.1 Télé-alimentation

Le WPT est historiquement le concept retenu lorsque nous envisageons une alimentation par les ondes radio puisque nous avons la main sur la puissance que nous allons pouvoir émettre pour alimenter le dispositif distant. Nous pouvons par exemple trouver un projet de ville télé alimentée pour amener l'électricité en zones difficiles d'accès à la Réunion (Fig.1.10) [LeMonde, 2001].

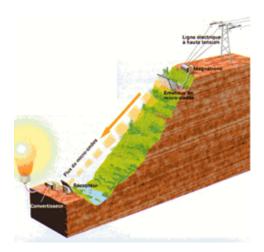


FIGURE 1.10 – Concept de ville télé-alimentée dans les montagnes françaises [Lopes,].

Le WPT est un principe très répandu aujourd'hui dans l'industrie et notre quotidien puisque c'est sur ce principe que repose la technologie de la radio-identification (RFID, Radio Frequency IDentification) et son standard de communication en champ proche (NFC, Near Field Communication) (Fig.1.11).

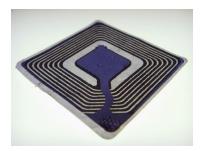


FIGURE 1.11 – Tag RFID.

Aujourd'hui, ce principe de WPT évolue et des entreprises émergent en concevant des capteurs utilisant le WPT comme WiCharge [WiCharge, 2022]. Ils utilisent une technologie dite de « Beamforming » [An, 2022] pour localiser les terminaux à alimenter et ainsi pouvoir augmenter la puissance émise par la centrale en optimisant la directivité de l'antenne et donc, ne pas transgresser la législation en vigueur qui est donnée pour une puissance PIRE (Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente), i.e. une émission isotrope. La télé-alimentation permet également d'alimenter des capteurs qui ne sont pas accessibles physiquement comme un capteur de pression à l'intérieur d'un pneu [Singh, 2004].

2.4.2 Capture opportuniste

Le second concept, celui étudié dans ce travail, est la récupération d'énergie opportuniste. Il repose donc sur l'idée de récupérer les ondes RF environnantes, autrement dit, déjà présentes dans l'environnement de l'objet connecté [Zhang, 2020], [Gu, 2021]. En effet, les antennes de nos dispositifs de communication étant généralement isotropes, en ajoutant l'effet des multi trajets dus aux murs, la majeure partie des signaux RF qui nous entourent est gaspillée. La capture opportuniste se présente alors comme un moyen de recycler l'énergie de ces ondes non utilisées. Des projets industriels sont à l'étude comme Samsung qui a annoncé réfléchir à une télécommande pour ses téléviseurs avec une batterie qui se rechargerait grâce au routeur WiFi de l'utilisateur. Contrairement au WPT, seul le récepteur peut être optimisé car nous n'avons plus la main sur l'émetteur. Il faut donc optimiser au maximum chaque élément impliqué dans la conversion des signaux RF à la réception pour maximiser la quantité d'énergie convertie. Nous pouvons noter le travail de thèse de Mme. KHUN préparé à Télécom Bretagne [Kuhn, 2015] qui étudie la capture opportuniste de signaux radio pour alimenter des capteurs placés sur le corps humain. Nous y trouvons notamment une étude sur les modifications qu'implique ce placement contre un corps humain au niveau de l'antenne et de son adaptation d'impédance avec le circuit redresseur.

2.4.3 Bilan de la récupération d'énergie par ondes radio

Que cela soit le WPT ou la capture opportuniste des signaux radio, la partie réceptrice en charge de convertir ces signaux en tension continue et donc en énergie utilisable par des objets connectés repose dans les deux cas sur l'utilisation d'une rectenna. Une rectenna est un mot valise anglais qui combine une antenne (antenna) et un redresseur (rectifier). L'antenne convertie l'onde électromagnétique en signal électrique, à la même fréquence RF. Quant au redresseur, il permet la conversion de ce signal électrique RF en une tension continue DC pour alimenter la charge. Il convient alors de présenter le fonctionnement de cette rectenna et de regarder l'état de l'art de ces différents blocs qui la composent.

3 Principe de fonctionnement d'une rectenna

3.1 Théorie de la conversion RF/DC

Il est important pour l'optimisation du système d'évaluer l'impact de l'environnement sur le signal qui se propage et qui va être reçu par notre système de récupération d'énergie.

3.1.1 Pertes par propagation en espace libre

Pour se rendre compte de l'importance de l'optimisation des différents éléments composant un convertisseur RF/DC, nous allons procéder à un rapide calcul d'ordre de grandeur des puissances mises "en jeu" montrant alors la difficulté de l'enjeu. Prenons un routeur WiFi situé en Europe. Il transmettra au maximum un signal avec une PIRE de 20 dBm (100 mW). La formule de Friis (1.4), aussi appelée équation des télécommunications nous permet alors d'estimer les pertes en espace libre en fonction de la distance. Cette équation est obtenue à partir de deux termes permettant de définir la puissance reçue d'une antenne placée à une distance R de la source émettrice (1.1).

$$P_r = A_{eff}.S \tag{1.1}$$

Où:

- P_r est la puissance reçue au niveau de l'antenne en watt (W).
- A_{eff} est l'aire effective de l'antenne, qui traduit sa capacité à recevoir un signal d'une fréquence donnée et est définie par (1.2).

$$A_{eff} = G_r \frac{\lambda^2}{4\pi} \tag{1.2}$$

— S est la densité de puissance surfacique liée à l'émetteur qui est une antenne supposée isotrope ici. S est donc définie selon une sphère de rayon R, la distance entre les deux antennes. S est donnée par (1.3)

$$S = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \tag{1.3}$$

- P_t est la puissance émise au niveau de l'antenne émettrice en watt (W).
- G_t et G_r sont respectivement les gains de l'antenne d'émission et de réception.
- λ est la longueur d'onde du signal en mètre (m).
- R est la distance entre les deux antennes en mètre (m).

Nous retrouvons alors la fomule de Friis (1.4) à partir de (1.1), (1.2) et (1.3).

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r (\frac{\lambda}{4\pi R})^2 \tag{1.4}$$

Les pertes en espace libre sont donc représentées par le terme Free Space Path Loss (FSPL) (1.5).

$$\frac{1}{FSPL} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \tag{1.5}$$

Nous exprimons usuellement ce FSPL en dB d'où l'équation (1.6). Nous avons alors une pente des pertes en espace libre en fonction de la distance de 20 dB par décade.

$$FSPL_{dB} = 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) \tag{1.6}$$

Ce calcul des pertes en espace libre nous permet d'établir un garde fou et d'avoir une idée des puissances mises en jeu pour une capture opportuniste puisque nous savons que notre émetteur ne pourra pas avoir une puissance émise supérieure à 20 dBm PIRE.

3.1.2 Architectures des redresseurs RF/DC

Pour la transmission des signaux modulés dans les télécommunications, les ondes radio ont recours à un signal sinusoïdal de fréquence constante appelée porteuse. Ainsi, à une technique de modulation près pour transmettre les données, une onde WiFi par exemple peut être assimilée à un signal sinusoïdal de fréquence entre 2.4 GHz et 2.5 GHz selon le canal sélectionné. Or, nous cherchons à produire une tension continue qui, par définition, a une fréquence nulle. Nous cherchons donc à convertir un signal de fréquence 2.4 GHz en un signal continu de fréquence nulle. Cette conversion est possible grâce à une rectenna. Elle repose sur l'utilisation d'un élément non-linéaire assurant la conversion RF/DC et d'un filtre DC formé par le couple résistance / condensateur, comme montré par le schéma de la Fig.1.12. Cet élément non linéaire est généralement une diode Schottky. Un quadripôle d'adaptation d'impédance est utilisé afin d'adapter l'impédance de l'antenne à l'impédance de la diode ainsi chargée.

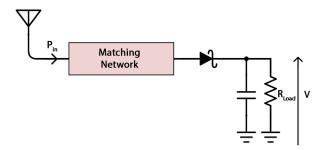


FIGURE 1.12 – Schéma de base d'une rectenna.

Nous allons ici détailler le principe de fonctionnement d'un redresseur à diodes. Plusieurs architectures sont possibles et nécessitent généralement une à quatre diodes. Des architectures plus complexes existent mais sont en principe une cascade d'architectures plus simples. Afin

d'avoir une tension de polarisation la plus faible possible et comme c'est un système qui sera soumis à des signaux RF dépassant le gigahertz, il est préférable d'utiliser des diodes Schottky. Contrairement à une diode classique qui est faite d'une jonction P/N de silicium (Fig.1.13a), la diode Schottky est basée sur une jonction métal/semi-conducteur dopée N (Fig.1.13b) ce qui permet de réduire la tension de polarisation, passant d'environ 0.6~V pour une jonction P/N classique à une valeur située entre 0.15~V et 0.5~V.

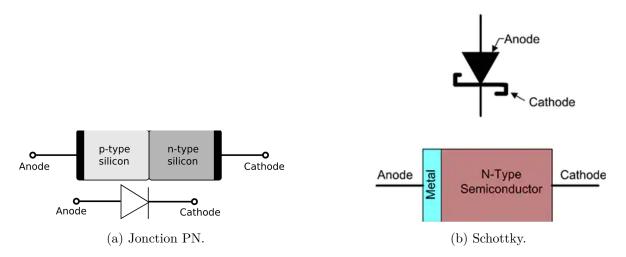
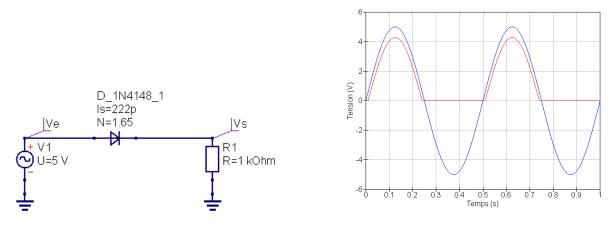


FIGURE 1.13 – Schéma de diodes à jonction PN et Schottky [Raffamaiden, 2012].

Un redresseur consiste donc dans sa forme la plus simple en une diode laissant passer les alternances positives ou négatives (selon le sens de la diode) d'un courant alternatif (AC). Le circuit est représenté Fig.1.14a avec son résultat de simulation avec la tension d'entrée (bleu) et la tension de sortie (rouge) (Fig.1.14b).

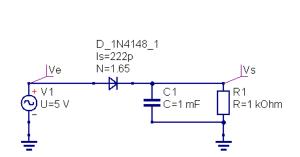


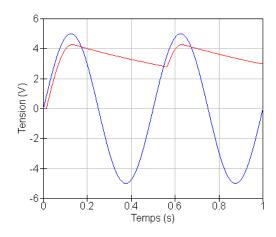
- (a) Schéma du redresseur monoalternance.
- (b) Simulation du redresseur monoalternance.

FIGURE 1.14 – Redresseur mono alternance.

Lorsque nous sommes sur une alternance positive de la porteuse, une fois passé la tension de seuil de la jonction de la diode, cette dernière est passante et donc $V_s = V_{e_{max}} - V_d$ où V_d est la tension de seuil de la diode. Sous le seuil et lors de l'alternance négative, la diode est bloquante,

 $V_s=0$. Nous avons cependant toujours une oscillation de notre tension de sortie, nous avons juste supprimé les tensions négatives. Nous ajoutons alors un condensateur en parallèle de notre charge. Cela a pour effet de lisser la tension de sortie autour de la valeur maximale de V_e lors des alternances négatives. Le schéma et les signaux temporels sont représentés sur la Fig.1.15.

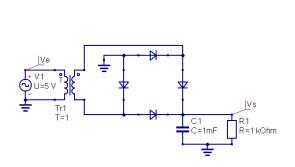


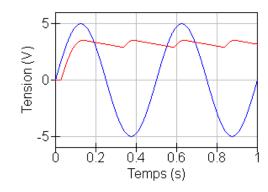


- (a) Schéma du redresseur monoalternance avec condensateur.
- (b) Simulation du redresseur monoalternance avec condensateur.

FIGURE 1.15 – Redresseur mono alternance avec condensateur.

Ainsi, lors de l'alternance négative, le condensateur prend le relais sur la source pour fournir un courant à la charge à une tension autour de $V_{e_{max}}$ qui diminue au fur et à mesure que le condensateur se décharge jusqu'à la prochaine alternance positive. Un redresseur mono alternance convertit donc en principe que la moitié du temps sur les alternances positives ou négatives, selon le sens de branchement de la diode. Il existe cependant des redresseurs complets récupérant tout le signal sinusoïdal. Nous pouvons notamment citer le pont de Graetz qui utilise quatre diodes (Fig.1.16).





(a) Schéma du pont de Graetz.

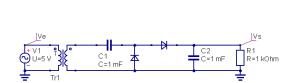
(b) Simulation du pont de Graetz.

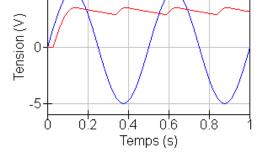
Figure 1.16 – Redresseur à pont de Graetz.

Le pont de Graetz est couramment utilisé dans l'industrie pour réaliser des alimentations

grand publique peu chères. Son inconvénient est que le signal traverse systématiquement deux diodes conduisant donc à une plus forte chute de tension aux bornes de la charge. Un autre montage est possible, utilisant deux diodes et deux condensateurs. C'est un montage de Greinacher, aussi appelé doubleur de tension (Fig.1.17).

5





(a) Schéma du pont de Greinacher.

(b) Simulation du pont de Greinacher.

FIGURE 1.17 – Redresseur à pont de Greinacher.

En effet, le montage de Greinacher est généralement monté en cascade pour augmenter la tension d'un système. C'est une méthode économique d'élévation de la tension mais qui limitera fortement le courant. C'est notamment utilisé pour générer des arcs électriques. Dans les deux cas des redresseurs complets, nous convertissons l'intégralité du signal sinusoïdal, réduisant alors en théorie les pertes. Néanmoins, le pont de Greinacher se dinstingue d'avantage et est beaucoup utilisé dans les circuits de récupération d'énergie RF car il permet, comme nous l'avons précisé, de doubler la tension obtenue car les condensateurs qui sont chargés par alternance sont montés en série. Cependant, quand la tension du signal RF est en dessous de la tension de seuil de la diode, c'est la détection quadratique qui est utilisée.

3.2 L'état de l'art de la conversion RF/DC

3.2.1 Les redresseurs

Ce principe de conversion des ondes RF en tension continue est étudié depuis une vingtaine d'années avec des propositions de convertisseurs dès 2005 [Mi, 2005]. Etant donné le spectre fréquentiel qu'occupent les ondes radiofréquences, nous trouvons divers travaux sur plusieurs types de signaux radio. Nous pouvons trouver des convertisseurs pour les signaux TV autour de 540 MHz [Hiroshi Nishimoto, 2010], [Parks, 2013], [Dursun, 2016] qui ont l'avantage d'avoir des antennes d'émission à de très hautes puissances pour couvrir une grande zone géographique. Ces travaux étaient prédominants au début des années 2010. Plus récemment, avec l'explosion de nos usages des smartphones, nous trouvons plus de travaux concentrés sur les signaux GSM à 900 MHz, 1800 MHz et 2100 MHz [Ho, 2016a], [Ho, 2016b], [Papadopoulou, 2020]. La bande ISM à 2.4 GHz, très largement utilisée au quotidien car c'est une bande de fréquences radio à but commercial ouverte à tous et qui comprend notamment les standards WiFi et Bluetooth, compte

également nombre de travaux [Chen, 2017], [Waguaf, 2018], [Fan, 2018a]. D'autres bandes sont aujourd'hui étudiées, notamment sur des fréquences bien plus élevées avec l'arrivée de la 5G à 5.8 GHz [Mishra, 2017].

Nous comprenons assez vite que les puissances mises en jeu seront très faibles. Il peut alors venir à l'idée de combiner différentes bandes de fréquences en parallèle pour maximiser la récupération d'énergie [Bergès, 2015], [Shaker, 2018], [Trinh, 2019]. De plus, le circuit combinant les différentes bandes fréquentielles devra présenter des pertes d'insertion minimales afin de ne pas atténuer les signaux à convertir [Kuhn, 2015]. Un des premiers travail de thèse de doctorat en France sur le sujet, proposé par M.TAKHEDMIT et présenté à l'Ecole Centrale de Lyon en 2010, propose notamment une étude sur la mise en place d'un réseau de rectenna et étudie l'impact de placer ce réseau en série ou en parallèle selon si nous souhaitons maximiser la récupération de puissance ou bien la tension de sortie [Takhedmit, 2010].

Le Tab.1.1 reporte, pour différents travaux de recherche, les performances obtenues en terme de puissance convertie pour une fréquence donnée et leur application. Le nombre de diodes utilisées est également précisé.

Table 1.1 – Liste non exhaustive des performances obtenues pour des convertisseurs RF/DC.

Ref.	Source	Fréquence	Nb de diodes	Puissance convertie	Application
[Parks, 2013]	UHF TV	539 MHz	10	15.8 μW	Capteur tempéra- ture
[Papadopoulou, 2020]	GSM	900 MHz	4	100 μW	Non précisée
[Waguaf, 2018]	WiFi	2.4-2.5 GHz	4	$10~\mu\mathrm{W/cm^2}$	Non précisée
[Fan, 2018a]	WiFi	2.4-2.5 GHz	10	<245 μW	Non précisée
[Selim, 2020]	WiFi	2.4-2.5 GHz	4	1 μW-1 mW	Non précisée
[Chen, 2018]	Non précisée	2.42 GHz	Non précisé	620 μW	Non précisée
[Shameli, 2007]	Non précisée	920 MHz	10	2 μW	RFID
[Singh, 2004]	Non précisée	2.45 GHz	2	63 mW	Capteur de pression dans un pneu

Nous remarquons une grande disparité dans les puissances converties mais cela nous permet tout de même de situer l'ordre de grandeur autour de la dizaine de microwatts. Ces différences peuvent s'expliquer par la façon dont est récupérée l'énergie. La distance de l'antenne émettrice de l'onde récupérée et sa puissance vont jouer un rôle important dans les performances de ces circuits. Il convient alors de distinguer la façon dont ces ondes sont émises, i.e. pour de la capture opportuniste ou du WPT.

3.2.2 Les antennes

L'autre élément principal des rectennas est donc l'antenne qui récupère les ondes radio. Cet élément est particulièrement important pour la capture opportuniste puisque si nous ne sommes pas en mesure de récupérer des pusisances suffisantes dès le premier élément du convertisseur RF/DC, il sera compliqué par la suite d'espérer obtenir suffisament d'énergie pour alimenter un objet connecté. Des travaux se concentrent donc évidemment sur le développement de l'antenne du circuit de récupération d'énergie pour trouver des architecture d'antennes capables de maximiser la quantité d'énergie qu'elle peut transférer au redresseur [Srinivasu, 2020], [Chiam, 2009]. En France, nous pouvons citer le travail de thèse de Mme. AGHABEIKI préparée à l'IRSEEM - ESIGELEC [Aghabeiki, 2020] et de M. HAN également préparée à l'IRSEEM [Han, 2020] sur le sujet des antennes pour la récupération d'énergie RF. Il y est notamment proposé de disposer trois antennes "boucle planaire" dans trois plans différents pour augmenter la quantité d'énergie récupérée et obtenir des performances quasi-isotropes (Fig.1.18).

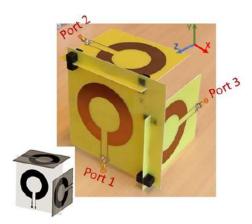


FIGURE 1.18 – Trois boucles orthogonales quasi isotropes [Aghabeiki, 2020].

Ce travail sur les antennes devient d'autant plus complexe lorsqu'elles sont développées pour un fonctionnement multi-bande comme nous pouvons en voir un exemple sur la Fig.1.19.



FIGURE 1.19 – Exemple d'antenne multi-bande pour la récupération d'énergie RF [Shaker, 2018].

3.2.3 Les convertisseurs DC/DC

Même si nous venons déjà de présenter un état de l'art sur les deux composants d'une rectenna, il est nécessaire en pratique de rajouter un troisième bloc électronique après le redresseur. En effet, les tensions obtenues par une rectenna sont en général trop faibles pour directement alimenter un objet connecté. Cette tension va donc devoir être augmentée au travers d'un convertisseur DC/DC. Plusieurs architectures sont possibles et nous trouvons des articles de recherche proposant des convertisseurs boost capables de fournir une tension entre 1 V et 2 V à partir d'une tension de l'ordre de 500 mV [Lai, 2019], [Reddy, 2020].

Nous trouvons également des travaux de thèse comme ceux que M. ADAMI [Adami, 2013], préparée à l'Ecole Centrale de Lyon qui se concentre spécifiquement sur les différentes arhitectures de conversion DC/DC pour une utilisation dans un contexte de récupération d'énergie RF. Il y propose notamment le développement d'un convertisseur DC/DC type Flyback qui permet d'avoir une élévation de tension autonome (Fig.1.20). Il permet, à l'aide d'une structure résonnante de convertir une tension aussi faible que 100 mV jusqu'à une tension de 1.1 V.

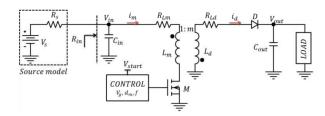


FIGURE 1.20 – Structure d'un convertisseur DC/DC Flyback [Adami, 2013].

Aujourd'hui dans le commerce, nous trouvons des composants intégrés de convertisseur DC/DC reposant sur une architecture Flyback comme le LTC3108 de Analog Device qui permet de convertir une tension aussi faible que $20~\mathrm{mV}$ en une tension de sortie de $3.3~\mathrm{V}$ [AnalogDevices, 2022].

4 Mise en contexte du travail de la thèse

Concrètement, à ce jour et à notre connaissance, nous pouvons trouver des travaux qui proposent des architectures de rectenna utilisant chacun de ces montages [Singh, 2004], [Fan, 2018a], [Fan, 2018b]. En revanche, nous avons noté un manque, notamment sur la partie de la capture opportuniste, d'une mise en contexte du milieu et de l'application qu'est censée servir une telle technologie. Nombres de travaux proposés vont se focaliser sur les performances d'un bloc, ici le redresseur ou l'antenne, en les donnant dans des conditions qui sont difficilement applicables dans un cas réel d'alimentation d'un capteur ou toute autre charge utile. Nous pouvons prendre par exemple les tensions de sortie et efficacités de conversion qui sont données pour des signaux RF incidents avec une puissance où nous pouvons raisonnablement penser qu'elles ne seront jamais atteintes en pratique en nous basant sur l'équation des télécommunications ou suite à une campagne de mesures expérimentales.

C'est dans cette optique que nous nous sommes engagés dans une démarche de mettre à contribution nos connaissances multidisciplinaires pour analyser et concevoir des circuits en ayant toujours à l'esprit les contraintes qui lui sont appliquées pour un usage réel de capture opportuniste. Il faut comprendre ici que nous prenons en compte toute la chaîne que compose un objet connecté alimenté par un système de récupération d'énergie des ondes RF environnantes.

Si nous reprenons la Fig.1.1, nous avons donc une rectenna qui fait office de transducteur. Quelle puissance pouvons-nous espérer recevoir de nos signaux RF ambiants? L'objet connecté, composé d'un microcontrôleur, d'une interface radio et de capteurs, quelle est sa consommation énergétique? A quelle fréquence peut-il/doit-il transmettre ses données? Allons-nous stocker cette énergie dans une batterie lithium classique alors même qu'un des objectifs de cette discipline est d'en réduire le nombre dans nos objets électroniques du quotidien? Ce sont autant de questions et d'éléments qui vont conditionner la conception de notre convertisseur et dont il est préférable d'y répondre en amont.

Références

[ETSI, 2019]	European Telecommunications Standards Institute (ETSI). ETSI EN 300 328 v2.2.2 - Wideband transmission systems; Data transmission equipment operating in the 2.4 GHz band; Harmonised Standard for access to radio spectrum. 2019 (cf. p. 12).
[Adami, 2013]	Salah-Eddine Adami. « Optimisation de la récupération d'énergie dans les applications de rectenna ». Thèse de doct. Ecole Centrale de Lyon, 2013 (cf. p. 21).
[Aghabeiki, 2020]	Shirin AGHABEIKI. « Récupération de l'énergie électromagnétique ambiante pour l'amélioration de l'autonomie des objets communicants ». Thèse de doct. Normandie Université, 2020 (cf. p. 20).
[An, 2022]	Changyoung An, Hyeong Min Kwon et Heung-Gyoon Ryu. « Beamforming Design of the Wireless Power Transfer System into Multiple IoT Sensors ». 2022 24th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT). 2022, p. 197-200 (cf. p. 13).
[AnalogDevices, 2022]	Analog Devices. LTC3108 Datasheet and Product Info \mid Analog Devices. 2022 (cf. p. 21).

[Bai, 2021] Fujin Bai, Jianquan Zhang, Anping Zeng, Heng Zhao, Ke Duan, Han Yu et al. « A highly crystalline non-fullerene acceptor enabling efficient indoor organic photovoltaics with high EQE and fill factor ». Joule 5.5 (2021), p. 1231-1245 (cf. p. 7). [Balguvhar, 2018] Sumit Balguvhar et Suresh Bhalla. « Green Energy Harvesting Using Piezoelectric Materials from Bridge Vibrations ». 2018 2nd International Conference on Green Energy and Applications (ICGEA). 2018, p. 134-137 (cf. p. 10). [Bergès, 2015] Romain Bergès, Ludivine Fadel, Laurent Oyhenart, Valérie Vigneras et Thierry Taris. « A dual band 915MHz/2.44GHz RF energy harvester ». 2015 European Microwave Conference (EuMC). 2015, p. 307-310 (cf. p. 19). [Bi, 2022] Pengqing Bi, Shaoqing Zhang, Junzhen Ren, Zhihao Chen, Zhong Zheng, Yong Cui et al. « A High-Performance Nonfused Wide-Bandgap Acceptor for Versatile Photovoltaic Applications ». Advanced Materials 34.5 (2022), p. 2108090 (cf. p. 7). Mohd Fauzi Bin Ab Rahman et Swee Leong Kok. « Investigation of useful ambient [Bin Ab Rahman, 2011] vibration sources for the application of energy harvesting ». 2011 IEEE Student Conference on Research and Development. 2011, p. 391-396 (cf. p. 9, 10). [Chen, 2017] Xuelin Chen, Lianfen Huang, Jianli Xing, Zhiyuan Shi et Zuosheng Xie. « Energy harvesting system and circuits for ambient WiFi energy harvesting ». 2017 12th International Conference on Computer Science and Education (ICCSE). 2017, p. 769-772 (cf. p. 19). [Chen, 2018] Yen-Sheng Chen et Jing-Wei You. « A Scalable and Multidirectional Rectenna System for RF Energy Harvesting ». IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology 8.12 (2018), p. 2060-2072 (cf. p. 19). [Chiam, 2009] T.M. CHIAM, L.C. ONG, M.F. KARIM et Y.X. Guo. « 5.8GHz circularly polarized rectennas using schottky diode and LTC5535 rectifier for RF energy harvesting ». 2009 Asia Pacific Microwave Conference. 2009, p. 32-35 (cf. p. 20). [Demin, 2019] G. Demin, N. Djuzhev, R. Andrushin, T. Ryndina, A. Dedkova, A. Smirnov et al. « Prospects of Electromagnetic Energy Harvesting In a Combined Structure of Broadband Metamaterial Absorber With a Magnetic Tunnel Junction Having Tunnel Magneto-Seebeck Effect ». 2019 19th International Conference on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications (Power-MEMS). 2019, p. 1-5 (cf. p. 11). Dracula. *LAYER®*. 2022 (cf. p. 8). [Dracula, 2022] [Dursun, 2016] Bekir Dursun et Yunus Uzun. « Design of broadband RF-DC converter ». 2016 IEEE International Symposium on Consumer Electronics (ISCE). 2016, p. 75-76 (cf. p. 18). [ElectricityMap, 2022] Electricity Maps - The leading resource for 24/7 CO2 grid data.

2022 (cf. p. 6).

Shiquan FAN, Yang ZHAO, Wei GOU, Chaoyun SONG, Yi HUANG, Jiafeng ZHOU et

[Fan, 2018a]

Shiquan Fan, Yang Zhao, Wei Gou, Chaoyun Song, Yi Huang, Jiafeng Zhou et al. « A high-efficiency radio frequency rectifier-booster regulator for ambient WLAN energy harvesting applications ». 2018 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). 2018, p. 1-3 (cf. p. 19, 22).

[Fan, 2018b]

Shiquan Fan, Yang Zhao, Wei Gou, Chaoyun Song, Yi Huang, Jiafeng Zhou et al. « A high-efficiency radio frequency rectifier-booster regulator for ambient WLAN energy harvesting applications ». 2018 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). 2018, p. 1-3 (cf. p. 22).

[FirstGreen, 2020] FIRSTGREEN. TIMELINE AND FUTURE OF SOLAR CELLS. 2020 (cf. p. 7). [Gu, 2021] Xiaoqiang Gu, Jorge Virgilio DE ALMEIDA et Ke Wu. « Multi-Stage Rectifier Enabled Battery-Free Sensor Platform Utilizing Ambient RF Energy ». 2021 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMARC). 2021, p. 1-4 (cf. p. 13). [Han, 2020] Jiawei Han. « Méta-surfaces directives à invariance de faisceau et de polarisation pour la récupération d'énergie EM indoor en bandes ISM/WI-FI ». These de doctorat. Normandie, 2020 (cf. p. 20). [Hiroshi Nishimoto, 2010] HIROSHI NISHIMOTO, Yoshihiro KAWAHARA et Tohru ASAMI. « Prototype implementation of ambient RF energy harvesting wireless sensor networks ». 2010 IEEE SENSORS. 2010, p. 1282-1287 (cf. p. 18). [Ho, 2016a] Dinh-Khanh Ho, Ines Kharrat, Van-Duc Ngo, Tan-Phu Vuong, Quoc-Cuong NGUYEN et Minh-Thuy Le. « Dual-band rectenna for ambient RF energy harvesting at GSM 900 MHz and 1800 MHz ». 2016 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET). 2016, p. 306-310 (cf. p. 18). [Ho, 2016b] Dinh-Khanh Ho, Ines Kharrat, Van-Duc Ngo, Tan-Phu Vuong, Quoc-Cuong NGUYEN et Minh-Thuy LE. « Dual-band rectenna for ambient RF energy harvesting at GSM 900 MHz and 1800 MHz ». 2016 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET). 2016, p. 306-310 (cf. p. 18). [Kuhn, 2015] Véronique Kuhn. « Capture opportuniste d'énergie micro-onde pour l'autonomie des objets communicants ». Theses. Télécom Bretagne; Université de Bretagne Occidentale, 2015 (cf. p. 13, 19). [Lai, 2019] Wen-Cheng Lai, Sheng-Lyang Jang, Chi-Yung Huang et Miin-Horng Juang. « Fully-Integrated CMOS DC-DC Boost Converter ». 2019 IEEE Asia Power and Energy Engineering Conference (APEEC). 2019, p. 84-88 (cf. p. 21). [Langhoff, 2007] A. Langhoff. principle of a quartz crystal microbalance. 2007 (cf. p. 9). [LeMonde, 2001] LEMONDE. « Des micro-ondes pour alimenter une vallée encaissée de la Réunion ». Le Monde.fr (2001) (cf. p. 12). [Lopes,] Philippe LOPES. Electricité sans fil (Grand Bassin, île de la Réunion) (cf. p. 12). [Mi, 2005] Minhong MI, M.H. MICKLE, C. CAPELLI et H. SWIFT. « RF energy harvesting with multiple antennas in the same space ». IEEE Antennas and Propagation Magazine 47.5 (2005), p. 100-106 (cf. p. 18). [MineralInfo, 2020] MINERALINFO. Le silicium: un élément chimique très abondant, un affinage stratégique / MineralInfo. 2020 (cf. p. 8). [Mishra, 2017] Saurabh Mishra, Jyoti Varavadekar et Siddhesh Haldankar. « Design of rectenna for energy harvesting in ISM band ». 2017 International conference of Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA). T. 1. 2017, p. 359-362 (cf. p. 19). [nrel, 2022] NREL. Best Research-Cell Efficiency Chart. 2022 (cf. p. 8). [Papadopoulou, 2020] Maria S. Papadopoulou, Achilles D. Boursianis, Anastasia Skoufa, Christos K. Volos, Ioannis N. Stouboulos, Spyridon Nikolaidis et al. « Dual-Band RF-to-DC Rectifier with High Efficiency for RF Energy Harvesting Applications ». 2020 9th International Conference on Modern Circuits and Systems Technologies (MOCAST). 2020, p. 1-4 (cf. p. 18, 19).

[Parks, 2013] Aaron N. Parks, Alanson P. Sample, Yi Zhao et Joshua R. Smith. « A wireless sensing platform utilizing ambient RF energy ». 2013 IEEE Topical Conference on Biomedical Wireless Technologies, Networks, and Sensing Systems. 2013, p. 154-156 (cf. p. 18, 19). [Raffamaiden, 2012] Raffamaiden. English: a PN diode that display the electrical symbol associated with it. The triangle corresponds to the p side, while the other side is the n side. 2012 (cf. p. 16). [Reddy, 2020] K.Krishna Reddy et Patri Sreehari RAO. « A DT-MOS switched-capacitor based step-up DC/DC converter for energy harvesting applications ». 2020 IEEE International Symposium on Sustainable Energy, Signal Processing and Cyber Security (iSSSC). 2020, p. 1-5 (cf. p. 21). [Selim, 2020] Kyrillos K. Selim, Shaochuan Wu et Demyana A. Saleeb. « An Optimized Rectifier Design for RF Energy Harvesting at the 2.45 GHz WiFi Frequency Band ». 2020 27th International Conference on Telecommunications (ICT). 2020, p. 1-5 (cf. p. 19). [Shaker, 2018] Mina Farouk Shaker, Hany Amen Ghali, Dalia Mohmed Nashet Elsheakh et Hala Abed Elmonem Elsadek. « Multiband Coplanar Monopole Antenna for Energy Harvesting ». 2018 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT). 2018, p. 1-3 (cf. p. 19, 21). [Shameli, 2007] Amin Shameli, Aminghasem Safarian, Ahmadreza Rofougaran et Rofougaran. « Power Harvester Design for Passive UHF RFID Tag Using a Voltage Boosting Technique ». IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 55.6 (2007), p. 1089-1097 (cf. p. 19). [Singh, 2004] P. SINGH, Xiquan WANG, R. LAFOLLETTE et D. REISNER. « RF-recharged microbattery for powering miniature sensors ». 2004 IEEE SENSORS. 2004, 349-352 vol.1 (cf. p. 13, 19, 22). [Srinivasu, 2020] G. Srinivasu, T. Gayatri, D.M.K. Chaitanya et V.K. Sharma. « Performance Analysis of a Compact High Gain Antenna for RF Energy Harvesting in 1.71GHz to 12GHz ». 2020 IEEE International RF and Microwave Conference (RFM). 2020, p. 1-4 (cf. p. 20). [Takhedmit, 2010] Hakim Takhedmit. « Modélisation et conception de circuits de réception complexes pour la transmission d'énergie sans fil à 2.45 GHz ». Thèse de doct. Ecole Centrale de Lyon, 2010 (cf. p. 19). [TEGnology, 2022] TEGNOLOGY. TEGNOLOGY - Thermo Electric Generation. 2022 (cf. p. 11). [Trinh, 2019] Le Huy Trinh, Ha Vu Ngoc Anh, Viet Hoang Trinh, Dinh Duy Phan, Hong Nguyen Thi Khanh et Fabien Ferrero. « Design of a Dual-band Rectenna for Small IoT Terminal ». 2019 International Symposium on Electrical and Electronics Engineering (ISEE). 2019, p. 150-154 (cf. p. 19). [Waguaf, 2018] Achraf Waguaf, Romain Alvernhe, Ludivine Fadel et Marjorie Grzeskowiak. « Energy Harvesting with 2.45 GHz Rectenna for urban application ». 2018 25th

[WiCharge, 2022]

WICHARGE. The Wireless Power Company. 2022 (cf. p. 13).

p. 345-348 (cf. p. 19).

[Zewe, 2022]

Adam Zewe. MIT engineers build a battery-free, wireless underwater camera. 2022 (cf. p. 10).

IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS). 2018,

[ZFSwitches, 2022]

ZFSWITCHES. ZF Switches & Sensors - Switches, Sensors & Wireless Technology. 2022 (cf. p. 10).

Chapitre 1. Généralités sur la récupération d'énergie

[Zhang, 2020]	Haipeng Zhang, Ningning Lu, Ruiliang Song et Jie Li. « Stochastic Analysis on
	Ambient RF Energy Harvesting ». 2020 IEEE 6th International Conference on Com-
	puter and Communications (ICCC). 2020, p. 771-775 (cf. p. 13).
[Zhou, 2017]	Shi-Yun Zhou, Cheng Zhuo, Qiu Min et Er-Ping Li. « Graphene based thermoe-
	lectric energy harvesting in 3D ICs ». 2017 IEEE Electrical Design of Advanced
	Packaging and Systems Symposium (EDAPS). 2017, p. 1-3 (cf. p. 11).

Chapitre 2

Analyse des contraintes

Objectifs -

Établir un cahier des charges à partir des contraintes de notre système et son environnement. Ce cahier des charges servira de base de connaissance pour la conception du convertisseur RF/DC et l'assemblage des différents blocs par la suite.

Sommaire

1	Contexte											28
2	Analyse de la pusisance environnante								 			29
	2.1 Une première approche de la caractérisation de la puissance	e	re	çue					 			29
	2.2 Quantification de la puissance émise dans l'environnement								 			3
3	Détermination des besoins de l'objet connecté								 			3'
	3.1 Caractérisation d'un objet connecté basse consommation .								 			3'
	3.2 Choix de notre objet connecté								 			40
	3.3 Détermination du besoin énergétique de l'objet connecté .								 			4
	3.4 Optimisation de la capacité de stockage selon la tension d'	al	im	ent	at	tio	n		 			4
4	Conclusion								 			4'

1 Contexte

Nous voulons définir un peu plus en détail les différents blocs qui vont venir s'agencer autour du redresseur censé convertir les signaux RF en tension continue. Nous serons alors en mesure de définir les performances nécessaires à notre transducteur pour le bon fonctionnement du système et donc nous aiguiller dans le choix des technologies. Souvenez vous de la Fig.2.1, l'alimentation de l'objet connecté, i.e. le MCU sur le schéma, est réalisée à partir du transducteur qui s'assimile à une source d'énergie pour le Power Management Unit (PMU) censé la gérer pour à la fois la stocker et s'assurer de son bon transfert dans le MCU lorsqu'il a accumulé suffisament d'énergie.

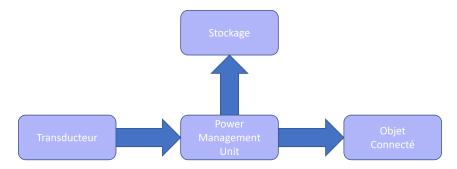


FIGURE 2.1 – Schéma de principe d'un objet connecté alimenté par récupération d'énergie.

Nous avons égéalement établi dans le Chapitre.1 la forme qu'allait prendre le transducteur, ici une rectenna dont le schéma est représenté Fig.2.2. Nous sommes alors en mesure de définir deux contraintes à ce système. Premièrement, que se passe-t-il en amont de l'antenne de la rectenna? C'est à dire, quel type et quelle puissance de signaux RF pouvons-nous espérer récupérer? Dans quel milieu? La puissance des signaux RF est-elle constante? Si non, sur quels paramètres pouvons-nous jouer afin de déterminer s'il est possible de récupérer suffisament d'énergie RF?

Le second point est le besoin énergétique de l'objet connecté. Combien consomme-t-il d'énergie? Est-il allumé en permanence? Quelle est sa tension d'alimentation? Ce sont autant de questions qui nous permettront de cadrer les axes de développement et d'optimisation du convertisseur de signaux RF en énergie DC par la suite.

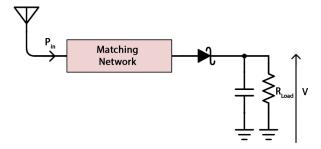


FIGURE 2.2 – Schéma d'une rectenna.

2 Analyse de la pusisance environnante

2.1 Une première approche de la caractérisation de la puissance reçue

Nous avons pris la décision de nous focaliser sur la bande ISM à 2.45 GHz dans un objectif de placement de notre système en intérieur où les bornes WiFi par exemple sont positionnées à intervalles réguliers dans nos bureaux et couloirs en milieu professionnel (usine, entreprise,...). Pour avoir une idée des ordres de grandeur des puissances mises en jeu, nous avons effectué une campagne de mesures à l'aide de l'analyseur de spectre mobile Spectran HF-60100. Il est associé avec son antenne OMNILOG30800 dont la calibration est déjà intégrée dans l'appareil.

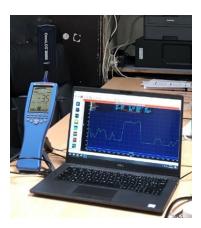


Figure 2.3 – Banc de mesure de la puissance WiFi environnante.

Le banc de mesure représenté sur la Fig.2.3 est placé à une distance de 3 mètres d'une borne WiFi, seule borne présente dans un rayon de 10 mètres. Cette distance est choisie dans un premier temps de façon arbitraire mais semble néanmoins être un bon ordre de grandeur de la distance où nous pourrions placer notre capteur dans un couloir ou un bureau. C'est également une distance qui nous assure d'être en champ lointain afin de ne pas perturber le fonctionnement de l'antenne du routeur en rapprochant trop le récepteur.

$$r_{min} = \frac{2D^2}{\lambda} \tag{2.1}$$

En effet, l'équation (2.1) définit la distance minimale r_{min} à l'émetteur pour se considérer en champs lointain. D représente la taille de l'antenne. Le routeur utilise des antennes fouet classiques mesurant environ 10 cm. La longueur d'onde λ est égale au rapport de la célérité de la lumière sur la fréquence du signal. Pour la bande ISM, nous prenons la fréquence minimale, i.e. 2.4 GHz, donnant alors la borne supérieure de r_{min} . Nous avons alors un seuil de champs lointain r_{min} d'environ 16 cm pour notre banc de mesure, nous sommes donc bien en champs lointain à une distance de 3 m. Une vidéo sur une plateforme en ligne type Youtube tourne en arrière plan sur l'ordinateur afin de générer un minimum de trafic sur le réseau de la borne WiFi.

Une première mesure a été faite pendant plusieurs heures pour pouvoir lisser les données par la suite et éviter un biais dû aux fluctuations rapides que peuvent avoir les puissances reçues. Nous récupérons pour chaque balayage la puissance maximale reçue et nous la traçons en fonction du temps sur la Fig.2.4

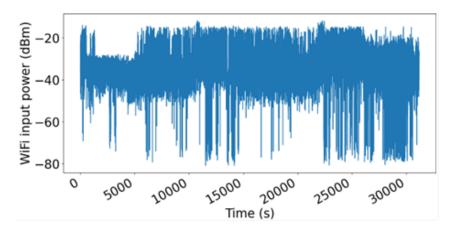


FIGURE 2.4 – Mesure de la puissance WiFi reçue (dBm) en fonction du temps (secondes).

De cette première mesure nous récupérons plusieurs informations comme la puissance maximale mesurée qui est de -15 dBm (32 μ W). Les microcontrôleurs dans les objets connectés d'aujourd'hui consomment des courants de l'ordre du micro ampère (μ A) dans certains modes de sommeil conduisant à des puissances consommées de l'ordre du micro watt (μ W). Nous pouvons donc raisonnablement estimer que les puissances reçues sous -30 dBm (1 μ W) sont négligeables. -30 dBm est donc une première valeur clé à retenir pour notre convertisseur RF/DC. Nous notons alors que 25% des points de la Fig.2.4 sont supérieur à -30 dBm. La courbe nous confirme également que les puissances reçues sont très hétérogènes avec des fluctuations rapides oscillant de -15 dBm à -80 dBm ce qui nous amène à réflechir sur la façon dont nous allons alimenter notre système. En effet, nous ne pourrons probablement pas garder le dispositif allumé en permanence, typiquement sur les instants où la puissance reçue est inférieure à -30 dBm.

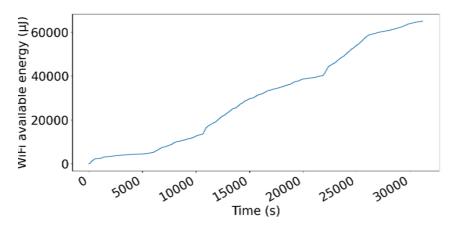


FIGURE 2.5 – Accumulation d'énergie reçue (μJ) en fonction du temps (secondes).

Une intégration temporelle de la Fig.2.4 nous permet alors d'obtenir la Fig.2.5 et ainsi voir l'accumulation d'énergie reçue au niveau de l'antenne de l'analyseur de spectre. Nous observons alors une accumulation d'énergie d'environ 60 mJ répartie sur une durée de 8 heures. Cependant, il s'agit ici d'une énergie accumulée au niveau de l'antenne de l'analyseur de spectre. Donc, si nous

remplaçons l'appareil de mesure par un capteur (présentant la même impédance d'entrée que celle de l'analyseur de spectre), cela sera la quantité d'énergie reçue avant la conversion RF/DC. Ainsi, nous ne pouvons pas encore conclure à ce stade de la faisabilité d'un capteur alimenté par une telle source d'énergie. D'autres campagnes de mesure ont été réalisées en modifiant certains paramètres pour essayer d'identifier plus tard les conditions sur l'environnement radio qui permettraient le bon fonctionnement de notre système. Nous avons par exemple réalisé une mesure sans avoir de vue directe entre le routeur et l'antenne de l'analyseur de spectre ou encore, en stoppant la vidéo lue sur l'ordinateur pour voir si l'activité réseau avait un impact. Les différentes situations sont reportées dans le Tab.2.1 avec, pour chacune d'entre elles, le temps passé par l'analyseur de spectre à recevoir un signal de puissance P supérieure à -30 dBm comme nous avions pu le faire pour la Fig.2.4.

Situation 1 Situation 2 Situation 3 Situation 4 Distance (m) [5,6][5,6][2,3][2,3]Accès direct Non (Mur) Non (Mur) Oui Oui Utilisation réseau Non Oui Non Oui Temps (P>-30 dBm)0.29%6.59%1.9%21.65%

Table 2.1 – Mesure des puissances WiFi pour différentes situations

Nous remarquons ainsi que l'absence d'activité réseau a un très grand impact sur les puissances reçues puisque nous passions plus de 10 fois plus de temps au dessus du seuil de -30 dBm lorsqu'il y a une activité réseau. La distance et la vue directe ou non ont également un impact mais moins important avec un facteur de l'ordre de 5 fois entre les deux groupes de campagnes de mesures.

Nous pouvions effectivement nous douter que l'activité réseau et la distance influeraient sur la puissance reçue par les objets connectés. Cependant, ces différentes campagnes de mesure sont une première approche et ne proposent pas de quantification claire de ce qui permet de passer d'une configuration à une autre. Nous savons qu'il y a une différence de débit entre les situations, mais nous n'avons pas de métrique quantifiée de cette différence. En effet, alors que l'optimisation de la partie émettrice est tout aussi cruciale que la partie réceptrice dans la téléalimentation par ondes radio, il est primordial pour que la capture opportuniste avance dans le bon sens, de comprendre ce qui se passe du côté émetteur sur lequel nous n'avons pas la main, ici un routeur WiFi. Comment émet une borne WiFi d'un point de vue radio? Est-ce un signal d'une puissance constante? Qu'est ce qui influe sur sa puissance d'émission?

2.2 Quantification de la puissance émise dans l'environnement

2.2.1 Mise en place d'un banc de test

Pour répondre à cela, nous avons réalisé un banc de test permettant de déterminer, pour un débit d'utilisation d'une borne WiFi, la puissance d'émission radio correspondante. Ce banc consiste à relier la sortie d'un routeur WiFi à un analyseur de spectre selon le schéma de la

Fig.2.6. Afin que la mesure n'obstrue pas le bon fonctionnement de ce routeur, nous utilisons deux coupleurs et un diviseur de puissance pour récupérer la puissance des deux sorties et limiter au maximum les pertes jusqu'aux antennes.

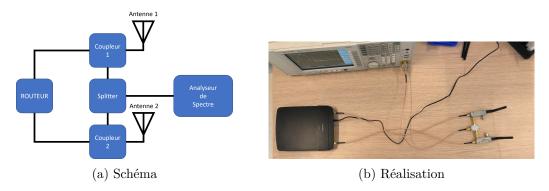


FIGURE 2.6 – (a) Schéma de câblage du banc pour effectuer le bilan de liaison (b) Réalisation du banc de test au labo sur un routeur WiFi avec un analyseur de spectre Agilent Technologies N9010A EXA.

Effectuons alors un bilan de liaison pour relier la puissance d'émission du routeur avec celle lue par l'analyseur de spectre. Les antennes, les coupleurs et les deux sorties du routeur sont considérés identiques et ont les mêmes paramètres que nous définissons respectivement par $P_{routeur}$ pour la puissance de sortie du routeur par accès, G_{ant} le gain des antennes et $G_{coupleur}$ le gain des coupleurs. En tenant compte des différents gains et en suivant le schéma de la Fig.2.6, nous obtenons la relation (2.2) établissant le lien entre la puissance mesurée par l'analyseur de spectre $P_{analyzer}$ et la puissance de sortie du routeur $P_{routeur}$. Pour cela, nous définissons pour un composant sa puissance d'entrée $P_{I_{comp}}$, sa puissance de sortie $P_{O_{comp}}$ et son gain G_{comp} . G_c représente les pertes dues aux câbles. Enfin, nous ne considérons ici aucune perte par désapdation.

$$\begin{split} P_{analyzer} &= P_{O_{splitter}} + G_c \\ &= P_{I_{splitter}} + G_{splitter} + G_c \\ &= (P_{O_{coupleur}} + 3) + G_{splitter} + G_c \\ &= P_{I_{coupleur}} + G_{coupleur} + 3 + G_{splitter} + G_c \\ &= P_{routeur} + G_c + G_{coupleur} + 3 + G_{splitter} + G_c \end{split}$$

$$(2.2)$$

En tenant compte des différents gains fournis par les documentations technique des composants utilisé, nous obtenons alors (2.3).

$$P_{routeur} = P_{analyzer} + 19dB (2.3)$$

L'expérimentation nous permet d'obtenir une mesure de la puissance émise par le routeur. Si on se réfère au schéma de la Fig.2.6, cette mesure ne tient pas compte du gain des antennes. Il convient alors de définir cette puissance rayonnée au niveau des antennes ($P_{rayonnée}$):

$$P_{rayonn\acute{e}e} = P_{routeur} + G_c + G_{ant} + 3$$

$$= P_{analyzer} + 24dB$$
(2.4)

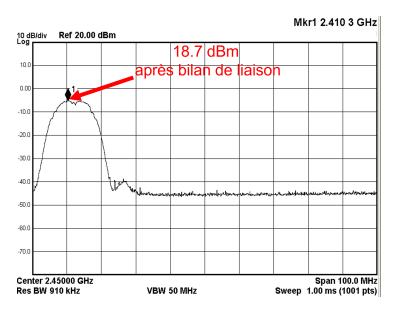


FIGURE 2.7 – Mesure du maximum de puissance (dBm) émise en fonction de la fréquence (GHz).

La Fig.2.7 affiche le maximum de puissance reçue par l'analyseur, i.e. le maximum de puissance émise par le routeur en fonction de la fréquence (mode max hold on). Le routeur est réglé sur le canal N°1 du standard WiFi et nous observons bien un pic maximal à la fréquence de 2.41 GHz qui se situe bien dans la bande de ce canal dont la fréquence centrale est 2.412 GHz avec une largeur de bande de 20 MHz. L'analyseur nous donne alors une valeur maximale de -5.3 dBm. L'équation (2.4) nous amène donc à une puissance émise au niveau des antennes de 18.7 dBm. Cela est cohérent avec la législation européenne et sa limite de 20 dBm PIRE.

Cependant, cette courbe affiche le maximum lu sur toute la durée de la mesure. En pratique, nous voyons un bruit blanc permanent autour de -45 dBm sur le reste de la bande avec un pic à -5 dBm qui intervient de façon épisodique, synonyme de transmission de données. Cette courbe est obtenue avec le routeur seul, i.e. sans aucun périphérique connecté à son réseau et donc sans activité réseau.

Il est donc nécessaire de faire une mesure de puissance moyenne pondérée pour prendre en compte la durée de chaque pic à -5 dBm. Pour cela, nous avons utilisé la fonction de distribution cumulative (CCDF, Complementary Cumulative Distribution Function) en puissance. C'est une méthode probabiliste qui permet d'établir une puissance moyenne pondérée par le temps. L'analyseur mesure pour chaque balayage le temps passé au-dessus d'un certain seuil de puissance et établit une courbe probabiliste (Fig.2.8) qui donne, pour une puissance au-dessus de la puissance moyenne, la probabilité que ça arrive [Keysight, 2022]. Cette courbe s'affine pour chaque balayage et donne ainsi accès à la puissance moyenne qui est donc pondérée dans le temps.

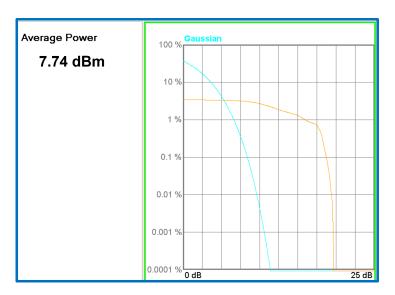


FIGURE 2.8 – Fonction de distribution cumulative de la puissance d'émission du routeur.

La Fig.2.8 montre donc la CCDF pour le routeur sans activité dont nous avions vu le spectre précédemment. Une fréquence centrale de 2.41 GHz est renseignée avec une largeur de bande de 25 MHz pour couvrir tout le canal N°1 de la bande WiFi. Une puissance moyenne de -17.43 dBm est mesurée soit une puissance moyenne de 6.57 dBm au niveau des antennes d'après (2.4). Cette mesure a été réalisée alors qu'aucun appareil n'était connecté au routeur. Le banc de mesure est maintenant prêt pour être utilisé dans différentes configurations d'un milieu donné.

2.2.2 Mesure et analyse des résultats

Nous voulons maintenant voir l'évolution de cette mesure selon différents scénarios d'utilisation du réseau. De plus, le WiFi est un ensemble de standards de communication qui contient notamment la norme 802.11 qui définit les deux couches basses du modèle OSI (Fig.2.9) de sorte à expliciter le mode de fonctionnement physique et plus spécifiquement le mode de fonctionnement de la partie radio. En n'agissant pas sur le reste de la pile OSI, il est alors complètement interchangeable avec l'Ethernet de par sa compatibilité avec tous les protocoles de transport basés sur IP.

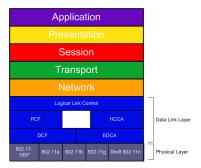


FIGURE 2.9 – Modèle OSI [Strikeback, 2009].

Sur la couche physique, le WiFi utilise aujourd'hui une technique de transmission radio

appelée multiplexage par répartition orthogonale de la fréquence (OFDM). Comme le WiFi n'utilise pas l'accès multiple par répartition temporelle (TDMA), le nombre de clients devrait avoir peu d'influence sur la puissance moyenne d'émission de la borne puisque qu'elle n'émettra pas forcément plus longtemps si plus de clients se connectent sur la borne. Nous pouvons alors dans un premier temps regarder l'influence du débit qui transite par le routeur sur sa puissance moyenne d'émission. Pour contrôler le débit du trafic réseau, nous utilisons un outil de mesure de performances réseau nommé iPerf [iPerf, 2022]. Cet outil nous permet d'établir une liaison IP entre un client et un serveur pour échanger des données pendant un temps et un débit configurable. De cette façon, nous allons pouvoir mesurer la puissance moyenne pendant une heure d'échange de données pour plusieurs valeurs de débit. Pour éviter toute perturbation possible de la mesure, le réseau est complètement indépendant et local. Le client et le serveur sont deux cartes Raspberry Pi connectées au routeur WiFi. Le banc est présenté Fig.2.10.

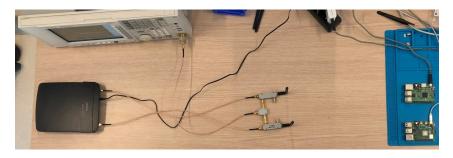


FIGURE 2.10 – Banc de mesure de la puissance émise en fonction du débit du routeur.

La courbe Fig.2.11 représente l'évolution de la puissance moyenne en fonction du débit établi entre le client et le serveur à travers le routeur. Les débits vont de 100 kbits/s jusqu'à 25 Mbits/s qui semble être le débit maximal obtenue par nos terminaux. Nous observons une différence de près de 7 dB entre les deux extrêmes avec environ 14 dBm de puissance moyenne pour 25 Mbits/s. Puisque la puissance d'émission semble être autour de 19 dBm d'après Equ.2.4 et en supposant la puissance négligeable lorsqu'aucune donnée n'est transmise, nous pouvons estimer que la borne émet 14/19 = 74% du temps. La Fig.2.7 montre une puissance de bruit blanc maximale sous les -40 dBm sur le reste de la bande WiFi. Considérer la puissance négligeable lorsque le routeur ne transmet pas est alors légitime car bien en dessous de notre seuil de -30 dBm établi plus tôt.

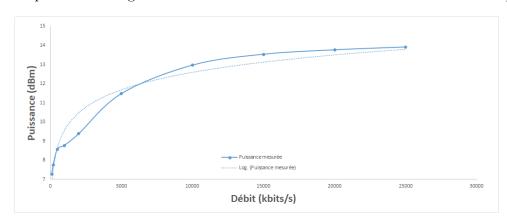


FIGURE 2.11 – Puissance émise par le routeur (dBm) en fonction de son débit WiFi (Mbits/s).

De plus, la courbe de tendance associée nous indique que cela suit une loi logarithmique qui nous laisse à penser que l'évolution sur des débits plus élevés aura une influence négligeable sur la puissance moyenne par rapport à 25 Mbits/s. La mesure en fonction du nombre de clients confirme notre intuition de non influence car le routeur n'utilise pas le TDMA. Cette mesure est reportée dans le Tab.2.2. Il établit la puissance moyenne mesurée en fonction du nombre de clients pour un débit constant entre les différentes situations. Nous avons pris un débit inférieur au maximum pour laisser de la marge au routeur quant à la puissance totale qu'il peut émettre.

Nombre de clients	Débit total (Mbits/s)	Puissance moyenne (dBm)
1	12	7.3
2	12	7.1
3	12	7.5
4	12	7.3
G	10	7.4

Table 2.2 – Influence du nombre de clients sur la puissance d'émission du routeur

A titre d'information, le Tab.2.3 établi, pour les différents débits mesurés, une activité réseau associée qui engendre ce débit au niveau du routeur. Cela permettra par la suite d'établir, en analysant l'activité autour d'un routeur, si le débit est suffisant pour alimenter notre système via de la récupération d'énergie RF WiFi.

Table 2.3 – Exemple d'activités associées au débit minimal recommandé pour une utilisation optimal

Débit (Mbits/s)	Exemple d'activité
2	Consulter/Envoyer un mail
5	Consulter des pages internet
10	Naviguer sur les réseaux sociaux
15	Réaliser une visioconférence
25	1 flux vidéo Ultra HD

Nous avons donc présenté dans un premier temps une mesure d'un point de vue récepteur pour défricher la problématique et établir les ordres de grandeur énergétiques qui entrent en jeu. Puisque la partie réceptrice sera grandement dépendante des performances du transducteur, nous avons voulu déplacer la mesure sur la partie émettrice, i.e. ici un routeur WiFi puisque, nous le rappelons, nous sommes dans une problématique de capture opportuniste des ondes RF déjà présentes dans notre environnement. Il n'est donc pas question d'optimisation de la puissance d'émission puisque les routeurs WiFi émettent de façon omnidirectionnelle pour couvrir la plus grande zone possible. Nous avons pu alors déterminer un lien entre le débit qui transite par une borne WiFi et sa puissance radio en émission. Ce banc a en effet montré que le débit avait un impact non négligeable sur la puissance moyenne d'émission de la borne avec une différence de plus de 7 dB entre les deux extrêmes. Quant au nombre d'utilisateurs connectés, il n'a pas

d'influence sur la puissance d'émission.

De cette façon, nous avons une relation quantifiable qui nous permettra par la suite d'établir des scénarios de fonctionnement précis d'activité réseau et ainsi, déterminer les milieux propices à la récupération d'énergie opportuniste par ondes radio.

3 Détermination des besoins de l'objet connecté

3.1 Caractérisation d'un objet connecté basse consommation

Il est maintenant nécessaire de regarder le dernier élément de notre schéma de principe (Fig.2.1) et ainsi, déterminer les contraintes qui agissent sur l'objet connecté en lui-même, c'est-à-dire notre application. Nous avons donc un dispositif composé d'un microcontrôleur qui exécutera le code de notre application, de capteurs pour effectuer les mesures physiques et ainsi produire les données à transmettre et enfin, d'une interface radio Bluetooth pour les transmettre. Même si nombre de ces systèmes embarqués sont aujourd'hui alimentés par des piles ou batteries, leur consommation à une forte tendance à la baisse ne serait-ce que pour augmenter la durée de vie sur batterie. Dans notre cas, nous sommes sur l'architecture d'un objet connecté tel que nous pourrions avoir dans nos habitats. Ils sont généralement alimentés par une pile bouton type CR2032. Ces piles ont une tension nominale de 3 V avec une capacité autour de 210 mAh. L'objet connecté présenté Fig.2.12 à titre d'exemple, le Xiaomi Aqara, est un capteur ambiant mesurant la température, la pression et l'humidité. Il possède une durée de vie de 1 an avec une pile CR2032. Nous pouvons alors faire un rapide calcul d'ordre de grandeur pour établir la consommation moyenne de cet objet.



FIGURE 2.12 – Capteur d'environnement Xiaomi Agara.

Partons de la capacité de la pile avec une tension fournie de 3 V et que nous considèreront comme constante. En réalité, plus la pile se vide en fournissant du courant, plus la tension à ses bornes chute. Cependant, nous verrons plus tard que plus un circuit est alimenté par une tension faible, moins il consomme. Il faudra toutefois veiller à ce que le niveau de tension soit suffisant car en deçà d'une certaine valeur, l'objet connecté se coupe et ne fonctionne plus. Considérer ainsi une tension constante de 3 V permet de nous placer dans le pire cas car on considèrera la borne haute de son profil de consommation. Nous déterminons alors la quantité d'énergie présente dans la pile à l'aide de l'équation (2.5).

$$E(mWh) = U(V).C(mAh) (2.5)$$

Ainsi, dans notre cas:

$$E_{CR2032} = 3 \times 210 = 630 mWh \tag{2.6}$$

Nous déterminons ainsi la puissance consommée moyenne sur une année :

$$P_{avg} = \frac{E(mWh)}{T(h)} = \frac{630}{365 \times 24} = 72\mu W \tag{2.7}$$

L'objet connecté de la Fig.2.12 consomme donc en moyenne 72 μ W. Pour obtenir une consommation aussi faible, plusieurs facteurs entrent en jeu :

- Le mode de fonctionnement du microcontrôleur.
- Le temps entre deux transmissions.
- La puissance RF de transmission des données.
- La quantité de données à transmettre.
- Le protocole de communication.

Une rétro-ingénierie du capteur de Xiaomi (Fig.2.12) [mks, 2020] nous permet de savoir qu'il utilise un microcontrôleur de chez NXP, le JN5169 [NXP, 2022]. Il s'agit d'un microcontrôleur avec une architecture RISC capable de gérer le protocole pour un ojbet connecté Zigbee. Lorsque nous parcourons la documentation technique de ce microcontrôleur, nous pouvons trouver les consommations de courant typique dans ses différents modes de fonctionnement. Une partie de ces consommations de courant est reportée dans le Tab.2.4.

Table 2.4 – Consommation de courant du microcontrôleur NXP JN5169 en fonction de son mode de fonctionnement.

Mode du MCU	Consommation
Réception radio	14 mA
Émission radio 10 dBm	$23.3~\mathrm{mA}$
Émission radio 3 dBm	14 mA
Actif à 32 MHz	5.7 mA
Sommeil	0.8 μΑ
Sommeil profond	50 nA

Ce tableau permet de mettre en lumière l'énorme différence de consommation que nous pouvons avoir au sein d'un même microcontrôleur. En effet, nous voyons qu'il y a un facteur 100 000 de consommation de courant entre le microcontrôleur qui fonctionne normalement pour exécuter ses fonctions et lorsqu'il est en mode sommeil profond. Ce facteur monte à 400 000 quand nous prenons la consommation lorsqu'il transmet des données. Nous en déduisons alors assez facilement de l'importance d'avoir un usage intelligent de ces différents mode pour limiter

au maximum la consommation. Tous les points cités ci-dessus qui agissent sur la consommation peuvent donc se résumer en un facteur, le temps entre deux transmissions.

Le temps entre deux transmissions joue alors un rôle primordial dans la durée de vie de l'objet connecté. En effet, il va déterminer le temps passé en sommeil ou sommeil profond et comme nous venons de le voir, la différence de consommation est trop importante pour négliger ce point. Néanmoins, dans le cas de la récupération d'énergie, nous allons proposer une procédure qui va suivre la logique suivante :

- 1. Récupération et stockage de l'énergie pour atteindre un seuil suffisant au fonctionnement du système.
- 2. Allumage et initialisation du système (code de démarrage / initialisation de la radio, des capteurs, ...).
- 3. Récupération des données de mesure des capteurs.
- 4. Transmission radio des données.
- 5. Extinction de l'objet connecté (il arrive à court d'énergie).

Le mode sommeil n'est donc pas utilisé dans notre cas puisque le système complet arrive à court d'énergie après la transmission et doit attendre d'atteindre à nouveau une quantité d'énergie suffisante pour recommencer le cycle présenté ci-dessus. Le développement et l'optimisation de modes particuliers comme le mode sommeil ou sommeil profond ont été le principal facteur de réduction de la consommation des objets connectés mais malheureusement, cela ne va pas nous être utile ici.

La puissance RF de transmission des données a une grande influence sur la consommation énergétique de l'objet connecté. En effet, au fil des années, les récepteurs radio ont bien améliorés leur sensibilité, et sont capables de traiter des signaux Bluetooth sur la bande ISM à 2.45 GHz avoisinant des puissances en réception de -100 dBm. Cela peut aller jusqu'à -130 dBm pour les récepteurs LoRaWAN sur la bande subGHz à 868 MHz pour l'Europe. Puisque les récepteurs sont en mesure de traiter des signaux plus faibles, l'émetteur peut donc se permettre d'envoyer les données avec des puissances plus faibles également, réduisant donc par essence le coût énergétique nécessaire. Les contraintes de portée du signal entrent bien évidemment en jeu mais d'expérience, les dispositifs Bluetooth transmettent maintenant leurs données avec un signal à 0 dBm contre 10 dBm auparavant, soit une diminution d'un facteur 10 de la puissance émise.

Concernant la quantité de données à transmettre, ce n'est pas forcément les données utiles qui importent puisqu'il y a une quantité incompressible correspondant aux données du capteur mais toute l'encapsulation qu'il y a autour pour suivre les standards des protocoles de communication. Nous pourrions envisager de faire un protocole radio nous-même qui soit simpliste et austère mais cela ne serait pas en accord avec notre objectif de discuter de la faisabilité d'une possible mise en place sur des objets connectés. Il est donc nécessaire de se reposer sur les systèmes déjà existants et développables industriellement autour des objets connectés. Nous avions plusieurs standards qui se mettaient en place comme le BLE advertizing, le Zigbee avec le Zigbee GreenPower qui permet d'avoir des objets connectés dans le réseau sans qu'ils soient connectés en permanence, autorisant donc un appareil à s'éteindre. Aujourd'hui les industriels

montrent leur volonté d'associer tous ces protocoles autour d'un seul et même standard pour favoriser l'interopérabilité. Ils sont regroupés sous le nom de "connectivity standards alliance" avec le nouveau standards interopérable pour l'IoT "matter" [CSA-IOT, 2022].

3.2 Choix de notre objet connecté

Il est donc maintenant temps de choisir les composants de notre objet connecté. Nous avons vu que les documentations techniques des microcontrôleurs fournissent en général les consommations des différents modes. Nous avons, pour rappel, trois composants majeurs :

- Le microcontrôleur
- L'interface radio
- Le capteur

Pour le microcontrôleur, nous épluchons les profils énergétiques des modèles les plus connus pour leur faible consommation et proposés par les plus grands industriels du secteur, i.e. ST Microelectronics, ON Semi et Nordic Semiconductor. Ils caractérisent généralement ces composants basse consommation par la mention de « Ultra Low Power (ULP) ». Pour des facilités de programmation, nous voulons nous restreindre à des microcontrôleurs basés sur une architecture ARM. Le Tab.2.5 reporte ces consommations pour différents modèles de microcontrôleurs réputés dans le monde des systèmes embarqués.

Table 2.5 – Exemples de consommations de puissance de différents MCU.

MCU	Consommation actif	Consommation mode sommeil
ATMEGA328P	26 mW	$2.7~\mathrm{mW}$
AT89C52	125 mW	600 μW
STM32WB55	16.5 mW	43 nW
JN5169	17.1 mW	150 nW
RSL10-SiP	2.7 mW	75 nW

Ce tableau reporte des consommations de puissance car ils n'ont pas tous besoin de la même tension d'alimentation. Ainsi, marquer uniquement la consommation de courant pourrait biaiser notre choix. Nous avions également discuté plus tôt de la nécessité de nous concentrer sur la partie de la consommation en mode actif car nous n'aurions pas nécessairement besoin d'entrer en mode sommeil de par la manière d'alimenter notre objet connecté. Ainsi, selon le critère de la consommation en mode actif, c'est inévitablement le RSL10-SiP qui se démarque grandement de cette sélection de MCU. De plus, un détail important est à noter sur ce composant (Fig.2.13) qui le rend d'autant plus incontournable [ONSemi, 2022].



Figure 2.13 – Composant RSL10-SiP de ONSemi.

En effet, ce modèle est proposé dans un package particulier puisque c'est un trois en un. Ce composant est un système dans un boitier (SiP, System in Package) intégrant un SoC (System on Chip) et une antenne. Ici, le SoC est un microcontrôleur ARM Cortex M4 associé à l'interface radio Bluetooth. Le fait que ces composants soient réunis sur le même package et donc sur une même puce de silicium permet une optimisation plus poussée de la consommation dès sa conception par l'industriel d'où ces résultats.

Il n'y a donc rien d'autre à ajouter mis à part le capteur. De plus, lorsque l'on regarde les différentes ressources fournies par le fabricant, nous constatons qu'il propose des plateformes de développement orientées pour une utilisation autour de la récupération d'énergie. Il existe alors une plateforme fonctionnant avec de l'énergie mécanique pour réaliser un bouton connecté comme nous en avions parlé en introduction. Ils proposent également une plateforme qui a tout particulièrement attiré notre attention, la RSL10-SOLARSENS-GEVK (Fig.2.14). Elle permet la mesure de données d'environnement alimentée par un panneau solaire organique.



FIGURE 2.14 – Carte de développement RSL10-Solarsens développée par ONSemi.

Cette plateforme possède un capteur ultra basse consommation de chez Bosch Sensortec, le BME280 [Sensortec, 2022]. Il permet, au travers d'une interface de communication I2C, la mesure de la température, de la pression et de l'humidité. Nous nous sommes alors demandé s'il est envisageable de substituer le panneau solaire par notre transducteur WiFi puisque finalement, si nous vulgarisons un peu (NDLR : beaucoup) le concept, un panneau solaire est une antenne pour les ondes ultraviolettes. Si nous reprenons le schéma de principe (Fig.2.1), nous avons la partie MCU composée du RSL10-SiP et du BME280 et la partie transducteur qui sera notre convertisseur RF/DC dont nous verrons l'étude ultérieurement. Il se trouve que la plateforme fonctionnant à l'énergie solaire possède aussi un système de gestion de l'énergie puisque comme nous l'avions mentionné plutôt, c'est une architecture tout à fait classique qu'il est nécessaire

d'implémenter quelle que soit la source d'énergie. Analysons alors le circuit qui est proposé sur ce produit via le schéma de circuiterie représenté Fig.2.15 pour la gestion de l'énergie

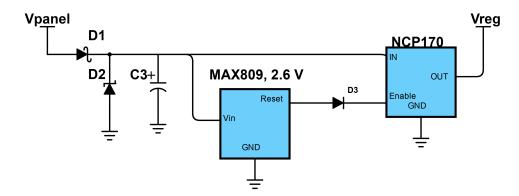


FIGURE 2.15 – Schéma de câblage de la gestion d'alimentation de la carte RSL10-Solarsens.

- 1. Le panneau solaire (et par la suite notre convertisseur RF/DC) fournit une tension V_{PANEL} qui permet de charger le condensateur C3 qui fait alors office d'élément de stockage d'énergie. Ainsi, supposons que le panneau fournisse par exemple une tension de 4 V, le condensateur C3 va se charger et va donc voir sa tension monter progressivement jusqu'à atteindre la tension qui lui est appliquée, donc 4 V. La quantité d'énergie dans un condensateur est directement liée à sa tension au travers de l'équation (2.8). Ainsi, connaissant la tension d'alimentation du système et la quantité d'énergie nécessaire à son fonctionnement, nous pouvons déterminer la valeur de condensateur nécessaire pour stocker l'énergie permettant d'exécuter le protocole de mesure et de transmission de données décrit plus haut. Cet élément de stockage est indispensable puisque la récupération d'énergie comme le solaire ou les ondes radio possède un inconvénient de taille qu'est l'intermittence. Nous ne pouvons pas assurer qu'une quantité d'énergie reçue sera suffisante à chaque instant donné. Il faut un élément de stockage qui puisse accumuler l'énergie dans le temps jusqu'à atteindre la quantité nécessaire.
- 2. Nous n'avons aucun contrôle sur la tension que va fournir le panneau solaire ou le convertisseur RF/DC puisque dépendante de son environnement à chaque instant. Pour s'assurer qu'une tension stable qui rentre dans la plage de fonctionnement soit fournie au circuit pour éviter tout dommage électrique, un régulateur de tension est mis en place, ici un régulateur dit « Low DropOut regulator » (LDO). Un régulateur de tension va par définition proposer une tension de sortie inférieure à sa tension d'entrée. Il s'agit ici d'un régulateur de tension linéaire avec un courant constant entre son entrée et sa sortie et va dissiper le différentiel de puissance sous forme de chaleur. Le LDO a la particularité de pouvoir fournir une tension de sortie avec un différentiel par rapport à la tension d'entrée très faible en comparaison avec des régulateurs linéaires classiques. Le régulateur utilisé ici, le NCP170 de ONSemi, propose une tension de sortie de 2.6 V. Il a par ailleurs la particularité de posséder une broche « enable » qui permet d'activer ou non la régulation de tension, i.e. un interrupteur pour éviter de réguler lorsqu'il n'y a pas suffisamment d'énergie dans le

condensateur en amont et ainsi éviter de perdre l'énergie pour rien.

3. Pour activer le régulateur, un niveau logique doit être soumis sur sa broche « enable ». Pour ce faire, un superviseur de tension est utilisé. Il va monitorer une tension à partir d'une tension de référence seuil à l'aide d'un comparateur et ainsi fournir le niveau logique nécessaire lorsque la tension de seuil est dépassée. Dans ce cas d'utilisation, il va suivre la montée en tension du condensateur au fur et à mesure qu'il se charge jusqu'à atteindre les 2.6 V, synonyme pour notre système que le condensateur a suffisamment d'énergie. Le comparateur du superviseur de tension fournit donc le niveau logique haut permettant d'activer le régulateur et ainsi transférer l'énergie dans le reste du circuit permettant d'effectuer la mesure et la transmission des données des capteurs. Ici c'est un superviseur MAX809 de chez ONSemi qui est utilisé.

$$E = \frac{1}{2}C.U^2 (2.8)$$

Nous avons donc désormais choisi notre objet connecté ainsi que sa gestion d'alimentation au travers d'une plateforme de développement proposé par ONSemi. Au vu de notre veille technologique sur le sujet, ce composant, le RSL10-SiP, est à notre connaissance celui qui nous offre les meilleures performances énergétiques pour transmettre des données via BLE advertising. Il convient alors maintenant de caractériser précisement ce besoin pour définir clairement les contraintes auxquelles va devoir répondre le convertisseur RF/DC. Cette plateforme, la RSL10-Solarsens sera référencée dans le reste du manuscrit comme étant notre "objet connecté" ou notre "plateforme".

3.3 Détermination du besoin énergétique de l'objet connecté

Il est désormais nécessaire de mesurer la quantité d'énergie que consomme l'objet connecté pour effectuer un cycle de mesure et de transmission des données. Nous pouvons, à partir de la Fig.2.15), réaliser une première approximation en regardant le condensateur de stockage qui est utilisé sur cette plateforme. Il s'agit d'un condensateur de 100 μF qui va donc être chargé au minimum à 2.6 V comme nous l'avions vu plus haut avec le superviseur de tension. Nous appliquons donc (2.8) et nous obtenons une énergie de 345 μJ .

Cela nous permet de nous donner une idée de l'ordre de grandeur du besoin énergétique qui est de quelques centaines de microjoules ici. Pour vérifier cette valeur par la mesure, une première idée serait de relier le circuit à un ampèremètre de laboratoire classique pour suivre l'évolution de la consommation en fonction du temps. Malheureusement, un ampèremètre de laboratoire possède une fréquence d'échantillonnage de l'ordre de la centaine de hertz et ne permet pas de suivre les fluctuations très rapides du circuit qui sont principalement régies par l'exécution du code sur le microcontrôleur qui est cadencé de plusieurs MHz jusqu'à plusieurs dizaines de MHz. De plus, la précision de la mesure des courants mis en jeu ici et qui peut être de l'ordre du nano ampère devient discutable. La nécessité de connaitre la consommation énergétique de ces nouveaux systèmes embarqués à grandement augmenté ces dernières années et des outils pour cette mesure ont donc vu le jour. Des marques spécialisées dans les outils de mesure

comme Keysight propose un instrument. Des startups ont aussi proposé un outil par financement participatif et s'est fait un nom dans ce domaine avec le jouloscope [Jouloscope, 2022]. Il a l'avantage de proposer un logiciel de mesure qui fait l'interface avec un PC qui est complètement open source et permet donc une modularité et une adaptabilité plus accessible si nécessaire. David L. JONES (EEVBLOG [EEVblog, 2022]), un ingénieur électronique très actif sur internet, s'est aussi emparé du problème et a développé un outil, le "µCurrent-Gold", qui vient se brancher sur un multimètre et amplifie la mesure pour être dans les plages de mesure précises d'un multimètre de laboratoire. Cet outil est disponible à la vente pour moins de 100 \$. Cependant, même s'il permet d'améliorer l'échelle de mesure d'un multimètre classique de table, nous sommes toujours limités par la fréquence d'échantillonnage du multimètre. Nous nous sommes tournés vers un autre outil qui repose toutefois sur un principe de fonctionnement similaire. En effet, les industriels du semi-conducteur comme ST Microelectronics propose une carte de développement prévu pour la mesure du courant des microcontrôleurs basse consommation. Cette carte, la X-Nucleo-LPM01A permet une mesure avec une fréquence de 100 kHz sur une plage de courant dynamique allant de 100 nA jusqu'à 50 mA [STMicroelectronics, 2022].



FIGURE 2.16 – Carte de développement X-Nucleo-LPM01A de STMicroelectronics.

Cette carte est fournie avec un logiciel qui permet de la contrôler et de calculer directement des grandeurs comme l'énergie. Une mesure a donc été réalisée sur la plateforme avec cette carte et la courbe de mesure est présentée par la Fig.2.17 sur laquelle on voit la consommation en courant en fonction du temps. Une tension standard de 3.3 V est alors appliquée.

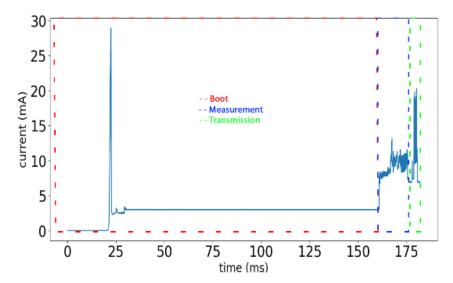


FIGURE 2.17 – Consommation de courant de l'objet connecté (mA) en fonction du temps (ms).

Nous pouvons distinguer trois phases dans cette courbe.

- 1. L'initialisation entourée en rouge. Cette phase est le démarrage du microcôntroleur à la mise sous tension. Il va initialiser ses différents modules et configurer ses périphériques comme l'interface radio ou encore la communication avec le capteur. Nous avons un pic de courant à la mise sous tension puis un long plateau sous les 5 mA représentant la consommation du microcontrôleur qui exécute du code. Cette phase représente ici, avec une tension de 3.3 V, 120 μJ.
- 2. La mesure entourée en bleu. Cela correspond à la communication avec le capteur pour effectuer la mesure et récupérer les valeurs à envoyer. Nous voyons une instabilité de la consommation de courant qui oscille autour de 10 mA. Il s'agit de la communication avec le capteur et la prise de mesure. Cette phase représente $20~\mu J$ à $3.3~\rm V$.
- 3. La transmission entourée en vert. C'est la transmission via BLE advertizing des données par l'interface radio. Comme c'est simplement du broadcast de la part de la plateforme qui n'initie donc pas un échange de communication, cette phase est très courte. En revanche, utiliser l'inteface radio entraine un pic de courant, ici autour de 20 mA. Cette phase consomme $40~\mu J$ à $3.3~\rm V$.

Nous avons un besoin énergétique total de 180 µJ pour effectuer un cycle complet. Comme nous pouvions nous en douter, l'initialisation est la phase la plus énergivore puisqu'elle représente deux tiers de la consommation totale. Cela s'explique par la mise sous tension et la configuration de tous les périphériques du microcontrôleur qui implique donc un grand nombre d'interactions dans tous les transistors de la puce. Il y a également l'initialisation du protocole de communication avec le capteur, l'interface radio,... De plus, certains de ces périphériques peuvent demander un temps d'initialisation entre deux étapes par exemple, ce qui pourrait expliquer le long plateau. Cette mesure a été faite avec une tension d'alimentation de 3.3 V. L'évolution des systèmes embarqués tendent vers une tension d'alimentation la plus faible possible pour réduire cette consommation. Le Tab.2.6 reporte ces besoins en énergie pour différents niveaux de ten-

sion. Il n'est cependant pas possible ici de descendre en dessous de 2.6 V comme le permet le microcontrôleur de par la construction du circuit avec le superviseur de tension que nous avons décrit plus tôt.

TT. 0.0	~	/ / 1	1 11 1	. /	1 .	aleurs de tension.
	Concommation	anargationa d	ia l'abiat	connecte nour	nliigidiirg 379	aldure da taneian
TADLE 4.0	Consommanon	chergenque u	re i oblec	connecte pour	prusicurs ve	areurs de tension.

Tension (V)	Boot (µJ)	Mesure (µJ)	Transmission (µJ)	Total (µJ)
3.3	120	20	40	180
3	113	19	35	167
2.6	110	16	28	154

Nous remarquons donc bien une baisse de la consommation au fur et à mesure que nous baissons la tension avec une réduction de 15% de cette consommation, passant de 180 μJ à 3.3 V à 154 μJ à 2.6 V. Souvenez vous alors que nous avions estimé cette consommation à 345 μJ au début de cette sous-section en calculant l'énergie que pouvait contenir le condensateur de stockage utilisé sur cet objet connecté. Même si nous avions le bon ordre de grandeur, comment expliquer cette différence?

3.4 Optimisation de la capacité de stockage selon la tension d'alimentation

Pour expliquer cette différence entre notre estimation et la mesure réelle de la consommation de notre objet connecté, nous devons nous pencher sur la relation entre la tension d'alimentation et l'énergie que contient un condensateur (2.8). Regardons la plage de tension de fonctionnement de la plateforme, notamment la limite basse de cette plage. Nous venons de voir qu'il s'agissait de 2.6 V qui est la tension de seuil du superviseur de tension. Il y a alors un calcul un peu plus fin à réaliser sur l'énergie contenue dans le condensateur. La quantité d'énergie d'un condensateur et sa tension étant liées, lorsque nous allons utiliser cette énergie, la tension à ses bornes va fatalement diminuer. Comme le schématise la Fig.2.18, il faut donc s'assurer que la quantité d'énergie nécessaire au fonctionnement de l'objet connecté soit contenue dans le condensateur sur toute la plage de fonctionnement qui est comprise ici entre 2.6 V et 3.3 V.

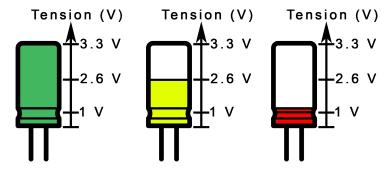


FIGURE 2.18 – Schématisation de la quantité d'énergie dans un condensateur en fonction de sa tension.

Notons alors E_{sensor} l'énergie nécessaire au fonctionnement de l'objet connecté. Nous prendrons ici le pire cas, i.e. 180 μ J à 3.3 V comme reporté dans le Tab.2.6. Ensuite, nous avons E_{c_U}

l'énergie que contient le condensateur à la tension U. Nous devons alors remplir la condition (2.9).

$$E_{c_{3,3V}} - E_{c_{2,6V}} > E_{sensor}$$
 (2.9)

A partir de (2.8), formule qui déterminer la quantité d'énergie dans un condensateur, nous avons alors avec le condensateur de 100 µF utilisé :

$$544.5 - 338 = 206.5 \ \mu J > 180 \ \mu J \tag{2.10}$$

Nous avons bien une quantité d'énergie supérieure au 180 µJ nécessaires et ce calcul plus fin nous permet de bien mieux estimer la consommation d'énergie de notre plateforme. La condition (2.9) permet donc, à partir d'une mesure de consommation d'énergie d'un système, de dimensionner le condensateur de stockage nécessaire en utilisant la plage de fonctionnement de tension de ce dernier. Généralisons alors (2.9) pour obtenir une condition générale sur ce condensateur.

$$E_{c_{U_1}} - E_{c_{U_2}} > E_{sensor}$$

$$\iff \frac{1}{2} \cdot C(U_1^2 - U_2^2) > E_{sensor}$$

$$\iff C > \frac{2E_{sensor}}{(U_1^2 - U_2^2)}$$
(2.11)

Dans cette condition, la valeur minimale de U_2 représente la tension d'alimentation minimale de la plateforme. En deçà de cette valeur, la plateforme se coupe nous devons donc nous assurer que le condensateur a suffisament d'énergie tout en restant au dessus de cette tension. Dans notre cas, U_2 sera donc égale à 2.6 V.

4 Conclusion

Ce chapitre constitue notre entrée en matière sur la question de la récupération d'énergie via les ondes WiFi pour l'alimentation des objets connectés. Il nous permet d'établir les contraintes auxquelles va devoir se plier le convertisseur RF/DC en termes de performance énergétique et de la tension de sortie obtenue pour alimenter l'objet connecté. Nous avons conçu un banc de test qui nous a permis d'établir un lien entre le débit qui transitait par un routeur WiFi au sein de son réseau et la puissance des ondes RF qu'il émet. En revanche, nous avons montré empiriquement que le nombre de clients n'avait pas d'incidence sur cette puissance d'émission à débit constant. Cette puissance environnante va devoir être convertie et stockée dans un condensateur de $100~\mu\text{F}$ qui a été dimmensionné de manière à contenir les $180~\mu\text{J}$ nécessaires à une tension d'alimentation de 3.3~V pour effectuer un cycle de l'objet connecté. En se déchargeant, la tension de ce condensateur va chuter et le dimmensionnement de ce dernier assure qu'il peut fournir les $180~\mu\text{J}$ nécessaires tout en restant sur la plage de tension de fonctionnement de l'objet connecté, ici entre 2.6~V et 3.3~V. Nous avons alors généralisé ce calcul afin de donner

une condition sur le choix du condensateur pour n'importe quel objet connecté. Ces conditions vont nous permettre, via un banc de test complet d'un objet connecté alimenté par les ondes WiFi réalisé, de connaître facilement si un environnement est propice ou non à l'installation d'un tel objet par simple analyse de l'utilisation réseau d'un routeur WiFi.

Références

$[\mathrm{CSA\text{-}IOT},2022]$	CSA-IOT. Build With Matter Smart Home Device Solution. 2022 (cf. p. 40).

[EEVblog, 2022] EEVblog. $\mu Current.$ 2022 (cf. p. 44).

[iPerf, 2022] IPERF. iPerf - The TCP, UDP and SCTP network bandwidth measurement tool.

2022 (cf. p. 35).

[Jouloscope, 2022] JOULOSCOPE. Joulescope. 2022 (cf. p. 44).

[Keysight, 2022] Keysight. Understanding CCDF Curves. 2022 (cf. p. 33).

 $[mks, 2020] \\ \qquad \qquad \text{MK'S. } \textit{mk's blog - Teardown of the Xiaomi Aqara Temperature, Humidity and Pressure} \\$

sensor. 2020 (cf. p. 38).

[NXP, 2022] NXP. Zigbee and IEEE 802.15.4 wireless microcontroller with 512 kB Flash, 32 kB

 $RAM \mid NXP \ Semiconductors. \ 2022 \ (cf. p. 38).$

[ONSemi, 2022] ONSEMI. RSL10 SIP: System-in-Package, Bluetooth® 5.2 Certified, SDK 3.7. 2022

(cf. p. 40).

[Sensortec, 2022] Bosch Sensortec. BME280. 2022 (cf. p. 41).

[STMicroelectronics, 2022] STMICROELECTRONICS. X-NUCLEO-LPM01A - STM32 Power shield, Nucleo ex-

pansion board for power consumption measurement (UM2243) - STMicroelectronics.

2022 (cf. p. 44).

[Strikeback, 2009] Strikeback. English: A diagram of the 7-layer OSI model with the modifications

made by the 802.11. 2009 (cf. p. 34).

Chapitre 3

Convertisseur RF/DC

Objectifs

Développer un convertisseur RF/DC capable de répondre aux contraintes établies dans le chapitre précédent. Mettre en place des bancs de test permettant de prouver la faisabilité d'un objet connecté alimenté simplement par des ondes WiFi environnantes.

Sommaire

1	Introduction	
2	Développement du redresseur	
	2.1 Redresseur avec quadripôle d'adaptation à éléments discrets	
	2.2 Redresseur avec quadripôle d'adaptation à éléments distribués	
	2.3 Positionnement dans l'état de l'art	
3	Banc de test du système de récupération d'énergie RF	
	3.1 Elévateur de tension	
	3.2 Super capacité et interrupteurs	
	3.3 Preuve de faisabilité	
	3.4 Optimisation de la super capacité	
	3.5 Mesures en conditions réelles avec un routeur	
4	Conclusion	

1 Introduction

Nous avons vu dans le Chap.1 comment fonctionnait un redresseur à base d'un élément non linéaire qui est la diode Schottky. Afin de développer une rectenna dans le but de récupérer de l'énergie électromagnétique ambiante, nous devons coupler ce redresseur avec une antenne. Nous obtenons alors le circuit Fig.3.1.

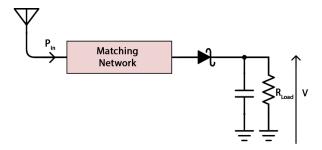


FIGURE 3.1 – Schéma d'une rectenna.

Pour coupler ces deux éléments, nous entrons dans des considérations dites d'hyperfréquences. En effet, pour s'assurer de maximiser le transfert de puissance entre l'antenne et le redresseur, nous devons réaliser une adaptation d'impédance entre ces éléments en insérant un quadripôle de composants passifs.

Ainsi, ce chapitre est consacré au développement du redresseur et à la mise en place d'un banc de test permettant l'étude de la faisabilité d'alimenter un objet connecté par un système de récupération d'énergie RF fonctionnant sur la bande ISM centrée sur 2.4 GHz.

2 Développement du redresseur

2.1 Redresseur avec quadripôle d'adaptation à éléments discrets

Bien souvent, les composants comme les antennes possèdent une impédance standardisée de 50 Ohm. En revanche, nous n'avons aucune assurance que l'entrée de notre diode présente elle aussi une impédance de 50 Ohm, nous pouvons même sans trop prendre de risques parier sur l'inverse. Nous mettons donc une interface entre les deux composants, un circuit dit d'adaptation d'impédance. Ce circuit inclut des composants discrets (condensateurs et inductances) et des lignes micro-rubans. Des logiciels de simulation permettent de déterminer leurs valeurs optimales et nous utilisons ici le programme Keysight ADS. Il nous permet, en réalisant un schéma électrique de notre circuit, de simuler son comportement lorsque nous lui injectons un signal RF. Une version de ce schéma est représentée Fig.3.2. Analysons d'abord ce schéma électrique.

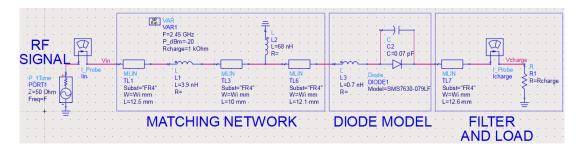


FIGURE 3.2 – Schéma du redresseur mono alternance sur Keysight ADS.

Antenne Nous avons eu l'occasion de présenter des travaux de recherche sur les antennes pour la récupération d'énergie dans le Chap.1. Nous faisons ici le choix de ne pas en développer et nous utiliserons une antenne dite « monopole ou fouet (whip antenna) » qui est le type d'antenne le plus classique que nous trouvons dans le commerce aujourd'hui pour des raisons de praticité (Fig.3.3).



FIGURE 3.3 – Antenne fouet pour la bande ISM à 2.4 GHz.

Cette antenne fouet est alors représentée tout à gauche dans notre schéma électrique comme un générateur de signal RF caractérisé par sa puissance et son impédance, ici 50 Ohm.

Redresseur Le cadre du milieu représente la diode qui est l'élément non-linéaire de notre redresseur et assure la conversion RF/DC. Etant un composant complexe, la diode possède un schéma équivalent qui est déterminé selon plusieurs critères comme les caractéristiques électriques et les éléments parasites modélisant son boitier, tous sont donnés par le fabriquant de la diode. En l'occurrence ici, il s'agit d'une diode Schottky SMS7630 fabriquée par Skyworks [Skyworks, 2022]. Ses caractéristiques semblent faire l'unanimité dans l'état de l'art de la récupération d'énergie par les ondes radios depuis qu'un autre modèle, la HSMS2550 de Broadcom, n'est plus fabriqué.

Objet connecté Il est constitué d'un microcontrôleur qui exécute un code et qui a un profil de consommation complexe. Il aura donc une résistance équivalente dynamique. Pour réaliser une première estimation, nous prenons les ordres de grandeur d'alimentation d'un microcontrôleur :

- Tension d'alimentation : 3.3 V
- Consommation de courant : quelques milliampères

La loi d'Ohm nous amène donc à estimer une charge de l'ordre de 1 kOhm. Ainsi, notre objet connecté est représenté par la résistance de charge qui est tout à droite dans le schéma électrique.

Élements passifs Les éléments entre l'antenne et la diode correspondent au quadripôle d'adaptation incluant des inductances et des lignes micro-rubans. Ces dernières représentent les pistes de cuivre et apparaissent sous la forme de rectangles. Côté sortie, des condensateurs de filtrage et des lignes micro-rubans sont présents entre la diode et la charge. Enfin, tout le circuit est réalisé sur un substrat FR4.

2.1.1 Simulation du circuit

Nous allons pouvoir optimiser notre circuit afin d'obtenir un compromis en termes d'adaptation d'impédance et de tension DC de sortie pour un signal RF donné. Pour cela, le coefficient de réflexion à l'entrée du redresseur (S_{11}) nous est utile pour valider que notre circuit est bien adapté et permet donc un maximum de transfert de puissance sur la plage de fréquence choisie. Aussi, comme la diode est non linéaire, lorsque le signal incident la traverse, des harmoniques vont être générées. Nous pouvons alors observer le spectre en sortie où nous voulons avoir un pic le plus élevé possible en DC (0 Hz) et le moins de puissance sur le fondamental et sur les harmoniques. Pour ces optimisations, nous pouvons, sur le circuit donné en Fig.3.2, agir sur différents paramètres :

- La valeur des composants passifs de l'adaptation d'impédance.
- Les largeurs et longueurs des lignes micro-rubans.

L'outil d'optimisation du logiciel ADS nous permet de simuler rapidement un grand nombre de combinaisons possibles de tous ces paramètres pour obtenir la plus performante en fonction des objectifs que nous lui fournissons. Nous optimisons ainsi ce circuit ce qui nous permet d'obtenir les résultats de la Fig.3.4. Nous avons un $|S_{11}|$ de -20 dB à 2.45 GHz et une tension DC de sortie de 221 mV pour un signal incident d'une puissance de -20 dBm. Nous avons ainsi une bonne adaptation du redresseur et une tension DC de sortie relativement importante tout en minimisant les signaux aux fréquences RF en sortie comme le montre le spectre avec un pic proche de 0 dB pour la tension continue à 0 Hz et -300 dB pour le fondamental à 2.45 GHz et ses harmoniques.

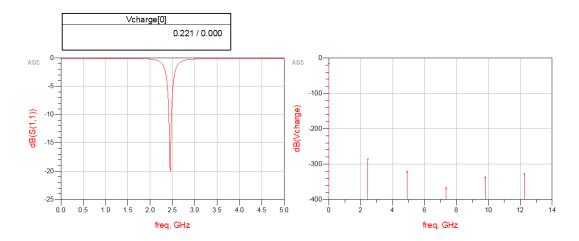


FIGURE 3.4 – Résultats de simulation ADS. $|S_{11}|$ à gauche et spectre fréquentiel à droite.

2.1.2 Réalisation du circuit

Une fois que le circuit est optimisé, nous pouvons passer à sa réalisation. ADS permet la conversion du schéma électrique en agencement effectif des composants tel qu'ils vont l'être sur le circuit imprimé final comme le montre la Fig.3.5.

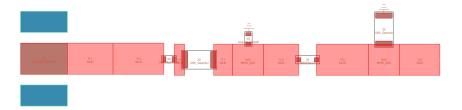


FIGURE 3.5 – Routage du redresseur sur ADS.

Nous pouvons y voir les différentes lignes micro-rubans représentées par des rectangles rouges. L'entrée de notre signal sur l'empreinte du connecteur SMA sur la gauche (rouge et bleu). Nous pouvons également voir le contour des empreintes des composants passifs et de la diode entre les lignes micro-rubans. Nous pouvons réaliser les circuits au laboratoire à l'aide d'une graveuse chimique. Nous obtenons alors le circuit représenté sur la Fig.3.6.

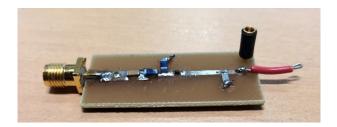


FIGURE 3.6 – Circuit RF/DC fabriqué par gravure chimique dans notre laboratoire.

Nous pouvons voir un connecteur SMA qui possède une impédance de 50 Ohm et permettra alors d'y connecter un appareil de mesure, un générateur de signal RF ou encore une antenne.

Nous pouvons désormais vérifier s'il correspond à notre cahier des charges.

2.1.3 Caracrérisation du circuit

Une fois le circuit réalisé, nous pouvons le caractériser à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (Fig.3.7) qui permet la mesure du coefficient de réflexion $|S_{11}|$ représenté Fig.3.8.

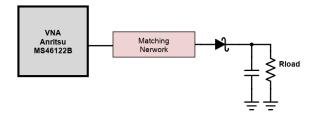


FIGURE 3.7 – Banc de caractérisation du $|S_{11}|$.

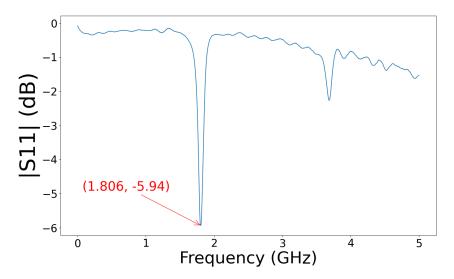


FIGURE 3.8 – Mesure du $|S_{11}|$ du circuit réalisé.

Nous constatons un pic autour de 1.8 GHz. Cela représente un très grand décalage avec la valeur simulée à 2.45 GHz. Il est fréquent d'avoir un décalage de l'ordre de quelques dizaines de MHz allant jusqu'à 100 MHz mais 650 MHz de décalage relève d'une erreur à la conception. Nous procédons alors à une retro-simulation. Au vu de la grandeur du décalage, nous excluons dans un premier temps une erreur des composants passifs due à leur tolérance et une erreur des constantes liées aux caractéristiques du matériau du substrat du circuit imprimé. En effet, Il est usuel de faire des ajustements liés à ces paramètres mais ils génèrent des décalages en fréquence de quelques dizaines de MHz, une centaine tout au plus. L'erreur doit alors se trouver dans le modèle de la diode. Deux approches sont alors possibles. Soit nous adaptons le modèle de la diode de sorte à obtenir une courbe simulée similaire à la courbe mesurée puis nous procédons à une nouvelle optimisation. Soit nous procédons à une optimisation pour une fréquence plus élevée en

faisant le postulat d'un décalage similaire pour avoir une valeur mesurée centrée sur 2.45 GHz. Le problème du modèle fournit par le fabricant de la diode dans notre cas de fonctionnement ne semble pas être nouveau puisque nous pouvons trouver sur des forums de discussion spécialisés d'autres chercheurs qui font état de ce problème dans un cas d'application similaire. Nous avons alors décidé de choisir la deuxième approche pour pouvoir créer des itérations de notre circuit plus rapidement. Nous optimisons alors le circuit à une fréquence plus élevée pour avoir un circuit réel optimisé à 2.45 GHz. Nous arrivons alors sur une deuxième version dont la mesure du $|S_{11}|$ est présentée Fig.3.9.

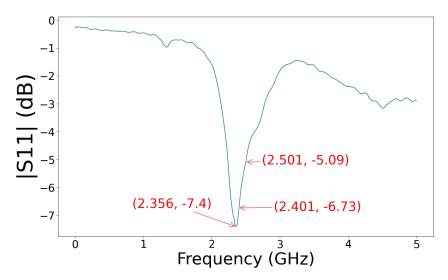


Figure 3.9 – Mesure du $|S_{11}|$ après une première rétro simulation.

Nous pouvons toujours observer un décalage vers la gauche mais cette fois-ci uniquement de quelques dizaines de MHz, ce qui valide notre protocole de rétro simulation. Nous réalisons une troisième itération en décalant encore la fréquence d'optimisation dans ADS afin de voir si cela se reporte à nouveau sur la mesure une fois le circuit réalisé. Nous avons alors le $|S_{11}|$ de la troisième version sur la Fig.3.10.

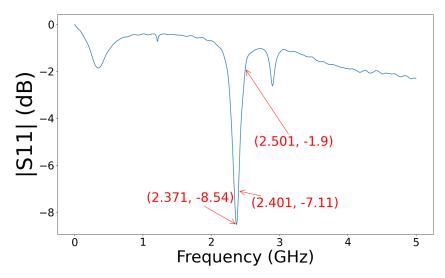


Figure 3.10 – Mesure du $|S_{11}|$ après la seconde rétro simulation.

Le profil est différent mais le décalage persiste. Nous avons atteint une limite de notre protocole de rétro simulation qui ne semble pas fournir d'améliorations sur cette troisième version. Cela est probablement dû au décalage du fonctionnement du modèle de la diode que nous simulons avec un signal autour de 3 GHz alors que le circuit est utilisé pour un signal à 2.45 GHz. Puisque le décalage semble être de quelques dizaines de MHz, nous décidons de reprendre les causes que nous avions écartées plus tôt, i.e. les caractéristiques du PCB et les composants passifs. Comme la diode semble extrêmement sensible au circuit qui l'entoure, nous prenons l'initiative de remplacer les composants discrets utilisés dans le quadripôle d'adaptation d'impédance par d'autres composants. Ceci nous permettant de nous délester du problème des tolérances qu'impliquent ces composants et des points de soudure nécessaires.

2.2 Redresseur avec quadripôle d'adaptation à éléments distribués

Nous remplaçons donc ces composants discrets par des lignes micro-rubans. Nous arrivons alors à un nouveau schéma ADS (Fig.3.11).

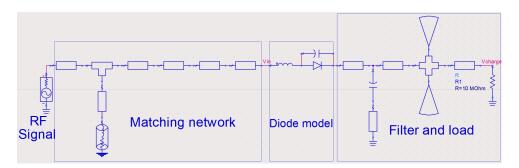


FIGURE 3.11 – Schéma ADS de la version à éléments distribués.

En sus de la capacité de filtrage après la diode, des stubs papillons sont également présents

pour filtrer les harmoniques et ainsi s'assurer que seule la composante continue prime sur les autres signaux.

Nous obtenons une première version dont le pic se situe à 2.1 GHz ce qui constitue un décalage important mais près de deux fois moins important qu'avec le premier circuit, ce qui semble confirmer le bon choix dans notre démarche. Nous procédons de la même manière à une puis une seconde rétro simulation pour arriver enfin à notre dernière itération Fig.3.12 dont le $|S_{11}|$ est représenté Fig.3.13.

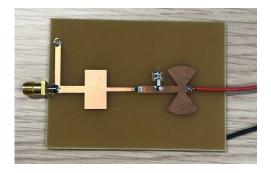


FIGURE 3.12 – Circuit réalisé au laboratoire.

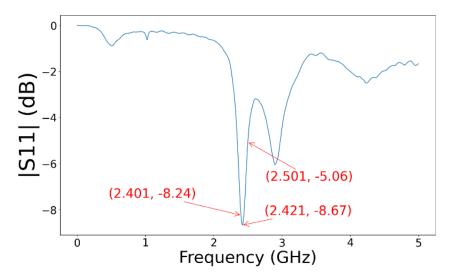


FIGURE $3.13 - |S_{11}|$ mesuré du circuit à composants distribués.

Nous obtenons bien un pic dans notre bande ISM situé entre 2.4 GHz et 2.5 GHz avec un $|S_{11}|$ situé autour de -8 dB, ce qui n'est pas le plus optimal lorsque nous le comparons avec la courbe simulée mais assure tout de même une adaptation d'impédance acceptable pour continuer dans la conception du système de récupération d'énergie RF complet. Nous remarquons également un pic parasite autour des 3 GHz qui est la fréquence que nous avons utilisée pour notre simulateur mais cela ne posera pas de soucis pour la suite.

2.2.1 Caractérisation du circuit

Nous avons désormais un redresseur mono-alternance capable de redresser un signal WiFi sur la bande ISM et ainsi générer une tension continue dont il faut caractériser les performances. Nous avons ainsi le $|S_{11}|$ qui a déjà été présenté Fig.3.13. Une des valeurs clés que nous avons pu voir dans la section précédente est la tension d'alimentation de l'objet connecté. Il est donc important de vérifier la tension de sortie que peut fournir notre redresseur pour une valeur de fréquence et de puissance de signal RF donnée. Une différence notable entre le premier circuit avec les composants passifs et le second design, est la résistance de charge utilisée pour la simulation. Alors que dans le premier cas nous avions mis une résistance de charge de 1 kOhm pour se rapprocher de la charge que peut représenter notre objet connecté, le second circuit est simulé avec une résistance de charge élevée de 10 MOhm car le redresseur n'a, finalement, pas vocation à être connecté directement à notre objet connecté comme nous le verrons dans une section future. Nous souhaitons ainsi développer une rectenna optimisée en tension et non en rendement. Nous pouvons alors tracer la valeur de la tension de notre redresseur en circuit ouvert (aucune charge) pour différentes fréquences à une puissance fixe de -20 dBm (Fig.3.14).

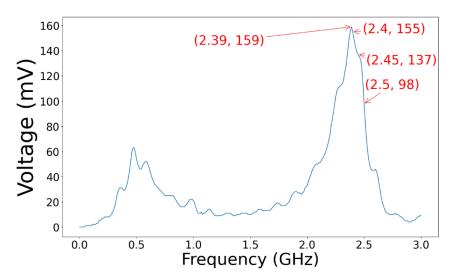


FIGURE 3.14 – Mesure de la tension de sortie (mV) du redresseur en fonction de la fréquence du signal pour une puissance incidente de $-20~\mathrm{dBm}$

Le maximum est obtenu pour un signal à 2.39 GHz qui est juste à gauche de la bande ISM. Néanmoins, nous avons bien le pic de tension qui se situe dans la bande ISM et confirme donc la bonne adaptation d'impédance. Nous pouvons ainsi espérer, avec un signal WiFi reçu de -20 dBm, obtenir une tension comprise entre 98 et 155 mV dépendamment du canal WiFi utilisé et donc la position fréquentielle dans la bande ISM. Comme nous l'avons précisé, cette mesure a été réalisée en circuit ouvert mais nous pouvons tracer une courbe de cette tension en fonction de la résistance de charge connectée au redresseur (Fig.3.15).

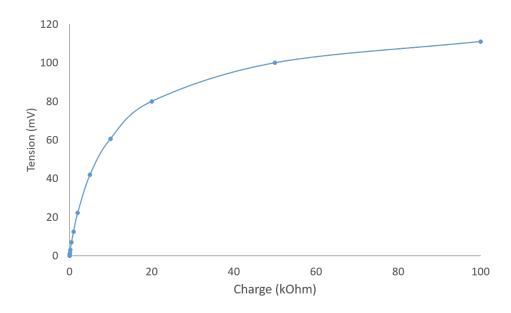


FIGURE 3.15 – Incidence de la résistance de charge sur la tension de sortie du redresseur pour une puissance de -20 dBm et une fréquence de 2.41 GHz.

Cette courbe a été obtenue avec un signal incident à 2,41 GHz et une puissance de -20 dBm. La résistance de charge est une source d'optimisation de la tension DC de sortie d'un redresseur. Nous voyons ainsi que plus la charge est importante et plus la tension de sortie est importante. Néanmoins, ce principe semble s'appliquer uniquement sur le redresseur monoalternance et une étude [Adami, 2013] sur différents convertisseur RF/DC semble montrer que des configurations plus complexes possèdent une charge optimale qui n'est pas le circuit ouvert, i.e. une charge infinie. Cela nous conforte à nouveau dans notre choix d'un redresseur mono-alternance série car nous avons développé un redresseur dont la charge sera un condensateur de stockage comme nous le verrons plus tard. Le condensateur étant assimilé à un circuit ouvert en DC, nous avons alors une charge infini. Ainsi, la tension optimale avec ce genre de circuit est obtenue avec un redresseur mono-alternance.

2.3 Positionnement dans l'état de l'art

Nous obtenons ainsi une tension de l'ordre de la centaine de millivolts. C'est très loin des 1,8 V voire 3,3 V usuellement nécessaires pour alimenter les objets connectés d'aujourd'hui. La question d'un redresseur plus complexe peut alors se poser pour espérer obtenir une tension plus élevée. En effet, le pont de diodes est un schéma classique pour élever une tension comme nous l'avions vu dans le Chap.1. Nous trouvons des travaux qui sont composés de deux diodes pour un redresseur complet ou encore des montages plus complexes se basant sur une cascade de redresseurs complets type Greinacher. Une partie de ces travaux est reportée dans le Tab.3.1 afin de placer la performance de notre circuit par rapport à ces derniers. Ce tableau compare différents articles de recherche présentant chacun une architecture de redresseur différente. Nous relatons ainsi différents paramètres extraits de ces travaux comme le nombre de diodes utilisées, la résistance de charge présente en sortie, la puissance et la fréquence du signal incident. Cela

permet alors d'obtenir une certaine tension de sortie que nous comparons avec nos travaux.

Architecture	Nb de diodes	Charge $(k\Omega)$	P_{in} (dBm)	Fréquence (MHz)	V_{out} (mV)	Ref.
Redresseur complet	2	8.2	-20	890	114	[Ho, 2016]
Redresseur complet	2	5	-20	2450	<200	[Selim, 2020]
Redresseur complet	4	NA	NA	2450	50	[Chen, 2017]
Redresseur mono alternance	1	Inf	-20	2450	155	Notre circuit
Redresseur mono alternance	1	Inf	-8	2450	542	Notre circuit
Dickson	4	NA	-8	2450	500	[Fan, 2018]
Redresseur complet	2	5	-8	2450	<500	[Selim, 2020]

Table 3.1 – Comparaison de nos travaux avec l'état de l'art.

Nous remarquons que nous obtenons des tensions similaires à ces travaux pour une puissance incidente de -20 dBm alors qu'ils utilisent pourtant plus de diodes que notre circuit. Cela peut s'expliquer par l'objectif visé par ces circuits. En effet, ils sont généralement pensés et optimisés en partant du principe d'une puissance du signal incident bien plus élevée par rapport à -20 dBm. Il est d'ailleurs parfois compliqué de lire les performances des circuits proposés sur des puissances aussi faibles car cela n'est parfois pas étudié. C'est pour cette raison que la seconde partie du tableau présente quelques travaux pour une puissance de -8 dBm. Là encore, nous avons des performances similaires.

Nous pouvons expliquer cela par les pertes qu'implique le passage du signal d'une puissance aussi faible dans une diode de par sa sensibilité. L'élévation de tension que provoque un étage de diode supplémentaire ne compense pas forcément ces pertes. Ainsi, le redresseur mono-diode semble donc être un choix intéressant pour notre cas d'application de récupération de signal WiFi de très faible puissance. Une étude confirme par ailleurs notre choix sur l'efficacité d'un circuit redresseur selon son nombre de diodes et le modèle simple diode possède la plus grande efficacité pour des puissances aussi faibles que -20 dBm [Boaventura, 2013].

Néanmoins, les tensions obtenues de l'ordre de la centaine de millivolts ne nous permettent pas en l'état de brancher l'objet connecté directement en sortie du redresseur pour l'alimenter, d'autant plus que cette tension est obtenue en circuit ouvert. Donc une tension encore plus faible serait obtenue avec l'objet connecté.

Ainsi, il est nécessaire d'utiliser un étage intermédiaire capable d'élever la tension jusqu'à une tension utilisable par l'objet, i.e. une tension comprise entre 1,8 V et 3,3 V.

3 Banc de test du système de récupération d'énergie RF

3.1 Elévateur de tension

Nous venons de voir, Fig.3.14, qu'une tension continue jusqu'à 155 mV pouvait être récupérée à partir de signaux RF dans la bande ISM, ce qui est insuffisant pour alimenter un objet connecté. Il est donc nécessaire d'ajouter un composant intermédiaire entre le convertisseur RF/DC et l'objet connecté afin d'élever cette tension continue. Il communément appelé « DC/DC Boost », ou simplement élévateur de tension. Nous faisons donc évoluer le schéma électrique de notre système de récupération d'énergie RF présenté Fig.3.1 pour passer à celui de la Fig.3.16 en ajoutant l'élément DC/DC boost et sa capacité de stockage présente à sa sortie. La résistance de charge est alors remplacée par notre objet connecté.

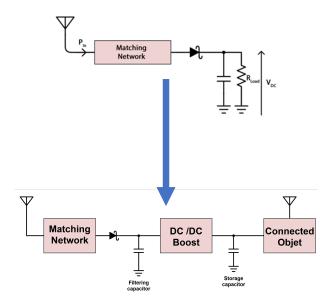


FIGURE 3.16 – Evolution du convertisseur RF/DC par ajout d'un élévateur de tension.

Nous souhaitons donc utiliser un boost qui soit capable d'élever une tension de l'ordre de la centaine de millivolts jusqu'à une tension de 3.3 V.

Nous avons eu l'occasion de parler des différents travaux de recherche qui présentent des élévateurs de tension dans le Chap.1, avec notamment les travaux de thèse de M.ADAMI qui regroupe le développement de plusieures options pour élever la tension typiquement sur des considérations de conversion d'énergie RF [Adami, 2013]. Au vu de ce qu'il est possible de faire et des besoins que nous avons de passer de 100 mV à 3.3 V, nous retenons le choix d'une architecture dite flyback. Notre choix s'arrête donc sur un composant intégré de chez Analog Device, le LTC3108 qui est, à notre connaissance, le seul élévateur de tension flyback capable de fournir les performances que nous recherchons [AnalogDevices, 2022]. Un schéma fonctionnel interne de ce composant est représenté sur la Fig.3.17.

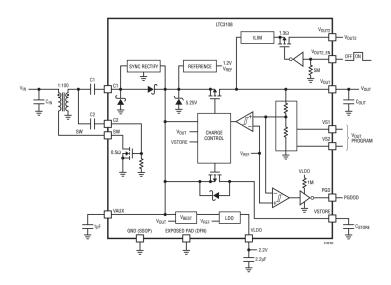


FIGURE 3.17 – Schéma bloc fonctionnel du boost DC/DC LTC3108.

Le LTC3108 utilise une architecture d'élévation de tension auto résonnante basé sur un transformateur avec un rapport de 1/100, ce qui permet d'avoir une tension d'entrée aussi basse. Le contre coup de ce montage, comme cela est précisé dans sa documentation technique, c'est son impédance d'entrée qui est de l'ordre de quelques ohms. Comme nous l'avons vu précédemment avec la Fig.3.15, la tension de sortie du redresseur RF/DC est directement liée à la résistance de charge placée en sortie. De plus, l'énergie nécessaire pour démarrer la conversion est trop importante pour espérer pouvoir le faire fonctionner directement avec les signaux ambiants. Il résulte donc que lorsque nous branchons directement l'élévateur de tension au redresseur, nous n'avons pas assez de courant à fournir et donc nous observons une chute de tension.

Admettons nénamoins que nous recevons un signal suffisament puissant à un instant donné pour démarrer l'élévateur de tension, nous avons aucune assurance que nous allons pouvoir maintenir le composant en fonction puisque nous avons une intermittence dans les puissances des signaux reçues comme nous avons pu le mesurer dans le Chap.2. Nous avons alors pensé à ajouter un bloc intermédiaire entre le redresseur et l'élévateur de tension qui permettrait d'accumuler de l'énergie pour s'assurer que nous aurions une transmission des données de l'objet connecté en ayant qu'à initier l'élévateur de tension qu'une seule fois.

3.2 Super capacité et interrupteurs

L'idée pour pallier à ce problème d'association entre la rectenna et l'élévateur de tension est de faire à nouveau évoluer notre schéma comme le montre la Fig.3.18.

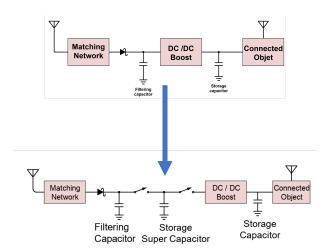


FIGURE 3.18 – Evolution du convertisseur RF/DC par ajout d'un super condensateur de stockage entouré d'interrupteurs.

Cette évolution consiste à ajouter un élément que nous pouvons vulgariser comme étant un « sas d'énergie ». En effet, nous ajoutons un élément de stockage de l'énergie, ici un super condensateur que nous entourons d'interrupteurs. Les super condensateurs sont un entre-deux en densité énergétique entre les condensateurs et les batteries lithium-ion. Leur principe est similaire à un condensateur composé de deux électrodes séparées par un diélectrique. Comme nous pouvons le voir sur la Fig.3.19, une couche poreuse en charbon actif est posée sur les électrodes. Ces deux couches en charbon actif sont séparées par un électrolyte et isolées de ce dernier par une fine membrane qui va permettre le déplacement des ions à la surface du charbon actif. De cette façon les ions positifs de l'électrolyte vont venir à la surface du charbon actif de l'électrode négative. Nous avons alors un équivalent de deux condensateurs montés en série. La plus grand densité énergétique par rapport aux condensateurs classiques s'explique par la nature poreuse du charbon actif, offrant une bien plus grande surface d'accroche des ions de l'électrolyte comparé aux électrodes classiquement utilisées dans des condensateurs. Cette technologie permet alors d'atteindre de très grande valeur de capacité pouvant aller jusqu'à plusieurs centaines de farads et nous permet donc de stocker suffisament d'énergie même sur de très basses tensions.

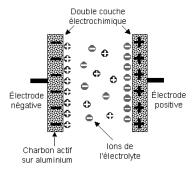


FIGURE 3.19 – Schéma de principe d'un super condensateur.

Cette évolution nous permet d'associer notre convertisseur avec l'élévateur de tension en suivant le protocole suivant :

— Nous isolons le super condensateur avec le convertisseur RF/DC (Fig.3.20). Un condensateur non chargé et soumis à de la tension continue est assimilé à un circuit ouvert. Cela représente ainsi une résistance de charge infinie pour le convertisseur RF/DC et donc une bonne tension de sortie pour charger ce super condensateur.

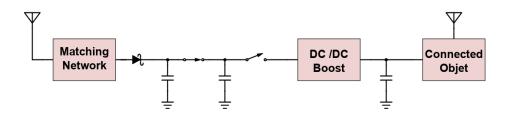


FIGURE 3.20 – Isolation de la super capacité avec la rectenna.

— Une fois le super condensateur chargé à la bonne tension, nous inversons les interrupteurs (Fig.3.21). Les super condensateurs ont l'avantage de pouvoir atteindre des capacités très élevées pour des niveaux de tension faibles et donc, contenir une quantité suffisante d'énergie pour notre application. De plus, une fois chargés, les super condensateurs présentent une résistance série équivalente, appelé ESR (Equivalent Series Resistance), très faible. Cela permet de bien se coupler avec l'élévateur de tension et donc, assurer le moins de pertes possibles.

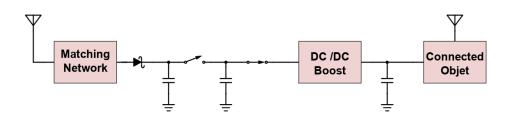


FIGURE 3.21 – Isolation de la super capacité avec le boost DC/DC.

— Le super condensateur se décharge donc dans l'élévateur de tension permettant de charger l'élément de stockage placé en sortie qui est chargé à 3.3 V pour ensuite alimenter l'objet connecté. Nous avons donc bien eu à initialiser l'élévateur de tension qu'une seule fois.

Même si cette implémentation nous permet de nous débarrasser du problème de l'adaptation d'impédance entre les différents blocs, il faut désormais nous pencher sur la question des interrupteurs. Nous pouvons penser, a priori, que cela ne posera pas de problème d'ajouter des transistors permettant d'effectuer ces bascules logiques pour tantôt isoler le super condensateur avec le convertisseur et tantôt l'isoler avec le boost. Néanmoins, lorsque nous regardons de plus près le cahier des charges pour ces interrupteurs, cela se complique. En effet, il est nécessaire d'avoir des interrupteurs qui soient capables de commuter à une centaine de millivolts et qui soient alimentés par la même source de tension qu'ils sont censés commuter. Etudions alors les différentes possibilités :

Le transistor bipolaire Il s'agit de l'interrupteur les plus simple que nous pouvons implémenter. En revanche, il est contrôlé à sa base par un courant. Or ici, notre valeur clé est la tension et la mise en place d'une résistance pour changer cela nous ferait perdre trop d'énergie.

Le transistor à effet de champs (MOSFET) Un autre interrupteur simple à mettre en place et qui cette fois-ci est contrôlé par une tension au niveau de sa grille. A notre connaissance, aucun MOSFET ne permet de commuter avec des tensions aussi faibles sur un montage aussi simple. Lorsque nous faisons une veille technologique chez les différents industriels du semi-conducteur, nous voyons qu'il n'existe pas de MOSFET acceptant une tension au niveau de la grille sous 300 mV voire 250 mV pour certain modèle.

Le superviseur de tension Nous avions vu dans le chapitre précédent (Fig.2.15) le superviseur de tension pour activer le régulateur de tension de l'objet connecté. Alors que nous avons ce système placé en sortie de l'élévateur de tension pour gérer l'élément de stockage, il serait opportun d'utiliser un système équivalent en amont du boost. C'est en effet un circuit qui correspond parfaitement à notre cahier des charges. C'est un système auto alimenté avec uniquement 3 broches, l'entrée, la sortie logique et une broche de masse. Cependant, actuellement, aucun superviseur de tension connu ne permet de descendre à des niveaux de tension aussi faibles que 100 mV. Nous pouvons trouver des modèles qui descendent jusqu'à 600 mV [Bristol, 2022]. En revanche, un papier de recherche nous amène à penser qu'il est possible de réaliser un tel circuit capable de fonctionner sur des tensions aussi faibles que 300 mV [Liberale, 2015].

Les relais électromécaniques Ils sont un excellent choix vis-à-vis des pertes avant le seuil puisqu'il y a une coupure physique entre l'entrée et la sortie. Là encore, nous n'avons, à notre connaissance, aucun modèle permettant de fonctionner avec des tensions aussi faibles. Des travaux de recherches semblent s'emparer du problème et proposent des solutions qui rentreraient dans notre cahier des charges avec des commutations à 100 mV avec une hystérésis jusqu'à 20 mV [Liu, 2014][Qian, 2017]. En revanche, ils nécessitent une tension de polarisation du corps du relais de l'ordre de la dizaine de volts et donc une source d'alimentation externe ce qui les exclus de nos possibles solutions pour un fonctionnement en autonomie.

Au vu des différentes possibilités, le plus viable pour notre système est sans aucun doute le superviseur de tension avec notamment un article de recherche qui développe une solution qui s'agencerait parfaitement avec notre système a priori. C'est pour cette raison que le prochain chapitre se concentre sur l'étude du développement d'une telle solution afin d'établir l'état de l'art et ce qui est possible de faire pour mettre en place notre solution. Nous voulons cependant nous assurer de prime abord, que si nous arrivons à développer un tel superviseur de tension, de la viabilité de notre proposition d'un point de vue tension et énergétique pour le bon fonctionnement de l'objet connecté.

3.3 Preuve de faisabilité

3.3.1 Avec un générateur de signaux RF

Nous mettons donc en place un banc de test nous permettant de valider la faisabilité d'un tel système de récupération d'énergie RF avec un super condensateur et des interrupteurs comme « sas d'énergie ». Puisque nous venons de voir que la technologie des interrupteurs est encore incertaine et fera l'objet d'un chapitre futur, nous décidons donc d'utiliser des interrupteurs avec une alimentation externe pour valider le principe. Nous mettons donc en place des relais électromécaniques qui seront alimentés et contrôlés par un système à microcontrôleur Arduino. Nous obtenons alors le circuit suivant la Fig.3.22.

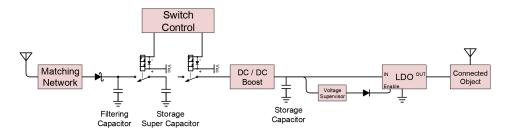


FIGURE 3.22 – Schéma du convertisseur RF/DC avec interrupteur non autonomes pour preuve de faisabilité.

La circuiterie après l'élévateur de tension reprend le schéma présenté dans le chapitre précédent sur la Fig.2.15. Nous commençons les essais avec les super condensateurs que nous avons à notre disposition, ici un modèle de 2F. Une mesure en amont nous a permis de vérifier que charger ce super condensateur de 2F à 100 mV permet d'obtenir suffisament d'énergie pour charger la capacité en sortie de l'élévateur de tension pour effectuer au moins un cycle de l'objet connecté comme nous l'avons décrit dans le chapitre précédent (Tab.2.6). Nous voulons alors voir si nous pouvons faire fonctionner le système à partir d'une source émettrice située à différente distances de notre circuit. Nous utilisons ici un générateur de signal RF pour l'émetteur et nous plaçons tout notre système en chambre anéchoïque (Fig.3.23) afin d'assurer qu'aucune autre source viennent interférer dans notre mesure. Nous mettons en place le protocole de mesure suivant :

- 1. Relier le générateur de signal RF à une antenne fouet que nous retrouvons sur les routeurs WiFi. Le générateur de signal est réglé de tel sorte que nous émettons à 2.4 GHz avec une puissance de 20 dBm PIRE qui est le maximum que nous pouvons avoir sur la bande ISM en Europe.
- 2. Le récepteur possède également une antenne fouet qui est reliée à notre redresseur et est placé à 25 cm de l'émetteur.
- 3. Les relais sont contrôlés et alimentés de telle sorte à gérer la super capacité qui stocke l'énergie.
- 4. Nous monitorons la tension aux bornes de la super capacité à l'aide d'un voltmètre. Cela nous permet ainsi de contrôler l'état de charge de cette dernière et donc sa quantité d'éner-

- gie. L'objectif est donc de mesurer jusqu'à atteindre 100 mV, signe que suffisamment d'énergie a été emmagasinée.
- 5. Lorsque 100 mV est atteint, les relais commutent pour isoler cette fois ci la super capacité avec le boost.
- 6. La capacité de stockage de 100 μF en sortie de boost est alors chargée jusqu'à 3.3 V, actionnant alors le régulateur de tension LDO permettant l'alimentation de l'objet connecté qui mesure et transmet ses données via BLE. Les données sont alors réceptionnées par une application sur une tablette. (Fig.3.24)
- 7. Nous répétons la procédure pour une distance émetteur/récepteur de 50 cm et 100 cm.

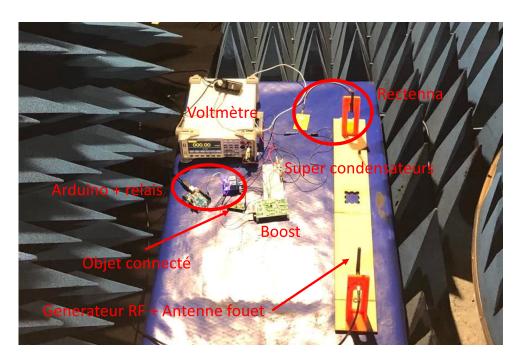


FIGURE 3.23 – Banc de test dans la chambre anéchoïque de Télécom Paris.



FIGURE 3.24 – Application mobile recevant les données transmises par l'objet connecté.

Pour chaque cas, nous évaluons l'évolution de la tension aux bornes de la super capacité en fonction du temps. Le résultat de cette mesure est représenté Fig.3.25.

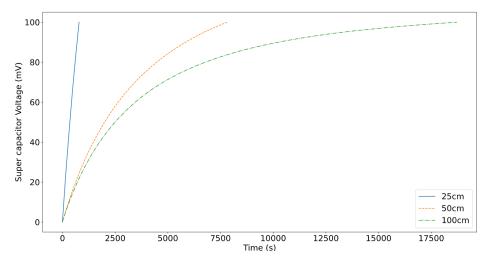


FIGURE 3.25 – Mesure du temps de charge de la super capacité jusqu'à $100~\mathrm{mV}$ pour différentes distance dans la chambre anéchoïque.

Nous avons donc pour 25 cm, 50 cm et 100 cm un temps de, respectivement, 786 secondes (13 mins et 6 secs), 7810 secondes (2 h 10 mins et 10 secs) et 18716 secondes (5h 11 mins et 56 secs). Pour 25 cm, la courbe de charge semble linéaire. Cela peut s'expliquer par la proximité entre notre convertisseur RF/DC et le générateur de signal RF et nous indique que la puissance reçue est bien supérieure à -20 dBm. Ainsi, la tension soumis à la super capacité en sortie du convertisseur doit être bien supérieur à 100 mV expliquant alors que nous atteignons ce seuil rapidement.

A 50 cm, nous avons un temps de charge pour atteindre 100 mV qui est dix fois supérieur à celui obtenu pour 25 cm. A efficacité constante, puisque nous avons doublé la distance, la formule de Friis nous indique que nous divisons la puissance reçue par un facteur quatre. Alors que nous pourrions donc espérer mettre seulement quatre fois plus de temps, nous constatons qu'il faut dix fois plus de temps. Nous expliquons cela par la non linéarité de notre système et donc la non linéarité de son efficacité. Cela signifie qu'entre 25 cm et 50 cm, l'efficacité globale de notre système s'est vu divisée par un facteur $\frac{10}{4} = 2.5$.

Pour 100 cm, la transmission est effectuée au bout de 5h 11 minutes et 56 secondes. Lorsque nous regardons la courbe de charge, nous voyons qu'elle ressemble fortement à une courbe complète de charge d'un condensateur. Cela nous permet d'estimer que la tension de sortie du redresseur, qui applique donc la tension aux bornes du condensateur, doit être proche de notre tension de seuil de charge du condensateur, ici 100 mV. Cela signifie également que si nous allons au-delà de 100 cm dans ce cas, la tension de sortie du redresseur sera en dessous de 100 mV et nous ne pourrons donc pas faire fonctionner l'objet connecté.

3.3.2 Détermination d'un intervalle de tension de seuil

Ce résultat en chambre anéchoïque ne nous donne pas accès à la tension de sortie du redresseur puisque le banc de test incluait le super condensateur qui se chargeait et dont la tension montait donc progressivement. Nous pouvons en revanche utiliser ce résultat à 100 cm pour estimer la tension de sortie du redresseur à 25 cm qui, nous le rappelons, doit être bien supérieure à 100 mV au vu de la courbe de charge. Considérons alors notre objet connecté comme un circuit RC classique (Fig.3.26) où la résistance est la charge donc notre système, la source de tension est la sortie de notre redresseur et le condensateur notre super condensateur de stockage.

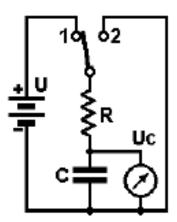


FIGURE 3.26 – Schéma d'un circuit RC.

La constante de temps τ est définie comme étant le temps nécessaire au condensateur pour atteindre 63% de la tension maximale.

$$\tau = R.C \tag{3.1}$$

Nous connaissons déjà C puisqu'il s'agit du super condensateur de 2 F. Notre charge n'est pas définie clairement car variable selon la consommation de courant puisque ça correspond au reste de notre système contenant le boost, objet connecté, ... Cependant, faisons l'hypothèse qu'à 100 cm nous avions une tension maximale de 100 mV en sortie du redresseur comme nous en avions discuté plus tôt. Nous avons alors accès à la durée nécessaire au système pour charger le condensateur à 63% de sa valeur, i.e. 63 mV. Nous pouvons alors avoir une estimation moyennée de cette charge que nous reporterons par la suite pour effectuer un calcul à 25 cm. La Fig.3.25 nous permet de savoir qu'il a fallu 3800 secondes à 100 cm pour que le super condensateur atteigne 63 mV. Nous obtenons donc la valeur de R à l'aide de (3.2)

$$R = \frac{\tau}{C} = \frac{3800}{2} = 1900 \ Ohm \tag{3.2}$$

Déterminons alors par le calcul la tension appliquée par le convertisseur RF/DC aux bornes du super condensateur en supposant qu'il est totalement déchargé à l'instant initial $(u_c(0) = 0V)$ à t = 0s. Nous avons alors l'équation (3.3), solution de l'équation différentielle d'un circuit RC déterminée à partir de la relation courant-tension d'un condensateur.

$$u_c(t) = U(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \text{ où } \tau = RC \tag{3.3}$$

Cette solution tend vers la tension d'alimentation U lorsque t tend vers l'infini (3.4).

$$\lim_{t \to +\inf} u_c(t) = U \tag{3.4}$$

Nous pouvons tracer l'évolution de U en fonction du temps à partir des points $u_c(t)$ de la courbe à 25 cm à partir de (3.3). Nous obtenons alors la courbe Fig.3.27. Nous avons bien une convergence de la courbe qui se dessine et qui arrive à 535 mV pour notre dernier point. Au vu de l'évolution de la courbe, nous pouvons raisonnablement penser que nous sommes proche de la valeur finale de convergence de la courbe qui correspond à U. Nous pouvons conclure que 535 mV est une bonne borne supérieure de la tension de sortie de notre convertisseur RF/DC à 25 cm du générateur de signaux RF dans la chambre anéchoïque.

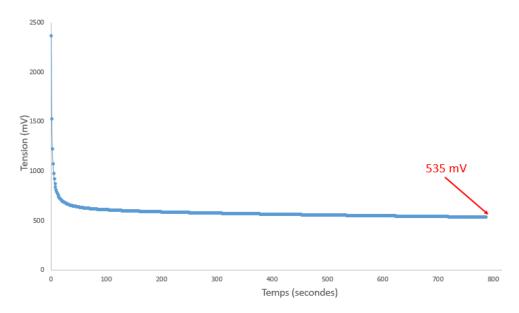


FIGURE 3.27 – Etude de la convergence de la tension de sortie du convertisseur RF/DC.

Alors que nous nous mettions dans les conditions avec les contraintes les plus fortes possibles pour notre système en imposant une tension aux bornes des super condensateurs aussi basse que 100 mV, assurant un fonctionnement de notre convertisseur sur des puissances aussi faibles que – 20 dBm, nous nous rendons compte en analysant les courbes de la Fig.3.25 qu'il est possible de relâcher la contrainte sur cette tension de seuil de charge des super condensateurs. Il faudra tout de même s'assurer qu'il est possible de placer le dispositif à une distance aussi proche de 25 cm du routeur pour espérer obtenir cette tension estimée de 535 mV en sortie du redresseur. Ce possible intervalle de tensions utilisable du redresseur entre 100 mV et 535 mV en étant placé entre 25 cm et 100 cm du routeur permettra aussi de relâcher la contrainte sur les super condensateurs qu'il sera possible de baisser en valeur puisque nous augmentons la tension, gardant ainsi une quantité d'énergie constante.

3.4 Optimisation de la super capacité

3.4.1 Influence de la résistance série équivalente

L'un des avantages des super condensateurs, c'est leur faible résistance série équivalente (ESR) de l'ordre de quelques ohms. Cela s'avère très utile notamment dans le secteur des véhicules électriques car ils peuvent fournir des courants très forts. Nous voulions vérifier l'impact de cette ESR sur le rendement de l'élévateur de tension, étant donné que nous ne pouvons pas nous fier au rendement fourni par la documentation technique de ce dernier car il a été testé pour un régime permanent, i.e. une source de courant permanente. Hors, ici nous utilisons le boost avec un super condensateur chargé et donc une quantité d'énergie finie. Une grande partie de cette énergie va servir à initier l'élévation de tension. Nous aurons donc une efficacité inférieure aux 40% donnés par la documentation technique du fabricant. Pour ainsi tester l'impact de l'ESR sur ce rendement, nous allons tester plusieurs configurations de super condensateurs avec une capacité équivalente mais avec un nombre de super condensateurs différents. Prenons par

exemple une valeur de capacité de 1 F, est-il préférable d'avoir un seul super condensateur de 1 F ou bien plusieurs super condensateurs de valeurs inférieures mis en parallèle pour obtenir 1 F? Nous réalisons le banc de mesure représenté Fig.3.28.

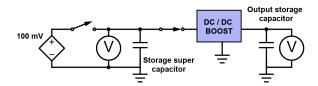


FIGURE 3.28 – Banc de mesure de l'influence de l'ESR sur le rendement du boost.

Nous avons donc une configuration de super condensateurs formant un total d'environ 1 F que nous allons charger à différents niveaux de tension. Cette énergie sera ensuite injectée dans le boost pour charger un condensateur de sortie soumis donc à la tension de 3.3 V (imposée par le boost). Nous choisissons arbitrairement un condensateur de sortie avec une forte capacité afin de ne pas le charger complètement et ainsi déceler une différence de tension de sortie en fonction des configurations, nous permettant alors de déterminer un rendement pour chaque cas. Nous testons ainsi trois configurations avec les valeurs disponibles suivantes comme super capacité :

- 1 x 1 F : ce sera notre configuration de référence
- 2 x 0.47 F pour un total de 0.96 F
- 5 x 0.22 F pour un total de 1.1 F

Les valeurs standardisées des composants ne nous permettent pas d'obtenir une capacité exacte de 1 F. Nous nous rapprochons alors au plus près de cette valeur ici. Nous nous affranchissons de ce problème en étudiant l'efficacité énergétique du système, i.e. le rapport entre la quantité d'énergie en sortie du boost et la quantité d'énergie en entrée du boost (3.5).

$$\eta = \frac{E_{sortie}}{E_{entr\acute{e}e}} \tag{3.5}$$

Nous voulons comparer ces configurations par rapport à la configuration de référence qui n'a qu'un seul super condensateur. Nous traçons donc les courbes d'efficacité relative sur la Fig.3.29.

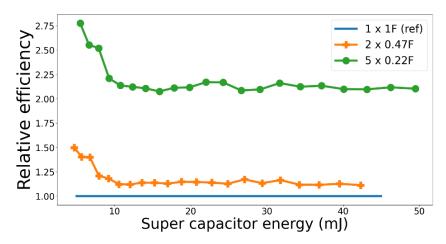


FIGURE 3.29 – Courbe d'efficacité relative des différentes configurations de super condensateurs pour différents niveaux de tension.

Pour un niveau d'énergie donné, nous traçons le rapport entre l'efficacité obtenue et l'efficacité de la configuration de référence. Nous obtenons donc naturellement une courbe constante à 1 pour la configuration de référence. Puis, nous voyons que plus nous avons de super condensateurs en parallèle, plus le boost est efficace avec une efficacité deux à trois fois plus importante pour la configuration 5x0.22 F. Nous pouvons expliquer cela par le fait que les capacités s'ajoutent lorsqu'elles sont placées en parallèle mais pas les résistances séries équivalentes. Ainsi, la résistance série équivalente se divise d'autant que le nombre de super condensateurs que nous plaçons en parallèle, permettant ainsi un meilleur transfert d'énergie et donc un meilleur rendement.

3.4.2 Influence de la valeur de la super capacité

Alors que nous avions fait des essais préliminaires pour déterminer qu'un super condensateur de 2 F chargée à 100 mV était suffisante pour faire fonctionner notre objet connecté dans la chambre anéchoïque, des essais plus rigoureux sont nécessaires pour déterminer la valeur optimale du super condensateur. En effet, une capacité surdimensionnée emmagasine trop d'énergie et donc, allonge le temps de chargement. Il est nécessaire de trouver la valeur optimale permettant de transférer suffisamment d'énergie dans la capacité de stockage en sortie du boost pour effectuer une transmission avec de l'objet connecté sans qu'il y ait de surplus. Nous allons maintenant chercher la valeur de la super capacité nécessaire pour transférer suffisamment d'énergie en sortie du boost, i.e. pour charger le condensateur de stockage de $100~\mu F$ et effectuer un cycle d'émission de l'objet connecté. Au vu du résultat précédent, nous allons utiliser un multiple de super condensateurs de 0.22 F à notre disposition. Nous voulons donc un minimum de super condensateurs de 0.22 F pour s'assurer que nous n'emmagasinons pas trop d'énergie pour effectuer un cycle. Pour chaque configuration, nous allons observer la tension qu'il est nécessaire d'appliquer au super condensateur pour s'assurer du transfert de suffisamment d'énergie pour le bon fonctionnement de l'objet connecté. Nous mesurons par ailleurs la tension obtenue sur le condensateur de stockage de 100 µF après le boost. Les résultats de ces mesures sont reportés

sur le Tab.3.2

Table 3.2 – Mesure de la tension de charge nécéssaire sur la super capacité pour obtenir un cycle de fonctionnement de l'objet connecté pour différentes configurations de super condensateurs.

C_{in} (F)	$V_{in} (\mathrm{mV})$	V_{out} (V)	$E_{in} \text{ (mJ)}$	$E_{out} (\mu J)$	Efficacité (%)
0.22	230	2.72	5.819	370	6.36
0.44	140	2.65	4.312	351	8.14
0.66	110	2.9	3.993	420	10.53
0.88	90	2.78	3.564	386	10.84
1.1	80	2.74	3.52	375	10.66

A partir de ce tableau, nous pouvons voir que, dans notre objectif de charger ces super condensateurs autour de 100 mV (d'après les résultats des performances de notre convertisseur RF/DC), il sera nécessaire d'avoir au minimum 3 super condensateurs de 0.22 F en parallèle pour un total de 0.66 F. Nous gardons pour ces essais toujours le cas le plus contraignant des 100 mV quand bien même nous avons vu plus tôt qu'il sera possible de relâcher la contrainte mais comme dirait l'adage « qui peut le plus peu le moins » (NDLR : en l'occurrence ici c'est inversé mais ce n'est pas bien grave.) Nous voyons également qu'ils atteignent tous une tension de sortie de 2.75 V en moyenne. Rappelons-nous le chapitre précédent, nous avions remarqué que la tension de seuil du superviseur de tension qui active l'objet connecté est calibrée pour 2.6 V, ce qui explique que nous n'avons pas besoin de charger le condensateur jusqu'à 3.3 V qui est la tension de sortie du boost. Nous remarquons que plus le nombre de super condensateurs augmente, plus la tension nécessaire à appliquer à leurs bornes est faible et plus l'efficacité augmente. Il est également intéressant de noter que l'efficacité augmente suffisamment en multipliant le nombre de super condensateurs en parallèle au point de faire diminuer l'énergie nécessaire. Pour se rendre compte de l'apport de cette augmentation d'efficacité, nous allons supposer qu'elle n'existe pas et calculer la tension nécessaire pour chaque configuration si l'efficacité du boost était constante. Nous prenons l'efficacité du boost pour un super condensateur de 0.22 F qui servira de référence. Puisque nous supposons cette efficacité constante, cela signifie que nous avons besoin de la même quantité d'énergie pour chaque cas. Ici, nous avons donc besoin de 5.819 mJ pour chaque configuration d'après le Tab.3.2 (énergie nécessaire pour 0.22 F). Nous reportons ce calcul de tension théorique dans le Tab.3.3 en utilisant la formule de la quantité d'énergie contenue dans un condensateur.

Table 3.3 – Estimation du gain d'efficacité obtenue sur la tension nécessaire de charge des super condensateur grâce à la diminution de l'ESR.

C_{in} (F)	$V_{in_{the}}$ (mV)	$V_{in} (\mathrm{mV})$	$1 - \frac{V_{in}}{V_{in_{the}}} $ (%)
0.22	230	230	0
0.44	163	140	0.14
0.66	133	110	0.17
0.88	115	90	0.22
1.1	103	80	0.22

Nous remarquons alors que la multiplication des super condensateurs permet ici de réduire la tension nécessaire de 14% jusqu'à 22% pour les configurations à 4 et 5 super condensateurs. De plus, nous parlons ici de la tension de charge des super condensateurs, i.e. la tension à partir de laquelle nous déclenchons la décharge dans le boost pour initier le cycle de mesure et transmission des données. Ce qui veut dire que plus la tension nécessaire est faible, plus la charge sera rapide car à situation égale, la tension appliquée par le convertisseur RF/DC reste inchangée et nous revenons alors sur la discussion que nous avons eue plus tôt avec la figure (Fig.3.25) de charge dans la chambre anéchoïque. De plus, comme la quantité d'énergie dans un condensateur est dépendante du carré de la tension, nous avons tout intérêt à baisser la tension de seuil puisqu'il faut moins d'énergie pour passer un condensateur de 40 à 60 mV que pour passer de 80 à 100 mV par exemple. Il faut néanmoins avois en tête que si la tension de seuil est très faible, il n'y aura pas de transistors qui pourront transférer l'énergie jusqu'à l'objet connecté.

3.5 Mesures en conditions réelles avec un routeur

Maintenant que nous avons optimisé la super capacité de stockage, nous voulons désormais tester la faisabilité de notre banc de test en remplaçant le générateur de signaux RF par un routeur WiFi. Nous réutilisons donc le banc mise en place dans le Chap.2 pour déterminer la puissance d'émission d'un routeur en fonction de son débit à l'aide de iPerf qui est un outils de mesure des performances d'un réseau IP. Nous avons alors le banc de mesure Fig.3.30.

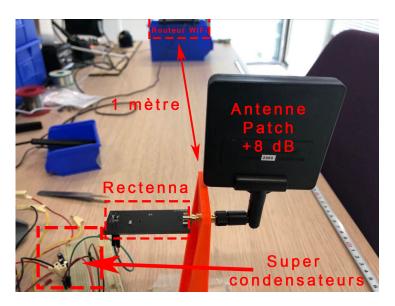


FIGURE 3.30 – Banc de mesure en conditions réelles.

Nous avons notre redresseur qui est connecté à une nouvelle antenne afin de maximiser le gain. En effet, l'antenne fouet avec 3 dBi de gain a été remplacée par une antenne patch compacte offrant 8 dBi de gain. Nous mesurons alors, comme pour le test en chambre anéchoïque, le temps nécessaire pour atteindre 100 mV aux bornes des super condensateurs. Cette mesure a été réalisé pour différentes distances et différents débits. Le Tab.3.4 reporte ces mesures de temps pour charger les super condensateurs à 100 mV avec pour chaque cas la tension mesurée en sortie de la rectenna et le débit associé. D'après le Tab.3.2, c'est la configuration de super condensateurs de 0.66 F qui a été utilisé car optimale pour une charge à 100 mV.

Table 3.4 – Temps nécessaire pour atteindre 100 mV aux bornes des super condensateurs.

Distance (cm)	Débit (Mbits/s)	Tension rectenna (mV)	Temps (mm :ss)
25	10	122	22 :31
50	10	107	55 :37
100	17	103	93:00
25	25	417	11:04
50	25	248	27:42
100	25	133	57 :28

Malgré le fait que nous soyons passé d'un générateur de signal RF à puissance constante à notre routeur WiFi, nous voyons que nous obtenons des temps bien inférieurs aux mesures avec le générateur en chambre anéchoïque puisque nous avons ici moins d'une heure pour transmettre les données à 1 m du routeur avec un débit de 25 MBits/s et seulement 11 minutes et 4 secondes à 25 cm, toujours pour un débit de 25 MBits/s. Nous voysons de plus que pour 25 cm et 50 cm, nous obtennons des résultat tout à fait similaire et satisfaisant dès un débit de 10 MBits/s. La nouvelle antenne permet également de gagner en puissance de réception avec un gain de 5 dB supplémentaires par rapport à l'antenne fouet. Enfin, l'optimisation de la super capacité faite

en amont a permis de diviser par trois l'énergie nécessaire à stocker en passant de 2 F à 0.66 F avant l'élévateur de tension, réduisant de facto le temps pour charger les super condensateurs.

4 Conclusion

Ce chapitre a donc présenté les différentes étapes qui nous ont permis de concevoir un convertisseur RF/DC complet à commencer par le redresseur mono alternance dont nous avons caractérisé les performances et justifié pourquoi il n'était pas nécessaire ni pertinent de prendre des schémas plus complexes pour des puissances reçues aussi faibles que -20 dBm.

Puis nous avons essayé de résoudre les contraintes qui s'imposaient à notre système que nous avions définies dans le chapitre précédent en rajoutant différents blocs électroniques. Nous avons donc proposé l'ajout d'un élévateur de tension dans un premier temps afin de pouvoir fournir une tension continue suffisante pour l'objet connecté. Afin de pouvoir associer le redresseur et l'élévateur de tension DC/DC ensemble, nous avons proposé d'utiliser un "sas d'énergie" permettant de s'extirper de l'adaptation d'impédance entre ces deux blocs qui posait problème.

La faisabilité de ce sas d'énergie constitué de super condensateurs associés à des interrupteurs a été démontrée en chambre anéchoïque avec un générateur de signaux RF et en conditions réelles à l'aide d'un routeur permettant une transmission au moins une fois par heure selon la distance entre le routeur et notre système et le débit. Toute la réussite de ce système repose sur l'optimisation de la valeur de ces super condensateurs.

Au final, nous avons déterminé deux points nous permettant d'optimiser le super condensateur. Nous avons d'une part étudié l'optimisation du rendement intrinsèque de l'élévateur de tension en minimisant au maximum la résistance série équivalente du super condensateur. Puis, nous avons d'autre part étudié le stockage d'énergie nécessaire au bon fonctionnement de notre objet connecté. Ces deux caractérisations nous amènent néanmoins à la même conclusion : privilégier la multiplication des super condensateurs en parallèle pour améliorer le rendement global. Nous travaillons en effet sur des rendements faibles de l'ordre de 10%, donc tous les facteurs qui permettent d'améliorer ce dernier priment sur tout le reste. Néanmoins, nous arrivons à cette conclusion en omettant un facteur non négligeable du bon fonctionnement de notre circuit que sont les interrupteurs autour des super condensateurs. Nous savons donc qu'il est préférable de multiplier les super condensateurs en parallèle mais le facteur déterminant de la super capacité équivalente nécessaire sera vraisemblablement la tension de fonctionnement des interrupteurs qui l'entourent. Un compromis devra donc être trouvé selon les performances qu'il sera possible d'atteindre sur les interrupteurs.

Références

[Adami, 2013] Salah-Eddine Adami. « Optimisation de la récupération d'énergie dans les applications de rectenna ». Thèse de doct. Ecole Centrale de Lyon, 2013 (cf. p. 59, 61).

[AnalogDevices, 2022] AnalogDevices. LTC3108 Datasheet and Product Info | Analog Devices. 2022 (cf. p. 61).

Alirio BOAVENTURA, Ana COLLADO, Nuno Borges CARVALHO et Apostolos GEORGIADIS. « Optimum behavior : Wireless power transmission system design through behavioral models and efficient synthesis techniques ». <i>IEEE Microwave Magazine</i> 14.2 (2013), p. 26-35 (cf. p. 60).
University of Bristol. High-bandwidth current sensing. 2022 (cf. p. 65).
Xuelin Chen, Lianfen Huang, Jianli Xing, Zhiyuan Shi et Zuosheng Xie. « Energy harvesting system and circuits for ambient WiFi energy harvesting ». 2017 12th International Conference on Computer Science and Education (ICCSE). 2017, p. 769-772 (cf. p. 60).
Shiquan Fan, Yang Zhao, Wei Gou, Chaoyun Song, Yi Huang, Jiafeng Zhou et al. « A high-efficiency radio frequency rectifier-booster regulator for ambient WLAN energy harvesting applications ». 2018 IEEE MTT-S International Wireless Symposium (IWS). 2018, p. 1-3 (cf. p. 60).
Dinh-Khanh Ho, Ines Kharrat, Van-Duc Ngo, Tan-Phu Vuong, Quoc-Cuong Nguyen et Minh-Thuy Le. « Dual-band rectenna for ambient RF energy harvesting at GSM 900 MHz and 1800 MHz ». 2016 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET). 2016, p. 306-310 (cf. p. 60).
A. Liberale, E. Dallago, A. Lazzarini Barnabei, G. Torelli et G. Venchi. « Ultra low voltage supervisor for energy scavenging systems ». 2015 11th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME). 2015, p. 85-88 (cf. p. 65).
Tsu-Jae King Liu, Nuo Xu, I-Ru Chen, Chuang Qian et Jun Fujiki. « NEM relay design for compact, ultra-low-power digital logic circuits ». 2014 IEEE International Electron Devices Meeting. 2014, p. 13.1.1-13.1.4 (cf. p. 65).
Chuang Qian, Alexis Peschot, Benjamin Osoba, Zhixin Alice Ye et Tsu-Jae King Liu. « Sub-100 mV Computing With Electro-Mechanical Relays ». <i>IEEE Transactions on Electron Devices</i> 64.3 (2017), p. 1323-1329 (cf. p. 65).
Kyrillos K. Selim, Shaochuan Wu et Demyana A. Saleeb. « An Optimized Rectifier Design for RF Energy Harvesting at the 2.45 GHz WiFi Frequency Band ». 2020 27th International Conference on Telecommunications (ICT). 2020, p. 1-5 (cf. p. 60).
Skyworks. Skyworks SMS7630-Series Products details. 2022 (cf. p. 51).

Chapitre 4

Etude sur la conception d'un superviseur ultra basse tension

Objectifs -

Réaliser une étude d'un superviseur ultra basse tension. Ce circuit est réalisé avec des MOSFET et utilise leur fonctionnement en polarisation faible. Réalisation de simulations du circuit pour définir les paramètres afin de choisir les MOSFET qui permettraient le bon fonctionnement d'un superviseur à la tension la plus faible possible.

Sommaire

1	Introdu	ction
2	Princip	e de fonctionnement d'un superviseur de tension
3	Dévelop	pement d'un superviseur de tension
	3.1	Tension de référence (V_{ref})
	3.2	Pont diviseur (V_{div})
	3.3	Comparateur (V_{comp})
4	Validati	on du fonctionnement d'un superviseur ultra basse tension
	4.1	Première approche empirique
	4.2	Détermination des constantes de simulation pour la polarisation faible des $MOSFET$. 87
	4.3	Optimisation des constantes de simulation pour la polarisation faible des MOSFET 92
5	Conclus	sion

1 Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons pu mener l'étude de différents blocs électroniques qui nous ont amené à montrer, une fois tous ces blocs rassemblés, une preuve de faisabilité d'un objet connecté uniquement alimenté par les signaux WiFi environnants. Nous avons en effet pu montrer que ce circuit fonctionnait et transmettait ses données de capteurs mesurées toutes les 17 minutes en étant placé à une distance de 25 cm d'un routeur WiFi avec une activité réseau de 25 Mbits/s (Fig.3.30). Nous avons néanmoins montré cette faisabilité avec le circuit représenté Fig.3.22, qui utilise des relais alimentés et contrôlés par une source extérieure. Ce chapitre pose alors les bases pour la conception d'un système autonome d'interrupteurs qui entourent le super condensateur. En dressant la liste de potentiels interrupteurs dans le chapitre précédent, nous évoquions la possibilité d'utiliser un superviseur de tension. Nous proposons donc dans ce chapitre une étude sur la conception d'un superviseur ultra basse tension. Après avoir détaillé le fonctionnement général d'un superviseur de tension et les différents blocs qui le composent, nous étudions les différents paramètres qui nous permettent de simuler le fonctionnement d'un superviseur de tension pour une tension aussi faible que 200 mV.

2 Principe de fonctionnement d'un superviseur de tension

Les superviseurs de tension ont en effet le fonctionnement logique recherché puisqu'ils surveillent une tension et proposent une sortie logique nous signifiant si la tension surveillée est supérieure ou inférieure à une tension de seuil pour laquelle le superviseur a été configuré. Ce composant est d'autant plus pertinent dans notre cas qu'il ne nécessite pas nécessairement de source d'alimentation externe et se contente de la source de tension à surveiller. La Fig.4.1 montre alors le schéma fonctionnel d'un superviseur de tension.

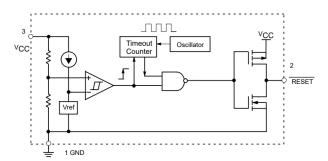


FIGURE 4.1 – Schéma fonctionnel d'un superviseur de tension.

Nous avons la tension à surveiller qui arrive au niveau de la broche 3 « Vcc ». Cette tension va être comparée à une tension de référence « V_{ref} » à l'aide d'un trigger de Schmitt qui fait ici office de comparateur. Vcc est comparée à l'aide d'un pont diviseur de tension qui offre donc une fraction de Vcc sur la broche positive du comparateur. Vcc alimente également un circuit qui fournit une tension de référence qui est reliée sur la broche négative du comparateur. Ainsi, selon si cette fraction de Vcc est supérieure ou inférieure à V_{ref} , nous obtenons un niveau logique haut ou bas à la sortie du comparateur. Le reste du circuit ne change pas le fonctionnement

logique. Il s'agit d'une porte NAND couplée à une horloge et qui sont ici pour assurer la stabilité du niveau logique en sortie au cas où nous aurions une oscillation de Vcc autour de la tension seuil. Les superviseurs de tension étant en général utilisés pour protéger l'intégrité d'un circuit face à une sous-tension ou une surtension, il est fait en sorte qu'il n'oscille pas sur les conditions limites car cela pourrait endommager le circuit qu'il est censé protéger.

Cependant, comme nous l'avions évoqué dans le chapitre précédent, il n'existe pas, à notre connaissance, de superviseur de tension capable de travailler sur une tension Vcc aussi faible que notre objectif de 100 mV, tension de seuil de charge de nos super condensateurs. Le mieux que nous ayons pu trouver dans le commerce est le UB20M, qui peut travailler à 600 mV [Bristol, 2022]. Nous nous sommes alors posé la question de la possibilité de développer un superviseur de tension avec nos contraintes.

3 Développement d'un superviseur de tension

3.1 Tension de référence (V_{ref})

La première étape consiste à configurer les sources de tension qui seront comparées. Nous avions vu que le superviseur avait une tension de référence qui définit alors le seuil de fonctionnement de ce dernier et un pont diviseur pour obtenir une fraction de la tension à superviser. Nous devons cependant ici obtenir la tension de référence à partir de la tension à superviser. Un schéma classique permettant l'obtention d'une tension de référence est un montage utilisant une résistance et une diode Zener montées en série (Fig.4.2).

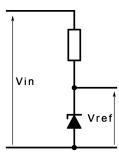


FIGURE 4.2 – Schéma classique de tension de référence avec une diode Zener.

Le principe consiste à fournir un courant suffisament grand en polarisation inverse de la diode Zener à l'aide de la résistance de sorte à la faire claquer, fournissant alors une tension quasi constante et stable. C'est d'ailleurs une méthode économique et simple mise en place dans beaucoup de circuits pour réaliser un régulateur de tension bas coût lorsque la charge est constante.

Ce principe fonctionne lorsque le régime est permanent, i.e. la tension d'alimentation fournie à la résistance est stable de sorte à fournir un courant constant à la diode Zener. Or, nous avons dans notre cas une tension croissante au fur et à mesure que le super condensateur se charge. La littérature [Liberale, 2015] nous propose alors un schéma un peu différent puisqu'il consiste

à positionner deux diodes montées en tête-bêche (Fig.4.3).

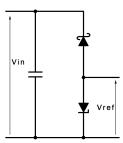


FIGURE 4.3 – Schéma pour obtenir une tension de référence avec deux diodes monté en têtebêche.

Le fonctionnement diffère ici puisqu'il ne consiste pas à faire claquer la diode Zener. En effet, la diode Zener, représentée par D2 dans le schéma n'est pas montée en inverse. La diode Schottky D1 en revanche est bien montée en inverse. Les diodes Schottky ont la particularité d'admettre en général le passage d'un courant plus élevé en polarisation inverse. Ce qui est usuellement un problème est tourné ici à notre avantage. Ce courant inverse est injecté dans D2 qui va alors avoir une chute de tension à ses bornes. Dans notre cas, la tension appliquée à D1 sera celle du super condensateur en train de se charger. Ainsi, au fur et à mesure que la tension monte, le courant inverse fourni par D1 augmente. Puis arrive le moment où la tension est suffisament élevée pour saturer D1. Le courant inverse devient alors maximal et constant même si la tension du super condensateur continue d'augmenter. Un courant constant est donc appliqué à D2, qui aura alors une chute de tension constante définissant ainsi notre tension de référence.

En combinant la loi de Shockley pour les diodes D1 et D2, nous arrivons à une équation de cette tension de référence (4.1).

$$V_{ref} = V_{D_2} = n_2 V_T \ln(1 + \frac{I_{S_{D1}}}{I_{S_{D2}}})$$
(4.1)

Où:

- n_2 est le facteur de qualité de la diode D2.
- $I_{S_{D1}}$ et $I_{S_{D2}}$ sont les courants inverses de saturation de respectivement D1 et D2.
- V_T est la tension thermique.

Cette équation est obtenue en définissant le courant $I_{D_2} = I_{D_1} = I_{S_{D1}}$ puisque la diode D1 est en saturation inverse. Nous avons alors ici une source de tension de référence pour notre superviseur de tension, qui est auto alimentée par la source de tension qu'est notre rectenna qui charge le super condensateur. En revanche, cette tension de référence ne sera atteinte que lorsque la diode D1 arrive en saturation inverse. Il conviendra donc de choisir correctement les diodes pour assurer une tension de référence la plus faible possible.

3.2 Pont diviseur (V_{div})

Le pont diviseur a pour objectif ici de fournir une fraction de la tension aux bornes du super condensateur de sorte à franchir le seuil qu'est notre tension de référence au bon moment. Par ailleurs, il est nécessaire, au vu de comment cette tension de référence est obtenue, de s'assurer que cette tension fournie par le pont diviseur reste sous la tension de référence jusqu'à ce qu'elle soit stabilisée, i.e. que D1 soit saturée. Un article de recherche [Liberale, 2015] donne alors une condition (4.2) sur le choix des diodes et du pont diviseur qui assurera ce bon fonctionnement.

$$\frac{\frac{I_{S_{D1}}}{n_1}}{\frac{I_{S_{D1}}}{n_1} + \frac{I_{S_{D2}}}{n_2}} > \alpha \tag{4.2}$$

Avec α le coefficient du pont diviseur. Il sera donc nécessaire de trouver un compromis entre ces deux équations, (4.1 et 4.2), pour avoir un suivi optimal de la tension aux bornes du super condensateur et obtenir un fonctionnement logique du dépassement du seuil au bon moment.

3.3 Comparateur (V_{comp})

Le superviseur de tension doit donc avoir un comparateur qui, couplé à une tension de référence, soit en mesure de comparer la tension de sortie du convertisseur RF/DC qui charge les super condensateurs. Il permet donc de signifier, si nous sommes au dessus de cette tension de référence, que nous avons assez d'énergie dans les super condensateurs pour effectuer un cycle de notre objet connecté.

D'après la littérature [Baker, 2010], il est possible de réaliser un comparateur de tension à partir d'une paire différentielle de MOSFET et d'un miroir de courant faisant office de charge active (Fig.4.4).

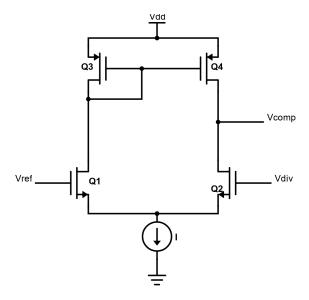


FIGURE 4.4 – Schéma d'une paire différentielle de MOSFET avec charge active (miroir de courant).

Le miroir de courant permet de passer d'une sortie en courant à une sortie en tension. Un décalage entre les courants de drain de Q1 et Q2 va alors faire varier la sortie entre Vdd et la masse. Ce courant de drain étant contrôlé par les tensions de grille de Q1 et Q2, nous avons bien une comparaison de V_{ref} et V_{div} . Nous avons alors tous les blocs fonctionnels de notre superviseur de tension dont nous allons pouvoir simuler le comportement.

4 Validation du fonctionnement d'un superviseur ultra basse tension

4.1 Première approche empirique

Lorsque nous reprenons le schéma de notre comparateur (Fig.4.4), il y a un paramètre que nous n'avons pas traité, qu'est la source de courant. Il est en effet nécessaire d'avoir une source de courant constante et nous devons limiter ce courant afin de s'assurer que nous n'allons pas perdre toute l'énergie emmagasinée dans le super condensateur. Il est possible de placer un autre MOSFET avec sa grille reliée à la tension de référence V_{ref} . Il permet donc le passage du courant en fonction de la tension V_{ref} .

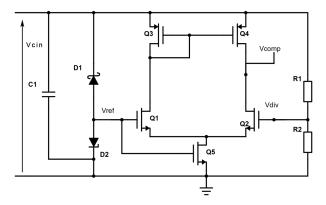


FIGURE 4.5 – Schéma du superviseur de tension complet.

De prime abord, lorsque nous parcourons la documentation technique des MOSFET utilisés par l'article de recherche du superviseur de tension à 300 mV [Liberale, 2015], nous ne voyons pas de paramètre qui expliquerait pourquoi ils se sont arrêtés sur cette référence. Nous notons simplement une tension de seuil au niveau de la grille qui est de l'ordre de 300 mV et qui est une limite basse dans ce que nous pouvons trouver aujourd'hui dans le commerce. Ayant à disposition les diodes (BAT85 et 1N4148) nous permettant de reproduire la tension de référence V_{ref} , nous décidons de nous procurer des MOSFET ayant la tension de seuil au niveau de la grille le plus faible possible pour réaliser et tester le circuit. Notre choix s'arrête sur des MOSFET de chez ROHM (RZM002P02 PMOS et RUC002N05 NMOS). Nous réalisons alors le circuit de la Fig.4.5 et nous mesurons les différentes tensions ($V_{C_{in}}$, V_{ref} , V_{div} et V_{comp}). Le résultat de la mesure est reporté sur la Fig.4.6.

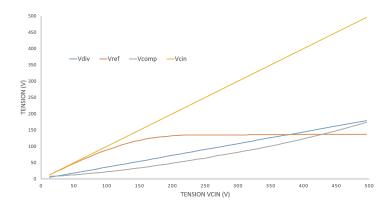


FIGURE 4.6 – Mesure du comportement du superviseur de tension réalisé en fonction de la tension $V_{C_{in}}$.

De cette courbe, nous pouvons d'ores et déjà valider le fonctionnement des diodes pour la tension V_{ref} qui se stabilise à 135 mV lorsque $V_{C_{in}}$ atteint 200 mV. Cependant, nous notons l'absence de fonctionnement logique du comparateur. La tension V_{comp} augmente progressivement sans effectuer de saut indiquant que la tension du pont diviseur V_{div} a dépassé la tension de référence V_{ref} .

Nous procédons alors à une simulation sous ADS de notre circuit en utilisant les paramètres des MOSFET fournis par le fabricant afin de vérifier ce comportement. Le résultat de cette simulation est alors tracé sur la Fig.4.7.

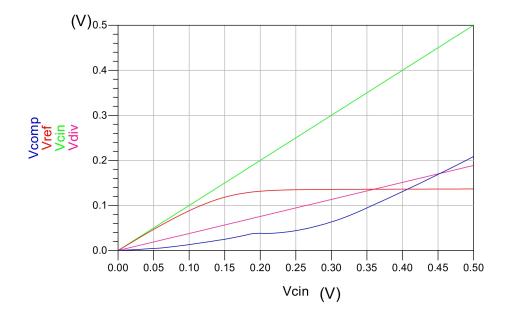


FIGURE 4.7 – Simulation du comportement du superviseur de tension réalisé en fonction de la tension $V_{C_{in}}$.

Nous obtenons sensiblement les mêmes courbes ou tout du moins le même comportement

de V_{comp} . Il semblerait donc qu'un paramètre soit omis lorsque nous voulons sélectionner un MOSFET à partir de la documentation technique que peut fournir un fabricant.

En effet, étant donné que nous voulons des tensions de seuil du superviseur de l'ordre de 100 mV, nous nous trouvons en dessous des tensions de seuil de fonctionnement des MOSFET classiques qui ont des tension Grille-Source de seuil autour des 300 mV dans le meilleur des cas. Nous nous trouvons donc dans un fonctionnement en polarisation faible dit « Subthreshold ». En effet, en dessous du seuil, il y a quand même un courant de fuite Drain-Source qui le traverse quand bien même il est faible et limité comme le montre la Fig.4.8.

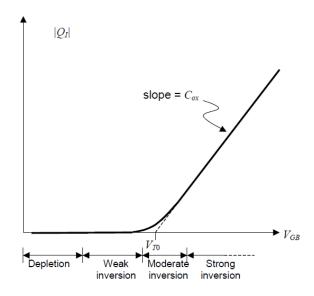


FIGURE 4.8 – Courbe courant-tension d'un MOSFET [Harrison,].

Pouvons nous alors caractériser le fonctionnement subthreshold d'un MOSFET de sorte à ce que nous puissions dire, simplement à partir de la documentation technique de ce dernier, s'il va nous permettre de réaliser notre superviseur de tension?

Nous pourrions nous baser sur un article de recherche [Liberale, 2015] qui propose une solution de conception de superviseur de tension dans des conditions similaires de ce que nous cherchons et dont nous avons déjà cité les résultats plus haut, notamment pour la conception de la tension de référence. Néanmoins, peu de détails sont donnés quant aux critères de sélection des transistors. De plus, les transistors utilisés et leur modèle ne sont plus disponibles. Nous avons tout de même contacté le fabricant de ces composants qui nous a indiqué ne pas avoir de modèles pour la simulation.

Dans ce qui suit, nous étudierons la théorie du fonctionnement d'un MOSFET en subthreshold car c'est ce mode de fonctionnement qui permettrait la supervision de basses tensions. Ceci permettrait d'identifier les paramètres qui décrivent ce mode.

De plus, ces résultats de mesures et de simulations nous montrent que, au vu des performances des diodes pour obtenir V_{ref} , nous ne pourrons pas descendre en l'état à une supervision en dessous de 200 mV puisque c'est le minimum requis sur $V_{C_{in}}$ pour obtenir une tension V_{ref} stabilisée. Nous décidons tout de même de poursuivre avec ces diodes pour pouvoir avancer sur

la problématique des MOSFET et de leur fonctionnement en polarisation faible.

4.2 Détermination des constantes de simulation pour la polarisation faible des MOSFET

4.2.1 Théorie des MOSFET en polarisation faible

Le fonctionnement idéal d'un MOSFET, i.e. celui attendu dans un fonctionnement numérique / logique classique considère qu'il est passant, entendra par là qu'il admet un passage du courant entre le drain et la source lorsque la tension entre elles V_{GS} est supérieure à une tension seuil V_{th} . Dans les faits, il se trouve qu'un courant, très faible, traverse le corps du MOSFET même lorsque $V_{GS} < V_{th}$. Nous parlons alors de courant subthreshold ou encore de courant en polarisation faible. Il est expliqué, dans un livre de description de fonctionnement complet des CMOS [Baker, 2010], que lorsque le MOSFET est en polarisation faible, ce dernier se comporte comme un transistor bipolaire. Nous observons une diffusion des charges à travers le corps, de la source jusqu'à être collectées par le drain là où en polarisation forte, i.e. lorsque $V_{GS} > V_{th}$, nous avons une polarisation du corps qui permet le déplacement des porteurs de charges de la source jusqu'au drain. La Fig.4.9 représente un exemple de courbe courant-tension en prenant une échelle logarithmique pour bien se rendre compte de cette admission de courant en polarisation faible.

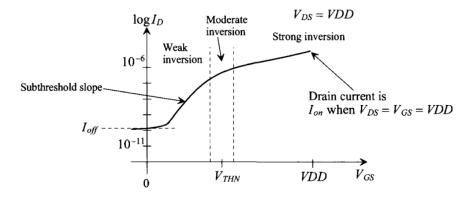


FIGURE 4.9 – Courbe logarithmique courant-tension d'un MOSFET [Harrison,].

Nous avons alors une pente, "subthreshold slope" qui transcrit le passage du courant jusqu'à atteindre V_{th} , signifiant le passage en polarisation forte et alors, les courbes classiques du MOSFET entre en jeu. I_{off} étant le courant lorsque la grille est reliée à la masse, comment caractériser cette pente subthreshold? La littérature définit le courant I_d en polarisation faible par l'équation (4.3) [Baker, 2010].

$$I_d = I_{D_0} \frac{W}{L} \exp\left(q \frac{V_{GS} - V_{th}}{nkT}\right) \tag{4.3}$$

Où:

- W : largeur physique du canal, exprimée en mètre.
- L : longueur physique du canal, exprimée en mètre.

- $q = 1.602176634 \times 10^{-19}C$ représente la charge élémentaire.
- $k = 1.380649 \times 10^{-23} J.K^{-1}$ représente la constante de Boltzmann.
- T est la température en Kelvin.
- n est le facteur de pente du courant en polarisation faible. C'est une constante sans unité.
- V_{GS} représente la tension entre la grille et la source du MOSFET.
- V_{th} représente la tension de seuil que doit atteindre V_{GS} pour permettre le passage du courant entre la source et le drain.
- I_{D_0} est une constante.

Nous trouvons des formes similaires de cette équation dans un article de recherche :

$$I_d = \beta V_T^2 \frac{W}{L} \exp\left(\frac{V_{GS} - V_{th}}{nV_T}\right) \tag{4.4}$$

Cette formule est extraite d'un article de recherche qui propose un superviseur de tension semblable à ce que nous recherchons pour une tension aussi basse que 300 mV [Dallago, 2016]. Nous voyons les similitudes avec (4.3) où V_T est la tension thermique et est égale à $\frac{k.T}{q}$. V_T vaut 0.026 V à 25°C. La différence entre (4.3) et (4.4) est donc la constante utilisée. Nous en déduisons alors (4.5).

$$I_{D_0} = \beta . V_T^2 \tag{4.5}$$

Un troisième ouvrage [Hu, 2010] nous permet de donner une valeur numérique usuellement utilisée pour la constante définie dans (4.5).

$$I_d = 0.1 \frac{W}{L} \exp\left(\frac{V_{GS} - V_{th}}{nV_T}\right) \tag{4.6}$$

Cette constante est obtenue en définissant la tension de seuil V_{th} par la mesure d'une courbe $I_d = f(V_{GS})$ avec une faible tension entre la source et le drain (de l'ordre de 50 mV). V_{th} est alors lue comme étant V_{GS} lorsqu'un faible courant traverse le MOSFET. Un faible courant usuellement utilisé est donc, en reprenant (4.6), lorsque $V_{th} = V_{GS}$, $I_{d_{th}} = 0.1 \frac{W}{L} (en \mu A)$.

Cette méthode pour déterminer la valeur de la constante de (4.5) n'est pas une règle universelle mais elle semble néanmoins couramment utilisée dans le domaine et nous devons garder cette valeur à l'esprit dans l'hypothèse où un fabricant de MOSFET ne nous donnerait pas accès à β par exemple.

Lorsque nous synthétisons ces trois équations définissant I_d , nous arrivons alors à isoler les paramètres physiques nous permettant de l'utiliser et qui sont W, L, V_{th} et n. De plus, nous avons une equation (4.7) definissant n si jamais un modèle ne le fournit pas directement. Il est également défini à partir de paramètres physiques d'un MOSFET que sont C_{dep} et C_{ox} . C_{dep} et C_{ox} représentent respectivement les capacités parasites que forme la couche de déplétion et d'oxide du MOSFET comme nous pouvons en voir une représentation sur la Fig.4.10.

$$n = 1 + \frac{C_{dep}}{C_{ox}} \tag{4.7}$$

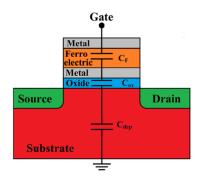


FIGURE 4.10 – Représentation schématique des capacités parasites d'un MOSFET [Awadhiya, 2019].

Nous pouvons alors définir la pente de courant en polarisation faible (S) (4.8) en passant par la dérivée du logarithme en base 10 de (4.6). Notons que $\ln(x) = 2.3 \log(x)$ pour tout x.

$$\frac{\partial}{\partial V_{GS}} \log(I_d) = \frac{1}{(2.3)V_T n} = \frac{1}{S}$$

$$S = 2.3V_T n$$
(4.8)

Cette pente S est donc directement dépendante du facteur n et vaut 60 mV par décade lorsque n vaut 1 à 25°C. Cela signifie que pour une augmentation de la tension V_{GS} de 60 mV, nous avons une augmentation du courant I_d d'un facteur 10. Par ailleurs, l'étude de la courbe courant-tension peut aider à retrouver S et donc, retrouver certains des paramètres du MOSFET qui pourraient manquer. Maintenant que nous avons identifié les paramètres suceptibles de jouer un rôle sur le fonctionnement de nos MOSFET en polarisation faible, nous allons essayer d'établir un modèle par simulation qui pourrait nous convenir.

4.2.2 Simulation d'un MOSFET du commerce

En réalisant une veille sur les différentes références de MOSFET proposées par les industriels du semiconducteur, nous sommes parvenus à trouver un modèle qui semble permettre une simulation fonctionnelle d'un point de vue logique du comparateur. Les simulations ont été réalisées sur ADS afin d'assurer la prise en compte du fonctionnement en polarisation faible selon le schéma Fig.4.5.

Néanmoins, il y a une disparité entre les constantes théoriques qui nous intéressent dans un modèle de MOSFET, celles qui sont fournies par le fabricant et celles qu'utilise le logiciel de similulation. Alors que le fabricant donne accès à W et L, V_{th} et n sont absents. Il donne néanmoins l'épaisseur de l'oxyde (T_{ox}) qui permet de recalculer C_{ox} selon l'équation (4.9) qui relie les deux linéairement avec ϵ_{ox} , permittivité de l'oxyde et qui nous permet d'agir directement sur n d'après (4.7).

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{T_{ox}} \tag{4.9}$$

De plus, le modèle de simulation de ADS ne permet pas d'utiliser directement W et L. Nous

avons donc voulu, en rentrant un maximum de paramètres communs entre le modèle fourni par le fabricant et la liste des paramètres utilisable sur ADS, déterminer ceux qui avaient un impact sur notre résultat et ainsi voir comment ils peuvent être reliés à nos constantes théoriques définies plus tôt.

Nous avons alors utilisé les modèles de transistors Vishay Si234 2DS et SiA427ADJ. Le résultat de la simulation est représenté sur la Fig.4.11.

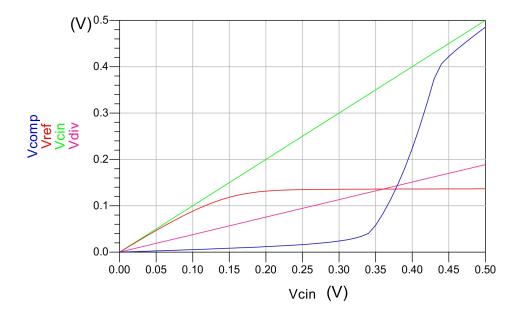


FIGURE 4.11 – Simulation ADS du superviseur de tension utilisant les modèles de MOSFET de Vishay.

Nous pouvons noter les points clés de ces courbes :

- V_{ref} se stabilise à 135 mV lorsque la tension du super condensateur $V_{C_{in}}$ atteint 200 mV.
- V_{div} croise V_{ref} lorsque $V_{C_{in}} = 360 \ mV$.
- Un saut de la tension de sortie du comparateur (V_{comp} est observé à partir de $V_{C_{in}} = 360 \text{ mV}$.

Nous observons donc bien un saut de la tension de sortie du comparateur synonyme de notre fonctionnement logique lorsque V_{div} croise V_{ref} . Néanmoins, nous pouvons remarquer également que ce saut n'est pas discontinu. Nous avons une pente jusqu'à $V_{C_{in}} = 430 \, mV$ qui pourrait gêner le bon fonctionnement du comparateur. Nous voulions alors partir de ces MOSFET de Vishay et faire varier les paramètres du modèle sous ADS pour obtenir un modèle d'un nouveau MOSFET répondant à notre cahier des charges. En faisant varier les différents paramètres du modèle de MOSFET, nous avons isolé quatres paramètres qui influent sur ce résultat de simulation. Ces quatres paramètres influent que cela soit sur les MOSFET PMOS ou sur les NMOS du circuit. Ces paramètres et leur influence sur le saut de tension en sortie du comparateur sont retranscrits dans le Tab.4.1. Pour chaque cas, il est précisé le sens du décalage de la pente de V_{comp} qu'opère

la modification du paramètre (augmentation (\uparrow) ou diminution (\downarrow)) selon si ce paramètre est modifié sur les PMOS ou les NMOS du superviseur de tension.

TABLE 4.1 – Influence des paramètres du modèle des MOSFET sur la courbe de simulation ADS de la sortie du superviseur de tension.

Paramètre	PMOS		NMOS	
Modification	†	+	†	\leftarrow
Кр	gauche	droite	droite	gauche
Tox	gauche	droite	gauche	droite
Nsub	droite	gauche	gauche	droite
Nfs	gauche	droite	droite	gauche

Nous pouvons remarquer que mis à part pour T_{ox} , le sens du décalage est inversé entre les PMOS et les NMOS. Nous remarquons aussi l'apparition de nouveaux paramètres : Kp, Nsub et Nfs. Nous récapitulons alors les différents paramètres entre la théorie, le modèle et la simulation dans le Tab.4.2.

Table 4.2 – Inventaire des différents paramètres sur la partie théorique, sur le modèle du MOSFET et sur le modèle d'ADS.

Théorie	Modèle fabricant	Modèle simulation ADS
W	W	Кр
L	L	Tox
Vth	Kp	Nsub
n	Tox	NFS

Nous avons déjà établi un lien entre T_{ox} et n. Nous devons maintenant regarder les autres paramètres présents sur ADS et voir si nous pouvons trouver un lien direct avec les paramètres théoriques.

Paramètre de transconductance K_p Le paramètre de transconductance peut se relier directement à la tension de seuil V_{th} puisqu'il intervient dans la formule de la transconductance (4.10) d'où son influence dans la simulation.

$$q_m = 2K_p(V_{GS} - V_{th}) (4.10)$$

De plus, ce paramètre de transconductance K_p est défini selon l'équation (4.11) expliquant alors également son influence lors de la simulation car est défini à partir de C_{ox} , W et L.

$$K_p = \frac{1}{2}\mu_e C_{ox} \frac{W}{L} \tag{4.11}$$

Effective Fast Surface State Density NFS Pour NFS, il faut s'intéresser aux formules que mettent en place les modèles pour la simulation. Il s'agit d'un modèle "I-V Level 3" qui est

un standard de modèle de MOSFET. Il se trouve que les formules mises en place ne sont pas forcément celles de la théorie mise en oeuvre dans la section précédente. Lorsque nous regardons la documentation liée à ce modèle level 3 [Synopsys, 2005], nous trouvons une équation du courant en polarisation faible utilisant le terme NFS et C_{ox} .

Si nous établissons une égalité avec les équations de la théorie (4.6), nous obtenons obligatoirement un lien entre NFS et tous les paramètres mis en lumière dans la section sur la théorie, d'où l'influence de ce paramètre.

Substrate Doping Concentration N_{sub} Exprimé en cm^{-2} , il définit la concentration du dopage dans le substrat. Il intervient alors dans tous les paramètres électriques du MOSFET. Nous pouvons par ailleurs le relier à C_{dep} qui intervient dans (4.7).

Etant donné la difficulté de trouver un MOSFET avec les bons paramètres au vu de l'utilisation que nous voulons en faire, nous pouvons partir de cette simulation et des paramètres qui entrent en jeu pour déterminer un MOSFET qui conviendrait à notre fonctionnement. Nous aurions alors un cahier des charges que nous pourrions transmettre pour produire ces MOSFET en CMOS.

Nous remarquons que lorsque nous déplaçons le saut de tension du comparateur vers la gauche, la pente à tendance à s'allonger, alors qu'un déplacement vers la droite implique un saut de plus en plus proche de la discontinuité recherchée. Un compromis va donc devoir être trouvé puisque nous voulons nous placer le plus à gauche possible, i.e. un saut à la tension la plus faible possible mais avec la pente la plus forte possible. A ce stade, au vu des performances de V_{ref} , nous ne pouvons envisager de descendre en dessous de 200 mV. V_{div} quant à lui peut être facilement ajusté pour correspondre aux performance souhaitées.

4.3 Optimisation des constantes de simulation pour la polarisation faible des MOSFET

L'objectif est donc de modifier les paramètres définissant les PMOS et NMOS de notre simulation sur le logiciel ADS de sorte à avoir le meilleur fonctionnement du superviseur de tension. Réglons dans un premier temps le fonctionnement pour 300 mV afin de reproduire les performances de l'état de l'art. Nous devons également régler V_{div} pour qu'il croise $V_{ref} = 135 \ mV$ lorsque $V_{C_{in}} = 300 \ mV$. Soit un coefficient de pont diviseur $\alpha = 0.45$. Nous avons alors $R_1 = 1.12 \ MOhm$ et $R_2 = 916 \ kOhm$. Nous arrivons alors à la simulation reportée dans la Fig.4.12.

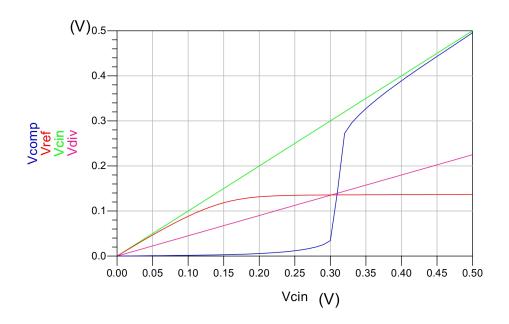


FIGURE 4.12 – Simulation ADS du superviseur de tension de 300 mV.

Pour parvenir à ces performances, nous avons modifié les paramètres dont les changements sont reportés dans le Tab.4.3.

Table 4.3 – Inventaire des modifications des paramètres du modèle de Vishay pour atteindre un superviseur de tension à 300 mV.

MOSFET	Paramètre	Original de Vishay	Modifié pour une supervision à 300 mV
	Кр	9.940e-6	1.2922e-5
PMOS	Tox	1.3e-8	1.95e-8
1 MOS	NFS	1.237e12	1.733e12
	NSUB	5.083e13	2.54e13
	Кр	2.945e-5	1.47e-5
NMOS	Tox	1.3e-8	9.1e-9
NMOS	NFS	1.284 e12	1.284e12
	NSUB	1.401e17	1.401e17

Si nous nous reportons au Tab.4.1, nous voyons que nous avons modifié les paramètres Kp, Tox, NFS et NSUB pour le PMOS et le paramètre Kp pour le NMOS de sorte à déplacer le saut du comparateur vers la gauche, donc vers une tension plus faible. Ensuite, Tox pour le NMOS a été modifié pour déplacer le saut vers la droite de sorte à améliorer la pente.

Une deuxième optimisation a été réalisée pour essayer de trouver des paramètres capables de faire fonctionner le superviseur de tension à 200 mV qui est le minimum que nous pouvons obtenir actuellement à cause de la référence de tension comme évoqué plus tôt (Fig.4.13).

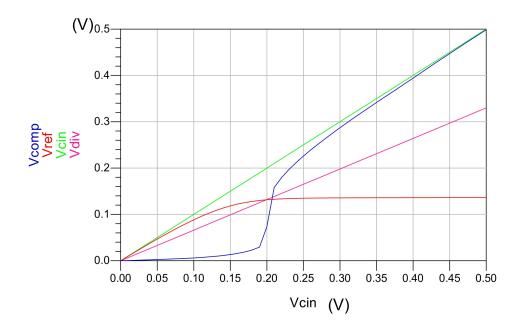


FIGURE 4.13 – Simulation ADS du superviseur de tension de 200 mV.

Les modifications par rapport aux paramètres originaux des transistors de Vishay sont également reportées dans le Tab.4.4.

Table 4.4 – Inventaire des modifications des paramètres du modèle de Vishay pour atteindre un superviseur de tension à 200 mV.

MOSFET	Paramètre	Original de Vishay	Modifié pour une supervision à 200 mV
	Kp	9.940e-6	1.790e-5
PMOS	Tox	1.3e-8	2.34e-8
1 MOS	NFS	1.237e12	1.748e12
	NSUB	5.083e13	5.083e13
	Kp	2.945e-5	3.476e-05
NMOS	Tox	1.3e-8	8.58e-9
NWOS	NFS	1.284 e12	1.197e12
	NSUB	1.401e17	1.358e17

Etant donné le plus grand décalage à réaliser par rapport au cas précédent, plus de modifications ont été nécessaires. Là encore, à partir du Tab.4.1, nous voyons que Kp, Tox, NFS pour le PMOS et Kp et NFS pour le NMOS ont été modifiés pour déplacer le saut vers la gauche et ainsi abaisser la tension du saut du comparateur. Tox et NSUB pour le NMOS ont été modifiés pour déplacer le saut vers la droite et ainsi améliorer la pente du saut du comparateur.

A partir de ces modifications des paramètres du modèle de simulation, nous avons trois scénarios possibles.

1. Nous arrivons à trouver des MOSFET commercialisés dont les valeurs des paramètres sont

- proches des valeurs proposées dans le Tab.4.4. Cela demande une veille technologique chez les principaux fabricants de MOSFET comme STMicroélectronics, ONSemi, Vishay, ...
- 2. Nous nous rapprochons de fondeurs de silicium pour vérifier avec eux que les caractéristiques des transistors optimisés se rapprochent des caractéristiques d'une technologie déjà existante. Pour information, les MOSFET de chez Vishay sont basés sur une technologie CMOS de $0.25~\mu m$.
- 3. Si aucune des deux premières solutions n'est possible, il faudra alors se rapprocher d'un laboratoire de recherche en microélectronique afin de discuter de la possibilité d'une solution sur mesure pour produire ces MOSFET.

5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de poser les bases de la conception d'un superviseur ultra basse tension. Nous avons détaillé les différents éléments que composent un superviseur de tension pour fonctionner sur une tension aussi faible qu'une centaine de millivolts à savoir la tension de référence à l'aide de deux diodes montées en tête-bêche, la tension à surveiller à l'aide d'un pont diviseur de tension et enfin, un comparateur de tension à l'aide d'une paire différentielle de MOSFET avec une charge active. Alors qu'il n'a pas été possible de reproduire un circuit proposé par l'état de l'art par manque d'informations, nous avons établi ici tous les éléments d'informations et de simulations notamment sur la polarisation faible (subthreshold) des MOSFET afin de donner un cahier des charges pour réaliser ce superviseur ultra basse tension. Nous avons néanmoins remarqué que la tension de seuil au niveau de la grille du MOSFET n'était pas une caractéristique suffisante pour conclure de la faisabilité du circuit et qu'il était nécessaire d'avoir des paramètres du MOSFET qui ne sont pas nécessairement renseignés dans leur documentation technique.

Nos simulations nous ont permis de déterminer les caractéristiques des MOSFET du superviseur capable de surveiller une tension aussi faible que 200 mV, et qui pourrait être mis en oeuvre dans notre preuve de faisabilité de fonctionnement avec un routeur WiFi et un convertisseur RF/DC même s'il faudra vérifier que les ondes ambiantes du milieu permettent d'obtenir les 200 mV en se rapprochant du routeur WiFi par exemple comme nous l'avons montré dans le Chap.3. Il convient néanmoins d'étudier les différents procédés de fabrication de tels MOSFET répondant à nos caractéristiques requises.

Références

[Awadhiya, 2019]	Bhaskar Awadhiya, Pravin N. Kondekar et Ashvinee Deo Meshram. « Understanding negative differential resistance and region of operation in undoped HfO2-based negative capacitance field effect transistor ». <i>Applied Physics A</i> 125.6 (2019), p. 427 (cf. p. 89).
[Baker, 2010]	R. Baker. CMOS: Circuit Design, Layout, and Simulation, Third Edition. T. 18. 2010 (cf. p. 83, 87).
[Bristol, 2022]	University of Bristol. High-bandwidth current sensing. 2022 (cf. p. 81).

Chapitre 4. Etude sur la conception d'un superviseur ultra basse tension

[Dallago, 2016]	Enrico Dallago, Alessandro Lazzarini Barnabei, Alessandro Liberale, Guido Torelli et Giuseppe Venchi. « A 300-mV Low-Power Management System for Energy Harvesting Applications ». <i>IEEE Transactions on Power Electronics</i> 31.3 (2016), p. 2273-2281 (cf. p. 88).
[Harrison,]	R.R. HARRISON. Introduction to MOSFET Operation (cf. p. 86, 87).
[Hu, 2010]	Chenming Hu. Modern Semiconductor Devices for Integrated Circuits – Chenming Hu. 2010 (cf. p. 88).
[Liberale, 2015]	A. LIBERALE, E. DALLAGO, A. Lazzarini BARNABEI, G. TORELLI et G. VENCHI. « Ultra low voltage supervisor for energy scavenging systems ». 2015 11th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME). 2015, p. 85-88 (cf. p. 81, 83, 84, 86).
[Synopsys, 2005]	Synopsys. HSPICE MOSFET Models Manual, 2005 (cf. p. 92).

Conclusion et perspectives

1 Conclusions de l'étude

Ce travail de thèse de doctorat retranscrit les résultats obtenus dans un objectif de démontrer la faisabilité d'objets connectés simplement alimentés par les signaux WiFi ambiants. Au-delà du développement d'un convertisseur RF/DC, nous voulions apporter une approche nouvelle de la problématique de la récupération de l'énergie RF en étudiant le système dans sa globalité.

Nous avons dans un premier temps présenté des généralités sur la récupération d'énergie pour les objets connectés en montrant différentes sources possibles d'énergie dans différents environnements. Nous avons montré qu'il était possible de récupérer de l'énergie de la lumière, de l'énergie mécanique via des systèmes piézoélectriques ou par magnétisme (à partir d'un aimant autour d'une bobine), de l'énergie thermique par effet Seebeck et bien sûr, l'énergie par les ondes RF. Pour chacun de ces exemples, nous avons vu qu'il y avait certes une recherche active sur le sujet mais que cela se concrétisait de plus en plus aujourd'hui par des projets industriels déjà commercialisés ou en phase de l'être. Nous arrivons dans un moment clé où l'électronique des objets connectés consomme suffisamment peu pour envisager sérieusement toutes ces sources d'énergies alternatives et nous avons pu évoquer à quel point cela était crucial dans une démarche de l'Iot le plus durable possible.

Le second chapitre nous a permis de poser les bases de la récupération d'énergie RF en définissant un cahier des charges des contraintes auxquelles le convertisseur sera soumis. Nous avons ainsi pu caractériser la consommation d'énergie d'un objet connecté capable de mesurer la température, la pression et l'humidité et de transmettre ses données via Bluetooth. Une consommation de 180 µJ a été mesurée. Des détails sur le dimensionnement du condensateur de stockage ont alors pu être donnés sur la base de cette consommation. Puis, nous avons réalisé une étude empirique sur la façon dont nous allons pouvoir obtenir ces 180 µJ, i.e. sur la puissance WiFi environnante d'un milieu donné. Nous avons pour cela mis en place un banc de mesure capable de définir, à partir d'un débit de données transitant par un routeur WiFi, la puissance du signal radio qu'il émet. Une différence de 7 dB a pu être mesurée entre une activité réseau de 100 kbits/s et une activité de 25 Mbits/s. De cette manière, nous pouvons, en arrivant dans un milieu, avoir une idée concrète de la puissance moyenne émise par un routeur WiFi en regardant autour de nous l'utilisation du réseau WiFi sans avoir besoin d'un banc de mesure spécifique sur le routeur. Nous savons donc désormais que notre convertisseur RF/DC devra être en mesure

de fournir 180 µJ à une tension de 3.3 V en utilisant la puissance émise d'un routeur qui aurait un débit jusqu'à 25 Mbits/s.

Une fois le cahier des charges mis en place, nous avons détaillé dans le chapitre trois la conception d'un redresseur RF/DC capable de fonctionner à 2.45 GHz. Nous avons notamment explicité pourquoi, au vu des puissances incidentes des signaux WiFi attendus, nous avons contre-intuitivement conservé un schéma de redresseur mono alternance, i.e. avec une seule diode au lieu de schémas plus complexes censés permettre d'obtenir un meilleur niveau de tension. L'imprécision du modèle de la diode nous a également poussé à concevoir un redresseur avec quadripôles d'adaptation à éléments distribués afin d'éviter les soudures de composants passifs. Nous arrivons alors à un redresseur capable de fournir une tension de 155 mV pour un signal incident de fréquence 2.4 GHz à une puissance de -20 dBm.

N'atteignant pas les 3.3 V nécessaires, nous avons alors eu recours à un élévateur de tension qui nous a amené à proposer un système de gestion de l'alimentation utilisant des super condensateurs entourés d'interrupteurs afin de convenablement transférer l'énergie récupérée du convertisseur RF/DC vers l'élévateur de tension, permettant alors la transmission des données de l'objet connecté. La preuve de faisabilité de ce système a été montrée, d'abord en chambre anéchoïque avec un générateur de signal constant à -20 dBm, puis, après optimisation des super condensateurs, en conditions réelles avec un routeur WiFi en reprenant l'étude du chapitre deux. Nous montrons alors que nous sommes en mesure d'alimenter le capteur au moins une fois par heure lorsqu'il est placé à 1 mètre du routeur WiFi ayant une activité de 25 Mbits/s et en utilisant une antenne patch avec 8 dBi de gain. Cette faisabilité à néanmoins été montrée avec des interrupteurs non autonomes qui nécessitent une étude approfondie.

Le chapitre quatre propose alors cette étude de ces interrupteurs par le biais d'un système dit de supervision de tension. Nous y détaillons les différents composants que nécessite un superviseur de tension avec pour objectif une supervision en dessous de 300 mV. Nous mettons alors en évidence la difficulté de réaliser un tel système à base de MOSFET car nécessite d'utiliser ces derniers dans un mode de fonctionnement généralement non souhaité, i.e. en polarisation faible aussi dit « subthreshold ». Nous essayons alors d'expliciter ce fonctionnement, d'abord par la théorie puis par le biais de simulations. Nous partons alors d'une simulation utilisant un modèle de MOSFET connu que nous modifions pour obtenir les meilleures performances possibles. Nous arrivons alors à des transistors MOSFET permettant une supervision de tension aussi faible que 200 mV. Il sera alors nécessaire de se rapprocher auprès de fondeurs et de laboratoires de recherche en technologie CMOS pour valider la faisabilité du MOSFET selon le modèle obtenu.

Finalement, nous sommes parvenus à réaliser un circuit de récupération d'énergie RF pour un objet connecté capable de transmettre des données de capteurs au moins une fois par heure en étant situé à un mètre du routeur ayant un débit de 25 Mbits/s. Même si ce prototype est en l'état pas déployable car nécessite encore des interrupteurs non autonomes, le dernier chapitre sur la faisabilité d'un superviseur ultra basse tension nous laisse confiant sur une réalisation dans un futur proche d'un prototype complètement autonome et fonctionnel. Ces interrupteurs sont en effet, d'après ce que nous avons montré, le seul point bloquant de notre système. De

plus, les différentes études sur l'optimisation des éléments de stockage permettraient à quiconque de facilement mettre en place un système identique au notre, simplement par quelques calculs sur l'énergie que contient un condensateur et une analyse de l'environnement radio où l'objet connecté doit être placé, ne nécessitant pas d'outils particuliers.

2 Ouverture et perspectives

Nos travaux permettent d'ouvrir plusieurs perspectives possibles pour rendre plus fonctionnel notre prototype.

La première perspective de ce travail est bien évidemment l'étude sur les interrupteurs. Il est nécessaire de valider la faisabilité auprès de fondeurs que nos modèles de MOSFET sont réalisables en gravure CMOS. De cette façon, nous serions en mesure d'avoir des superviseurs de tension fonctionnant à 200 mV. Il ne s'agit pas encore de notre objectif de 100 mV, mais cela permettrait déjà de valider notre prototype sur une plage plus réduite d'activité réseau.

Il sera cependant nécessaire de travailler également sur la tension de référence qui ne permet pas de descendre en dessous de 200 mV ici. Il pourrait être intéressant de concevoir des diodes sur le même principe que nous proposons pour les MOSFET pour essayer de réduire cette tension de référence.

S'il s'avère qu'il n'est pas possible de concevoir ces MOSFET permettant de faire fonctionner notre prototype, il serait alors intéressant d'étudier la possibilité de rendre autonome d'une autre façon les interrupteurs utilisés à l'heure actuelle dans notre prototype. Nous pourrions envisager un système avec une seconde rectenna fournissant une tension de référence aux interrupteurs.

Une autre possibilité serait d'avoir une pile simplement pour les interrupteurs. Il faudrait alors étudier la consommation de ces derniers qui devrait néanmoins être bien moindre que celle de l'objet connecté et donc, nous augmenterions significativement sa durée de vie. Nous garderions cependant la contrainte du changement de pile à moins que nous soyons en mesure de capturer une partie de l'énergie RF reçue pour recharger cette pile indéfiniment, la pile étant alors simplement une source de tension de référence.

Liste des publications

Articles à comité de lecture

F. Grante, G. Abib, M. Muller, N. Samama. "Overall Feasability of RF Energy Harvesting for IoT". M.S., Ben-Othman, J. (eds) E-Business and Telecommunications. ICETE 2020. Communications in Computer and Information Science, vol 1484. Springer, Cham.. DOI: 10.1007/978-3-030-90428-9_10

Conférences internationales

- **F. Grante**, G. Abib, M. Muller, N. Samama. "Autonomous sensor node powered over WiFi: A use case study". WINSYS, En ligne, 2020.
- **F. Grante**, G. Abib, M. Muller, N. Samama. "Ultra low power RF energy harvesting system using a super capacitor as an energy reservoir for an IoT node [Best paper award]". WINSYS, Lisbonne, 2022.
- **F. Grante**, G. Abib, M. Muller, N. Samama. "Super Capacitor and WiFi Speed Optimization for RF Energy Harvesting". ICECCME, Male Maldives, IEEE 2022.



Titre: Récupération d'énergie électromagnétique pour alimenter des objets connectés à faible consommation

Mots clés: Récupération d'énergie RF, Conversion RF/DC, Objets connectés, Basse consommation ,WiFi

Résumé: Alors que l'IoT explose, ce manuscrit retranscrit les travaux de thèse réalisés dans le but de poser un regard sur la faisabilité de substituer les piles, source d'alimentation des objets connectés par les ondes WiFi dans la bande ISM à 2.4 GHz. Cette substitution représente aujourd'hui un enjeu de développement durable de l'IoT pour l'économie des ressources consommables que sont les piles. Alimenter l'intégralité de l'IoT avec des piles pourrait représenter jusqu'à 60 millions de tonnes (0.02%) d'émission de gaz à effet de serre chaque année.

Il convient de définir les contraintes énergétiques du système qui serait uniquement alimenté par la récupération des ondes WiFi environnantes. Des mesures de consommation électrique d'un objet connecté mesurant la température, la pression et l'humidité et transmettant ces données via du Bluetooth Low Energy (BLE) sont réalisées et sont de l'ordre de 200 µJ. La seconde contrainte du système est la provenance de cette énergie, i.e. la puissance des ondes WiFi. Un protocole de mesure nous permet d'établir la puissance moyenne d'émission d'un routeur WiFi à partir d'un débit du réseau du routeur. Nous pourrons ainsi juger rapidement si un milieu est favorable ou non à ce type d'installation par simple mesure du débit.

Nous avons ensuite mis en place le développement d'une rectenna (rectifying antenna) afin de convertir les ondes RF WiFi en tension continue DC, i.e. une source d'énergie utilisable par l'objet connecté. Au regard des campagnes de mesures que nous avons pu réaliser sur la puissance des signaux WiFi environnants, nous estimons que le système devra fonctionner avec des signaux de puissance de l'ordre de -20 dBm. Nous prenons donc le pari de concevoir une rectenna reposant sur un schéma très simple de redresseur mono alternance utilisant qu'une seule diode Schottky. L'état de l'art nous conforte dans l'idée qu'un schéma plus complexe entrainerait une chute de l'efficacité par la faiblesse du signal. Ce convertisseur,

simulé et optimisé via le logiciel Keysight ADS, permet alors de mesurer des tensions DC allant jusqu'à 150 mV avec un signal incident RF d'une puissance de -20 dBm dans la bande ISM.

Cependant, 1.8 V à 3.3 V sont nécessaires pour ce type de système. Nous avons alors recours à un élévateur de tension capable de fournir cette tension à partir d'une tension incidente de 20 mV. Néanmoins, un problème d'adaptation d'impédance avec notre convertisseur entraine une chute de tension trop importante. De plus, l'énergie récupérée en sortie du convertisseur étant trop faible pour initier instantanément l'élévation de tension, un stockage d'énergie intermédiaire est nécessaire. Nous mettons alors en place un circuit approprié pour la récupération d'énergie RF qui repose sur un super condensateur entouré d'interrupteurs. Nous pouvons tantôt isoler le super condensateur avec le convertisseur pour stocker l'énergie à une tension optimale, tantôt isoler ce super condensateur chargé à la bonne tension avec l'élévateur de tension. Il agit alors dans le second cas comme une source d'énergie et permet donc la conversion. Un banc de test réalisé avec des interrupteurs alimentés en externe montre le fonctionnement d'une telle architecture. Notre objet connecté est en mesure de transmettre ses données au moins une fois par heure en étant situé à 1 m de la borne WiFi ayant un trafic réseau de 25 Mbps.

Cet ajout d'interrupteurs n'est pas sans créer de problème. Ils doivent être auto alimentés et capables de se déclencher sur une tension aussi faible qu'une centaine de millivolts. Nous étudions la conception de ces interrupteurs à partir d'un comparateur de tension à base de MOSFET. Au vu de la faible tension à surveiller, une étude du fonctionnement «shubthreshold» des MOSFET est réalisée pour établir une liste de paramètres permettant le fonctionnement du comparateur. Des futurs travaux concerneraient la possibilité de réaliser de tels interrupteurs, pour obtenir un système autonome.

Title: Electromagnetic energy harvesting to power low power consumption connected objects

Keywords: RF energy harvesting, RF/DC conversion, Connected objects, Low power consumption, WiFi

Abstract : While the IoT is exploding, this manuscript transcribes the PhD thesis work done in order to look at the feasibility of substituting batteries, power source of connected objects by WiFi waves in the ISM band at 2.4 GHz. This substitution represents today a challenge of sustainable development of the IoT for the saving of consumable resources that are batteries. Powering the entire IoT with batteries could represent up to 60 million tons (0.02%) of greenhouse gas emissions each year.

The energy constraints of the system that would be powered solely by harvesting the surrounding WiFi waves need to be defined. Measurements of power consumption of a connected object measuring temperature, pressure and humidity and transmitting these data via Bluetooth Low Energy (BLE) are carried out and are of the order of 200 µJ. The second constraint of the system is the source of this energy, i.e. the power of WiFi signals. A measurement protocol allows us to establish the average transmission power of a WiFi router from a network traffic flow of the router. We can thus quickly judge if an environment is favorable or not to this type of installation by simply measuring the network traffic.

We then set up the development of a rectenna (rectifying antenna) in order to convert the WiFi RF waves into DC voltage, i.e. a source of energy usable by the connected object. Considering the measurements we have been able to make on the power of the surrounding WiFi signals, we estimate that the system will have to work with power signals of the order of -20 dBm. We therefore take the bet to design a rectenna based on a very simple schematic of a single-wave rectifier using only one Schottky diode. The state of the art confirms us in the idea that a more complex schematic would lead to a drop in efficiency by the

weakness of the signal. This converter, simulated and optimized via the Keysight ADS software, can then measure DC voltages up to 150 mV with an incident RF signal of -20 dBm in the ISM band.

However, 1.8 V to 3.3 V are required for this type of system. We then resort to a voltage booster capable of providing this voltage from an incident voltage of 20 mV. Nevertheless, an impedance matching problem with our converter leads to a too important voltage drop. Moreover, the energy harvested at the output of the converter being too weak to initiate instantaneously the rise in voltage, an intermediate energy storage is necessary. We then set up an appropriate circuit for RF energy harvesting, based on a super capacitor surrounded by switches. We can either isolate the super capacitor with the converter to store the energy at an optimal voltage, or isolate this super capacitor charged to the right voltage with the voltage booster. In the second case, it acts as a source of energy and thus allows the up-conversion.

A test bench is realized with externally powered switches to show how such an architecture works. Our connected object is able to transmit its data at least once per hour while being located at 1 m from the WiFi terminal with a network traffic of 25 Mbps. This addition of switches is not without problems. They must be self-powered and capable of triggering on a voltage as low as a hundred millivolts. We study the design of these switches based on a MOSFET voltage comparator. In view of the low voltage to be monitored, a study of the "shubthreshold" operation of MOSFETs is carried out to establish a list of parameters allowing the operation of the comparator. Future works would concern the possibility of realizing such switches, to obtain an autonomous system.

