

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	iii
TABLE DES MATIÈRES	iv
LISTE DES FIGURES	viii
LISTE DES TABLEAUX.....	x
GLOSSAIRE.....	xi
RÉSUMÉ	xii
ABSTRACT.....	xiii
Chapitre I	1
INTRODUCTION	1
1.1. Définition d'un réseau de capteurs sans fil	1
1.2. Problématique et contexte de l'étude	1
1.3. Contribution et objectifs de ce travail.....	3
1.4. Plan du mémoire	4
Chapitre II.....	5
RÉCUPÉRATION DE L'ÉNERGIE ET PROJET D'ÉTUDE.....	5
2.1. Introduction.....	5
2.2. Généralités sur les réseaux de capteurs sans fils.....	6
2.2.1. Définitions.....	6
2.2.2. Architecture d'un nœud capteur.....	6
2.2.3. Application des RCSFs	7
2.2.4. Budget énergétique d'un nœud capteur.....	8
2.3. Différentes sources d'énergie primaires.....	9
2.3.1. L'énergie thermoélectronique	10
2.3.2. L'énergie photovoltaïque	11

2.3.3.	L'énergie des vibrations mécaniques	11
2.3.3.1.	Modèle général de récupération d'énergie vibratoire	13
2.3.3.2.	Principaux mécanismes de transduction	15
a.	Micro générateurs électrostatiques.....	15
b.	Micro générateurs électromagnétiques	16
c.	Micro générateurs piézoélectriques.....	16
2.3.3.3.	Conclusion partielle	17
2.3.4.	L'énergie radiofréquence	18
2.4.	Conclusion	21
Chapitre III.....		23
CONCEPTION ET RÉALISATION DU MICRO GÉNÉRATEUR PIÉZOÉLECTRIQUE		23
3.1.	Introduction.....	23
3.2.	Vibrations détectées dans l'environnement d'un train.....	24
3.2.1.	Équipement de mesures	24
3.2.2.	Vibrations détectées	26
3.3.	Le transducteur piézoélectrique	31
3.3.1.	Théorie de la piézoélectricité	31
3.3.2.	Description du transducteur piézoélectrique.....	31
3.3.2.1.	Matériau du substrat.....	33
3.3.2.2.	Matériau piézoélectrique.....	34
3.3.3.	Analyse statique de la structure de type cantilever	35
3.3.4.	Conception et fabrication du transducteur piézoélectrique.....	36
3.3.5.	Test et performances du micro générateur fabriqué.....	38
3.3.5.1.	Modèle électrique équivalent du transducteur piézoélectrique	40
3.3.5.2.	Puissance de sortie du transducteur piézoélectrique	43

3.3.6.	Conclusion partielle	43
3.4.	Gestion de l'énergie récupérée.....	44
3.4.1.	Bref état de l'art	44
3.4.2.	Mise en forme du signal fourni par le transducteur	46
3.5.	Conclusion	49
Chapitre IV.....		50
CONCEPTION ET RÉALISATION DES CIRCUITS DE RÉCUPÉRATION DE L'ÉNERGIE RADIOFRÉQUENCE.....		50
4.1.	Introduction.....	50
4.2.	Quantification de la puissance rayonnée disponible dans le milieu environnant...51	
4.3.	Conception et réalisation des convertisseurs RF/DC pour la récupération de l'énergie RF à 2,45 GHz et 880 MHz	53
4.3.2.	Choix de la diode de redressement	54
4.3.3.	Comparaison des performances des différentes topologies de redresseur	57
4.3.3.1.	Différentes topologies de redresseur	57
4.3.3.2.	Choix des topologies pour la conception des redresseurs	59
4.3.4.	Réalisation des différents circuits redresseurs	63
4.3.4.1.	Description de la méthodologie	64
4.3.4.2.	Mise en œuvre des bancs de mesure	64
4.3.4.3.	Résultats expérimentaux	65
4.4.	Conclusion	71
Chapitre V.....		73
CONCLUSION.....		73
Annexe A : Extrait du datasheet du pack QP20W de Mide Technology.....		75
A.1.	Valeur de la capacité du composite.....	75
A.2.	Dimension du composite.....	75

Annexe B : Extrait du datasheet des diodes de la série 1N 400X.....	76
Annexe C : Caractéristiques des antennes	77
C.1. Antennes utilisées pour la rectenna à 880 MHz	77
C.1.1. L'antenne d'émission	77
C.1.2. L'antenne de réception.....	78
C.2. Antennes utilisées pour la rectenna à 2,45 GHz.....	79
Annexe D : Publication.....	80
BIBLIOGRAPHIE.....	81

LISTE DES FIGURES

Figure 2. 1 : Réseaux de capteurs sans fils [7].....	6
Figure 2. 2 : Architecture physique d'un nœud capteur [8].....	7
Figure 2. 3 : Dispositif de récupération d'énergie thermoélectronique	10
Figure 2. 4 : Modèle de Williams et Yates	13
Figure 2. 5 : Puissance théoriquement récupérable par un système de récupération d'énergie vibratoire.....	14
Figure 2. 6 : Structure d'un micro générateur piézoélectrique	17
Figure 2. 7 : Tour de Tesla (1904) [27].....	19
Figure 2. 8 : Système RFID	21
Figure 3. 1 : Diagramme bloc du micro générateur piézoélectrique [33]	23
Figure 3. 2 : Acquisition du spectre des vibrations dans l'environnement du train par microphone [35].....	25
Figure 3. 3 : Mesures des vibrations dans un train.....	26
Figure 3. 4 : Résultats de la première série de mesure avec le microphone.....	28
Figure 3. 5 : Résultats de la deuxième série de mesure avec le microphone	29
Figure 3. 6 : Vibrations détectées par l'accéléromètre	30
Figure 3. 7 : Comportement d'une pastille piézoélectrique [37]	31
Figure 3. 8 : Structure d'un transducteur piézoélectrique de type cantilever [19].....	32
Figure 3. 9 : Image du pack QP20W de Mide technologyImage du pack QP20W de Mide technology [40]	35
Figure 3. 10 : Structure d'analyse du transducteur de type cantilever	35
Figure 3. 11 : Dimensions de la poutre fabriquée $m=2,282$ kg.....	37
Figure 3. 12 : Photographie du transducteur piézoélectrique fabriqué	37
Figure 3. 13 : Test du transducteur piézoélectrique.....	38
Figure 3. 14 : Tension en circuit ouvert du transducteur	39
Figure 3. 15 : (a) Symbole d'un transducteur piézoélectrique soumis aux vibrations, (b) : Circuit électrique équivalent du transducteur soumis aux vibrations	40
Figure 3. 16 : Simulation de la tension de sortie du transducteur	42
Figure 3. 17 : Résistance de charge optimale du transducteur.....	42
Figure 3. 18 : Évolution temporelle de la puissance de sortie du transducteur.....	43
Figure 3. 19 : Dispositif classique de récupération d'énergie vibratoire	45
Figure 3. 20 : Structure générale du récupérateur d'énergie proposé par Ottman	45
Figure 3. 21 : Structure améliorée du récupérateur d'énergie vibratoire [47].....	46
Figure 3. 22 : Schématique de simulation de la mise en forme de l'énergie récupérée.....	47
Figure 3. 23 : Courbes obtenus après redressement et filtrage	48

Figure 4. 1 : Blocs fonctionnels d'une rectenna classique.....	50
Figure 4. 2 : Densité de puissance RF à l'extérieur d'une station de métro de Londres	52
Figure 4. 3 : Densité de puissance à la place François Mitterrand (Tours Nord).....	53
Figure 4. 4 : Modèle petit signal d'une diode Schottky	54
Figure 4. 5 : Évolution du rendement de conversion RF/DC des différentes diodes à en fonction de la tension V_{out} à 880 MHz.....	56
Figure 4. 6 : Évolution du rendement de conversion RF/DC des différentes diodes à en fonction de la tension V_{out} à 2,45 GHz.....	57
Figure 4. 7 : Principales topologies de circuit redresseur	58
Figure 4. 8 : Résistance de charge optimale des différentes topologies à 880 MHz.....	60
Figure 4. 9 : Résistance de charge optimale des différentes topologies à 2,45 GHz	60
Figure 4. 10 : Efficacité de conversion à 880 MHz	61
Figure 4. 11 : Tension DC à 880 MHz.....	61
Figure 4. 12 : Efficacité de conversion à 2,45 GHz.....	62
Figure 4. 13 : Tension DC à 2,45 GHz	63
Figure 4. 14 : Banc de mesure.....	64
Figure 4. 15 : Photographies des circuits redresseurs	65
Figure 4. 16 : Environnement de mesure	66
Figure 4. 17 : Mesure expérimentale de l'efficacité de conversion RF/DC à 880 MHz.....	66
Figure 4. 18 : Mesure expérimental de la tension DC aux bornes de la charge à 880 MHz. 67	
Figure 4. 19 : Mesure expérimentale de l'efficacité de conversion RF/DC à 2,45 GHz	67
Figure 4. 20 : Mesure expérimental de la tension DC aux bornes de la charge à 2,45 GHz. 68	
Figure 4. 21 : Tension DC mesurée aux bornes de la charge en fonction de la distance à 880 MHz	68
Figure 4. 22 : Tension DC mesurée aux bornes de la charge en fonction de la distance à 2,45 GHz.....	69
Figure A. 1 : Dimensions du composite QP20W.....	75
Figure C. 1 : Antenne d'émission à 880 MHz.....	77
Figure C. 2 : Antenne de réception à 880 MHz	78
Figure C. 3: Largeur de bande des antennes à 2,45 GHz.....	79

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2. 1 : Présentation de quelques sources de vibration.....	12
Tableau 3. 1: Comparaison des différents matériaux utilisés comme substrat	34
Tableau 3. 2 : Comparaison des résultats par rapport à d'autres travaux de recherche.....	44
Tableau 4. 1: Caractéristiques de quelques diodes commercialisées.....	56
Tableau 4. 2 : Synthèse des résultats obtenus à l'issus de la réalisation de la rectenna à 880 MHz	70
Tableau 4. 3 : Synthèse des résultats obtenus à l'issus de la réalisation de la rectenna à 2,45 GHz.....	71
Tableau A. 1: Épaisseur et capacités des composites piézoélectriques de Mide Technology	75
Tableau B. 1: Caractéristiques des diodes 1N400X.....	76
Tableau C. 1 : Caractéristiques électriques de l'antenne d'émission pour la rectenna à 880 MHz	77
Tableau C. 2 : Caractéristiques électriques de l'antenne de réception pour la rectenna à 880 MHz	78
Tableau C. 3 : Caractéristiques électriques des antennes pour la rectenna à 2,45 GHz.....	79

GLOSSAIRE

LRTCS	L aboratoire de R echerche T élébec en C ommunication S outerraines
RCSF	R éseau de C apteurs S ans F ils
ADS	A dvanced D esign S ystem
TGV	T rain à G rande V itesse
MEMS	M icro E lectro M echanical S ystem
CMOS	C omplementary M etal O xide S emi C onductor
TESF	T ransmission d'Énergie S ans F il
RFID	R adio F requency I dentification
SSHI	S ynchronised S witch H arvesting on I nductor
FFT	F ast F ourier T ransform
CSV	C omma- S eparated V alues
PZT	T itano- Z irconate de P lomb
PMM	P ower M anagement M odule
DTV	D igital T V
GSM	G lobal S ystem for M obile C ommunications
WIFI	W ireless F idelity
DC	D irect C urrent
TEM	T ransverse É lectro M agnétique
CMS	C omposants M ontés en S urface
PCB	P rinted C ircuit B oard
MIM	M etal I njection M olding
SMA	S ub M iniature version A

RÉSUMÉ

Ce travail s'inscrit à la suite de ceux qui ont été développés ces dernières années dans le but de recycler de l'énergie disponible dans notre environnement pour alimenter les appareils électroniques de faible puissance. Particulièrement, une alimentation autonome pour les nœuds d'un réseau de capteur sans fil destiné aux opérations de surveillance dans les trains est proposée. Deux approches de solution ont été envisagées.

Dans un premier temps, l'énergie des vibrations mécaniques présentes dans le train en fonctionnement est convertie en énergie électrique via un transducteur piézoélectrique. À cet effet, une poutre de type cantilever de fréquence naturelle 15 Hz correspondant à la fréquence principale des vibrations détectées dans le train est conçue et fabriquée. En associant à la poutre le composite QP20W de Mide Technology, une tension alternative d'amplitude 1,56 V est obtenue en circuit ouvert ainsi qu'une puissance récupérée de 6,3 μW atteinte pour une résistance de charge optimale de 73,13 k Ω .

Dans un second temps, la récupération de l'énergie radiofréquence est faite en utilisant une rectenna qui est l'association d'une antenne et d'un circuit de rectification. Dans ce travail, deux rectennas ont été conçues, une à 2,45 GHz et l'autre à 880 MHz. Les études, sont focalisées sur la conception et l'optimisation des circuits de rectifications. Le logiciel ADS est utilisé pour simuler les circuits conçus. Les diodes Schottky HSMS 2850 sont choisies pour réaliser les circuits. Le circuit de rectification à 880 MHz démontre une efficacité de 30 % alors que celui fonctionnant à 2,45 GHz a une efficacité de 11 % pour des niveaux de puissances incidentes aux alentours de 0 dBm soit 1 mW. Particulièrement, pour une puissance incidente de 0 dBm, une tension de sortie de 0,4 V est obtenue pour la rectenna à 880 MHz et une tension de sortie de 0,25 V pour la rectenna à 2,45 GHz. Les différents résultats obtenus par simulations ont été validé par une réalisation expérimentale au sein du laboratoire LRTCS.

Mots clés : Récupération de l'énergie, piézoélectricité, cantilever, énergie RF, Rectenna, diode Schottky.

ABSTRACT

This work is result of those that have been developed in recent years in order to recycle the energy available in our environment to power low-power electronics devices. Specifically, an autonomous power supply for the nodes of a wireless sensor network for the monitoring in train is proposed. Two approaches of solution were considered.

Initially, energy of mechanical vibrations present in the train is converted into electrical energy using a piezoelectric transducer. For this purpose, a cantilever beam with natural frequency of 15 *Hz*, corresponding to the principal frequency of the vibrations detected in the train is designed and manufactured. By associating with the beam, the composite QP20W of mide technology, an alternating voltage of amplitude 1.56 V is obtained and a recovered power of 6.3 μW is reached for optimum load resistance of 73.13 *k* Ω .

In the second time, the radio frequency energy harvesting is made using a rectenna which is the combination of an antenna and a rectifying circuit. In this work, two rectennas were designed. The first at 2.45 *GHz* and the second at 880 *MHz*. The studies have focused on the design and the optimisation of the rectifying circuits. ADS software is used to simulate designed circuits. Schottky diodes HSMS 2850 are selected to achieve the circuits. Measurements results show 30 % and 11 % RF-DC conversion efficiencies for, respectively, 880 *MHz* rectifying circuit and 2.45 *GHz* rectifying circuit for 0 *dBm* input power. An output power of 0.4 V is obtained for the 880 *MHz* rectenna and an output power of 0.25 V for the 2.45 *GHz* rectenna. The results obtained by simulation were validated by experimental realization within the LRTCS laboratory.

Keywords: Energy recovery, piezoelectricity, cantilever, RF energy, rectenna, Schottky diode.

Chapitre I

INTRODUCTION

1.1. Définition d'un réseau de capteurs sans fil

De nos jours, la nécessité de pouvoir contrôler l'environnement dans lequel on se trouve s'impose de plus en plus et cela nous permet d'anticiper sur nos actions. Un exemple très utilisé est la prévision météo. Un capteur est un petit appareil autonome capable d'effectuer des mesures simples sur son environnement immédiat. Il permet d'observer et de contrôler de nombreux phénomènes physiques tels que la température, la pression, la luminosité, etc., ce qui est essentiel pour de nombreuses applications industrielles et scientifiques. Le rôle d'un capteur est de transformer une grandeur physique en une grandeur électrique exploitable; par exemple un signal numérique utilisable par un ordinateur. L'interface peut être réalisée par une liaison filaire ou alors, comme cela est le cas depuis quelques années, par ondes radios ce qui a donc donné lieu aux capteurs sans fils.

D'un autre côté, les progrès réalisés ces dernières décennies dans les domaines de la microélectronique et de la micromécanique ont permis de produire, avec un coût raisonnable, des composants de quelques millimètres cube de volume et donc peu encombrants que l'on appelle des micro-capteurs; ce sont de véritables systèmes embarqués. Le déploiement de plusieurs d'entre eux dans le but de collecter et transmettre des données environnementales vers un ou plusieurs points de collecte d'une manière autonome forme un réseau de capteurs sans fils (RCSF).

1.2. Problématique et contexte de l'étude

Les capteurs aujourd'hui sont indispensables dans tous les domaines de la vie; dans cette étude, on s'intéresse particulièrement à ceux qui se trouvent dans les trains. Précisons que les trains actuels sont de plus en plus équipés de nombreux

capteurs, particulièrement pour des opérations de maintenance, d'assistance à la conduite (capteur de vitesse par exemple) et de diagnostics car ils permettent de détecter et d'estimer la gravité des défauts. Une manière traditionnelle d'alimenter ces capteurs est d'utiliser une pile ou une batterie qui stocke une quantité d'énergie fixe. Ces dispositifs de stockage ont une durée de vie limitée ce qui implique alors leurs remplacement quand ils sont vides. Cette maintenance liée au changement de la batterie peut être coûteuse dans le cas des capteurs situés à des emplacements difficiles d'accès comme ceux qui se trouvent au niveau des unités de roulement du train par exemple. Il apparaît alors évident que pour un très grand nombre de capteurs répartis dans le train, il faudrait que ceux-ci soient pourvus d'une alimentation ayant une durée de vie la plus longue possible pour limiter la maintenance qui, en outre, est impossible dans certaines conditions. Cette question de l'autonomie énergétique a été accompagnée ces dernières années par l'apparition d'un nouveau domaine d'activité à savoir la récupération de l'énergie ambiante présente dans l'environnement immédiat du système à alimenter. Ce travail s'inscrit alors dans le contexte de la récupération de l'énergie ambiante, domaine de recherche plus connu sous son appellation anglaise *energy harvesting*.

La notion de récupération d'énergie définit le processus qui permet de transformer une énergie ambiante en une énergie électrique exploitable pour alimenter un dispositif électronique. L'utilisation d'un système de récupération d'énergie couplé à un élément de stockage permet ainsi d'augmenter le degré d'autonomie énergétique des capteurs et de contourner certaines contraintes imposées par l'utilisation des piles et batteries à savoir leur rechargement ou leur remplacement.

Il existe différentes sources d'énergies ambiantes : les rayonnements électromagnétiques, les variations de température, les vibrations mécaniques, le soleil, le vent etc. Le choix de l'énergie primaire dépendant de l'environnement dans lequel on se trouve. La récupération de l'énergie des vibrations mécaniques à partir

de la piézoélectricité a été choisie initialement car nous voulons alimenter un RCSF destiné à être utilisé dans un train. Et pour ces engins, il est évident que des vibrations sont disponibles pendant le déplacement.

D'un autre côté, l'extension des systèmes de télécommunication générant de plus en plus d'ondes électromagnétiques dans n'importe quel environnement, l'énergie contenue dans les ondes radiofréquences est récupérée pour augmenter la capacité énergétique du micro générateur. L'idée ici est d'utiliser une ou plusieurs antennes pour récupérer les ondes électromagnétiques disponibles dans l'environnement du train.

1.3. Contribution et objectifs de ce travail

Précisons que des micro générateurs piézoélectriques dimensionnés pour la récupération de l'énergie vibratoire à des fréquences au-delà de 200 *Hz* ont déjà été étudiés ces dernières années dans plusieurs travaux de recherche [1,2,3]. Ce travail dimensionne le système, pour une récupération à très basse fréquence, plus précisément à 15 *Hz*. D'un autre côté, et cela depuis quelques années déjà, plusieurs travaux sur la faisabilité de la récupération de l'énergie des ondes électromagnétiques ont été proposés [4]. Ces travaux antérieurs sont utilisés comme point de départ pour concevoir et réaliser des systèmes de récupération d'énergie RF¹ aux fréquences de fonctionnement du GSM² et du WIFI³ qui sont deux applications des télécommunications que l'on trouverait dans l'environnement des trains actuels. Cette récupération de deux sources d'énergie primaire différentes aura pour avantage de pallier aux déficits des systèmes distincts augmentant de ce fait l'autonomie d'alimentation des nœuds de RCSFs.

L'objectif général visé par ce travail sera alors la conception d'un récupérateur d'énergie hybride (vibration mécanique et ondes électromagnétiques) permettant de

¹ RF : Radio Fréquence

² GSM : Global System for Mobile Communications

³ WIFI : WIREless FIDelity

convertir l'énergie disponible le plus efficacement possible. Pour atteindre cet objectif, les deux modes de récupération seront étudiés séparément.

1.4. Plan du mémoire

Les différents travaux réalisés pour atteindre l'objectif fixé et les résultats obtenus sont décrits dans ce mémoire constitué de cinq chapitres.

A la suite de ce chapitre introductif, le deuxième chapitre présente un état de l'art sur la récupération de l'énergie ambiante dans le but d'alimenter les appareils électroniques de faible puissance, plus précisément les RCSFs. Cela permet de justifier le choix porté sur les deux sources d'énergies primaires (vibration et ondes radiofréquences) retenues pour l'application envisagée.

Le troisième chapitre présente la structure globale du micro générateur piézoélectrique. On y décrit les différentes étapes nécessaires à la conversion des vibrations mécaniques en une énergie électrique utilisable. Puis à l'aide des logiciels appropriés, le micro générateur piézoélectrique est réalisé. Les logiciels utilisés ici seront ADS⁴ [5], Simscape de Matlab/Simulink et autodesk algor simulation [6] qui est un logiciel de conception mécanique 3D.

Le quatrième chapitre est consacré à la conception et à la réalisation des micros générateurs RF. Après avoir présenté les différentes topologies de circuit redresseur, deux points sont traités. Premièrement la comparaison des caractéristiques des diodes couramment utilisées sera effectuée, puis dans un second temps, celles des différentes topologies de redresseurs possibles. Le logiciel utilisé sera ADS. Les résultats expérimentaux et ceux issus des simulations seront comparés.

Les conclusions de ce travail seront présentées au chapitre 5, ainsi que des perspectives d'évolutions dans le domaine de la récupération de l'énergie ambiante.

Pour simplifier la lecture du manuscrit, on trouvera en annexe les étapes de calculs ainsi que les fiches techniques des composants.

⁴ ADS : Advanced Design System

Chapitre II

RÉCUPÉRATION DE L'ÉNERGIE ET PROJET D'ÉTUDE

2.1. Introduction

L'électronique a connu un développement rapide au cours des dernières décennies particulièrement grâce au développement de composants intégrés à grande échelle consommant moins d'énergie. Ceci a conduit à la multiplication des systèmes électroniques dans les objets de la vie courante. Cette multiplication se poursuit aux travers des RCSFs qui sont des objets miniatures capables de mesurer des paramètres physiques dans notre environnement et de les communiquer sans fil à l'utilisateur. Cette baisse continue de consommation permet alors d'envisager des RCSFs complètement autonomes, ceci à l'aide des technologies de récupération d'énergie. Dans ce chapitre on présente les principales sources d'énergie ambiantes qui peuvent être exploitées pour alimenter les dispositifs à faible consommation et, plus précisément, les nœuds d'un RCSF.

L'objectif de ce chapitre est alors de choisir le type de source ambiante qui sera utilisée pour l'alimentation des capteurs qui sont destinés aux opérations de surveillance dans les TGVs⁵. Pour cela, la section 2 présente de façon générale les RCSFs. La section 3 présente un bref état de l'art sur la récupération de l'énergie ambiante, ce qui permettra de choisir le type de source d'énergie appropriée pour notre environnement d'étude. Le chapitre se termine à la section 4 par une conclusion dans laquelle les principaux résultats obtenus sont rappelés.

⁵ TGV : Train à Grande Vitesse

2.2. Généralités sur les réseaux de capteurs sans fils

2.2.1. Définitions

Un capteur est un petit appareil autonome capable d'effectuer des mesures simples sur son environnement immédiat. Ces mesures peuvent tant concerner la température, la pression, l'accélération que la lumière ou le son. Un RCSF (voir figure 2.1) est un ensemble de dispositifs très petits, nommés nœuds capteurs, variant de quelques dizaines d'éléments à plusieurs milliers. Dans ces réseaux, chaque nœud est capable de surveiller son environnement et de réagir en cas de besoin en envoyant l'information collectée à l'aide d'une connexion sans fil à un ou plusieurs points de collecte pouvant être une station de base [7]. Selon le système, les nœuds peuvent soit communiquer directement avec la station de base, ou alors servir de relais pour la transmission d'information.

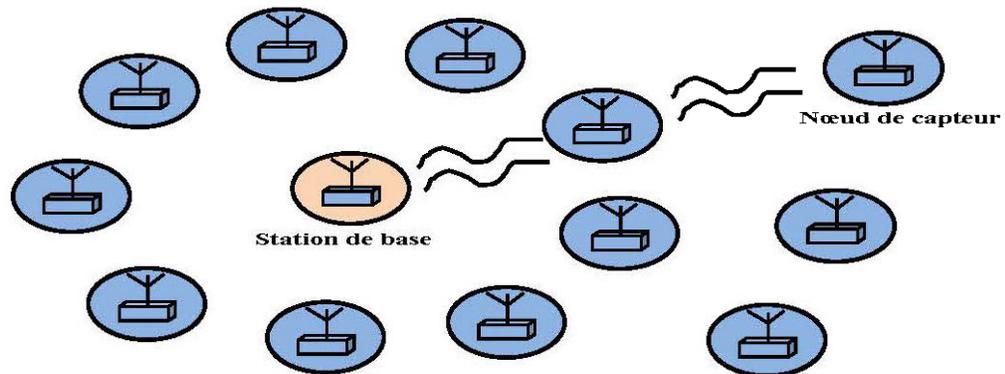


Figure 2. 1 : Réseaux de capteurs sans fils [7]

2.2.2. Architecture d'un nœud capteur

Un nœud capteur est composé de quatre unités principales qui sont présentées sur la figure 2.2 ci-dessous [8]. Sur cette figure, on peut distinguer :

- une unité de capture : c'est l'interface au monde physique chargée d'effectuer l'acquisition des données,
- une unité de traitement : il s'agit du processeur qui est responsable du traitement de toutes les données pertinentes et d'exécuter le code qui décrit le comportement du nœud capteur,

- une unité de communication : elle est composée d'un émetteur/récepteur (module radio) permettant la communication entre les différents nœuds du réseau.
- une unité de stockage (mémoire) : elle est responsable du stockage des programmes et des données.
- une unité d'énergie : elle est chargée d'alimenter les précédentes unités. C'est elle qui nous intéresse dans ce projet.

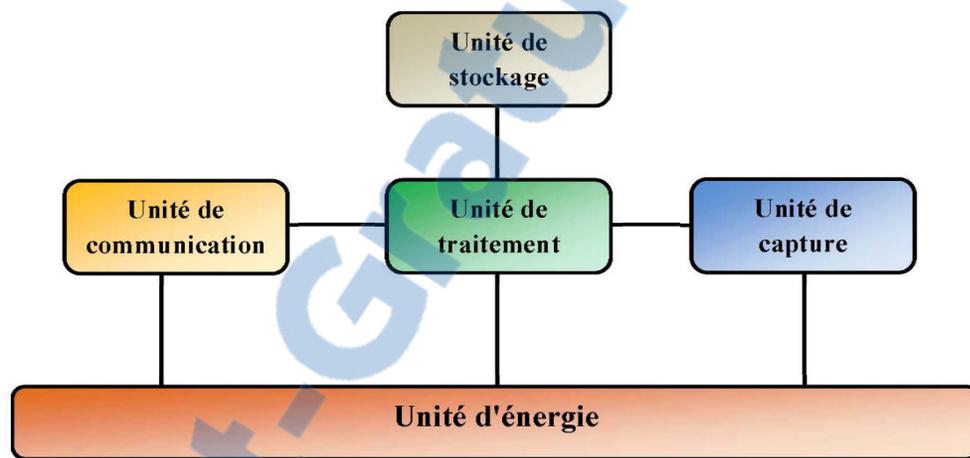


Figure 2. 2 : Architecture physique d'un nœud capteur [8]

2.2.3. Application des RCSFs

Les réseaux de capteurs peuvent être constitués de différents types de capteurs suivant l'application. De façon générale, les principales applications des réseaux de capteurs sans fil peuvent être de types militaires, environnementaux, sanitaires ou domestiques.

- Le domaine militaire est le premier à s'être intéressé aux RCSFs, ceci dans le but d'étudier les déplacements des troupes ennemies ou bien d'analyser un champ de bataille avant de s'y engager. L'université Vanderbilt (Nashville, Tennessee) a, par exemple, développée le PinPtr [9] qui est un réseau de capteurs acoustiques

qui, disséminés dans un environnement urbain, permettent de localiser les tireurs d'élite à partir de l'onde sonore liée au tir de l'arme.

- Dans le domaine environnemental, les RCSFs sont utilisés pour détecter et prévenir les catastrophes naturelles telles que les incendies, pour une compréhension de l'évolution des habitats naturels et des mouvements de populations animales dans un but de connaissance et de protection des espèces [10], ou encore dans les milieux agricoles afin d'optimiser la gestion des sols [11].
- Dans le domaine biomédical, l'implantation de capteurs autonomes au sein du corps humain ou de l'habitat permettrait de récolter et de stocker en continu des données physiologiques et de les transmettre à un centre médical compétent, permettant par exemple une surveillance à distance d'un patient en convalescence ou encore facilitant le diagnostic précoce et la prévention de maladies [12].
- Enfin, les RCSFs ont également une utilité dans la surveillance des environnements difficiles ou de structure tels que les ponts, véhicules ou environnements industriels dans le but de détecter les altérations et de prévenir les catastrophes.

Dans le cadre de ce travail, on s'intéresse aux RCSFs utilisés particulièrement dans les trains. Ces capteurs sont, dans la plupart des cas, utilisés pour la signalisation, la commande et la communication, cela permettant de s'assurer que les trains, de façon efficace et sûre, empruntent les bonnes voies, respectent les limites de vitesse et sont adaptés à la géométrie des voies.

2.2.4. Budget énergétique d'un nœud capteur

Ce travail propose des solutions au problème de l'alimentation des RCSFs. Il est nécessaire de s'intéresser à la consommation énergétique d'un nœud capteur et cette consommation énergétique dépend de plusieurs paramètres. Au sein de l'unité

processeur par exemple, elle dépendra du microcontrôleur choisi, des performances désirées, de son mode de fonctionnement (veille, inoccupé ou actif) et du ratio de temps dans chaque mode. Plusieurs travaux de recherche ont déjà proposé des chiffres pour la consommation énergétique moyenne d'un nœud capteur. Par exemple, dans [13], on situe la consommation moyenne d'énergie d'un nœud capteur pour tout un cycle de fonctionnement aux alentours de $94 \mu J$. Un autre travail plus récent [2] situe cette consommation énergétique aux alentours $17 \mu J$. Cette différence entre les valeurs montre que la consommation énergétique du nœud dépend des hypothèses fixées et du capteur utilisé.

À partir de ces valeurs d'énergie totale consommée pour un cycle de fonctionnement, on peut connaître la puissance moyenne nécessaire en multipliant la valeur de l'énergie par la fréquence. Dans beaucoup d'applications où les phénomènes physiques mesurés varient lentement, comme la variation de température du fait de l'inertie thermique, il n'est pas nécessaire de faire une mesure toute les secondes mais plutôt toutes les minutes. Ainsi, dans le cas d'un cycle de fonctionnement à la minute, l'ordre de grandeurs de la puissance à récupérer sera autour de $1,57 \mu W$ pour les travaux dans [13] et de $280 nW$ avec les chiffres donnés dans [2].

À l'issu de ce travail, on doit concevoir et réaliser un micro générateur capable de fournir au minimum $2 \mu W$ de puissance moyenne. Connaissant le minimum de puissance que doit pouvoir générer notre générateur, on doit s'intéresser aux différentes sources d'énergie ambiante qui existent et à la façon de récupérer leur énergie.

2.3. Différentes sources d'énergie primaires

L'énergie la plus simple à utiliser est la pile mais dans le cas d'un système qui doit être autonome, cette solution est inacceptable car le nœud deviendra inactif lorsque la batterie sera épuisée. La solution est alors d'utiliser des réservoirs

d'énergie rechargeables. Ces réservoirs d'énergie ont besoin d'une source d'énergie primaire pour les recharger. Certaines sources d'énergie ambiantes bien connues comme le soleil ou le vent permettent de générer une énergie importante pouvant être réinjectée sur un réseau électrique national. Cependant, d'autres sources comme les vibrations ambiantes sont moins connues. Dans ce qui suit, on présente quelques sources d'énergie utilisables pour l'alimentation des appareils électroniques de faible puissance.

Précisons déjà que ces sources peuvent être classées en quatre catégories: l'énergie thermoélectronique, l'énergie photovoltaïque, l'énergie des vibrations et l'énergie radiofréquence.

2.3.1. L'énergie thermoélectronique

Historiquement, tout commence par la découverte, en 1822, de la thermoélectricité par Thomas Seebeck [14]. La thermoélectricité est le principe physique selon lequel on peut convertir la chaleur en électricité. Les matériaux thermoélectriques sont des matériaux capables de transformer un flux de chaleur directement en électricité ou inversement. La figure 2.3 montre un dispositif de récupération de l'énergie thermoélectronique développé conjointement par STMicroelectronics et Micropelt [15].

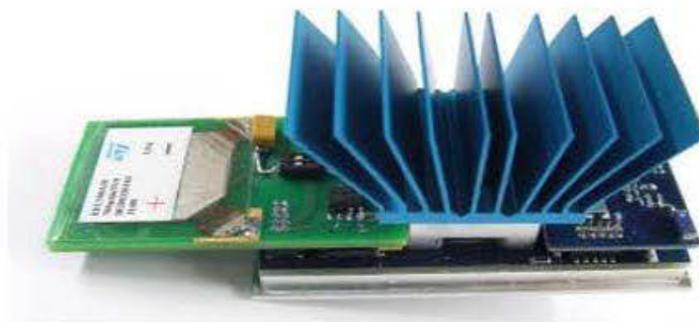


Figure 2. 3 : Dispositif de récupération d'énergie thermoélectronique

Le rendement de ces dispositifs est donné par [13] :

$$\eta = \frac{T_H - T_B}{T_H} \quad (2.1)$$

avec T_H qui est la température élevée et T_B la température basse.

L'énergie thermoélectronique aurait pu être utilisée dans le cadre de ce travail car, au moment du freinage, le train dégage une grande quantité de chaleur. Celle-ci ne sera toutefois pas utilisée car il est imprudent d'interférer avec le système de freinage du train.

2.3.2. L'énergie photovoltaïque

L'effet photovoltaïque, encore appelé effet photoélectrique, a été découvert en 1839 par le physicien Edmond Becquerel [16]. Depuis, les cellules photovoltaïques sont utilisées pour convertir la lumière en électricité. Leur première utilisation significative remonte à l'année 1954 pour l'alimentation des satellites dans l'espace [17].

Les rendements obtenus pour les systèmes de récupération de l'énergie de la lumière vont de 5% à 20% et dépendent de la technologie de fabrication des photopiles. De tels rendements permettent de récupérer au mieux quelques centaines de watts par mètre carrée en plein ensoleillement [18]. Toutefois, cette source d'énergie ne peut pas être utilisée dans le cadre de cette étude car il y a insuffisance de lumière à l'intérieur d'un train.

2.3.3. L'énergie des vibrations mécaniques

Il existe de nombreuses sources de vibrations dans notre environnement. Le tableau 2.1 ci-dessous présente quelques exemples de sources exploitables, avec leur fréquence de vibration et leur amplitude d'accélération [19] On constate d'après ce tableau, que cette énergie est présente dans tout type d'environnement industriel, habitat, engin de transport, corps humain, etc., ce qui en fait un bon candidat pour notre étude.

Tableau 2. 1 : Présentation de quelques sources de vibration

Source de vibration	Accélération (m. s^{-2})	Fréquence de vibration principale (Hz)
Carrosserie d'une voiture	12	200
Support d'une machine à tour	10	70
Armature d'un mixeur	6,4	121
Sécheuse	3,5	121
Clavier d'un ordinateur	3	1
Porte juste après fermeture	3	125
Four micro-onde	2,5	121
Climatiseur	0,2-1,5	60
Lecteur CD d'un Net-book	0,6	75

Les expériences de récupération d'énergies micromécaniques développées depuis quelques années s'appuient sur l'utilisation des structures MEMS⁶. Ces microstructures sont capables de récupérer et transformer l'énergie mécanique en électricité [20-21]. L'idée générale consiste à utiliser le mouvement relatif des électrodes d'un condensateur variable électriquement chargé et soumis aux vibrations externes. Si les électrodes sont électriquement isolées, l'énergie mécanique convertie en énergie électrostatique correspond au travail effectué par l'élément mobile sous l'effet de la force électrostatique entre les électrodes du condensateur [22-23]. À la section 2.3.3.1 on présente le modèle général d'un récupérateur d'énergie vibratoire.

⁶ MEMS : Micro Electro Mechanical System

2.3.3.1. Modèle général de récupération d'énergie vibratoire

Cette section décrit le modèle général d'un récupérateur d'énergie vibratoire. Il s'agit d'un système qui montre les différentes étapes de la conversion des vibrations mécaniques en énergie électrique. L'objectif de cette étude est de rappeler les critères qui permettent de récupérer le maximum de puissance.

Le modèle de conversion des vibrations mécaniques en énergie électrique est proposé par William et Yates [24]. C'est un modèle générique à une dimension qui est constitué d'une masse m attachée à un support vibrant via un ressort de raideur K et via deux amortisseurs d_e et d_m (figure 2.4).

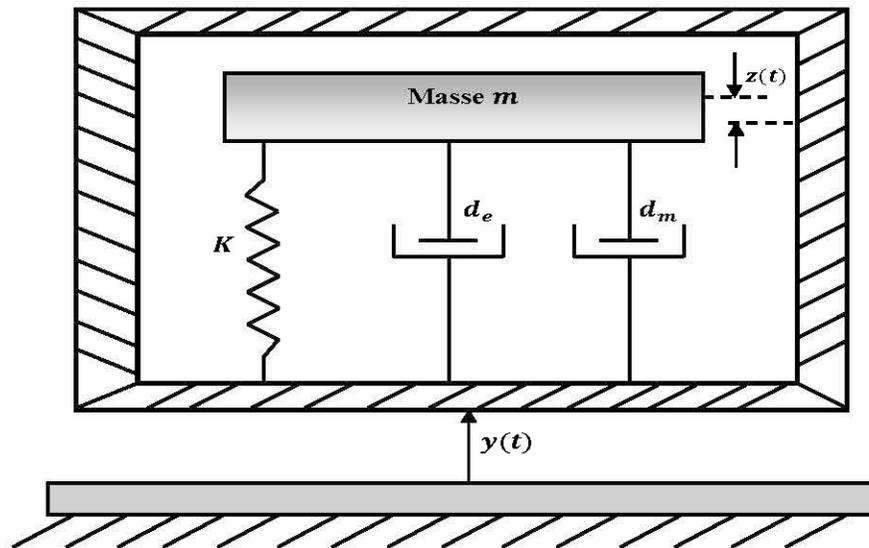


Figure 2. 4 : Modèle de Williams et Yates

Le modèle de William et Yates permet de donner une estimation de l'énergie théoriquement récupérable à une fréquence et une accélération données. Comme on peut le voir sur la figure, le support représenté par un cadre est soumis aux vibrations $y(t)$ du milieu ambiant, ce déplacement du support induit un déplacement relatif $z(t)$ de la masse sismique m par rapport au support vibrant via la déformation du ressort de raideur K . L'amplitude du déplacement relatif nous renseigne sur la quantité d'énergie mécanique transmise de la source de vibration vers le système résonant masse-ressort. Une partie de cette énergie est perdue sous forme de

frottements visqueux dans la structure mécanique représentée dans le modèle par un amortissement visqueux d_m , tandis qu'une autre partie est convertie en énergie électrique, modélisée par l'amortissement visqueux d_e . La conversion de l'énergie vibratoire en énergie mécanique se fait alors en deux étapes; une première qui convertit la vibration en un déplacement relatif via l'utilisation d'une masse sismique et une seconde qui convertit le déplacement relatif en énergie électrique.

Williams et Yates démontrent dans [24] que la puissance récupérée dépend de l'amortissement électrique, de l'amortissement mécanique, de l'amplitude et de la fréquence des vibrations ambiantes. Cette puissance extraite est maximale lorsque la fréquence des vibrations ω est égale à la fréquence propre du convertisseur ω_0 (Annexe A). La figure 2.5 ci-dessous représente un exemple de réponse fréquentielle de la puissance théoriquement récupérable par le générateur décrit par le modèle général et cela pour plusieurs valeurs d'amortissement électrique. Les valeurs utilisées ici sont : $m = 0,5$, $\omega = 3770 \text{ rad/s}$ et $A = 0,4 \text{ m/s}^2$.

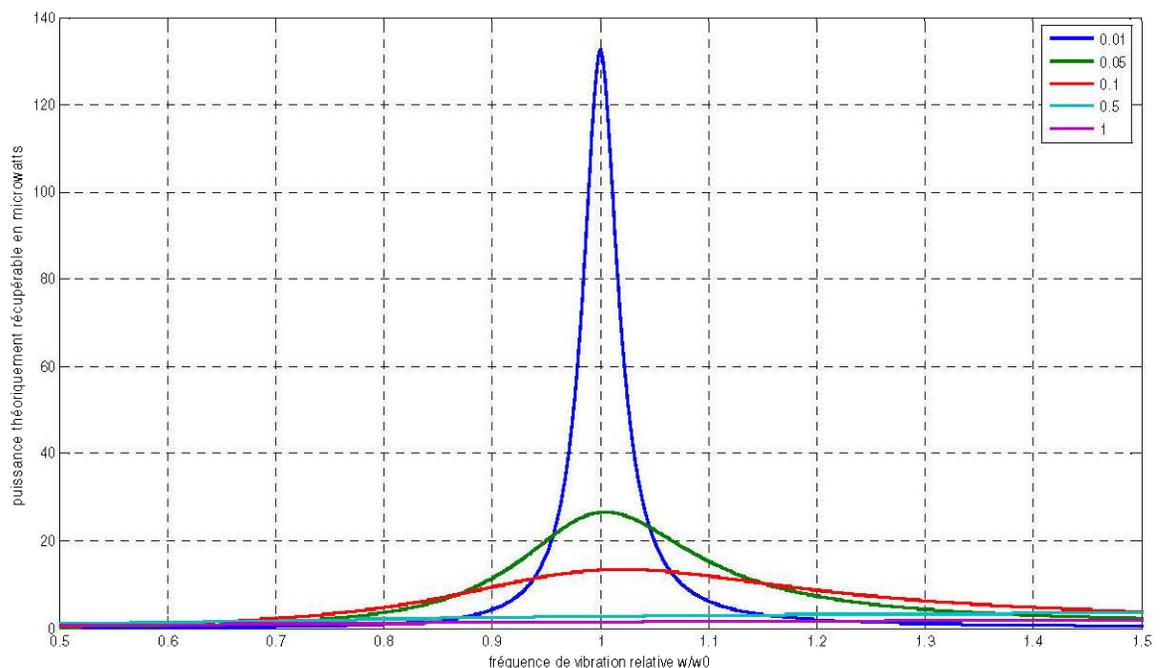


Figure 2. 5 : Puissance théoriquement récupérable par un système de récupération d'énergie vibratoire

Sur cette figure, on voit clairement que les pics de puissance sont atteints à la résonance. Ainsi, pour avoir une bonne efficacité du récupérateur d'énergie vibratoire, nous devons commencer par étudier les caractéristiques de la source de vibrations.

Maintenant que le principal critère permettant d'obtenir le maximum de puissance est défini, la section 2.3.3.2 présente les principaux mécanismes de transduction des vibrations mécaniques en énergie électrique. Cela permettra de choisir le transducteur le plus approprié pour notre étude.

2.3.3.2. Principaux mécanismes de transduction

Il existe trois principaux mécanismes de transduction pour transformer l'énergie mécanique en énergie électrique : électrostatique, électromagnétique et piézoélectrique. Ces différentes méthodes sont définies ci-après.

a. Micro générateurs électrostatiques

Les micros-générateurs électrostatiques produisent de l'énergie grâce à la variation d'une capacité et c'est pourquoi ils sont parfois appelés micro générateurs capacitifs. Le principe est le suivant : une des armatures d'un condensateur avec son diélectrique est mobile et en se déplaçant, elle fait varier la capacité du dispositif. Si cette capacité est alimentée par un générateur, alors sa variation permet de multiplier l'énergie de la source d'alimentation, et donc d'en produire. L'expression de l'énergie produite est donnée par l'équation (2.2) [25] :

$$E = \frac{1}{2} V_{in}^2 (C_{max} - C_{min}) \frac{C_{max}}{C_{min}} \quad (2.2)$$

avec E qui représente l'énergie produite, V_{in} la tension d'alimentation, C_{max} et C_{min} respectivement les capacités maximale et minimale. Il est important de remarquer ici que la production de l'énergie nécessite de disposer d'une première source d'énergie ce qui est un inconvénient majeur pour ce mode de transduction.

b. Micro générateurs électromagnétiques

Le principe de fonctionnement d'un micro-générateur de type électromagnétique est le déplacement d'un conducteur dans un champ magnétique. Il s'agit d'une induction de Lorentz. D'après la loi de Faraday, la variation du flux magnétique va provoquer l'apparition d'une force électromagnétique, et donc d'un courant si le circuit est fermé. La loi de Faraday s'exprime par l'expression (2.3) suivante :

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \quad (2.3)$$

Dans cette expression, e est la force électromotrice et ϕ est le flux magnétique. Si l'on considère un inducteur de N spires de longueur ℓ qui se déplace de x dans un champ magnétique constant B , alors la tension générée en circuit ouvert peut être exprimée par :

$$V = NB\ell \frac{dx}{dt} \quad (2.4)$$

D'après une étude menée par Roundy [19], un maximum de 100 mV ne peut être obtenu à partir d'un générateur de moins d'un cm^3 . Ceci est un problème majeur pour les générateurs électromagnétiques, puisqu'une tension de 100 mV ne permet pas de faire du redressement avec des circuits standards. Cela n'est pas la seule difficulté car dans l'optique d'une intégration sur une même puce qu'un circuit électronique, la présence de forts champs magnétiques pourrait perturber le fonctionnement de l'électronique.

c. Micro générateurs piézoélectriques

Le principe d'un microgénérateur piézoélectrique est la déformation d'un matériau piézoélectrique de façon à transformer l'énergie mécanique en énergie électrique. Précisons avant toute chose que la piézoélectricité est produite du fait de la propriété de certains matériaux à se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique.

La structure habituelle des générateurs piézoélectriques est composée d'une poutre encastrée libre, d'une couche de matériau piézoélectrique et d'une masse sismique (voir figure 2.6). Les générateurs piézoélectriques présentent l'avantage d'avoir une densité d'énergie élevée qui reste constante avec la réduction d'échelle. De plus, aujourd'hui, les matériaux piézoélectriques peuvent être déposés en couche mince et certains procédés de dépôts de matériaux piézoélectriques sont compatibles CMOS⁷. Notons tout de même qu'un inconvénient des matériaux piézoélectriques est qu'ils sont moins performants en couche mince qu'en couche massive. Malgré cet inconvénient, ce mode de transduction est très intéressant puisqu'il présente une densité d'énergie importante avec une possibilité d'intégration pour certains types de matériaux. C'est celui que nous allons utiliser dans ce travail.

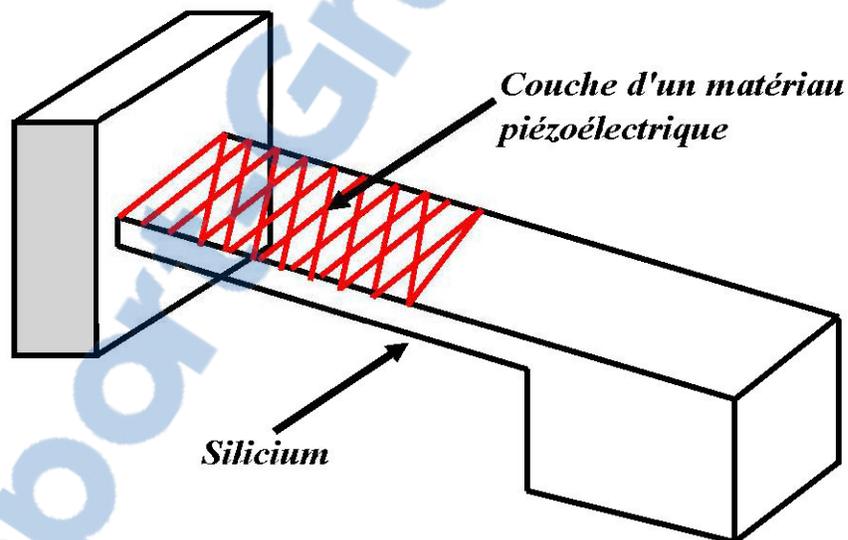


Figure 2. 6 : Structure d'un micro générateur piézoélectrique

2.3.3.3. Conclusion partielle

Les vibrations mécaniques étant une source d'énergie omniprésente, on peut envisager de les convertir en énergie électrique pour l'alimentation des nœuds d'un RCSF utilisé pour les opérations de surveillance dans les trains. Dans cette section, on a présenté le modèle général d'un récupérateur d'énergie vibratoire; cela nous a

⁷ CMOS : Complementary metal Oxyde Semi Conductor

permet de rappeler que, pour une bonne efficacité de notre générateur, nous devons le faire fonctionner à la fréquence fondamentale des vibrations ambiantes. Par la suite, on a justifié le choix porté sur les transducteurs piézoélectriques. Dans ce qui suit, on analyse la dernière source d'énergie ambiante qui est l'énergie radiofréquence.

2.3.4. L'énergie radiofréquence

La récupération de l'énergie radiofréquence est une technologie de récupération qui a beaucoup évolué ces dernières années. Son évolution est en effet liée à l'extension des systèmes de télécommunications qui génère de plus en plus d'ondes électromagnétiques dans notre environnement à des fréquences et puissances très variées. Des chercheurs ont proposé de faire des études sur les possibilités qu'on a d'utiliser l'énergie contenue dans les ondes électromagnétiques pour alimenter les applications électroniques. L'idée ici est d'utiliser une ou plusieurs antennes pour récupérer l'énergie des ondes électromagnétiques disponibles dans le milieu urbain, suivies par un convertisseur des signaux radiofréquences (RF) en signal continu (DC).

Précisons que l'énergie radioélectrique est une forme d'énergie électromagnétique qui fait partie du spectre des fréquences électromagnétiques, lequel comprend les micro-ondes, la lumière visible, les rayons X et bien d'autres types de rayonnements. L'énergie radioélectrique, parfois appelée « émissions RF », « ondes RF » ou « champs RF », est générée lorsqu'un courant, provenant par exemple d'un émetteur, est appliqué à une antenne. L'emploi le plus important de l'énergie radioélectrique est probablement son utilisation pour fournir des services de radiocommunications au public, à l'industrie et au gouvernement. Ainsi à cause de ces multiples applications (nous pouvons citer FM, TV, GSM, WIFI, WIMAX...), de faibles ou grandes puissances, presque permanentes, ont envahi notre environnement. La disponibilité de cette énergie est donc devenue intéressante pour certaines applications de faibles consommations. C'est donc dans cette optique que

depuis quelques années, certaines recherches s'intéressent à la possibilité de récupérer via une antenne cette énergie dans le but de remplacer, totalement ou en partie les batteries utilisées dans certains microsystèmes. L'alimentation des dispositifs électroniques via des ondes électromagnétiques peut se faire en transférant l'énergie émise par une source rayonnante au système électronique, dans ce cas il s'agit de la télé-alimentation (TESF⁸).

Historiquement, la première personne à avoir pensé au transport d'énergie sans fil est Nikola Tesla en 1903 [26]. L'idée était d'acheminer l'électricité vers la ville de New York sans utiliser de câbles. Pour cela, Tesla a utilisé une antenne bobine de 0,9 m de diamètre placée sur une tour de 60 m de hauteur. Le signal qui alimentait l'antenne avait une puissance de 300 kW à la fréquence de 150 kHz. L'antenne de réception (figure 2.7) était identique et placée à 58 m de hauteur. Le rendement énergétique s'est révélé être très faible et ce premier essai ne fut pas encourageant.



Figure 2. 7 : Tour de Tesla (1904) [27]

En 1959, l'idée de Tesla a été relancée pendant la guerre froide par W.C. Brown qui a réalisé un puissant émetteur d'onde électromagnétique (le magnétron) [28]

⁸ TESH : Transmission d'Énergie Sans Fil

pour alimenter un avion espion destiné à survoler la Russie pendant plusieurs heures, voire plusieurs jours. Le signal émis en direction de l'avion avait une fréquence de 2,45 GHz. Celui-ci était capté par des dipôles suivis de redresseurs constituant ainsi ce que l'on appelle un réseau d'antennes rectificatrices (en anglais Rectennas pour RECTifier-antENNAS) permettant de fournir un signal d'alimentation pour un moteur continu. L'essai de cet avion a été réalisé en octobre 1964 et le drone n'a pu voler qu'à une altitude de 19 m au-dessus de l'antenne émettrice [29].

Plusieurs autres travaux ont été effectués après cela montrant ainsi la possibilité de transporter de l'énergie sans fil mais il est à noter qu'à ces niveaux de puissances élevées, on a de gros risques pour la sécurité des personnes. C'est donc ainsi que depuis quelques temps, les recherches dans ce domaine sont plus orientées vers le transport de la micro puissance surtout que ces faibles quantités d'énergie sont présentes et presque toujours disponibles dans notre environnement. C'est alors dans cette optique qu'en 2001, un essai à l'université de Pittsburgh aux États Unis a été réalisé avec l'objectif de charger des batteries de téléphones portables [30]. Le système était constitué en réception d'une antenne monopole ($\lambda/4$) de longueur 8 cm, branchée à un redresseur de type doubleur de tension à sept étages, constitué par des diodes de type HSMS 2820. La fréquence d'émission était de 915 MHz. Pour charger la batterie, il fallait au minimum une puissance continue comprise entre 1,3 W et 2,4 W. La durée du chargement par cette technique a été de six heures au lieu de trois heures dans le cas d'un chargeur classique.

De nos jours, les systèmes RFID⁹ qui sont très utilisés par beaucoup de personnes sont aussi basés sur le transport d'énergie sans fil entre un lecteur et l'étiquette (voir figure 2.8).

⁹ RFID : Radio Frequency Identification

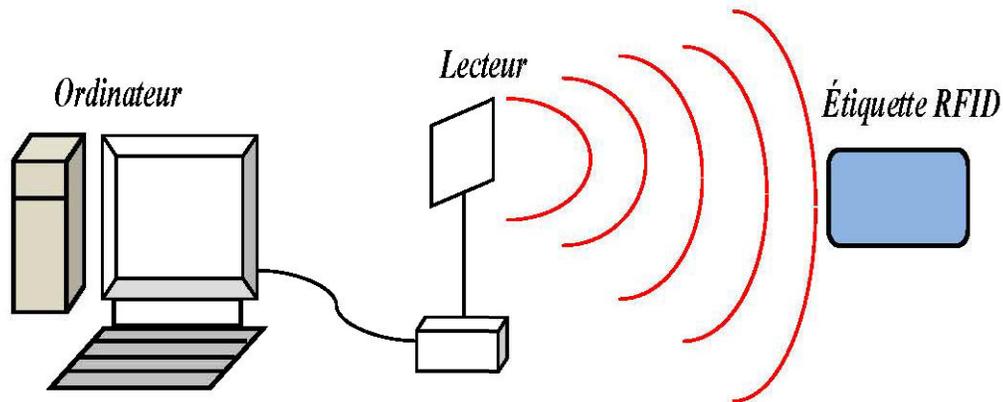


Figure 2. 8 : Système RFID

Suivant les applications, le transfert d'énergie se fait par induction magnétique ou par propagation des ondes électromagnétiques. La portée de ces systèmes varie de quelques millimètres à plus d'une dizaine de mètres [31]. Dans les portées de quelques millimètres, les étiquettes sont essentiellement utilisées pour des applications qui nécessitent une très grande sécurité mais pas nécessairement une longue portée. Comme exemples, on a les systèmes gérant les fermetures des portes ou encore de cartes intelligentes sans contact liées à des fonctionnalités de paiement. Les niveaux de puissance pour faire fonctionner l'étiquette sont généralement très faibles, de l'ordre de quelques microwatts, comme dans [32] où la puissance nécessaire pour le bon fonctionnement de l'étiquette est de l'ordre de $6 \mu W$.

En guise de conclusion, concernant cette source d'énergie, nous pouvons constater son omniprésence due à l'évolution des systèmes de télécommunications. Ainsi, dans un milieu fréquenté par les humains, on aura forcément les possibilités de récupérer une certaine quantité d'énergie. C'est donc une source d'énergie que nous allons considérer dans nos travaux.

2.4. Conclusion

Ce chapitre avait pour objectif de définir le contexte du projet et pour cela, nous avons, dans un premier temps, étudié de façon générale les RCSFs. Cela nous a permis d'avoir une estimation de la quantité d'énergie nécessaire pour alimenter un

noeud de capteur, soit $2 \mu W$. Ensuite, nous avons fait un bref état de l'art sur les différentes sources d'énergie ambiantes et de la façon de les récupérer; cela nous a permis de sélectionner parmi celles-ci les plus appropriées pour notre application à savoir la récupération des vibrations mécaniques et la récupération de l'énergie des ondes électromagnétiques ambiantes au moyen des antennes.

Pour la suite de ce travail, on se propose d'étudier individuellement chacune de ces techniques de récupération de l'énergie ambiante. Cette étude se poursuit alors par une conception et réalisation du récupérateur d'énergie vibratoire.

Chapitre III

CONCEPTION ET RÉALISATION DU MICRO GÉNÉRATEUR PIÉZOÉLECTRIQUE

3.1. Introduction

Les vibrations mécaniques constituent la première source d'énergie primaire retenue dans cette étude pour l'alimentation des nœuds capteurs destinés aux opérations de surveillance dans les TGVs. Ce chapitre propose de toutes les étapes nécessaires à la conversion des vibrations mécaniques en énergie électrique.

Pour convertir les vibrations mécaniques en énergie électrique utilisable, on procède avec trois étapes essentielles qui sont décrites sur la figure 3.1 ci-dessous.

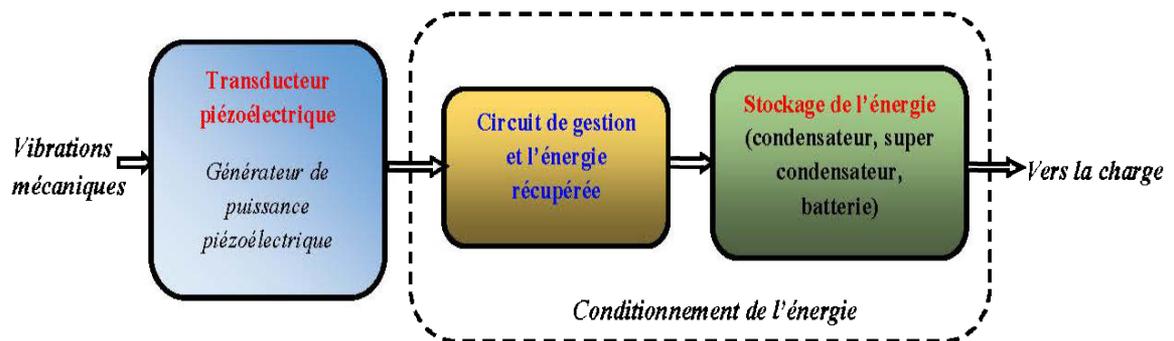


Figure 3. 1 : Diagramme bloc du micro générateur piézoélectrique [33]

- Le **transducteur piézoélectrique** est chargé de convertir les vibrations mécaniques en une énergie électrique alternative.
- Le **circuit de récolte de l'énergie récupérée** a pour rôle de mettre en forme l'énergie alternative fournie par le générateur piézoélectrique.
- le **réservoir d'énergie**, qui peut être une batterie, un condensateur ou un super condensateur, permet de stocker l'énergie récupérée.

L'objectif de ce chapitre est de concevoir un micro générateur en étudiant individuellement les différents blocs du diagramme de la figure 3.1. Précisons déjà

que dans le but de récupérer un maximum de puissance, des améliorations ont été apportées par des chercheurs à différents niveaux sur le diagramme. Par exemple, ceux qui travaillent sur les propriétés de la matière développent des matériaux piézoélectriques avec des propriétés de récupération d'énergie de plus en plus intéressantes. Au niveau des charges à alimenter, les progrès effectués dans le domaine de l'électronique permettent d'avoir des nœuds capteurs consommant de très faibles puissances. Dans le cadre de notre projet, nous allons plus nous intéresser aux améliorations qui ont été apportées sur la partie conditionnement de l'énergie.

Comme le montre le diagramme de la figure 3.1, le dimensionnement de toute la chaîne de récupération est lié au spectre des vibrations de notre environnement d'étude. Ce chapitre est organisé comme suit : à la section 2, on présente le spectre des vibrations dans l'environnement d'un train et, à l'issue de l'analyse du spectre obtenu, le transducteur piézoélectrique qui conviendrait le mieux pour la conversion des vibrations détectées est dimensionné à la section 3. À la section 4, les logiciels ADS et Simscape de Matlab/Simulink sont utilisés pour dimensionner les éléments permettant de mettre en forme le signal généré par le transducteur.

3.2. Vibrations détectées dans l'environnement d'un train

3.2.1. Équipement de mesures

Pour avoir le spectre des vibrations dans l'environnement du train, la carte son d'un ordinateur est utilisée, ceci partant du principe selon lequel le son est une vibration mécanique. Le diagramme d'acquisition des données de la carte son est montré sur la figure 3.2.

Comme on peut le voir sur cette figure, un microphone est utilisé pour recueillir les données d'accélération. Les données recueillies sont échantillonnées à 2000 Hz

etsont traitées en faisant une analyse de Fourier rapide (FFT¹⁰) des échantillons prélevées via le logiciel MATLAB. Le microphone utilisé est de marque SYBA avec une impédance de $2,2\text{ k}\Omega$, une sensibilité de -58 dB et une bande passante comprise entre 20 Hz et 16 kHz . Il faut toutefois noter que ce dispositif de mesure, bien qu'il nous assure une large plage d'acquisition du signal, a un inconvénient majeur qui réside dans le fait que les signaux prélevés ne sont pas issus des seules vibrations ambiantes mais aussi des signaux acoustiques, des bruits dus aux intempéries (telle que la pluie) qui sont des phénomènes non périodiques et surtout aléatoires. Ainsi, pour valider la valeur de la fréquence fondamentale des vibrations dans l'environnement du train, nous avons utilisé dans un second temps l'application accéléromètre triaxial d'un iPhone 4. Il s'agit d'une application qui nous donne un accès direct aux données de l'accélération puisque les valeurs détectées peuvent être transférées hors du iPhone comme un fichier CSV¹¹. Un autre avantage de cet équipement de mesure est qu'il remplace le gros ensemble encombrant accéléromètre, unité d'amplification et oscilloscope utilisé dans certains travaux de récupération de l'énergie vibratoire [34]. L'inconvénient majeur de cet équipement de mesure est toutefois que sa fréquence maximale d'échantillonnage est limitée à 100 Hz .

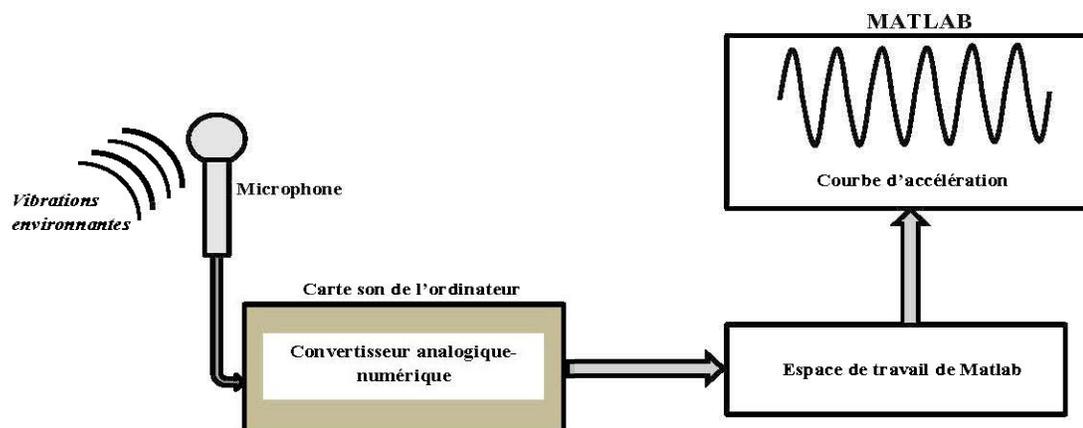


Figure 3. 2 : Acquisition du spectre des vibrations dans l'environnement du train par microphone [35]

¹⁰ FFT : Fast Fourier Transform

¹¹ CSV : Comma-Separated Values

3.2.2. Vibrations détectées

Pour avoir une idée de la fréquence fondamentale des vibrations dans un train, l'équipement de mesure est placé sur la locomotive numéro 27 de la fonderie Horne [36] qui se trouve à Rouyn Noranda.

La figure 3.3 (a) montre une photographie de notre environnement de mesure et la figure 3.3 (b) une vue globale de la locomotive.



(a) Environnement de mesure des vibrations dans le train.



(b) Vue globale de la locomotive utilisée pour nos mesures.

Figure 3.3 : Mesures des vibrations dans un train

La figure 3.4 montre les résultats de la première série de mesures effectuées avec le microphone. On y voit une fréquence fondamentale des vibrations aux alentours de 11,89 Hz. La courbe bleu montre des valeurs d'accélération verticale allant jusqu'à 0,1 g. Le spectrogramme du signal montré à la figure 3.4 (d) confirme non seulement le fait que la densité de puissance des vibrations présente un maximum aux alentours -40 dB/Hz, mais aussi le fait que l'essentiel de la puissance se situe entre 0 et 100 Hz.

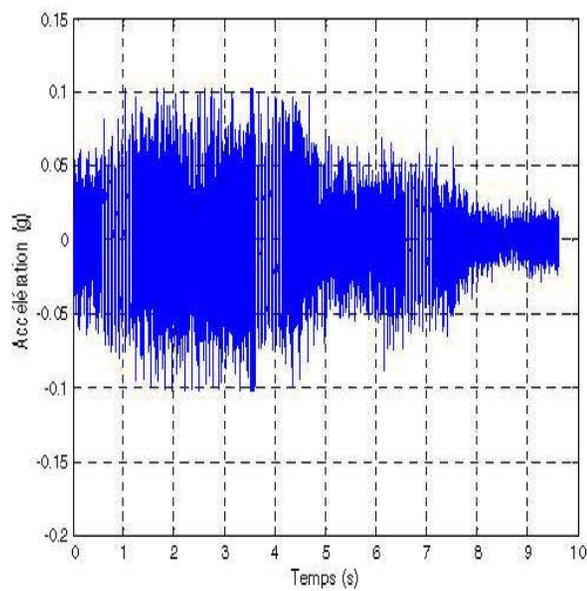
La figure 3.5 ci-dessus, correspondant à la deuxième série de mesures effectuées avec le microphone montre une évolution temporelle plus régulière de l'accélération.

Le spectrogramme du signal suggère toujours que l'essentiel de l'énergie se trouve entre 0 Hz et 100 Hz. Un pic d'accélération est observé à 12,59 Hz.

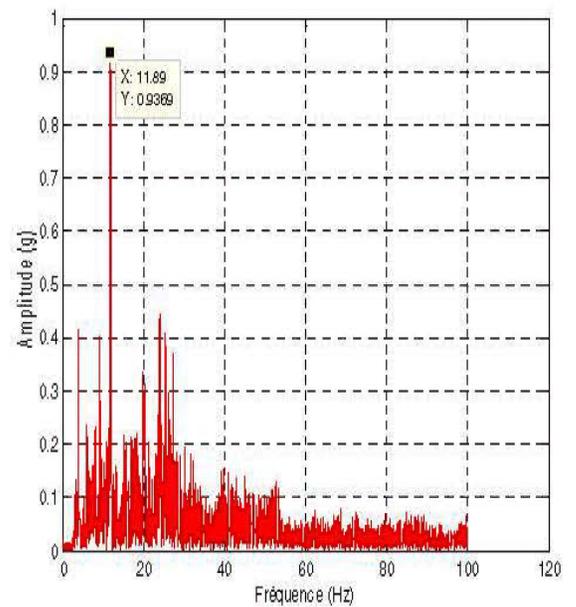
En guise de comparaison entre les résultats montrés sur les deux figures 3.4 et 3.5, on remarque plus de fluctuations dans l'évolution temporelle pour le cas de la figure 3.4, une fréquence fondamentale plus petite et moins de puissance. Cette inconsistance dans les mesures effectuées avec le microphone est due, comme nous l'avons mentionné précédemment, au fait que le microphone très large bande capte des signaux autres que ceux dus seulement à la vibration du train. De plus, on constate qu'une vibration maximale du moteur n'entraîne pas une grosse modification de la valeur de la fréquence principale; elle n'a d'effet que sur l'amplitude du signal. Cela est visible par le fait que les amplitudes du signal dans le cas de la figure 3.4 sont 10 fois supérieures à celles de la figure 3.5.

De ces deux figures, nous dégageons un consensus celui selon lequel l'essentiel de l'énergie se trouve aux basses fréquences. Ce qui permet alors d'envisager l'utilisation de l'application accéléromètre triaxial de l'iphone 4. Les résultats obtenus grâce à l'accéléromètre sont montrés sur la figure 3.6 ci-dessous.

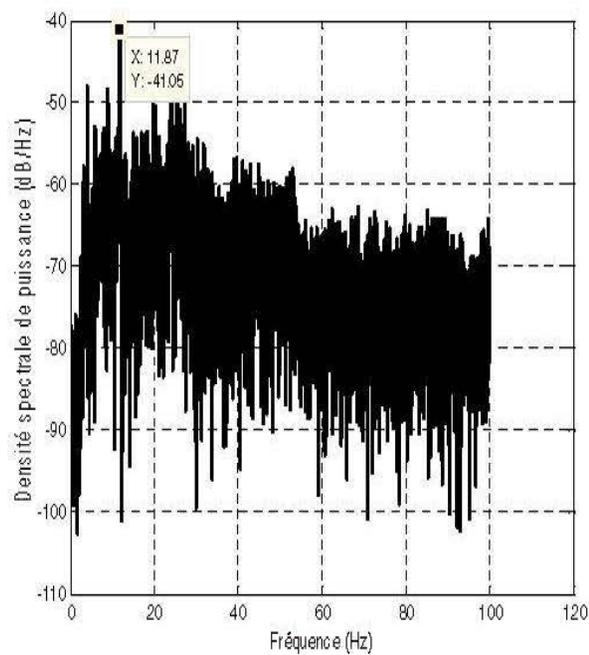
Sur la figure 3.6, on observe que la fréquence principale des vibrations vaut 15,37 Hz. Les amplitudes d'accélération obtenues sur la figure 3.6 (b) sont 3 fois plus petites à celles de la figure précédente. Nous pouvons justifier cela par le fait que les signaux issus du microphone sont amplifiés car ce dernier possède un gain. La variation de la puissance en fonction de la fréquence et du temps montre que la puissance des signaux est maximale et quasi constante dans le temps pour une fréquence aux alentours de 15 Hz. Les informations données par l'accéléromètre sont nettement plus réalistes que celles données par le microphone pour les raisons évoquées précédemment. Pour cette raison on choisit de concevoir un transducteur piézoélectrique ayant une fréquence de résonance proche de 15 Hz. Dans la section 3.3, nous le dimensionnons pour cette fin.



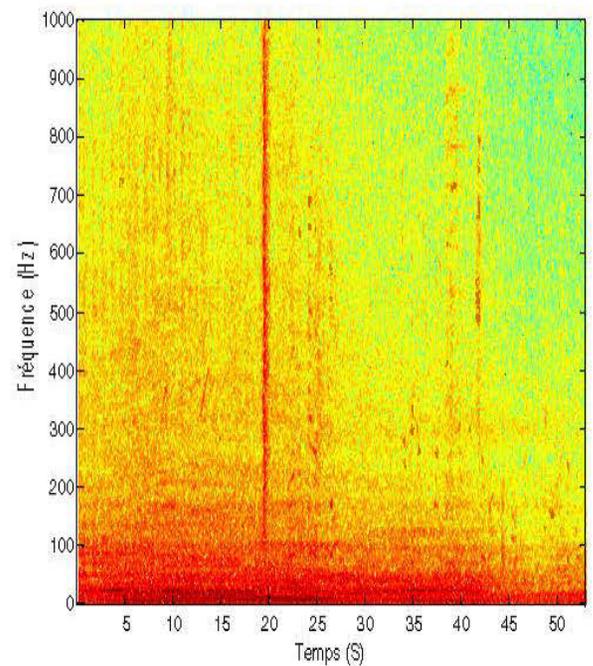
(a) Évolution temporelle de l'accélération verticale.



(b) Spectre d'amplitude.

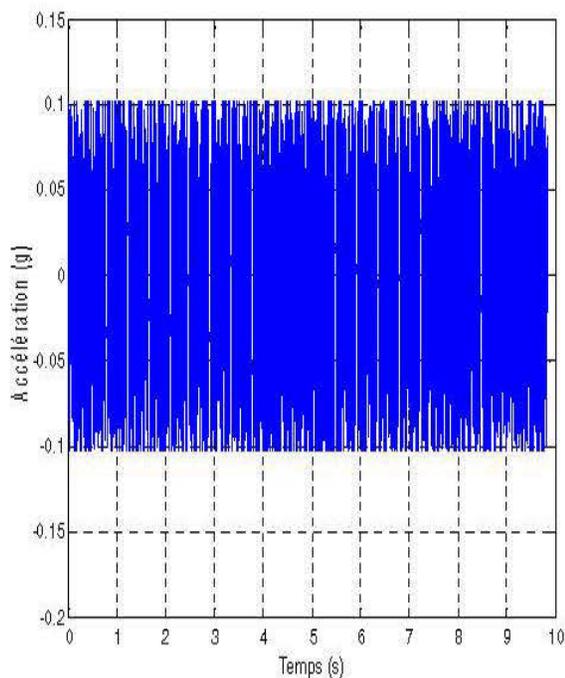


(c) Densité spectrale de puissance

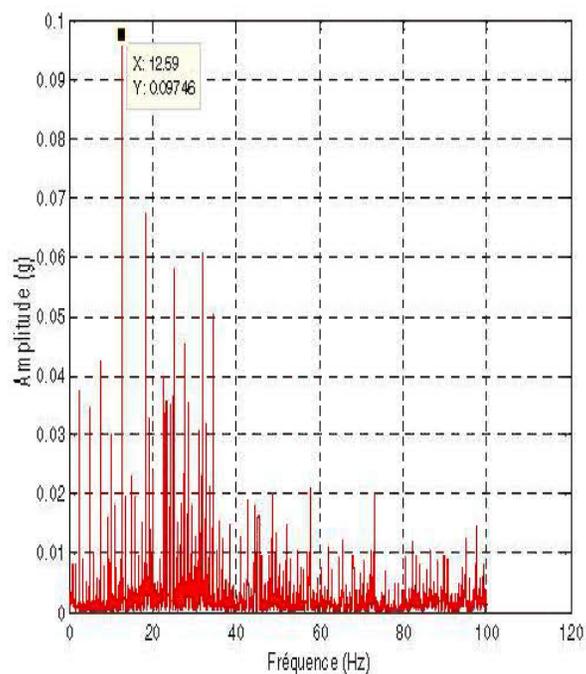


(d) Spectrogramme du signal

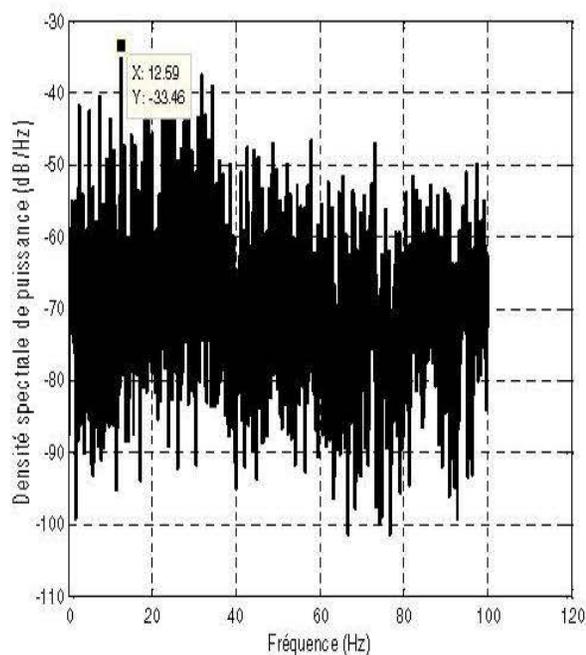
Figure 3. 4 : Résultats de la première série de mesure avec le microphone



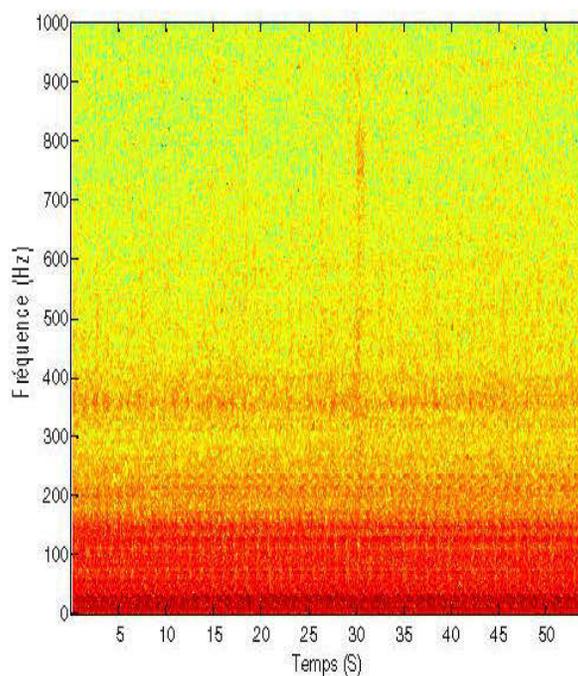
(a) Évolution temporelle de l'accélération verticale.



(b) Spectre d'amplitude.

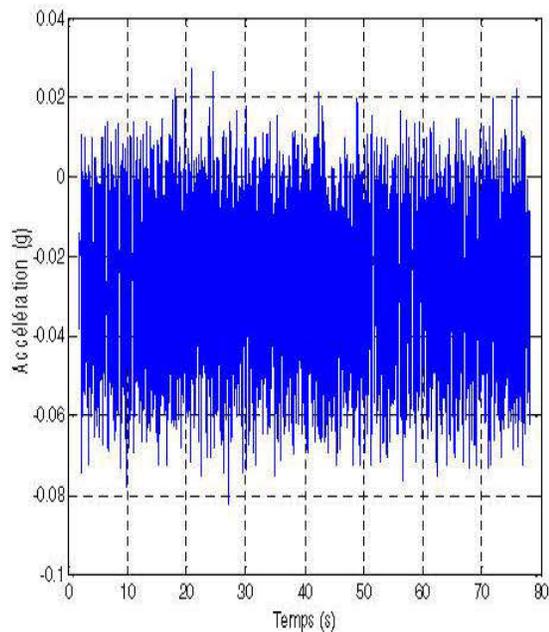


(c) Densité spectrale de puissance

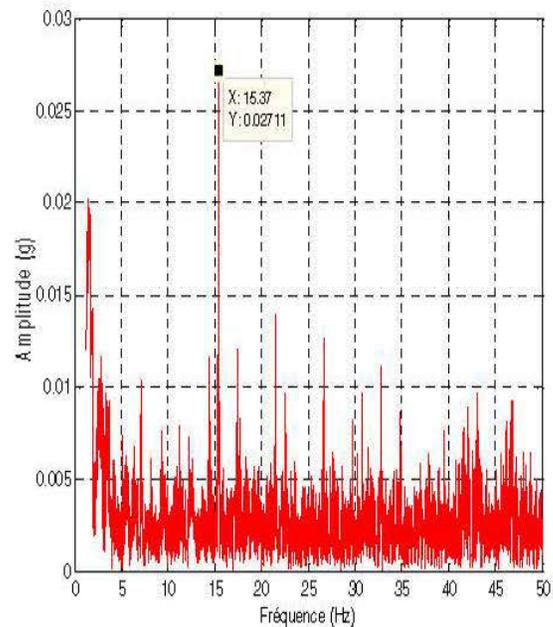


(d) Spectrogramme du signal

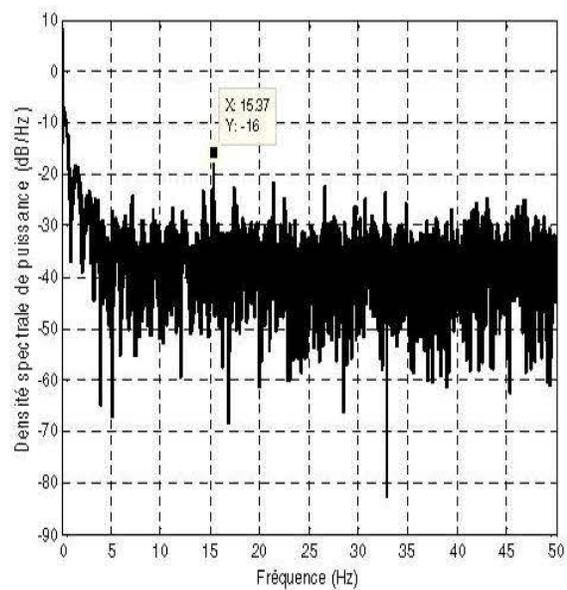
Figure 3.5 : Résultats de la deuxième série de mesure avec le microphone



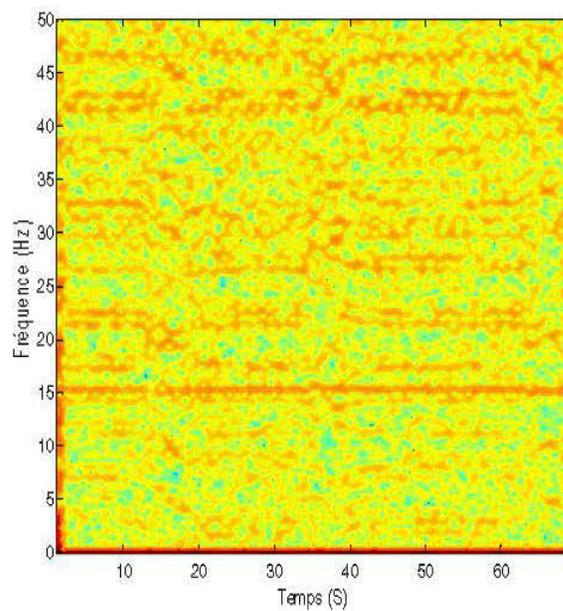
(a) Évolution temporelle de l'accélération verticale.



(b) Spectre d'amplitude.



(c) Densité spectrale de puissance



(d) Spectrogramme du signal

Figure 3. 6 : Vibrations détectées par l'accéléromètre

3.3. Le transducteur piézoélectrique

Cette section traite de la conception et de la réalisation du premier élément de la chaîne de récupération de l'énergie des vibrations mécaniques à savoir le transducteur piézoélectrique. On partira des notions générales sur la piézoélectricité, pour une description et une analyse statique de la structure du transducteur. La section se terminera par un test des performances du transducteur fabriqué.

3.3.1. Théorie de la piézoélectricité

La piézoélectricité correspond à l'apparition de charges électriques sous l'influence d'une contrainte mécanique.

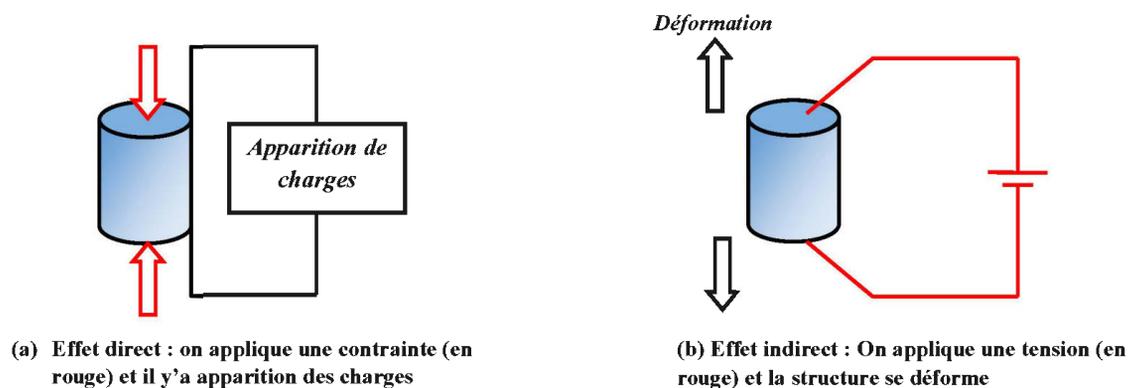


Figure 3. 7 : Comportement d'une pastille piézoélectrique [37]

Il existe deux effets piézoélectriques : l'effet piézoélectrique direct, qui fut découvert par les frères Jacques et Pierre Curie en 1880 [38] et l'effet piézoélectrique inverse qui correspond à une déformation du matériau lorsqu'on lui applique un champ électrique (voir figure 3.7 ci-dessus). Le second effet de la piézoélectricité fut découvert par Lippmann en 1881 [38]. Il est à noter que les deux effets sont indissociables.

3.3.2. Description du transducteur piézoélectrique

Pour obtenir une structure relativement souple et autorisant des déplacements importants, il faut utiliser un effet de levier; cet effet de levier est le plus souvent

obtenu en utilisant une structure de type poutre encastrée libre. Le type de structure le plus répandu pour un récupérateur d'énergie vibratoire piézoélectrique est donc le cantilever (figure 3.8). Il s'agit d'une structure bimorphe composée d'une poutre encastrée libre, cette poutre contient une partie active (la partie piézoélectrique) et une partie passive (qu'on appelle substrat).

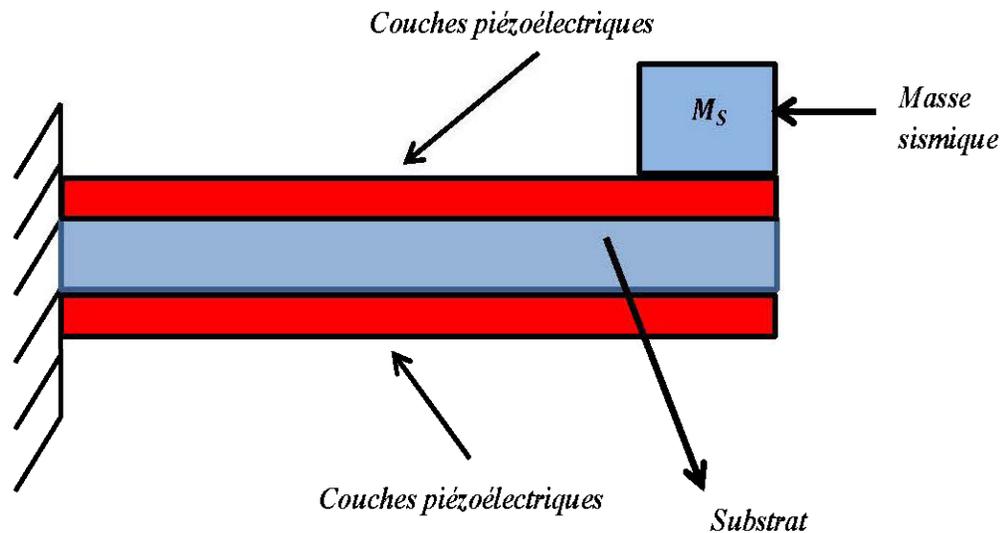


Figure 3. 8 : Structure d'un transducteur piézoélectrique de type cantilever [19]

D'après les travaux de Williams et Yates [24], la puissance récupérable est d'autant plus élevée que la masse sismique est importante. C'est pour cela qu'une masse sismique complémentaire à la masse de la poutre est ajoutée en bout de poutre. Voici une description détaillée de chacune des parties :

- le substrat : c'est un matériau passif non couplé qui est utilisé pour augmenter le couplage mécano-mécanique, c'est-à-dire amplifier le déplacement relatif de la masse sismique par rapport à l'amplitude de déplacement de la source de vibration.
- la masse sismique : plus la masse est grande, plus la contrainte mécanique appliquée dans le matériau piézoélectrique est grande et plus l'énergie en sortie est importante.

- les couches piézoélectriques : c'est la partie active de la structure, utilisée pour convertir les vibrations mécaniques en énergie électrique. Les couches piézoélectriques sont généralement placées le plus loin possible du centre du substrat et le plus près possible de l'encastrement pour qu'elles reçoivent le maximum de contrainte mécanique et donc convertissent un maximum d'énergie mécanique.

Pour récupérer un maximum de puissance, la poutre doit être dimensionnée de telle sorte qu'elle ait une fréquence naturelle proche de celle de la fréquence fondamentale des vibrations que l'on désigne ici par f_0 . Le dimensionnement du transducteur passe alors par deux étapes essentielles :

- le choix des matériaux (type de substrat et matériau piézoélectrique),
- l'analyse statique de la structure : détermination de la fréquence de résonance de la poutre.

3.3.2.1. Matériau du substrat

Trois critères essentiels permettent de choisir le matériau du substrat; il s'agit du :

- facteur de qualité mécanique Q_m : il doit être le plus élevé possible car il permet de minimiser les pertes,
- module de Young Y_b : les fréquences des vibrations mécaniques dans la plupart des cas sont généralement basses; il est alors préférable de choisir un matériau dont la raideur ne sera pas très grande afin de pouvoir atteindre des fréquences de résonances faibles pour des structures de tailles centimétriques.
- la densité volumique ρ : une forte densité volumique permet d'obtenir une grande masse effective à petit volume et donc une faible fréquence de résonance.

Pour pouvoir comparer quantitativement les différents matériaux possibles pour le substrat, nous pouvons considérer la figure de mérite λ_b définie dans les travaux de Ahmed Seddik [1], comme suit :

$$\lambda_b = \frac{\rho}{Y_b} Q_m \quad (3.1)$$

Le tableau ci-dessous présente une comparaison des différents matériaux utilisés comme substrat dans des systèmes piézoélectriques.

Tableau 3. 1: Comparaison des différents matériaux utilisés comme substrat

Type de matériau	$\rho[g.cm^{-3}]$	$Y[Gpa]$	Q_m	λ_b
Acier	7,8	210	40	1,49
Laiton	8,5	110	20	1,55
Quartz	2,643	80	10^4	330,4
Silicium	2,5	107	150	3,5

Il ressort de ce tableau que le matériau qui présente la meilleure figure de mérite est le quartz. Cependant, il est onéreux de fabriquer une structure avec le quartz. Bien que l'**acier** soit le matériau le moins performant, c'est celui qui sera utilisé dans ce travail pour des raisons de coût et d'accessibilité.

3.3.2.2. Matériau piézoélectrique

Il existe déjà des composites piézoélectriques sur le marché que nous pouvons utiliser directement. La figure 3.9 montre le pack QP20W de Mide Technology qui un micro générateur piézoélectrique ayant été utilisé en 2002 par Ottman [39] pour rendre les systèmes autonomes. C'est le même que nous allons utiliser dans ce travail.

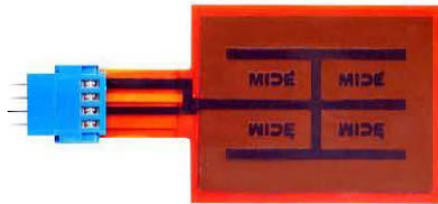


Figure 3. 9 : Image du pack QP20W de Mide technologyImage du pack QP20W de Mide technology [40]

3.3.3. Analyse statique de la structure de type cantilever

La structure considérée dans ce travail est une poutre bimorphe qui a été utilisée par S. Roundy dans sa thèse [3]. Une vue plus détaillée est donnée sur la figure 3.10.

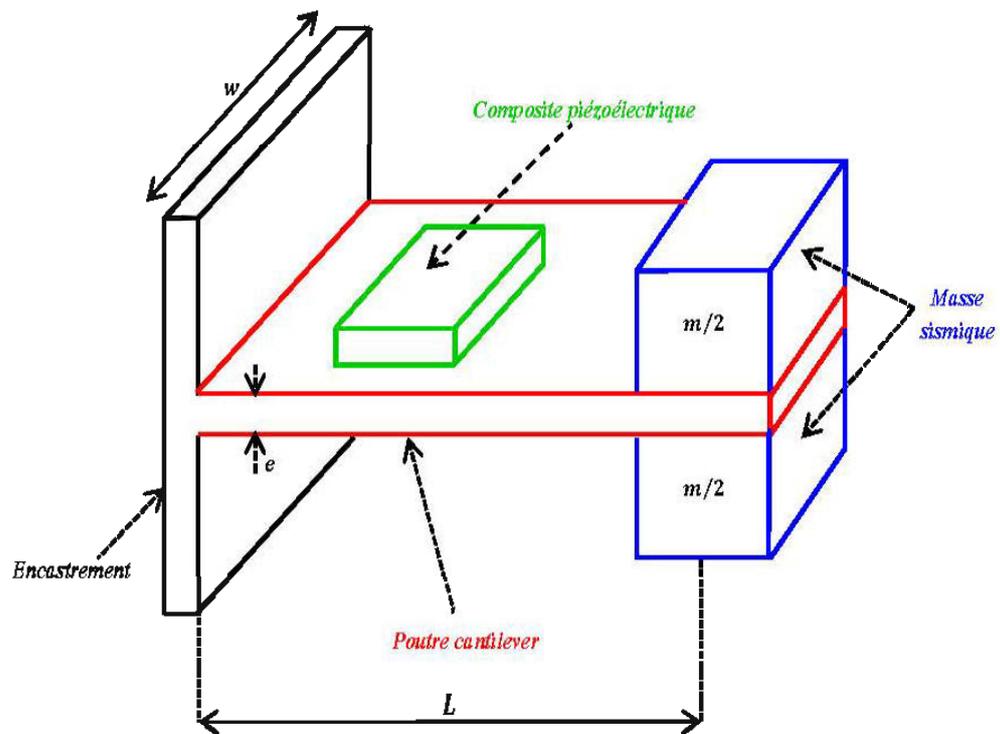


Figure 3. 10 : Structure d'analyse du transducteur de type cantilever

Comme dans la plupart des travaux, on placera le composite piézoélectrique au niveau de l'encastrement où la contrainte est maximale [1]. En négligeant la

masse de la poutre et celle du composite piézoélectrique par rapport à la masse de charge, la fréquence naturelle de la poutre peut être approximée par la relation [19]

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{3Y_b I}{mL_b^3}} \quad (3.2)$$

avec I qui est le moment d'inertie de la poutre, L_b sa longueur et m la masse sismique en bout de poutre. Si w et e_b représentent respectivement la largeur et l'épaisseur de la poutre, alors son moment d'inertie sera défini par :

$$I = \frac{we_b^3}{12} \quad (3.3)$$

L'expression de la fréquence naturelle de la poutre devient alors [19]:

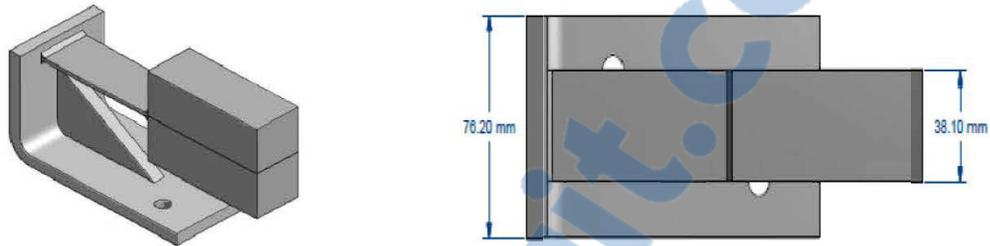
$$f_0 = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{Y_b we_b^3}{mL_b^3}} \quad (3.4)$$

3.3.4. Conception et fabrication du transducteur piézoélectrique

Les dimensions retenues pour la poutre conçue sont montrées sur la figure 3.11 dessinée avec le logiciel Autodesk Inventor [41] qui est un logiciel de conception mécanique 3D. Avec ces différentes dimensions illustrées sur la figure 3.11. On obtient à partir de la relation (3.4) une fréquence naturelle de la poutre égale à 15,03 Hz. Une simulation de la poutre avec le logiciel Autodesk Algor Simulation [42] situe la fréquence naturelle de la poutre à 14,63 Hz. Nous pouvons expliquer cette différence entre la valeur analytique et la valeur numérique par le fait que la relation (3.4) est une relation approximative dans laquelle on n'a négligé la masse de la poutre; la masse réelle est donc légèrement supérieure à m ce qui implique une diminution de la valeur de la fréquence naturelle.

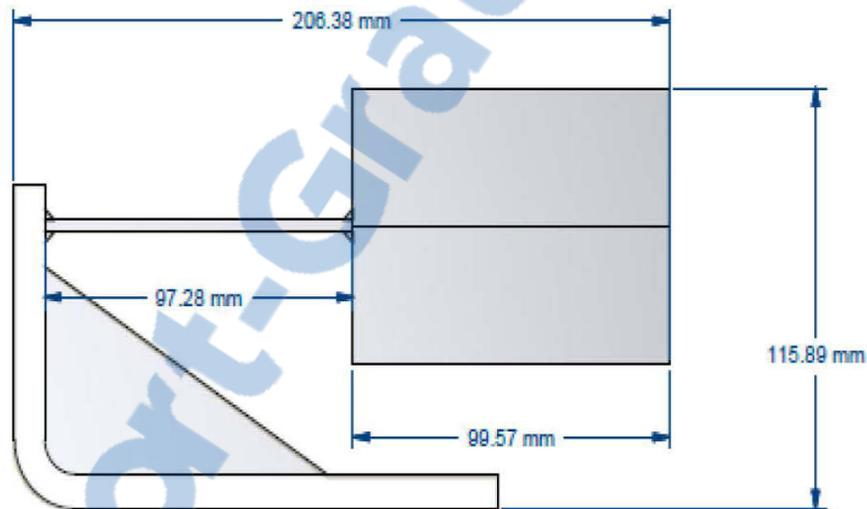
Pour fabriquer la poutre, nous avons sollicité les services de l'entreprise atelier Val d'Or [43] qui est la meilleure entreprise de la ville spécialisée dans

l'usinage et la réparation d'équipement en tout genre. Nous terminons la conception du transducteur en utilisant le composite QP20W de Mide Technology (figure 3.12)



(a) Vue en perspective de la poutre

(b) Vue de dessus de la poutre



(c) Vue de profil de la poutre

Figure 3. 11 : Dimensions de la poutre fabriquée $m=2,282$ kg

Composite piézoélectrique QP20W



Figure 3. 12 : Photographie du transducteur piézoélectrique fabriqué

3.3.5. Test et performances du micro générateur fabriqué

Pour tester le transducteur piézoélectrique, la tension délivrée par celui-ci en circuit ouvert est visualisée avec un oscilloscope portable. Une photographie de notre environnement d'essai est montrée à la figure 3.13. Comme on peut le voir sur cette figure, nous avons utilisé pour des raisons d'espace de travail réduit et aussi pour ne pas influencer les vibrations de notre milieu d'essai, un oscilloscope portable. Il s'agit du DSO Nano qui est un oscilloscope en format de poche et qui est compatible à un oscilloscope 32 bits de stockage; il est équipé d'un écran d'observation couleur de 320×240 pixels, d'une carte SD, d'un port USB et d'une fonction de recharge. Il est compact, simple à utiliser; répond aux exigences de base du test en laboratoire et de l'ingénierie électrique. Le transducteur piézoélectrique est placé sur le bord de la locomotive à l'endroit même où était placé le capteur d'accélération.

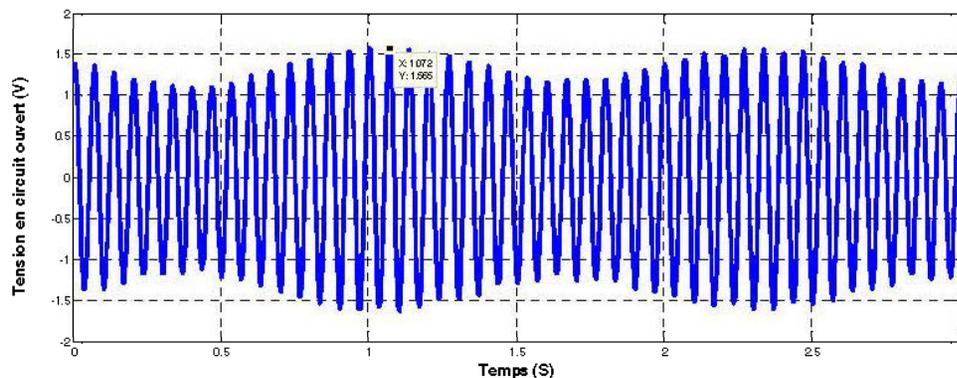


Figure 3.13 : Test du transducteur piézoélectrique

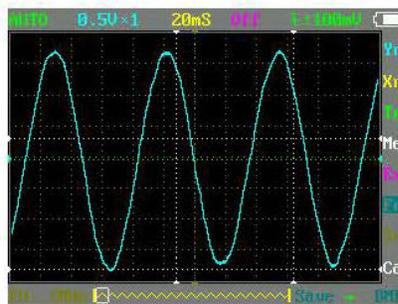
À partir des données enregistrées par l'oscilloscope, nous traçons sur la figure 3.14, l'évolution temporelle de la tension en circuit ouvert du transducteur. Les figures 3.14 (b) et 3.14 (c), donnent deux oscillographes de la tension en circuit ouvert du transducteur, enregistrés à deux instants quelconques. Il ressort des différentes courbes que l'amplitude de la tension en circuit ouvert du transducteur n'est pas constante, elle dépend du temps. Cela est certainement dû à une

inconstance dans l'amplitude des vibrations qui dépend du régime de fonctionnement du moteur. La figure 3.14 (a) montre que la plus grande valeur d'amplitude que peut avoir la tension en circuit ouvert du transducteur est d'environ 1,56 V.

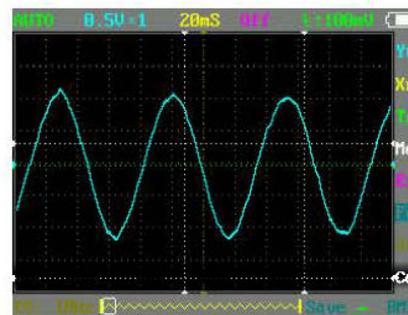
Avant de mettre en forme le signal fourni par notre transducteur, nous nous proposons de quantifier la puissance que nous pouvons récupérer via celui-ci. Cela nous permettra d'évaluer l'efficacité de notre circuit de gestion de l'énergie récupérée. Pour obtenir l'allure de la puissance de sortie du générateur, on détermine avant toute chose sa résistance de charge optimale par simulation. Le modèle électrique équivalent du transducteur est défini à la section suivante.



(a) Allure de la tension en circuit ouvert du transducteur



(b) Oscilloscope enregistré à un instant t_1 quelconque



(c) Oscilloscope enregistré à un instant $t_2 \neq t_1$

Figure 3. 14 : Tension en circuit ouvert du transducteur

3.3.5.1. Modèle électrique équivalent du transducteur piézoélectrique

Lorsque le générateur piézoélectrique est soumis aux vibrations, des charges électriques se forment sur les surfaces du matériau. Ces charges sont proportionnelles au déplacement de la masse sismique [44] :

$$Q_P = \alpha_P z(t) \quad (3.5)$$

On en déduit alors que

$$i_P(t) = \frac{dQ_P}{dt} = \alpha_P \dot{z}(t) \quad (3.6)$$

Dans ces formules, Q_P représente la charge déplacée en Coulomb, $i_P(t)$ est le courant généré en Ampères, $z(t)$ le déplacement relatif de la masse et α_P est la constante électromécanique. Roundy dans sa thèse [3] définit la constante électromécanique par la relation :

$$\alpha_P = wL_P d_{31} Y_P \quad (3.7)$$

Le courant généré par la pastille piézoélectrique est alors défini par :

$$i_P(t) = awL_P d_{31} Y_P \dot{z}(t) \quad (3.8)$$

où w et L_P représentent respectivement la largeur et la longueur du composite piézoélectrique, d_{31} sa constante piézoélectrique, Y_P son module de Young et $\dot{z}(t)$ la vitesse de déplacement de la masse sismique.

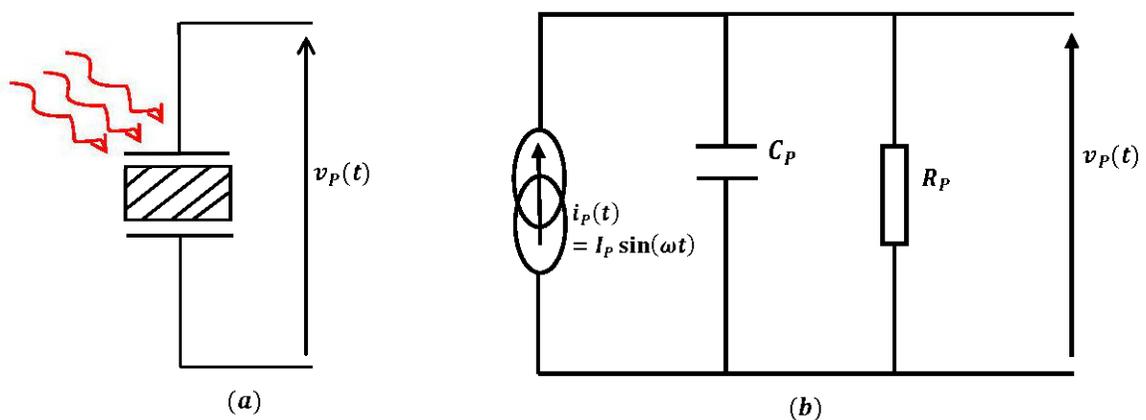


Figure 3. 15 : (a) Symbole d'un transducteur piézoélectrique soumis aux vibrations, (b) : Circuit électrique équivalent du transducteur soumis aux vibrations

Le schéma équivalent d'une pastille piézoélectrique se compose alors d'une source de courant $i_p(t)$ qui est proportionnelle à la vitesse de vibration, d'une capacité C_p et d'une résistance R_p qui prend en compte les pertes dans le matériau piézoélectrique. Ces différents éléments sont disposés tel qu'illustré à la figure 3.15 ci-dessus.

La capacité C_p est donnée par la fiche constructeur du composite et la résistance R_p est définie par la relation :

$$R_p = \frac{1}{\omega C_p \tan \delta} \quad (3.9)$$

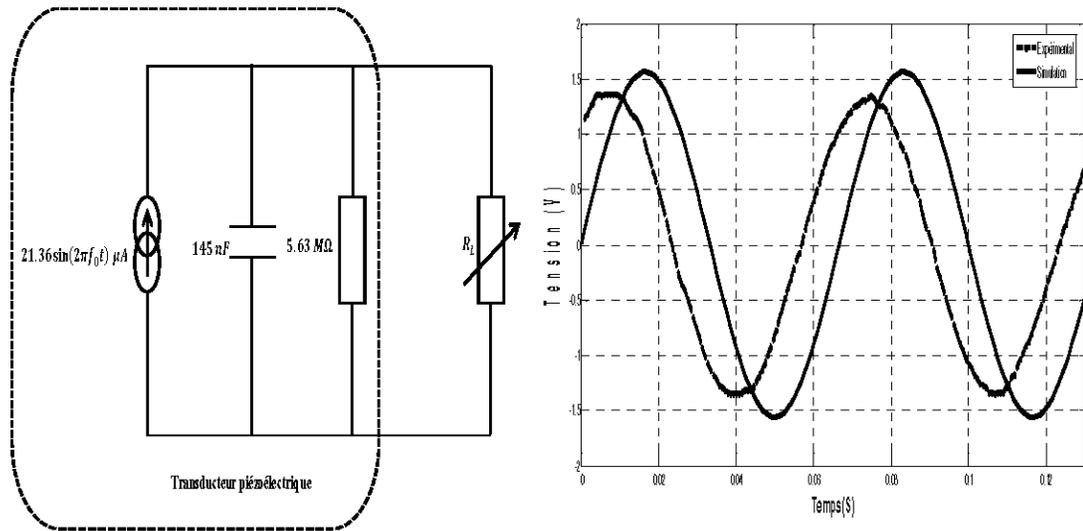
avec ω qui est la pulsation en rad.s^{-1} et $\tan \delta$ est le coefficient de pertes diélectriques du matériau piézoélectrique.

À partir de la fiche constructeur du composite piézoélectrique QP20W de Mide Technology donné à l'annexe B ainsi que des propriétés physiques du PZT¹², les paramètres du modèle électrique équivalent sont définis comme suit :

- la fiche constructeur du composite indique la valeur de la capacité C_p qui est de 145 nF .
- la résistance R_p obtenue à partir de la relation (3.9) est $5,63 \text{ M}\Omega$.
- la source de courant $i_p(t)$ dans le modèle équivalent dépend de la vitesse des vibrations [3]. À partir des simulations faites sous Autodesk Algor simulation, son amplitude est évaluée à $21,36 \mu\text{A}$.

Avec ces différentes valeurs définies, nous simulons via ADS le schéma illustré à la figure 3.16 (a). Le résultat obtenu en comparaison avec le résultat expérimental est montré à la figure 3.16 (b) sur laquelle on peut observer un bon accord entre le résultat expérimental et celui issu des simulations.

¹² PZT : Titano-Zirconate de Plomb

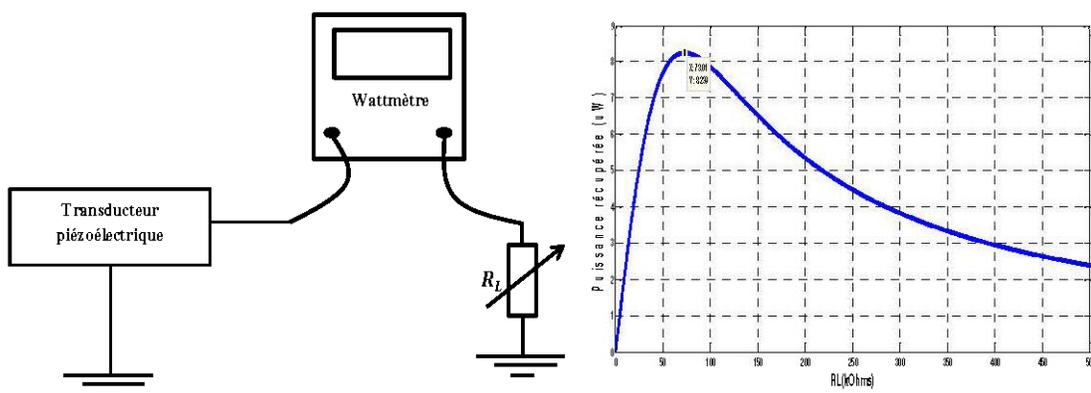


(a) Schématique de simulation de la tension en circuit ouvert du transducteur

(b) Tension en circuit ouvert du transducteur

Figure 3. 16 : Simulation de la tension de sortie du transducteur

Pour déterminer la résistance de charge optimale du transducteur, on place à sa sortie une résistance R_L variable. Le schéma de montage de ce mode opératoire est montré sur la figure 3.17 (a).



(a) Schématique de simulation pour la détermination de la résistance de charge optimale

(b) Variation de la puissance récupérée en fonction de la charge

Figure 3. 17 : Résistance de charge optimale du transducteur

Sur ce montage, on observe, à l'aide d'un wattmètre, les variations de puissance DC transmise à la charge. En simulant le montage de la figure 3.17 (a) sous ADS, l'évolution de la puissance DC en fonction de la charge peut être représentée à la figure 3.17 (b). On y voit que la puissance moyenne transmise à la charge atteint un maximum de $8,2 \mu W$ pour une résistance de charge optimale de $73,2 k\Omega$.

3.3.5.2. Puissance de sortie du transducteur piézoélectrique

Avec la valeur optimale de la résistance de charge, on trace l'évolution temporelle de la puissance de sortie du transducteur. Pour cela, on considère les données enregistrées lors des mesures expérimentales et on utilise la relation (3.10) pour obtenir la courbe montrée sur la figure 3.18, sur laquelle on peut noter que le générateur permet de récupérer une puissance moyenne P_{moy} d'environ $6,3 \mu W$. Des pics de puissance sont également observés au-delà de $18 \mu W$.

$$P = \frac{V^2}{R_L} = \frac{V_{max}^2}{2R_L} \quad (3.10)$$

où V représente la valeur efficace de la tension alors que V_{max} est la valeur maximale.

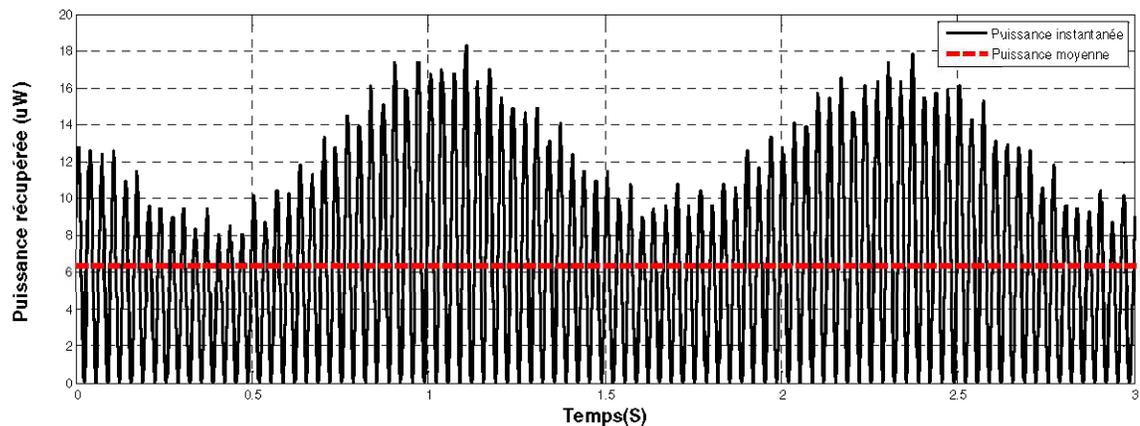


Figure 3. 18 : Évolution temporelle de la puissance de sortie du transducteur

3.3.6. Conclusion partielle

Cette section avait pour objectif de concevoir et de fabriquer le transducteur piézoélectrique approprié pour la récupération de l'énergie des vibrations dans le

train. La poutre a été dimensionnée de manière à ce qu'elle résonne aux alentours de 15 Hz qui est la fréquence principale des vibrations détectées dans le train. À partir des mesures effectuées, on s'aperçoit que le générateur pourrait fournir une puissance moyenne de 6,3 μW qui est une puissance suffisante pour alimenter la plupart des nœuds des RCSFs actuellement commercialisés.

Très peu de travaux ont proposé des systèmes de récupération de l'énergie vibratoire dans le cas particulier des trains. On a choisi de comparer nos résultats avec d'autres résultats dont les fréquences principales de vibrations sont les plus proches de 15 Hz. Le tableau 3.2 dresse alors un comparatif entre les résultats d'expérimentation obtenus dans ce mémoire et ceux rapportés dans la littérature allant dans le même sens.

Tableau 3. 2 : Comparaison des résultats par rapport à d'autres travaux de recherche

<i>Auteurs</i>	<i>Accélération des vibrations $m \cdot s^{-2}$</i>	<i>Fréquence des vibrations (Hz)</i>	<i>Puissance récupérée (μW)</i>	<i>Références</i>
Zhu	0,015	25	1,1	[34]
White	0,023	80,1	2,1	[45]
Ferrari	0,088	41	0,27	[46]
Nous	0,0002	15	6,3	

3.4. Gestion de l'énergie récupérée

3.4.1. Bref état de l'art

Dans cette partie, nous procédons à la mise en forme de l'énergie récupérée par le transducteur conçu à la section précédente. Avant toute chose, rappelons que l'énergie issue du générateur piézoélectrique est une énergie alternative et les charges à alimenter, plus précisément les nœuds d'un RCSF, nécessitent une énergie

continue. La structure classique du circuit de gestion de l'énergie récupérée est alors un simple redresseur AC/DC (voir figure 3.19).

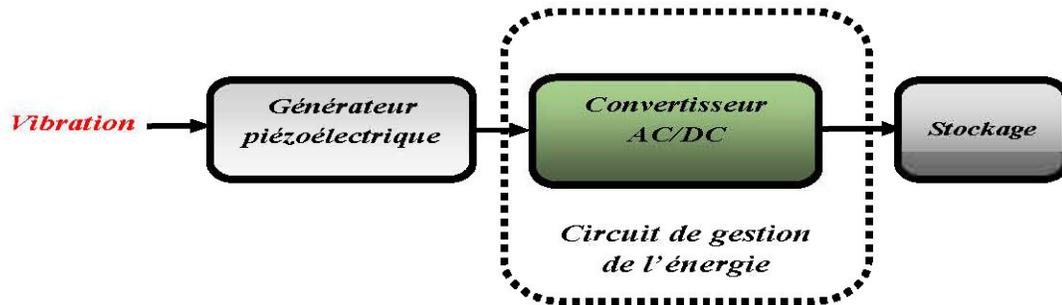


Figure 3. 19 : Dispositif classique de récupération d'énergie vibratoire

Afin de réaliser l'adaptation entre le convertisseur AC/DC et la charge, Ottman propose en 2002 d'insérer entre les deux un convertisseur DC/DC [39] (voir figure 3.20).

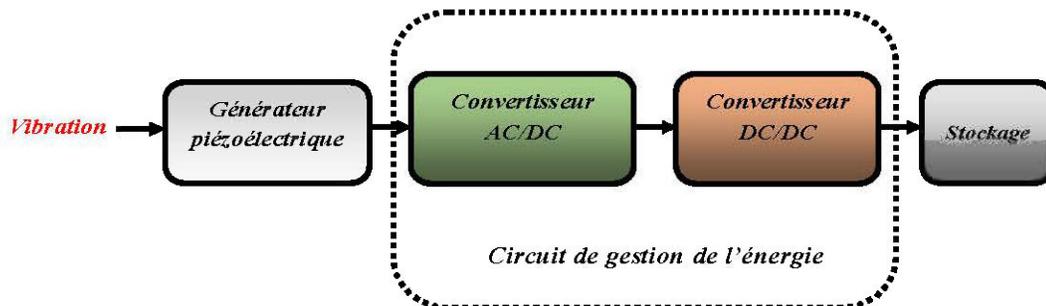


Figure 3. 20 : Structure générale du récupérateur d'énergie proposé par Ottman

Il est à noter que les tensions délivrées par le transducteur piézoélectrique sont, dans la plupart des cas, plus faibles que les tensions seuils des diodes, ce qui rend difficile l'usage des redresseurs traditionnels. Dans le cadre de l'optimisation de l'énergie récupérée, un module dit non linéaire proposé par D. Guyomar en 2005 [47] peut être ajouté dans la chaîne de conversion d'énergie. La structure du circuit de récupération d'énergie devient alors celle de la figure 3.21. Le but du module non linéaire est de maximiser l'énergie donnée par la source.

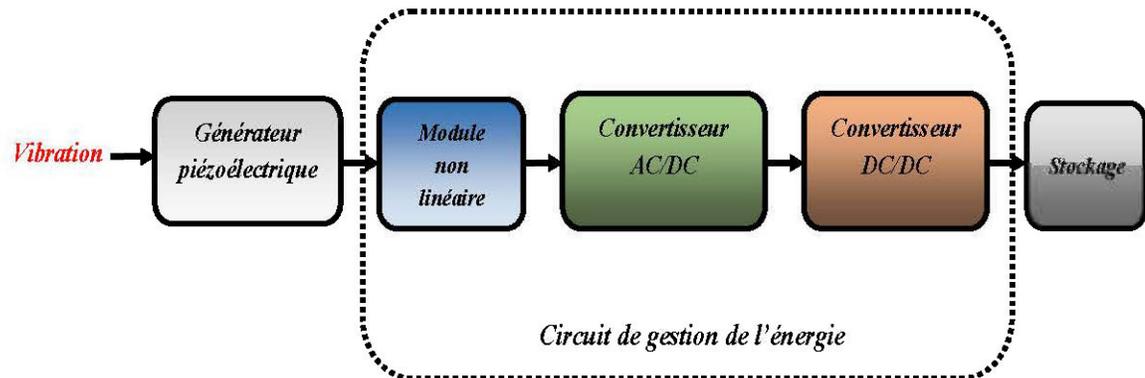


Figure 3. 21 : Structure améliorée du récupérateur d'énergie vibratoire [47]

Toutefois, il est à noter que le circuit proposé par Ottman pour réguler la tension filtrée consomme, lors de son fonctionnement, une partie de l'énergie récupérée par le transducteur Junrui en 2012 [48] compare le circuit de gestion classique (figure 3.19), l'amélioration proposée par Ottman (figure 3.20) et celle de Guyomar (figure 3.21) et montre que les différentes optimisations proposées ne sont utiles que si nous avons assez de vibrations dans notre milieu d'étude. Plus précisément, il montre que le circuit standard présente une puissance récupérée utile bien plus supérieure à celle obtenue avec les optimisations lorsque la tension de sortie en circuit ouvert du transducteur est inférieure à $5,84\text{ V}$.

Les tests et simulations du transducteur en circuit ouvert nous ont permis d'évaluer l'amplitude de la tension fournie par le générateur à $1,56\text{ V}$ inférieure à $5,84\text{ V}$, ce qui rend alors inutile l'emploi de toutes ces différentes optimisations que nous venons de citer.

3.4.2. Mise en forme du signal fourni par le transducteur

Pour mettre en forme le signal fourni par le transducteur, un redresseur double alternance de type doubleur de tension qui est connu pour augmenter la tension redressée a été choisi. De plus, compte-tenu de l'amplitude de la tension en circuit ouvert de notre transducteur, on peut aisément utiliser les diodes classiques de la série 1N400X qui ont une tension de seuil égale à $0,6\text{ V}$.

En utilisant le logiciel Simscape de Matlab/Simulink, le schéma montré sur la figure 3.22 peut être simulé. Dans un premier temps, la valeur de la résistance de charge R_L est variable afin de déterminer sa valeur optimale. Dans un second temps, R_L est fixée à sa valeur optimale puis on prélève les signaux de sortie DC du transducteur. Les diodes utilisées ont chacune une tension seuil de $0,6 V$ et une résistance dynamique de $0,3 \Omega$ telle que mentionné sur la fiche constructeur des diodes de la série $1N 400X$ (voir annexe C). Les valeurs des condensateurs sont fixées à $47 \mu F$ correspondant à la valeur maximale des condensateurs à diélectrique Tantalum qui ont cette particularité d'avoir de grosses capacités pour de faibles volumes.

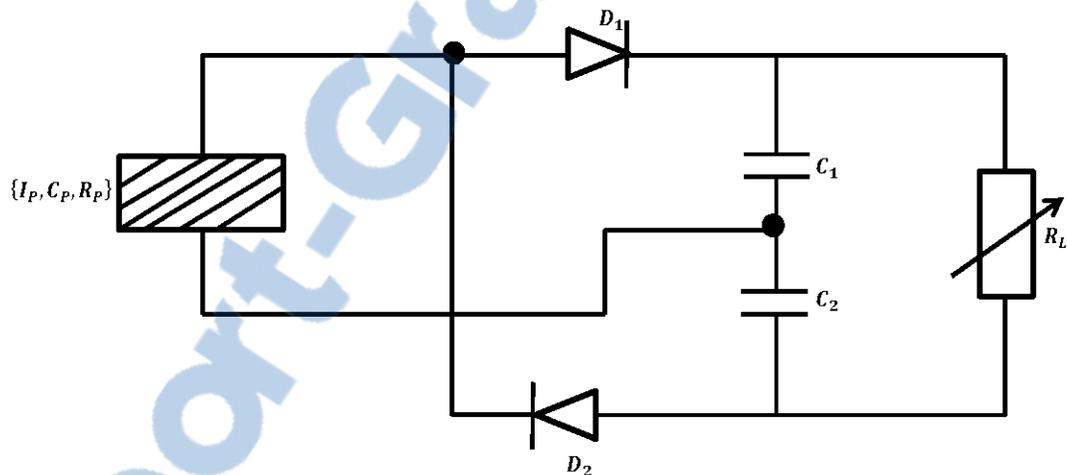


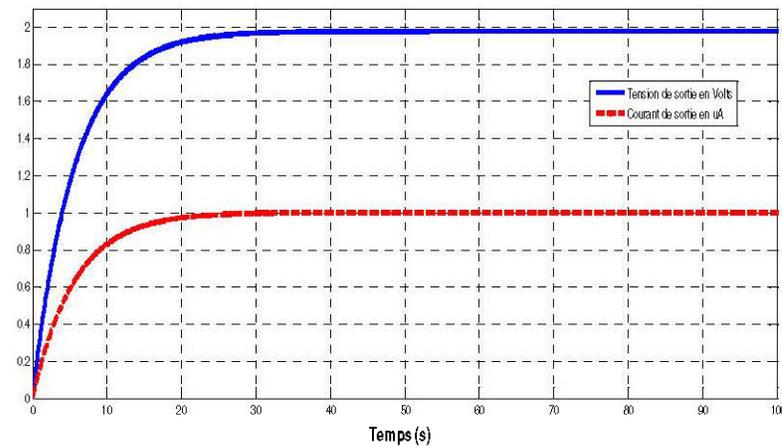
Figure 3. 22 : Schématique de simulation de la mise en forme de l'énergie récupérée

En variant la résistance de charge, une puissance maximale de $2 \mu W$ est obtenue pour une valeur de la résistance égale à $506 k\Omega$. La figure 3.23 (a) montre l'évolution temporelle de la tension aux bornes de la charge et celle de l'intensité du courant qui la parcourt. On constate que le micro générateur conçu délivre une tension de $2 V$ avec un courant d'intensité $1 \mu A$. La figure 3.23 (b) montre l'évolution temporelle de la puissance à la charge; cela valide le fait que la puissance instantanée fournie à la charge soit d'environ $2 \mu W$.

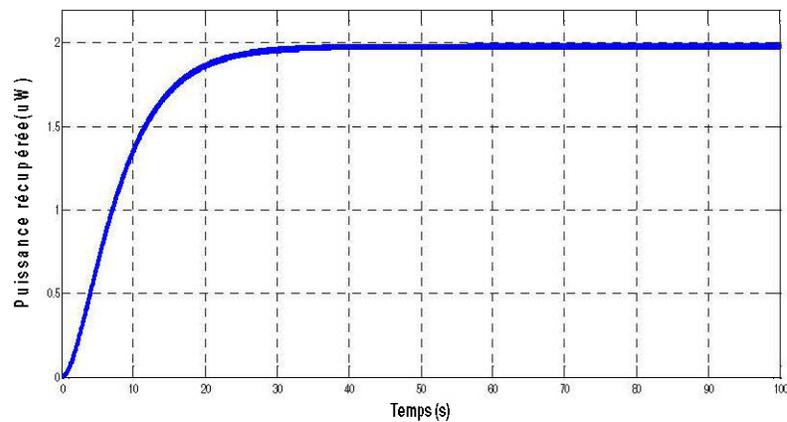
À partir du résultat de la figure 3.23 (b), nous pouvons évaluer l'efficacité η du circuit de gestion de l'énergie récupérée. On a

$$\eta = \frac{P_0}{P_{\text{moy}}} \quad (3.11)$$

avec P_0 qui représente la puissance fournie à la charge optimale après redressement et filtrage et P_{moy} la puissance moyenne disponible à l'entrée du redresseur. De ce qui précède, on a $P_0 = 6,3 \mu W$ et $P_{\text{moy}} = 2 \mu W$ ce qui donne $\eta \approx 32 \%$.



(a) Tension et intensité redressées et filtrées



(b) Évolution temporelle de la puissance DC transmise à la charge

Figure 3. 23 : Courbes obtenus après redressement et filtrage

3.5. Conclusion

L'objectif de ce chapitre était de réaliser un micro générateur approprié pour la récupération de l'énergie des vibrations disponibles dans le train pendant son déplacement. Nous avons pour cela commencé par mesurer les vibrations disponibles lorsque le train est en fonctionnement; cela a permis de situer la fréquence fondamentale des vibrations à environ 15 Hz. Une poutre de type cantilever avec une fréquence naturelle aux alentours de 15 Hz a alors été conçue et fabriquée. Les tests et simulations du transducteur en circuit ouvert nous ont permis de situer l'amplitude de la tension fournie par le générateur à 1,56V, bien inférieure à 5,84 V, rendant ainsi inapproprié, d'après les travaux de Junrui Liang [48] l'utilisation de quelques optimisations proposées dans la littérature [39-47]. Les tests en circuit ouvert du transducteur nous ont également permis d'évaluer la puissance moyenne fournie par ce dernier à 6,3 μW pour une résistance de charge optimale de 73,2 k Ω .

En utilisant un redresseur dans la topologie doubleur de tension à base des diodes classiques de la série 1N400X, le logiciel Simscape de Matlab/Simulink a été utilisé pour évaluer à 2 μW la puissance fournie à la charge sur une résistance de charge optimale de 506 k Ω , ce qui donne une efficacité de 32% du circuit de gestion de l'énergie récupérée. Les résultats issus des simulations et des expériences sont assez proches, validant ainsi notre micro générateur.

Le chapitre suivant propose d'augmenter la capacité du générateur en explorant l'apport qu'aurait l'autre source d'énergie primaire retenue initialement, à savoir l'énergie radiofréquence.

Chapitre IV

CONCEPTION ET RÉALISATION DES CIRCUITS DE RÉCUPÉRATION DE L'ÉNERGIE RADIOFRÉQUENCE

4.1. Introduction

La deuxième solution retenue pour l'alimentation des RCSFs destinés aux opérations de surveillance dans les trains est la récupération de l'énergie des ondes électromagnétiques. Nous faisons alors ainsi, d'une certaine façon, de la Transmission d'Énergie Sans Fil (TESF). Elle consiste à transmettre de l'énergie d'un point à un autre à travers l'espace libre et qui, une fois captée et convertie en DC, servira à alimenter les nœuds du RCSF.

Pour récupérer de l'énergie rayonnée dans un milieu ambiant, il suffit de procéder de la même façon que pour la récupération d'un signal radio en la captant à partir d'une ou plusieurs antennes de réception, suivies d'un circuit de conversion RF/DC. L'ensemble composé de l'antenne et du convertisseur RF/DC constitue un circuit **Rectenna** (**RE**Ctifying ant**EN**NA). Une rectenna classique peut être schématisée sous forme de cinq blocs fonctionnels, comme le montre la figure 4.1 ci-dessous [49].

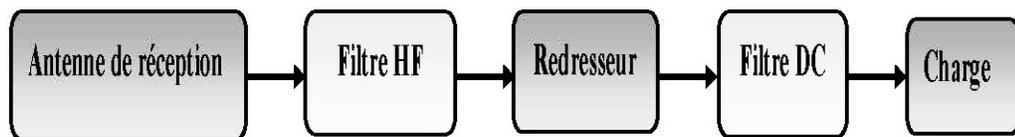


Figure 4. 1 : Blocs fonctionnels d'une rectenna classique

Tout d'abord, l'antenne de réception capte l'énergie microonde et la transmet au circuit de conversion. Puis, le redresseur, constitué d'une ou de plusieurs diodes, convertit cette énergie RF en énergie électrique continue et la transmet à son tour à la charge. Toutefois, le redresseur génère en plus de l'énergie DC, des harmoniques

d'ordres supérieurs qui sont indésirables. La rectenna contient aussi deux filtres HF et DC, situés de part et d'autre du redresseur. Le filtre HF à l'entrée est un filtre passe bas et il remplit deux fonctions; il filtre les harmoniques générées par les diodes pour les empêcher d'être rayonnées par l'antenne et il assure une adaptation conjuguée entre l'antenne et le circuit de conversion pour un transfert maximum de puissance entre les deux. Pour ce qui est du filtre de sortie DC, c'est un filtre passe bas qui bloque toutes les composantes RF, y compris la composante fondamentale, et ne laisse passer que la composante DC vers la charge. L'ensemble composé du filtre HF, du redresseur et du filtre DC constitue le circuit de rectification. Le principal objectif de ce chapitre est de concevoir et d'optimiser des circuits de rectification capable d'insérer une antenne quelconque de 50Ω dans une bande de fréquences données, ce qui procure une flexibilité au système. Le chapitre est structuré de la manière suivante : à la section 2, on justifie le choix des bandes de fréquences ciblées. La section 3 traite de la conception et de la réalisation des convertisseurs RF/DC pour les bandes de fréquences choisies.

4.2. Quantification de la puissance rayonnée disponible dans le milieu environnant

L'objectif de ce travail est de concevoir un récupérateur d'énergie RF qui fonctionne à des niveaux de puissance RF ambiantes typiquement trouvés dans une zone urbaine ou semi-urbaine, plus précisément dans l'environnement des trains actuels. La quantification de la puissance RF disponible dans le milieu ambiant en fonction de la fréquence est nécessaire selon le milieu considéré. Elle permet de choisir les bandes fréquentielles où la densité de puissance est la plus élevée et d'estimer la puissance DC maximale récupérable. Précisons déjà que parmi les plus gros contributeurs d'énergie RF, nous pouvons citer la DTV¹³, le GSM 850, le GSM 1900, le WIFI et le 3G.

¹³ DTV : Digital TV

Intuitivement, on peut penser que de toutes ces applications des télécommunications, la téléphonie mobile reste la plus utilisée dans un milieu urbain. Nous sommes d'ailleurs confortés dans cette position en observant les différentes campagnes de mesures recueillies dans la littérature. Dans ce qui suit, nous en présentons quelques-unes.

En 2013, Manuel Pinuela [50] dans des travaux sur la récupération de l'énergie RF en milieu urbain, a quantifié les niveaux de densité de puissance d'entrée RF présents dans un milieu urbain et semi-urbain de Londres. Il a effectué ses mesures sur la bande [0,3 GHz, 3 GHz] et a obtenu les résultats montrés sur la figure 4.2 ci-dessus.

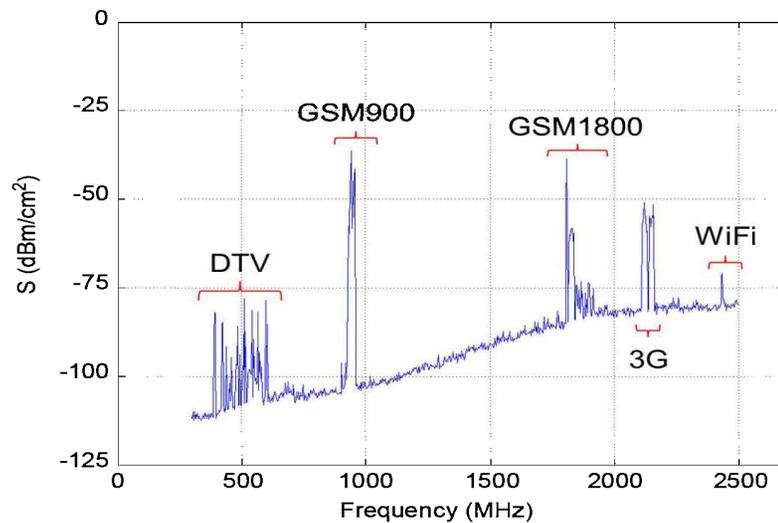


Figure 4. 2 : Densité de puissance RF à l'extérieur d'une station de métro de Londres

En 2010, dans sa thèse sur l'étude de la faisabilité de la récupération de l'énergie électromagnétique ambiante, D. Bouchouicha [4] a effectué des mesures de la densité de puissance à divers endroits de la ville de Tours en France. L'un des résultats obtenus est montré sur la figure 4.3.

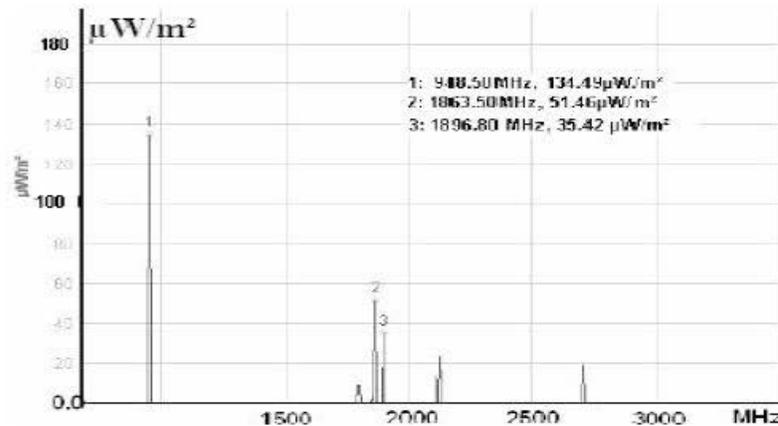


Figure 4. 3 : Densité de puissance à la place François Mitterrand (Tours Nord)

Toutes ces différentes mesures montrent que les signaux les plus intenses mesurés sont localisés dans les bandes GSM et puisqu'il est difficile d'avoir des antennes large bande, on compte alors utiliser deux antennes omnidirectionnelles; l'une fonctionnant dans la bande du GSM 900 MHz et l'autre dans la bande du WiFi car la plupart des trains actuels sont également munis d'un réseau WiFi permettant au passager de rester connectés pendant le voyage.

4.3. Conception et réalisation des convertisseurs RF/DC pour la récupération de l'énergie RF à 2,45 GHz et 880 MHz

Le rôle du convertisseur RF/DC est de transformer la puissance radiofréquence captée par l'antenne en puissance électrique continue. Prenant en compte la haute fréquence des signaux et vu la très faible densité de puissance reçue, il est important de concevoir un circuit de redressement de forte sensibilité pour avoir une quantité de puissance DC exploitable. Les circuits redresseurs les plus utilisés sont principalement réalisés à partir des diodes Schottky.

Toutes les diodes Schottky n'ont pas la même capacité de détection de très faibles puissances. Les diodes Schottky de type N font partie de la catégorie de diodes dites polarisées, qui ont besoin d'un courant externe de polarisation pour améliorer leur détectabilité aux faibles puissances car leur courant de saturation est

généralement plus faible. Les diodes Schottky de type P sont généralement conçues pour avoir des tensions seuils très faibles sans polarisation externe, ce qui est intéressant en termes d'encombrement, de facilité de réalisation et de coût.

Dans cette partie de ce chapitre, on fera une comparaison des performances de plusieurs diodes Schottky de type P commercialisées ainsi qu'une étude des différentes topologies de redresseurs. Cela nous permettra de choisir la diode et la topologie les mieux adaptées pour l'application envisagée.

4.3.2. Choix de la diode de redressement

Nous comparons ici les performances de quelques-unes des diodes Schottky de redressement commercialisées du point de vue efficacité de conversion. Pour évaluer le rendement, on part du modèle équivalent en régime petit signal d'une diode Schottky sans boîtier montée en parallèle avec une charge R_L . Ce modèle qui est défini par J.O. McSpadden [51], est montré sur la figure 4.4. R_S est la résistance du semi-conducteur, R_j la résistance de jonction, C_j la capacité de jonction, R_L la résistance de charge et V_j la tension aux bornes de la jonction métal et semi-conducteur.

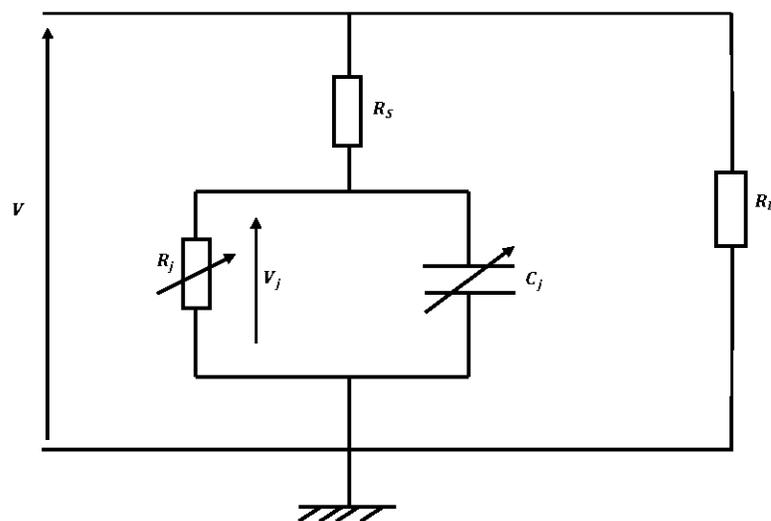


Figure 4. 4 : Modèle petit signal d'une diode Schottky

Le rendement de conversion RF/DC d'une diode dépend de la charge R_L , des éléments internes de la diode ($R_S, C_j, R_j, V_j, \dots$) et de la fréquence du signal. Dans [51], on l'exprime par la relation (4.1) :

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} = \frac{1}{1 + A + B + C} \quad (4.1)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} A = \frac{R_L}{\pi R_S} \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right)^2 \left[\varphi \left(1 + \frac{1}{2 \cos^2 \varphi}\right) - 1,5 \tan \varphi \right] \\ B = \frac{R_S \cdot R_L \cdot C_j^2 \cdot \omega^2}{2\pi} \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right) \left[\frac{\pi - \varphi}{\cos^2 \varphi} + \tan \varphi \right] \\ C = \frac{R_L}{\pi R_S} \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right) \frac{V_j}{V_{out}} [\tan \varphi - \varphi] \\ \tan \varphi - \varphi = \frac{\pi R_S}{R_L \left(1 + \frac{V_j}{V_{out}}\right)} \\ C_j = C_{j0} \sqrt{\frac{V_j}{V_j + V_{out}}} \end{array} \right. \quad (4.2)$$

où C_{j0} est la capacité de jonction à 0 V, φ est le déphasage pendant lequel la diode est passante et V_{out} est la tension redressée aux bornes de la charge.

Le tableau 4.1 représente les caractéristiques des diodes couramment utilisées et commercialisées dans le cadre du redressement [4].

En utilisant les caractéristiques électriques données dans le tableau 4.1 et la relation (4.1), on représente sur les figures 4.5 et 4.6, l'évolution du rendement de conversion RF/DC pour chacune des diodes aux fréquences 880 MHz et 2,45 GHz.

Sur ces deux figures, on observe que plus la tension de sortie est importante, plus le rendement est élevé. Les valeurs de rendement à la fréquence 880 MHz sont

supérieures à celles obtenues à 2,45 GHz. Une autre chose et la plus importante est que, le meilleur rendement est obtenu pour la diode **HSMS 2850**.

Tableau 4. 1: Caractéristiques de quelques diodes commercialisées

Diodes	$R_s(\Omega)$	$V_j(V)$	$C_{j0}(pF)$
AVAGO HSMS 2810	10	0,65	1,1
AVAGO HSMS 2820	6	0,65	0,7
AVAGO HSMS 2850	25	0,35	0,18
ST Microelectronics	52,98	0,28	0,5

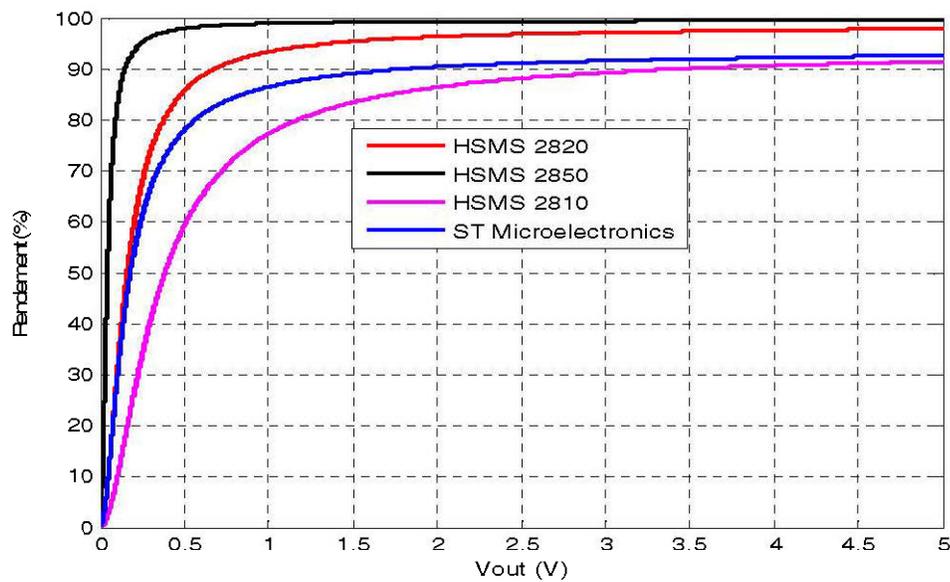


Figure 4. 5 : Évolution du rendement de conversion RF/DC des différentes diodes à en fonction de la tension V_{out} à 880 MHz

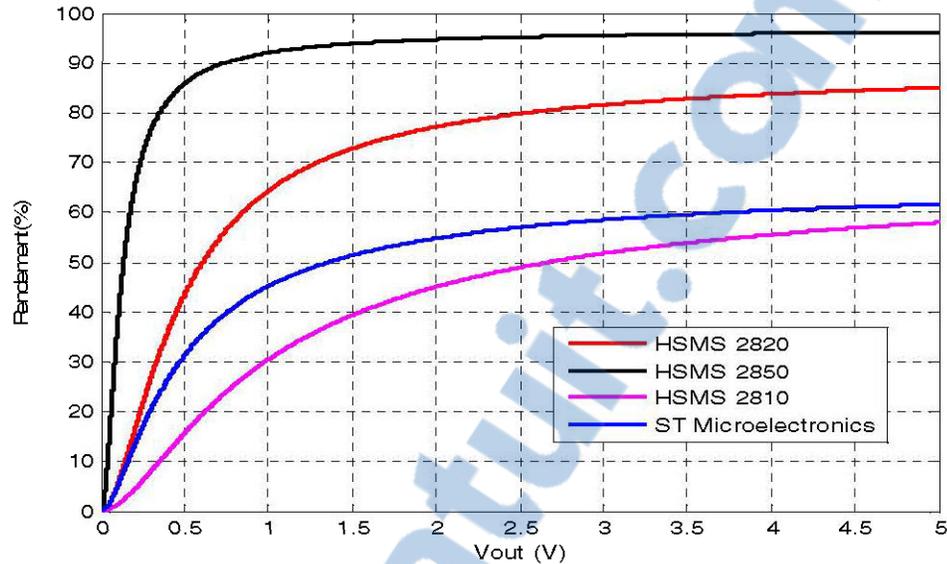


Figure 4. 6 : Évolution du rendement de conversion RF/DC des différentes diodes à en fonction de la tension V_{out} à 2,45 GHz

4.3.3. Comparaison des performances des différentes topologies de redresseur

4.3.3.1. Différentes topologies de redresseur

En fonction du positionnement d'une ou des diodes dans le redresseur, plusieurs topologies de convertisseurs RF/DC ont été développées (voir figure 4.7).

- Les topologies d'une diode montée en série et d'une diode montée en parallèle, illustrées aux figures 4.7(a) et 4.7(b) respectivement, sont assez simples et constituent un bon choix pour un très faible niveau de puissance incidente [52-53-54]
- La topologie en pont de Graëtz, montrée sur la figure 4.7(c), est utilisée pour des niveaux de puissances plus élevés et permet de réaliser un redressement double alternance.
- Le doubleur de tension est un multiplicateur de tension qui permet d'amplifier la tension à la sortie du redresseur. C'est la topologie de redresseur la plus utilisée dans les conceptions actuelles des rectennes [30-55], ceci certainement à cause de son caractère multiplicateur de tension. Il existe plusieurs types de doubleur

de tension. Le plus connu, le doubleur de LATOUR, est représenté à la figure 4.7 (d). L'autre doubleur, montré sur la figure 4.7 (e), qui a été utilisé récemment dans [4] est le doubleur de SCHENKEL.

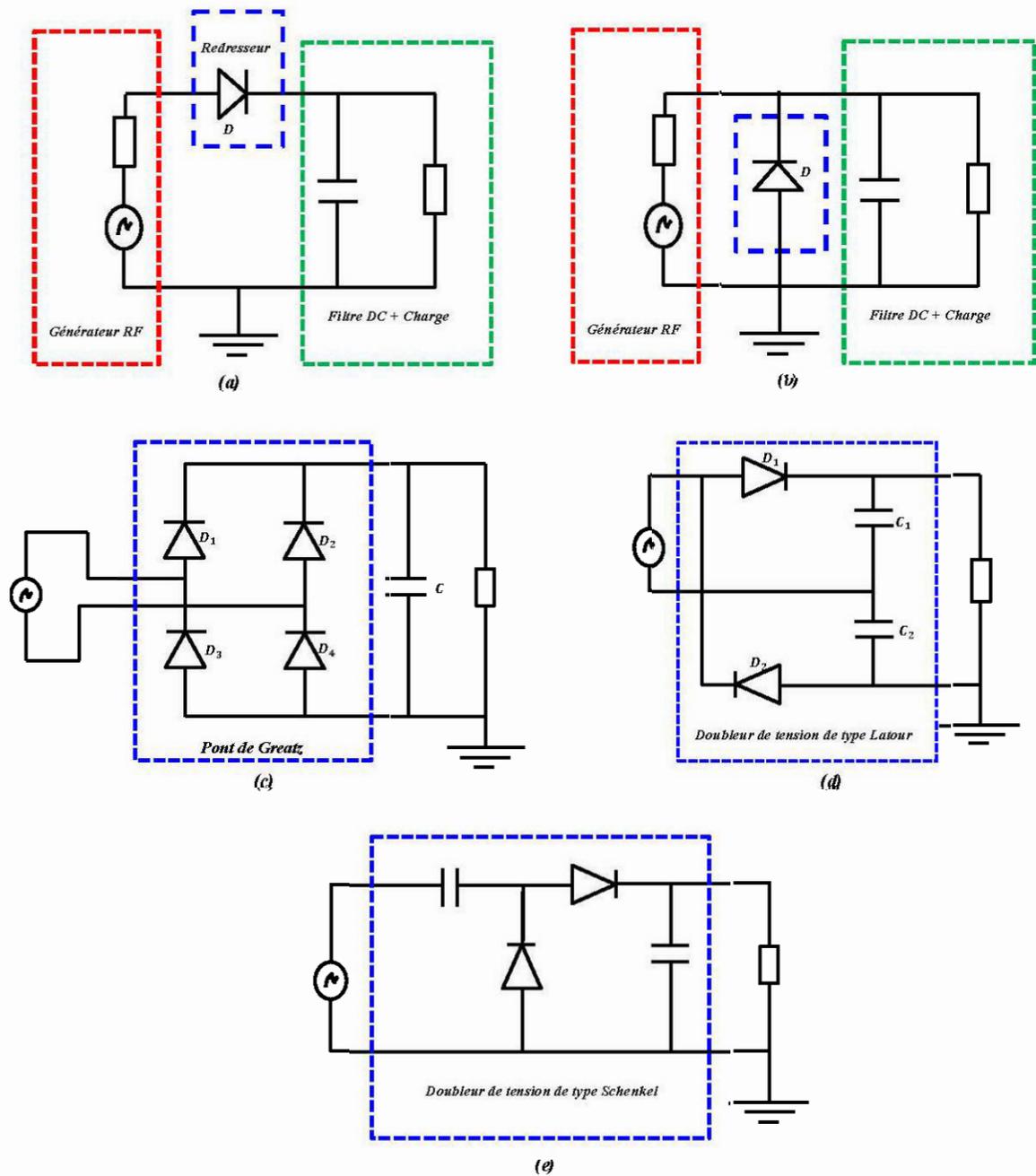


Figure 4. 7 : Principales topologies de circuit redresseur

4.3.3.2. Choix des topologies pour la conception des redresseurs

Le choix de la topologie est non seulement lié à la densité de puissance incidente mais aussi à l'efficacité de conversion RF/DC. Nous avons choisi de concevoir des systèmes pour des puissances incidentes aux alentours de 0 dBm soit 1 mW. Ainsi, dans toutes les simulations, la puissance incidente sera comprise entre -10 dBm et +10 dBm. On doit alors concevoir un redresseur de manière à avoir la plus grande efficacité de conversion dans cette plage de puissances RF incidentes. Dans ce qui suit, chacune des topologies de redresseur montrée sur la figure 4.7 est simulée à l'aide du logiciel ADS.

Pour comparer les différentes topologies, on procède selon les différentes étapes définies ci-dessous.

- Premièrement, la valeur de la résistance de charge R_L est variée pour différentes puissances RF incidentes comprises entre -10 dBm et +10 dBm, puis la courbe $P_{DC} = f(R_L)$ est tracée. Cette opération permettra de déterminer la résistance de charge optimale de chacun des redresseurs. P_{DC} étant la puissance continue fournie à la charge R_L .
- La deuxième étape est l'évolution de l'efficacité de conversion RF/DC pour une résistance de charge égale à la résistance de charge optimale. Dans cette étape, on fixe la résistance de charge à sa valeur optimale trouvée à l'étape précédente puis la variation du rendement en fonction de la puissance RF incidente $\eta = f(P_{RF})$ est tracée avec :

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \times 100 \quad (4.3)$$

Pour la fréquence 2,45 GHz, les capacités utilisées dans chacun des montages ont des valeurs de 2,7 pF chacune et pour la fréquence 880 MHz, des capacités de 3,3 pF chacune sont utilisées.

En variant la résistance de charge de chacune des topologies de redresseur, on obtient, avec 0 dBm de puissance incidente, les résultats montrés aux figures 4.8 et 4.9. Les valeurs de résistances optimales trouvées sont mentionnées en légende.

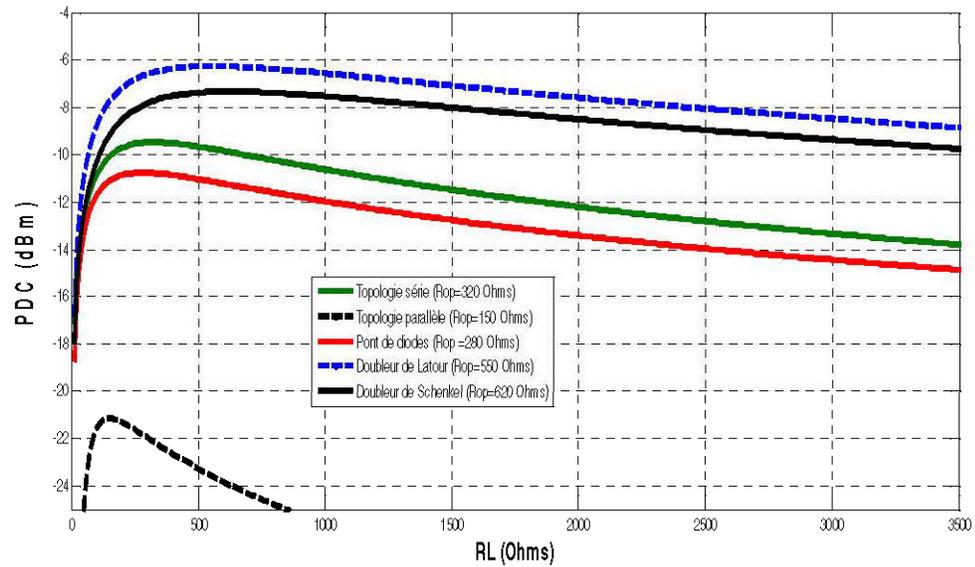


Figure 4. 8 : Résistance de charge optimale des différentes topologies à 880 MHz

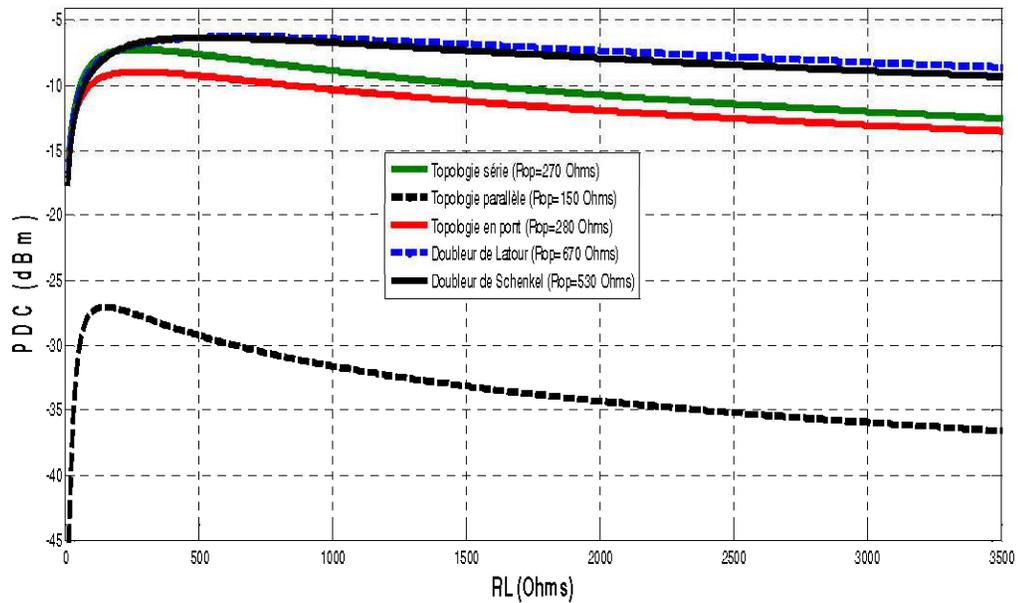


Figure 4. 9 : Résistance de charge optimale des différentes topologies à 2,45 GHz

En imposant à chacun des redresseurs sa résistance de charge optimale, on fait la comparaison de leurs performances du point de vue efficacité de conversion RF/DC et tension DC aux bornes de la charge. Les variations de ces différentes grandeurs en fonction de la puissance RF incidente sont montrées sur les figures 4.10, 4.11, 4.12 et 4.13.

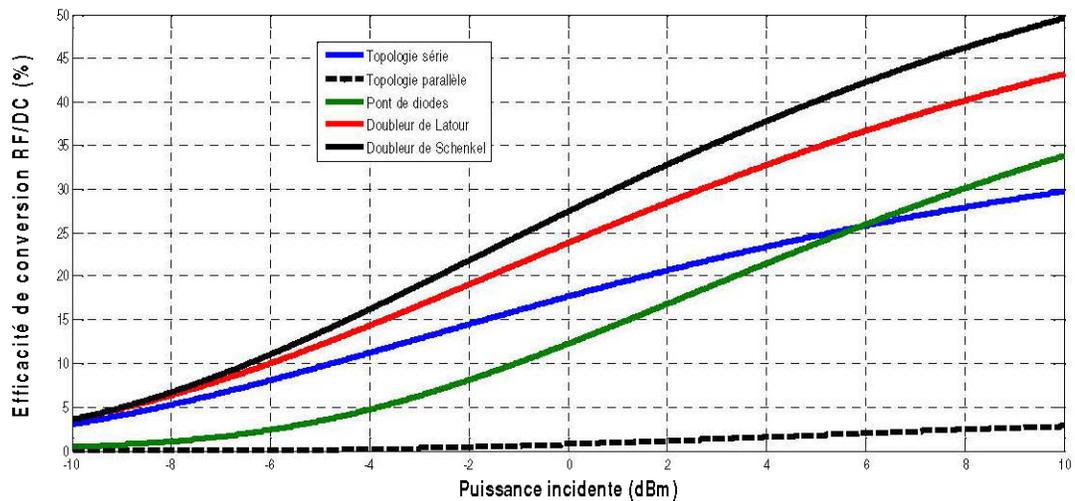


Figure 4. 10 : Efficacité de conversion à 880 MHz

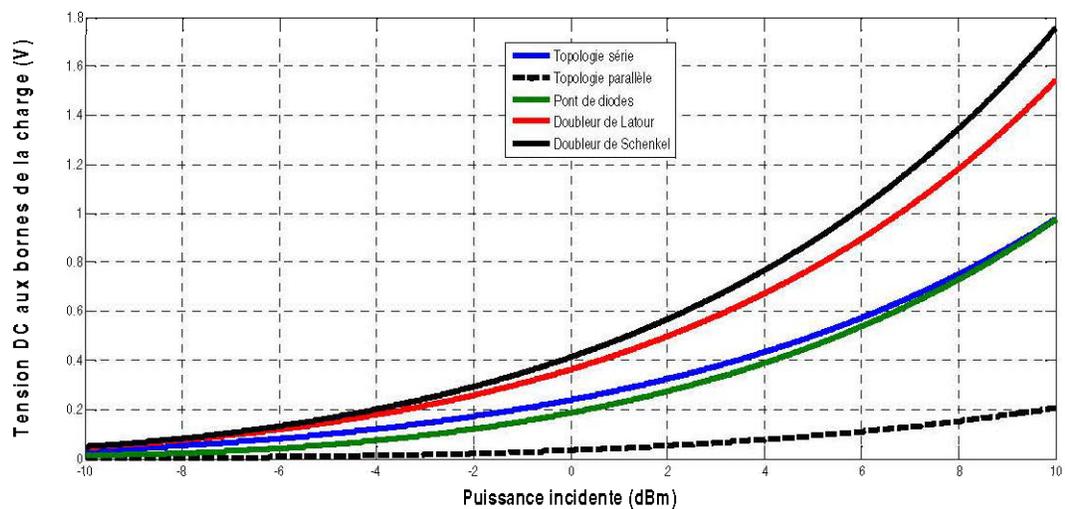


Figure 4. 11 : Tension DC à 880 MHz

Les figures 4.10 et 4.11 montrent que le doubleur de tension de type Schenkel est la topologie de redresseur qui offre les meilleures performances à 880 MHz sur toute

la plage de variation de la puissance RF incidente. Il ressort aussi des courbes obtenues que pour des puissances incidentes très faibles, le redresseur à une diode en série a une meilleure efficacité que le redresseur double alternance à pont de Graëtz, ce qui est en accord avec les résultats proposés dans la littérature dont l'un des plus importants est celui de Vlad Marian [53], sur la conception d'une rectenna reconfigurable. Nous pouvons également expliquer cela par le fait que le pont de Graëtz utilise plus de diodes que les autres redresseurs; ce qui implique bien évidemment une augmentation de la quantité de puissance dissipée par les diodes. La figure 4.10 montre un rendement de conversion RF/DC aux alentours de 27 % avec le doubleur de Schenkel, ce qui reste encore très inférieur aux valeurs obtenues dans les récents travaux [4-49] qui avoisine 60 %. Ceci s'explique par la forte désadaptation entre la source microonde et le circuit redresseur.

Sur la figure 4.12, on voit que le doubleur de Latour est le redresseur qui offre les meilleures performances pour des niveaux de puissances incidentes inférieurs à $+2 \text{ dBm}$.

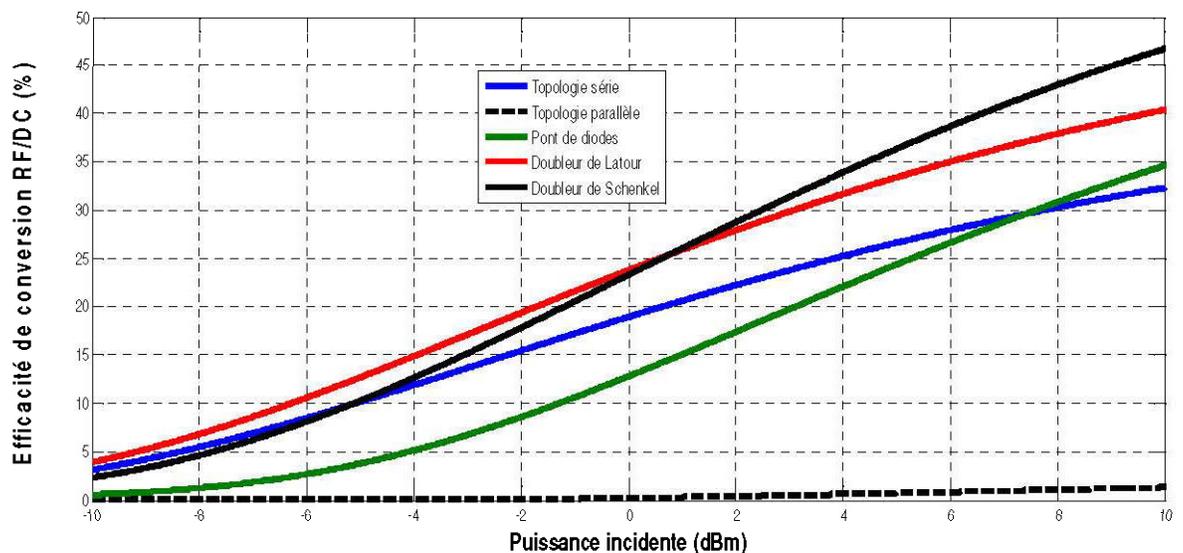


Figure 4. 12 : Efficacité de conversion à 2,45 GHz

De plus, sur la figure 4.13, la tension DC aux bornes de la charge dans le cas du doubleur de Latour reste supérieure à celle des autres topologies de redresseur sur toute la plage de variation de la puissance incidente. Le croisement entre les performances de la topologie série et de la topologie en pont reste visible. On voit toujours que, pour de faibles valeurs de puissance incidentes, le redresseur simple alternance offre de meilleures performances que le redresseur double alternance en pont de Graëtz.

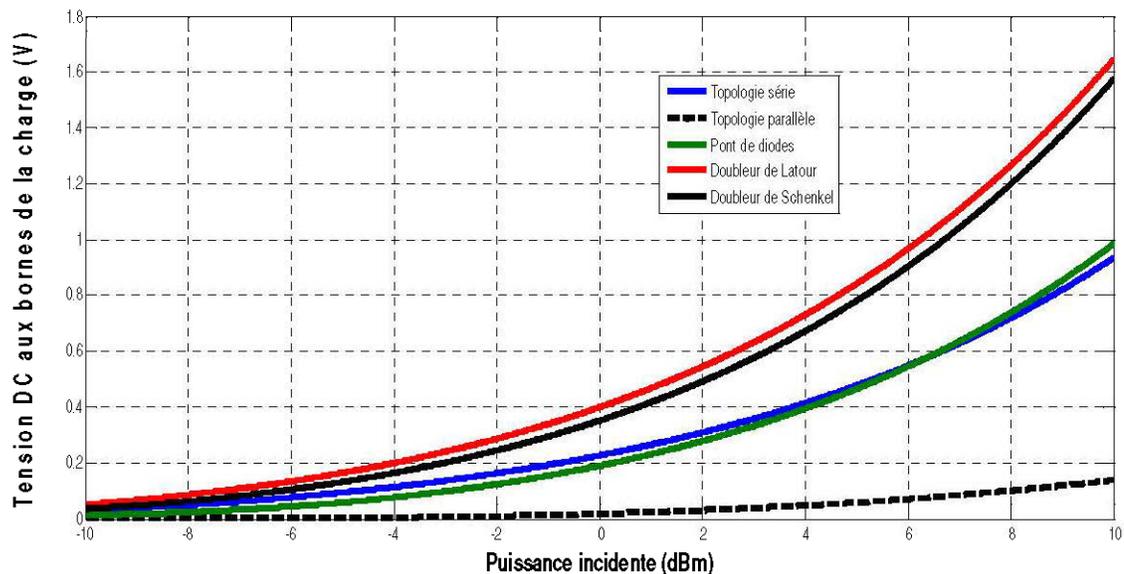


Figure 4. 13 : Tension DC à 2,45 GHz

4.3.4. Réalisation des différents circuits redresseurs

Dans cette section, les deux circuits redresseurs que nous avons choisi pour la récupération de l'énergie RF à 880 MHz et 880 MHz seront réalisés. Rappelons que la diode retenue pour cette réalisation est la diode HSMS 2850 développé par Hewlett-Packard et commercialisée par Avago Technologies et que la topologie de redresseurs utilisée est le doubleur de tension de type Latour à la fréquence 2,45 GHz et le doubleur de Schenkel à la fréquence 880 MHz. Avant de passer à la phase réalisation proprement dite, la méthodologie utilisée sera décrite et ainsi que les bancs de mesures.

4.3.4.1. Description de la méthodologie

La méthodologie adoptée ici est basée sur une approche circuit. On prend également avantage de la puissance du logiciel ADS pour concevoir séparément chaque élément du circuit de rectification. La technologie micro ruban sert pour l'implémentation des circuits étudiés. Le substrat RO350B ($\epsilon_r = 3,48$, $h = 0,76 \text{ mm}$, $T = 35 \mu\text{m}$, $\tan \delta = 0,0037$) de Rogers Corporation a été choisi pour la mise en œuvre des circuits. Les éléments des circuits seront interconnectés les uns aux autres aux moyens de lignes de transmission planaires. Les essais en laboratoire sont effectués en joignant au circuit de rectification des antennes dipôles. Une évaluation de l'ensemble des performances de la rectenna ainsi constituée conclura nos travaux.

4.3.4.2. Mise en œuvre des bancs de mesure

Le banc de mesure, montré sur la figure 4.14, sera utilisé pour la caractérisation expérimentale des circuits de conversion. À partir de ce banc de mesure, nous visualisons les grandeurs électriques DC du circuit de rectification. Il comprend une source micro-ondes, le circuit testé, la charge et un voltmètre. La source micro-ondes MG 3700A à notre disposition dans le laboratoire est fabriquée par Anritsu. Elle émet des signaux allant jusqu'à 6 GHz . Les puissances de sortie délivrées atteignent un maximum de $+13 \text{ dBm}$ et un minimum de -140 dBm . L'impédance interne présentée par cette source est de 50Ω .

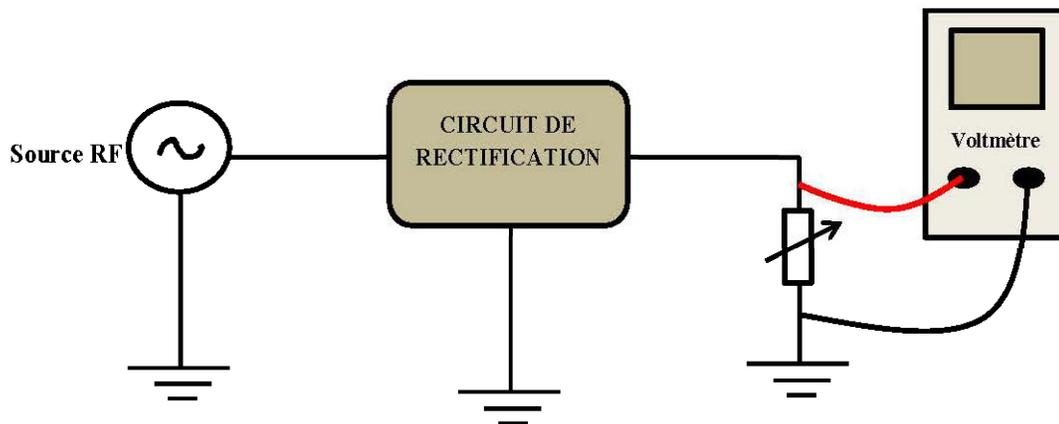


Figure 4. 14 : Banc de mesure

4.3.4.3. Résultats expérimentaux

Une photographie des deux redresseurs fabriqués est montrée à la figure 4.15. Les redresseurs sont reliés à la source micro-onde à l'aide d'un connecteur SMA¹⁴. En utilisant l'environnement de mesure montré sur la figure 4.16, les résultats obtenus sont montrés aux figures 4.17, 4.18, 4.19 et 4.20, sur lesquelles nous faisons une comparaison entre les résultats expérimentaux et ceux issus des simulations.



Figure 4. 15 : Photographies des circuits redresseurs

Pour évaluer l'efficacité de conversion RF/DC, la relation ci-dessous est utilisée :

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \times 100 \quad (4.5)$$

où P_{in} est la puissance incidente au circuit redresseur et fournie par la source micro-ondes, P_{out} est la puissance DC transmise à la résistance de charge optimale déterminée avec la relation :

$$P_{\text{out}} = \frac{V_{DC}^2}{R_L} \quad (4.6)$$

avec V_{DC} la tension DC mesurée aux bornes de la charge par le voltmètre.

¹⁴ SMA : SubMiniature version A

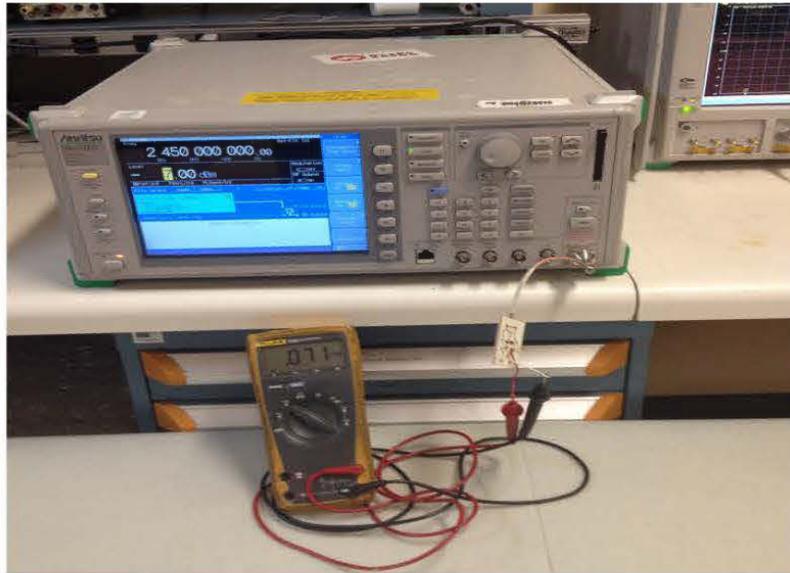


Figure 4.16 : Environnement de mesure

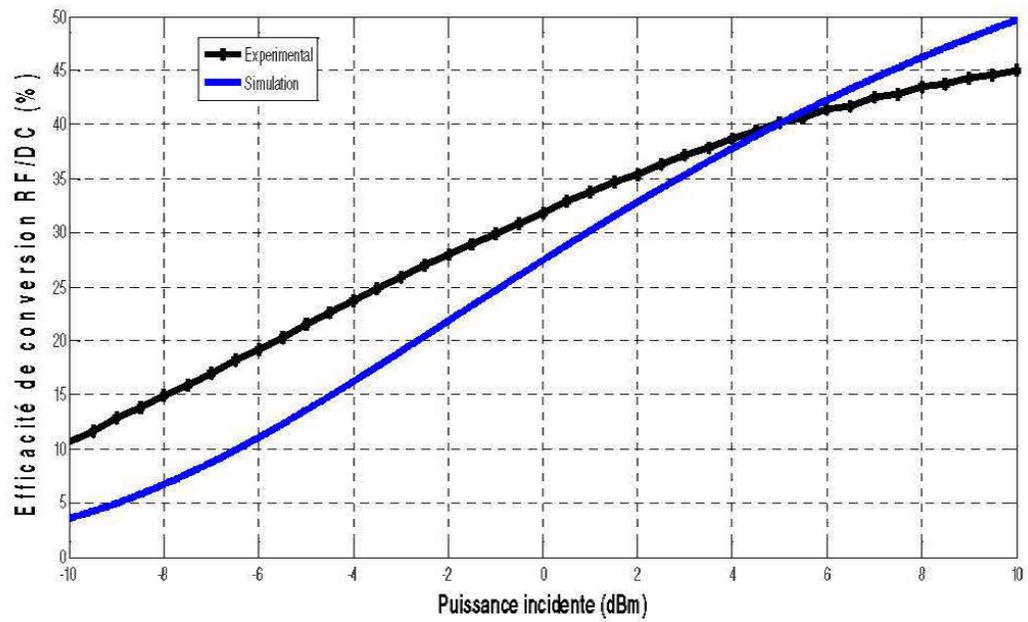


Figure 4.17 : Mesure expérimentale de l'efficacité de conversion RF/DC à 880 MHz

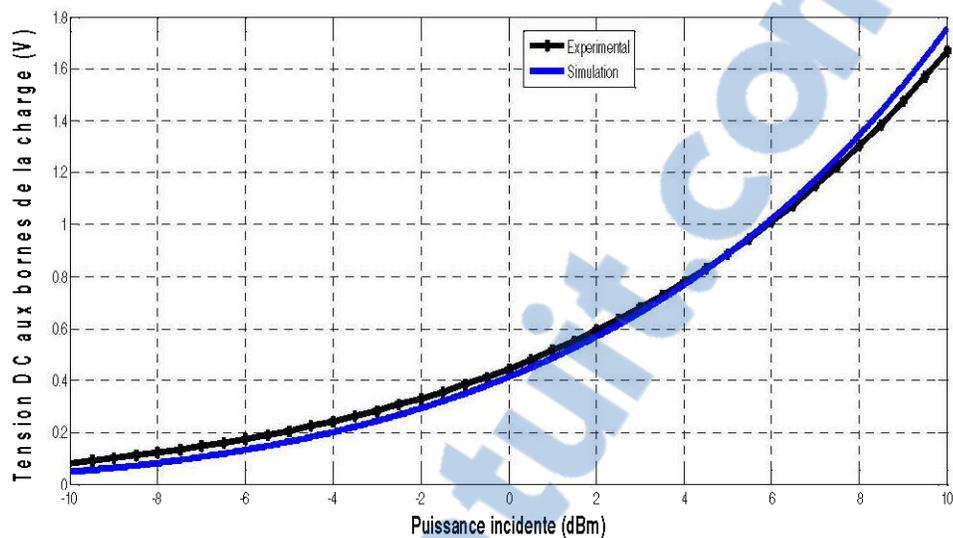


Figure 4.18 : Mesure expérimental de la tension DC aux bornes de la charge à 880 MHz

Sur les figures 4.17 et 4.18, on observe un bon accord entre les résultats expérimentaux et ceux issus des simulations avec des efficacités de conversion atteignant les 30 % aux alentours de 0 dBm avec une tension DC de 0,4 V.

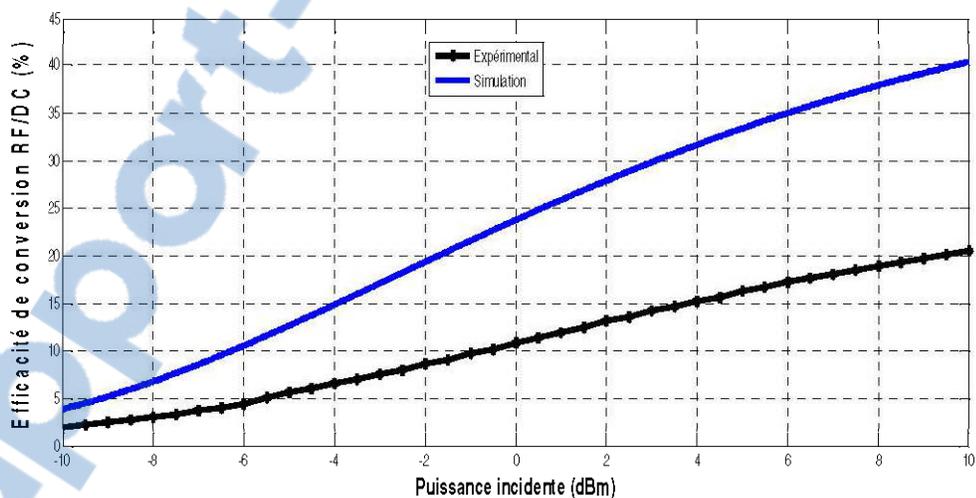


Figure 4.19 : Mesure expérimentale de l'efficacité de conversion RF/DC à 2,45 GHz

Sur les figures 4.19 et 4.20, on observe des efficacités de conversion atteignant 40 % dans le cas des simulations et 20 % en mesures expérimentales. Cela peut s'expliquer par le fait que les pertes attribuables aux lignes de transmission, qui sont

inversement proportionnelles au carrée de la fréquence, sont bien plus élevées à 2,45 GHz qu'à 880 MHz.

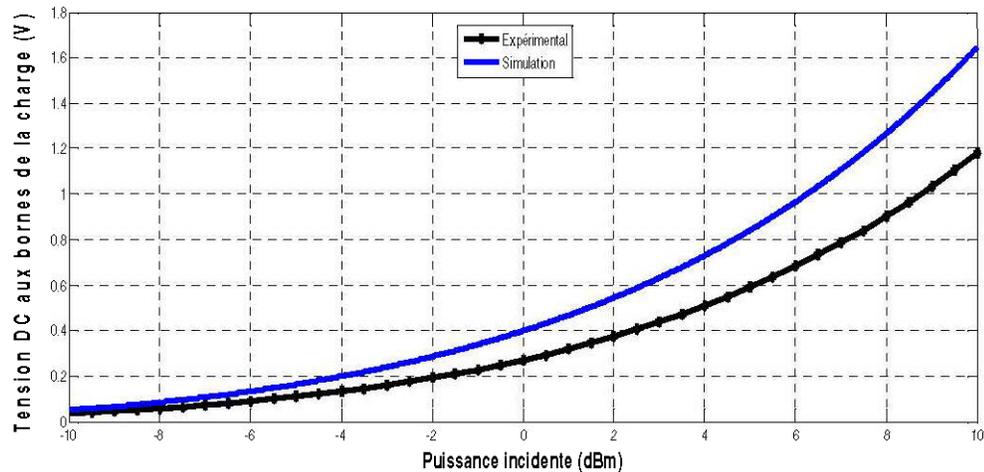


Figure 4. 20 : Mesure expérimental de la tension DC aux bornes de la charge à 2,45 GHz

La phase expérimentale de cette partie de notre travail se termine par une observation des variations de la tension DC mesurée aux bornes de la charge en fonction de la distance. Aux figures 4.21 et 4.22, on illustre le résultat issu d'une expérience de transmission sans fil au laboratoire à 880 MHz et à 2,45 GHz. Les caractéristiques des antennes utilisées sont données à l'annexe C. Les antennes d'émission reçoivent une puissance incidente de 6 dBm.

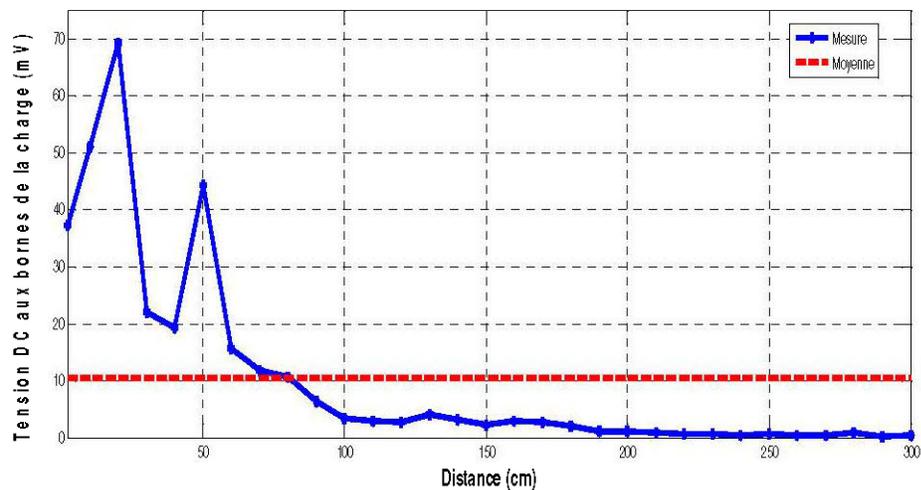


Figure 4. 21 : Tension DC mesurée aux bornes de la charge en fonction de la distance à 880 MHz

On remarque sur la figure 4.21 que la tension mesurée croît tout d'abord graduellement jusqu'à la valeur de 70 mV à 20 cm du premier point de mesure puis décroît brutalement au-delà de 70 cm . Ces phases d'augmentation de la tension peuvent s'expliquer par le rapprochement de la rectenna constituée par l'antenne dipôle et le circuit redresseur du lobe principal de rayonnement de l'antenne d'émission. On peut également justifier ces fluctuations de la tension DC aux bornes de la charge par le fait que l'antenne de réception n'a pas de polarisation circulaire. Les récents travaux sur la conception des rectennas [49], ont démontré que la **polarisation circulaire** est une caractéristique importante dans la conception des circuits rectennas car elle offre la possibilité de garder une tension de sortie DC constante même s'il y a rotation de l'émetteur ou de la rectenna.

À $2,45\text{ GHz}$ (figure 4.22), on observe une décroissance rapide de la tension DC; cela est dû à l'atténuation en espace libre qui est plus élevée à $2,45\text{ GHz}$ qu'à 880 MHz .

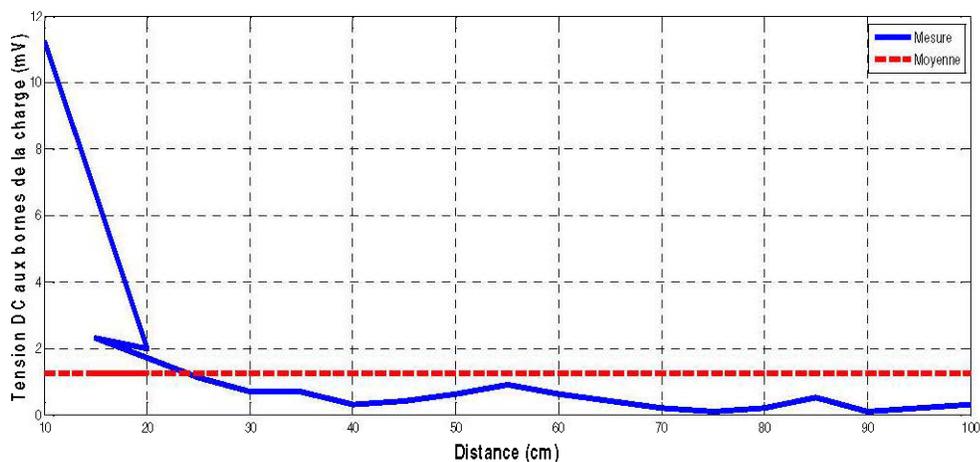


Figure 4. 22 : Tension DC mesurée aux bornes de la charge en fonction de la distance à $2,45\text{ GHz}$

L'objectif de cette partie de la recherche est de réaliser des systèmes de récupération de l'énergie RF dans les bandes de fonctionnement du WiFi et du GSM. Pour cela, des antennes dipôles bi-bandes ont été utilisées pour recevoir les

signaux et les circuits redresseurs ont été optimisés pour des niveaux de puissance incidentes aux alentours de 1 mW . On peut caractériser les circuits par leur rendement de conversion RF/DC qui décrit la capacité du redresseur à fournir une puissance électrique continue à la charge à partir de l'énergie RF que lui fournit l'antenne de réception. Pour l'évaluer, les circuits redresseurs sont alimentés directement par la source micro-onde qui injecte dans le circuit une puissance incidente $P_{in} = 0\text{ dBm}$ (1 mW). La puissance DC mesurée à la charge vaut $P_{out} = 258\text{ }\mu\text{W}$ (-66 dBm) dans le cas de la rectenna à 880 MHz ce qui donne une efficacité de conversion RF/DC de $25,8\%$. Dans le cas de la rectenna à $2,45\text{ GHz}$, une puissance de sortie de $P_{out} = 93,28\text{ }\mu\text{W}$ (-70 dBm) est atteinte, ce qui correspond à une efficacité de $9,32\%$. Une synthèse des résultats obtenus est donnée aux tableaux 4.2 et 4.3.

Tableau 4. 2 : Synthèse des résultats obtenus à l'issus de la réalisation de la rectenna à 880 MHz

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>
Circuit de rectification avec 0 dBm de puissance incidente	
Tension DC aux bornes de la charge V_{DC}	0,4V
Efficacité de conversion RF-DC η_{RF-DC}	25,8 %
Puissance DC transmise à la charge P_{DC}	258 μW
Transmission d'énergie sans fil sur 3 m ($P_{in} = 6\text{ dBm}$)	
Tension DC moyenne aux bornes de la charge V_{DC}	10 mV
Puissance DC transmise à la charge P_{DC}	160 nW

Tableau 4.3 : Synthèse des résultats obtenus à l'issus de la réalisation de la rectenna à 2,45 GHz

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>
Circuit de rectification avec 0 dBm de puissance incidente	
Tension DC aux bornes de la charge V_{DC}	0,25 V
Efficacité de conversion RF-DC η_{RF-DC}	10 %
Puissance DC transmise à la charge P_{DC}	93,28 μW
Transmission d'énergie sans fil sur 1 m ($P_{in} = 6 dBm$)	
Tension DC aux bornes de la charge V_{DC}	1,25 mV
Puissance DC transmise à la charge P_{DC}	2,3 nW

4.4. Conclusion

Dans ce chapitre, qui avait pour objectif de réaliser des circuits de rectification pour la récupération de l'énergie radiofréquence dans les bandes de fonctionnement du WIFI et du GSM, il a été premièrement question de choisir la diode ainsi que la topologie de redresseur les plus appropriées pour la conception des rectennas à 2,45 GHz et 880 MHz.

En utilisant le modèle équivalent petit signal d'une diode Schottky et les formules proposées par J.O. McSpadden [51], on n'a obtenu à travers des programmations sur MATLAB que la diode HSMS 2850 d'AVAGO est celle qui offre les meilleures performances en termes d'efficacité de conversion.

Des différentes simulations faites avec le logiciel ADS, il est ressortit que le doubleur de Latour est la topologie la mieux adaptée pour la récupération de l'énergie à 2,45 GHz et le doubleur de Schenkel celle qui convient le mieux pour la récupération à 880 MHz.

Les résultats de simulations et expérimentaux ont montré que les niveaux de puissance récupérée sont extrêmement faibles, de l'ordre du pico watts à 2,45 GHz, cela s'expliquant par la forte désadaptation entre la source et le redresseur et aussi par des faibles niveaux de puissances incidentes.

Chapitre V

CONCLUSION

Ce projet d'étude a porté sur la conception et la réalisation d'une alimentation autonome pour un réseau de capteurs sans fils destinés aux opérations de surveillance dans les trains. Pour cela, la récupération de l'énergie, processus qui consiste à cibler une source d'énergie disponible dans l'environnement du capteur et de la transformer en énergie électrique aux moyens d'un transducteur approprié a été envisagé. Dans le cadre de ce travail, deux sources d'énergie primaire ont été retenus. Il s'agit des vibrations mécaniques disponibles dans le train lorsque le moteur de ce dernier est en marche et l'énergie contenue dans les ondes électromagnétiques notamment dans les bandes du WiFi (car les trains actuels sont de plus en plus équipés d'un réseau WIFI) et du GSM.

Pour la conception du récupérateur d'énergie vibratoire, le spectre des vibrations disponibles dans le train a été étudié. Des pics de puissance ont été observés aux alentours de 15 Hz . À partir de cette fréquence, une poutre de type cantilever ayant une fréquence naturelle de 15 Hz a été conçue et ensuite fabriquée. Le transducteur piézoélectrique est obtenu en associant à la poutre le composite piézoélectrique QP20W de Mide Technology qui l'un des plus utilisés. Les tests en circuit ouvert effectués sur le transducteur ont permis d'évaluer la puissance moyenne récupérée à $6,3\ \mu\text{W}$ sur une résistance de charge optimale de $73,2\ \text{k}\Omega$. Le signal fourni par le transducteur a ensuite été mis en forme par simulation. Pour cela, les caractéristiques des diodes réelles de la série 1N 400X ont été utilisées, et avec des condensateur de $47\ \mu\text{F}$, une puissance de $2\ \mu\text{W}$ a été obtenue sur une résistance de charge optimale de $506\ \text{k}\Omega$. Le circuit de gestion utilisé est un redresseur double alternance dans sa topologie doubleur de tension et avec les résultats obtenus, son efficacité est évaluée à 32 %. Bien que le niveau de puissance obtenu dans ce travail soit nettement suffisant pour alimenter la plupart des dispositifs électroniques de faibles puissances disponibles sur le marché et plus particulièrement les nœuds d'un réseau de capteur

sans fils, il n'en demeure pas moins que le transducteur piézoélectrique peut être considérablement amélioré. Dans un premier temps, on pourrait utiliser pour la fabrication de la poutre un matériau comme le silicium en lieu et place de l'acier qui a été utilisé ici. Car les récents travaux [1] ont démontré que des matériaux comme le silicium, le laiton ou le quartz offre de bien meilleures propriétés que l'acier. De plus, l'utilisation de ces matériaux pourrait également contribuer à miniaturiser notre structure. L'utilisation de plusieurs composites piézoélectriques pourrait également augmenter le niveau de tension de transducteur et de ce fait la puissance récupérée.

Comme mentionné plus haut, de la récupération de l'énergie radiofréquence a également été faite dans ce travail. Deux bandes de fréquences ont été ciblées; celle du WiFi et celle du GSM.

La conception et la réalisation de la rectenna pour le WiFi a démontré une efficacité de conversion RF-DC de 10 % . Pour ce qui est de la rectenna à 880 MHz, une efficacité de conversion RF-DC de 25,8 % a été obtenue; ceci pour un niveau de puissance injectée de 0 dBm. Une expérience de TESH en laboratoire a permis de situer la tension moyenne du circuit à 10 mV sur une distance de 3 m. En guise de perspective pour cette partie de ce projet, il serait impératif de dimensionner des filtres HF qui, associés aux différents circuits redresseurs permettraient d'adapter ces derniers à la source micro-onde ou à l'antenne de réception. Une antenne de réception à polarisation circulaire devrait être également utilisée. Cela permettrait par exemple de respecter l'un des critères de conception qui est celui de la polarisation circulaire dont ne disposaient pas les antennes utilisées dans ce travail. Des antennes spirales connues pour leur large bande, leur gain élevé pourraient aussi être utilisées comme antenne de réception. Une autre optimisation que l'on peut envisager ici, est celle d'un réseau de rectennas qui permettrait de récupérer plus puissance et avoir aussi une plus grande tension DC en sortie.

En guise de comparaison entre les résultats obtenus pour les deux sources d'énergie primaires retenues, on constate aisément que l'apport de la source RF (0,16 μW au mieux des cas) est négligeable devant celle obtenu avec les vibrations mécaniques qui est de 2 μW après redressement et filtrage.

Annexe A : Extrait du datasheet du pack QP20W de Mide Technology

A.1. Valeur de la capacité du composite

**Tableau A. 1: Épaisseur et capacités des composites piézoélectriques de Mide
Technology**

NOTE:

1. All dimensions are in inches
2. Connector thickness = 0.100"

Product	Thick. (in)	Cap. (nF)*
QP10N	0.015	55
QP10W	0.015	85
QP10Ni	0.015	1.2
QP16N	0.010	125
PA16N	0.013	95
QP20N	0.030	100
QP20W	0.030	145
QP21B	0.030	125
QP22B	0.030	20
P. FAN	0.030	23

*Capacitance values are approximate and will vary from product to product.

A.2. Dimension du composite

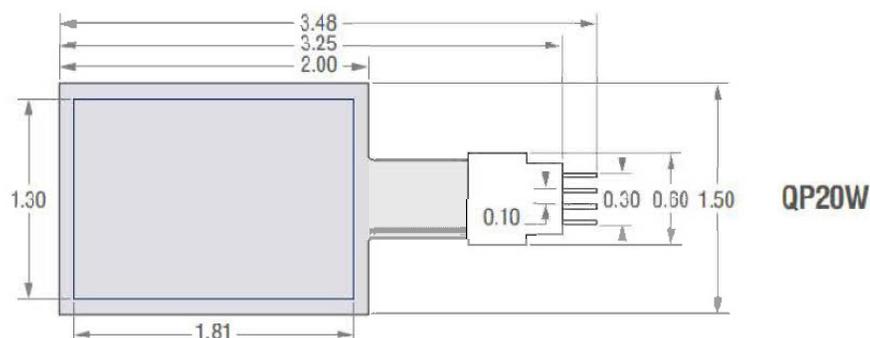


Figure A. 1 : Dimensions du composite QP20W

Annexe B : Extrait du datasheet des diodes de la série 1N 400X

Tableau B. 1: Caractéristiques des diodes 1N400X

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Single phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.

For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}								
Working Peak Reverse Voltage	V_{RWM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
DC Blocking Voltage	V_R								
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current (Note 1) @ $T_A = 75^\circ\text{C}$	I_O	1.0							A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load	I_{FSM}	30							A
Forward Voltage @ $I_f = 1.0\text{A}$	V_{FM}	1.0							V
Peak Reverse Current @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ at Rated DC Blocking Voltage @ $T_A = 100^\circ\text{C}$	I_{RM}	5.0 50							μA
Typical Junction Capacitance (Note 2)	C_j	15				8			pF
Typical Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	100							K/W
Maximum DC Blocking Voltage Temperature	T_A	+150							$^\circ\text{C}$
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-65 to +150							$^\circ\text{C}$

- Notes:
1. Leads maintained at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case.
 2. Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0V DC.
 3. EU Directive 2002/95/EC (RoHS). All applicable RoHS exemptions applied, see EU Directive 2002/95/EC Annex Notes.

Annexe C : Caractéristiques des antennes

Cette annexe décrit les différentes antennes utilisées lors de la conception des rectennas.

C.1. Antennes utilisées pour la rectenna à 880 MHz

C.1.1. L'antenne d'émission

Il s'agit d'une antenne Yagi optimisée pour une fréquence centrale de 900 MHz. Une photographie de cette antenne est montrée sur la figure C.1 ci-dessous. Les caractéristiques électriques de l'antenne sont données au tableau C.1.



Figure C. 1 : Antenne d'émission à 880 MHz

Tableau C. 1 : Caractéristiques électriques de l'antenne d'émission pour la rectenna à 880 MHz

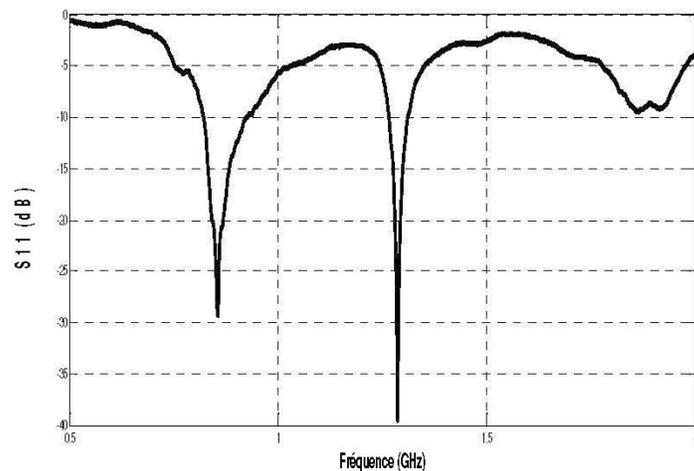
Fréquence centrale	900 MHz
Largeur de bande	83 MHz
Polarisation	Verticale ou horizontale
Impédance	50 Ω
Gain	12 dBi
Connecteur	Type N femelle

C.1.2. L'antenne de réception

L'antenne de réception est une antenne dipôle demi-onde. Une photographie de l'antenne et sa largeur de bande sont montrées sur la figure C.2. Les caractéristiques électriques de l'antenne apparaissent au tableau C.2.



(a) Photographie de l'antenne



(b) Largeur de bande de l'antenne

Figure C. 2 : Antenne de réception à 880 MHz

Tableau C. 2 : Caractéristiques électriques de l'antenne de réception pour la rectenna à 880 MHz

Bandes de Fréquences	822,6 MHz – 926,7 MHz et 1,248 GHz – 1,306 GHz
Longueur d'onde	Demi-onde
Directivité	Omnidirectionnelle
Impédance	50 Ω
Gain	3 dBi – 5 dBi
Connecteur	RP-SMA

C.2. Antennes utilisées pour la rectenna à 2,45 GHz

Les antennes d'émission et de réception sont identiques. Ils s'agit des antennes dipôles, omnidirectionnelles bi-bandes fonctionnant dans les bandes 2,4 GHz – 2,5 GHz et 5,15 GHz – 5,85 GHz. Leur gain varie entre 3 dBi – 5 dBi. La figure D.3 représente les variations du paramètre S_{11} de nos antennes. Les caractéristiques électriques de l'antenne sont données dans le tableau C.3.

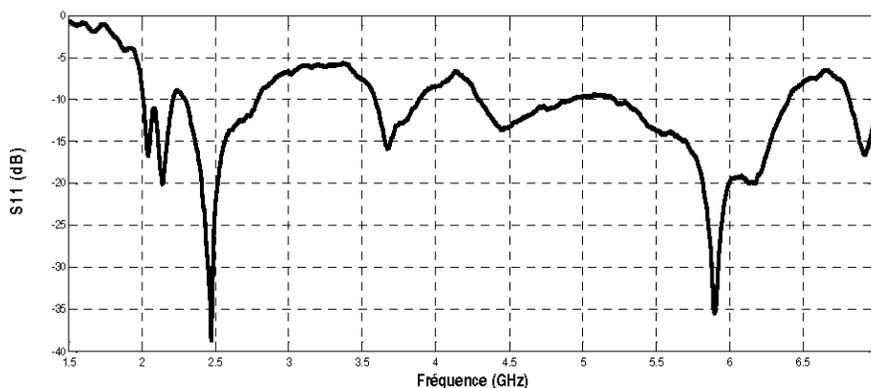


Figure C. 3: Largeur de bande des antennes à 2,45 GHz

Tableau C. 3 : Caractéristiques électriques des antennes pour la rectenna à 2,45 GHz

Bandes de fréquences	2,4 GHz – 2,5 GHz et 5,15 GHz – 5,85 GHz
Longueur d'onde	Demi-onde
Directivité	Omnidirectionnelle
Impédance	50 Ω
Gain	3 dBi – 5 dBi
Connecteur	RP-SMA

Annexe D : Publication

Alex Mouapi, Nadir Hakem, Gilles Delisle, Nahi Kandil, “A novel piezoelectric micro-generator to power wireless sensors networks in vehicles” accepté le 20-04-2015 pour publication dans *15th International Conference on Environment and Electrical Engineering*.

BIBLIOGRAPHIE

- [1]. S. Ahmed, “*Systèmes de récupération d’énergie vibratoire large bande*”, mémoire de thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2012.
- [2]. D. Maxime, “*conception et caractérisation de micros générateurs piézoélectriques pour microsystèmes autonomes*”, mémoire de thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2011.
- [3]. S. Roundy, P. K. Wright, “*A piezoelectric vibration based generator for wireless electronics*” *Journal of Smart Materials and structures*, vol.13, pp.1131-1142, 2004.
- [4]. B. Dhaou, “*Étude de faisabilité de la récupération d’énergie électromagnétique ambiante*”, mémoire de thèse de Doctorat, Université François-Rabelais de Tours, 2010.
- [5]. <http://www.keysight.com/en/pc-1297113/advanced-design-system>
- [6]. <http://www.autodesk.com/>
- [7]. M. Badet, “*Mise en place d’une plateforme de test et d’expérimentation*”, mémoire de Master Master, Université de Pau et des pays de l’Adour, 2006.
- [8]. I.F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, E. Cayirci, “*Wireless sensor network a survey computer networks*”, *Journal of Computer Networks*, vol.38, pp.393-422, 2001.
- [9]. G. Simon, M. Maroti, A. Lédeczi, “*Sensor Network-Based Countersniper System*”, 04 Proceedings of the 2nd international conference on Embedded networked sensor systems, pp. 1-12, 2004.
- [10]. P. Sikka, P. Corke, L. Overs, “*Wireless sensor devices for animal tracking and control*”, *IEEE Local Computer Networks International Conference*, vol.1, pp.336-341, 2004.
- [11]. J. McCulloch, P. McCarthy., S.M. Guru, W. Peng, D. Hugo, A. Terhorst, “*Wireless sensor network deployment for water use efficiency in irrigation*”,

- Proceedings of the workshop on Real-world wireless sensor networks, vol 62, pp.46-50, 2008.
- [12]. V. Gilles, N. Noury, (2002), “*Télé-Surveillance Automatique de l’activité dans un habitat Intelligent pour la santé*”, Congrès Francophone d’Informatique Médicale, 2002
- [13]. Y. Ammar, “*Conception de systèmes de gestion d’énergie pour microsystemes autonomes*”, mémoire de thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier, 2006.
- [14]. <http://www.universalis.fr/encyclopedie/thermoelectricite/1-historique/>
- [15]. <http://www.industrie-techno.com/une-alimentation-autonome-pour-capteurs-sans-fil.9840>
- [16]. E. S. Shaheen, D. S. Ginley, G. E. Jabbour, “*Organic-Based Photovoltaic : Toward Low-Cost Power Generation*”, Materials Research Society Bulletin, vol.30, pp.10-19, 2005.
- [17]. E. Birkmire, Eser, “*Polycrystalline Thin Film Solar Cells : Present Status and Future Potential*”, Annual Review Materials Science, vol. 27, pp. 625-653, 1997.
- [18]. L.M. Fraas, W. E. Daniels, J. Muhs, “*Infrared Photovoltaics for Combined Solar Lighting and Electricity For building*”, Proceedings of the 17th European PV Solar Energy Conference, 2001.
- [19]. S. Roundy, “*Energy scavenging for wireless sensor nodes with a focus on vibration to electricity conversion*”. PhD Thesis, University of California, Berkeley, 2003.
- [20]. S. P. Beeby, M. J. Tudor, N. White, “*Energy harvesting vibration sources for microsystems applications*”, Measurement science and technology 2006.
- [21]. H. A. Sodano, G. P. Donald, J. Leoa, Daniel J. Inmana, “*Model of Piezoelectric Power Harvesting beam*”, Proceeding of IMECE, ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition, Washington, 2003.

- [22]. F. Hua-Bin, L. Jing-Quan, X. Zheng-Yi, L. Donga, L. Wangb, D. Chen, C. Bing-Chu, Y. Liu, “*Fabrication and performance of MEMS-based piezoelectric power generator for vibration energy harvesting*”, *Microelectronics Journal*, Vol 37, pp.1280-1284, 2006.
- [23]. P. D. Mitcheson, E. M. Yeatman, G. K. Rao, A. S. Holmes, T. C. Green, “*Energy Harvesting From Human and Machine Motion for Wireless Electronic Devices*”, *Proceedings of the IEEE*, Vol 96, pp. 1457-1486, 2008.
- [24]. C.B. Williams, R. B. Yates, “*Analysis of a micro-electric generator for Microsystems*”. *Sens. Actuators A: Phys* 52, 8-11, 1996.
- [25]. C. Ó. Mathúna, T. O’Donnell, R. V. Martinez-Catala, J. Rohan, B. O’Flynn “*Energy scavenging for long-term deployable wireless sensor networks*”, *Talanta*, vol 75, pp. 613-623, 2008.
- [26]. T. K. Mandal, “*Wireless transmission of electricity development and possibility*”, *Proceedings of Sixth international symposium Nikola Tesla*. Belgrade, Serbia, 2006.
- [27]. <http://www.thehistoryblog.com/archives/date/2013/05/page/3>
- [28]. D. F. Sievenpiper, “*Large aperture rectenna based on planar lens structures*” Google Patents, 2008.
- [29]. B. Y. Lao, N. J. Schneier, D.A. Rowe, R.E. Dietterle, E.J. Staples, J. Wise, “*SAW oscillators in UHF Transit satellite links*”, *Microwave Theory and Techniques*, *IEEE Transactions on*, vol. 29, n0 12, pp.1327-1333, 1981.
- [30]. Harrist, D. W. “*Wireless battery charging system using radio frequency energy harvesting*”, mémoire de master, University of Pittsburgh, 2004.
- [31]. D. Bechevet, “*Contribution au développement de tag RFID UHF et Micro-ondes sur des matériaux plastiques*”, mémoire de thèse de Doctorat, Institut national Polytechnique de Grenoble, 2009.
- [32]. M. Changming, W. Xingjun, Z. Chun, W. Zhihua, “*A low power RF front-end of passive UHF RFID transponders*”, *Circuits and Systems*, *IEEE Asia Pacific conference on*, pp. 73-76, 2008.

- [33]. A. Zenati, “*Modélisation et simulation de microsystèmes multi domaines à signaux mixtes : vers le prototypage virtuel d’un microsysteme autonome*”, mémoire de thèse de Doctorat, Université Joseph Fourier, 2007.
- [34]. Z. Qingyuan, G. Mingjie, H. Yuanqin, “*Vibration energy harvesting in automobiles to power wireless sensors*”, Information and Automation (ICIA), pp. 349-354, 2012.
- [35]. http://www.mathworks.com/products/daq/code-examples.html?file=/products/demos/daq/acquiring_data/acquiring_data.html
- [36]. www.fonderiehome.ca
- [37]. S. Masmoudi, “*Comportement mécanique et caractérisation par implant piézoélectrique ultrasonore intégré d’un matériau composite*”, mémoire de thèse de Doctorat, Université de Maine et de Sfax, 2013.
- [38]. A. Sliman, “*Conception et modélisation d’un capteur acoustique*”, mémoire de thèse de Magister, Université des sciences et technologie d’Oran Algérie, 2010.
- [39]. G. K. Ottman, H. F. Hofmann, G. A. Lesieutre, “*Optimized piezoelectric energy harvesting circuit using step-down converter in discontinuous conduction mode*”, Power Electronics IEEE Transactions, vol.18, pp. 696-703, 2003.
- [40]. <http://www.mide.com/products/quickpack/quickpack-piezoelectric-actuators-and-sensors.php>
- [41]. <http://www.autodesk.fr/products/simulation/overview>
- [42]. <http://www.autodesk.com/products/simulation-mechanical/overview>
- [43]. <http://www.ateliervd.qc.ca/>.
- [44]. Z. Ghalmi, “*Contribution au développement d’un capteur ultrasonique pour mesurer l’épaisseur de la glace*”, mémoire de maîtrise, université du Québec à Chicoutimi, 2006.
- [45]. N. M. White, N. R. Harrist, Kok Stephen, M.J. Tudor, “*A novel thick-film piezoelectric micro-generator*”, Smart Materials and Structures, vol. 10, pp. 850-852, 2001.

- [46]. M. Ferrari, V. Ferrari, D. Marioli, A. Taroni, “*Modeling, fabrication and performance measurements of a piezoelectric energy converter for power harvesting in autonomous microsystems*”, Instrumentation and Measurement IEEE Transactions, vol.55, pp. 2096-2101, 2006.
- [47]. D. Guyomar, A. Badel, E. Lefeuvre, C. Richard, “*Toward energy harvesting using active materials and conversion improvement by nonlinear processing*”, Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions, vol 52, pp. 584-595, 2005.
- [48]. L. Junrui, L. Wei-Hsin, “*Improved Design and Analysis of Self-Powered Synchronized Switch Interface Circuit for Piezoelectric Energy Harvesting Systems*”, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 59, pp. 1950-1960, 2012.
- [49]. H. TAKHEDMIT, “*Modélisation et conception de circuits de réception complexes pour la Transmission d’Énergie Sans Fil à 2.45 GHz*”, mémoire de Doctorat, École Centrale de Lyon, 2010.
- [50]. M. Pinuela, P. D. Mitcheson, S. Lucyszyn, “*Ambient RF Energy Harvesting in Urban and Semi-Urban Environments*”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions, vol 61, pp. 2715-2726, 2013.
- [51]. J. O. McSpadden, F. Lu, C. Kai, “*Design and experiments of a high-conversion efficiency 5.8-GHz rectenna*”, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions, vol46 pp. 2053-2060, 1998.
- [52]. A. Douyere, L.L. J. D. Sun, F. Alicalapa, “*High efficiency microwave rectenna circuit: modelling and design*”, Electronics Letters, vol 44, pp. 1409-1410, 2008.
- [53]. V. Marian, B. Allard, C. Vollaie, J. Verdier, “*Strategy for Microwave Energy Harvesting From Ambient Field or a Feeding Source*”, Power Electronics, IEEE Transactions vol 27, pp.4481-4491, 2012.

- [54]. R. Yu-Jiun, C. Kai, “5.8GHz circularly polarized dual-diode rectenna and rectenna array for microwave power transmission”, *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions, vol 54, pp. 1495-1502, 2006.
- [55]. J. Zbitou, M. Latrach, S. Toutain, “Hybrid rectenna and monolithic integrated zero-bias microwave rectifier”, *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions, vol 54, pp. 147-152, 2006.