

UNIVERSITÉ DE SHERBROOKE
Faculté de génie
Département de génie mécanique

Développement d'un système d'alimentation d'un nœud de capteur sans fils à partir d'un récupérateur piézoélectrique pour des applications dans l'automobile

Mémoire de maîtrise
Spécialité : génie mécanique

Mohamed SRIDI

Jury : Luc Fréchette (directeur)
Patrice Masson
Alexis Lussier Desbiens

À ma mère, à mon père, à mes sœurs

RÉSUMÉ

Le développement intensif de l'électronique à très faible consommation énergétique et des technologies de communication sans fils ont permis l'apparition des nœuds de capteur sans fils dans plusieurs domaines. Un nœud de capteur sans fils devrait être un système autonome. Néanmoins, les batteries sont utilisés jusqu'à aujourd'hui pour son alimentation. L'utilisation des batteries comme source d'énergie présente des défis majeurs tels que le coût de remplacement et d'entretien. L'objectif de ce projet est de valider la possibilité d'alimentation d'un nœud de capteur sans fils à partir de l'énergie vibratoire à travers un récupérateur piézoélectrique. Un système d'alimentation complet d'un nœud de capteur sans fils contient le transducteur piézoélectrique, une unité de gestion de puissance et un élément de stockage.

Ce mémoire de maîtrise présente les travaux élaborés dans le but de définir une configuration bien adaptée d'un système d'alimentation autonome complet. La réalisation de ce projet a nécessité le développement d'un démonstrateur expérimental du système en se basant sur des composants commerciaux. Ce démonstrateur a permis de valider la faisabilité du système de récupération d'énergie vibratoire pour des excitations qui peuvent exister dans le domaine de l'automobile en termes de fréquence de résonance et amplitudes d'accélération. Tout d'abord, les besoins énergétiques du nœud de capteur à alimenter et du circuit de gestion de puissance sélectionné ont été caractérisés expérimentalement en établissant une communication entre le nœud et une station de base. À partir de ces résultats, le transducteur piézoélectrique et l'élément de stockage adéquats ont été déterminés. Dans notre cas, le transducteur piézoélectrique choisi est soumis à une excitation harmonique d'amplitude 0.3 g et de fréquence de 65.8 Hz. Il alimentait le nœud de capteur sans fils développé opérant à une période de transmission de 17s à travers le circuit de gestion de puissance de faibles pertes favorisant le transfert optimal d'énergie entre l'entrée et la sortie du système. La fonctionnalité du système a été mise en évidence et une méthodologie comportant les différentes considérations à tenir en compte lors de développement de ce type de système a été proposée. Il est démontré que l'étude énergétique du système est un atout pour son développement. En effet, le design du transducteur piézoélectrique doit être fait de telle façon que la puissance générée par le récupérateur piézoélectrique soit supérieure à la puissance requise par le reste du système. Pour cela, la source de vibration doit être caractérisée en termes de fréquence et amplitude d'accélération. La puissance totale requise par le nœud de capteur et le circuit de gestion de puissance doit être déterminée. Le dimensionnement de l'élément de stockage doit aussi tenir compte de l'énergie totale requise par la charge.

Mots-clés : Récupération d'énergie, transducteur piézoélectrique, gestion de puissance, stockage, nœud de capteur sans fils

REMERCIEMENTS

J'adresse tout d'abord mes remerciements sincères à mon directeur de recherche Luc Fréchette pour sa disponibilité, son soutien, ses excellents conseils et son approche professionnelle qui a contribué à la réussite de ce projet.

Je tiens à remercier mes deux collègues de groupe de recherche, Etienne Leveillé et André Dompierre pour leurs contributions et leur collaboration tout au long de ma maîtrise. Je désire également remercier deux anciens stagiaires de mon groupe de recherche, Mohamed S. Traoré et Julien Berthiaud-Mercier pour leur support soutenu dans la phase de programmation du nœud de capteur sans fils.

Merci également, aux différents membres du groupe Micros pour les moments de fraternité que nous avons partagé durant mon projet.

Je tiens à exprimer ma gratitude aux membres du jury d'avoir accepté l'évaluation de mon mémoire.

Finalement, j'aimerais remercier la mission universitaire de la Tunisie à Montréal pour le financement de ma maîtrise.

TABLE DES MATIÈRES

RÉSUMÉ	i
REMERCIEMENTS	iii
LISTE DES FIGURES	vii
LISTE DES TABLEAUX	ix
CHAPITRE 1 INTRODUCTION.....	1
1.1 Mise en contexte.....	1
1.2 Question de recherche	2
1.3 Objectifs du projet de recherche.....	3
1.3.1 Objectif global	3
1.3.2 Objectifs spécifiques.....	3
1.4 Contributions originales	3
1.5 Plan du document	4
CHAPITRE 2 ÉTAT DE L'ART.....	5
2.1 Architecture du système autonome complet.....	5
2.2 Besoin d'une méthodologie de développement.....	5
2.3 Le nœud de capteur sans fils	8
2.4 L'unité de gestion de puissance.....	16
2.4.1 Le convertisseur CA-CC.....	16
2.4.2 Le convertisseur CC/CC	23
2.4.3 L'élément de stockage	23
2.4.4 Circuits de gestion de puissance commerciaux	25
2.4.5 Le circuit LTC3588	25
2.5 Le transducteur piézoélectrique.....	26
2.5.1 Modèle générique de la conversion des vibrations en électricité	26
2.5.2 Modèle analytique d'un transducteur piézoélectrique	29
2.5.3 Générateurs piézoélectriques commerciaux	32
CHAPITRE 3 CONSIDÉRATIONS DE CONCEPTION D'UN SYSTÈME DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE VIBRATOIRE PAR PIÉZOÉLECTRICITÉ POUR LES NŒUDS DE CAPTEUR SANS FILS.....	34
3.1 Avant-propos	34
3.2 Abstract.....	36
3.3 Introduction	36
3.4 Design Framework	38
3.4.1 The wireless sensor node (WSN).....	38
3.4.2 The Piezoelectric Transducer.....	40
3.4.3 The Power Management Unit	40
3.5 Experimental design process and characterization.....	41
3.5.1 Design considerations of the WSN.....	41
3.5.2 Power Conditioning Electronics	46
3.5.3 Piezoelectric Harvester Selection	51
3.6 Results and discussion.....	58
3.6.1 Final system set-up	58
3.6.2 Summary of methodology for system design	62

3.7	Conclusion.....	63
CHAPITRE 4 CARACTÉRISATION DU COMPORTEMENT DU SYSTÈME DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE COMPLET AVEC DIFFÉRENTES SOURCES D'EXCITATION 64		
4.1	Excitation harmonique dont la fréquence dévie quelque peu de la fréquence de résonance du transducteur piézoélectrique.....	64
4.2	Excitation réelle mesurée sur une automobile.....	66
4.2.1	Excitation enregistré sur l'autoroute 410.....	67
4.2.2	Excitation enregistré sur le boulevard de l'université.....	70
CHAPITRE 5 CONCLUSION.....		
ANNEXE A – SCHÉMATIQUE DU NŒUD DE CAPTEUR SANS FILS.....		77
ANNEXE B – VALIDATION EXPÉRIMENTALE DU MODÈLE DE CONCEPTION DU TRANSDUCTEUR PIÉZOÉLECTRIQUE.....		78
ANNEXE C – ORGANIGRAMME DE LA METHODOLOGIE PROPOSÉE.....		81
LISTE DES RÉFÉRENCES.....		82

LISTE DES FIGURES

Figure 2. 1 Exemple de la consommation énergétique d'un nœud de capteur sans fils [17].	9
Figure 2. 2 Diagramme de la partie logicielle du nœud de capteur sans fils conçu.	13
Figure 2. 3 Profil de consommation du nœud de capteur.	15
Figure 2. 4 Transducteur piézoélectrique avec un redresseur pont à diodes.	17
Figure 2. 5 Forme d'onde du courant et de la tension aux bornes du transducteur piézoélectrique (pont à diodes).	17
Figure 2. 6 Transducteur piézoélectrique avec un redresseur doubleur de voltage.	19
Figure 2. 7 Forme d'onde du courant et de la tension aux bornes du transducteur piézoélectrique (doubleur de voltage).	20
Figure 2. 8 Puissance de sortie en fonction de la tension rectifiée pour les deux types de convertisseur CA/CC.	22
Figure 2. 9 Architecture interne du circuit intégré LTC3588 [27].	26
Figure 2. 10 Schéma du modèle générique développé par Williams et Yates [37].	27
Figure 2. 11 Modèle analytique équivalent d'un transducteur piézoélectrique.	29
Figure 2. 12 Poutre piézoélectrique [4].	30
Figure 3. 1 Bloc diagram of piezoelectric powered wireless sensor node.	38
Figure 3. 2 Printed circuit board (PCB) of the WSN measuring 25 mm x 25 mm. Left photo showing the top side component and right showing the downside with the RF transceiver.	43
Figure 3. 3 Current consumption profile of the WSN during a period.	45
Figure 3. 4 Storage capacitor voltage and output voltage across the power management circuit versus time for full bridge rectifier (FB) and voltage doubler (VD) configurations.	47
Figure 3. 5 Bimorph piezoelectric cantilever structure.	52
Figure 3. 6 Generic vibration converter model [4].	52
Figure 3. 7 Piezoelectric transducer output power versus output voltage ($V_{oc} = 12.6V$).	58
Figure 3. 8 Photo of the experimental setup.	58
Figure 3. 9 Storage capacitor voltage, output voltage across the WSN and the WSN energy needs profile versus time ($A=0.3$ g, $C=570$ μ F, full bridge configuration, $T_{WSN}=17$ s).	59
Figure 3. 10 Storage capacitor voltage, output voltage across the WSN and the WSN energy needs profile versus time ($A=0.3$ g, $C=1.1$ mF, full bridge configuration, $T_{WSN}=17$ s).	60
Figure 3. 11 Storage capacitor voltage, output voltage across the WSN and the WSN energy needs profile versus time ($A=0.3$ g, $C=1.1$ mF, full bridge configuration, $T_{WSN}=8.5$ s).	61
Figure 4. 1 Comportement du système avec une excitation sinusoïdale de fréquence 65 Hz.	64
Figure 4. 2 Comportement du système avec une excitation sinusoïdale de fréquence 66.4 Hz.	65
Figure 4. 3 Comportement du système avec une excitation sinusoïdale de fréquence 64.5 Hz.	65
Figure 4. 4 Réponse à un bruit blanc.	66
Figure 4. 5 FFT de l'excitation appliquée (Autoroute 410).	67
Figure 4. 6 Comportement en circuit ouvert du transducteur piézoélectrique sous une excitation réelle.	67

Figure 4. 7 Comportement du démonstrateur complet sous une excitation réelle (Autoroute 110).....	69
Figure 4. 8 FFT de l'excitation appliquée (Boulevard de l'université).....	70
Figure 4. 9 Comportement en circuit ouvert du transducteur piézoélectrique sous une excitation réelle.....	71
Figure 4. 10 Comportement du démonstrateur complet sous une excitation réelle (Boulevard de l'université).....	72
Figure A. 1 Schématique du nœud de capteur sans fils développé.	77
Figure B. 1 Matériau piézoélectrique et sa configuration série utilisée.	78
Figure B. 2 Poutres piézoélectriques fabriquées.	79
Figure B. 3 Puissance de sortie en fonction des charges résistives pour les deux poutres piézoélectriques.	80
Figure C. 1 Organigramme de la méthodologie de développement proposée.....	81

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2. 1 Exemples des nœuds de capteur sans fils commerciaux [19].	10
Tableau 2. 2 Exemples des modules de communication RF [19].	11
Tableau 2. 3 Consommation en mode actif et en mode veille des modules choisis.	13
Tableau 2. 4 Scénario d’une séquence d’opérations du nœud de capteur sans fils	14
Tableau 2. 5 Exemples des condensateurs et des supercondensateurs commerciaux et leurs caractéristiques	24
Tableau 2. 6 Exemples des batteries à couche minces commerciales et leurs caractéristiques	24
Tableau 2. 7 Exemples des circuits de gestion de puissance commerciaux	25
Tableau 2. 8 Exemple des générateurs piézoélectriques sur le marché.	32
Tableau 3. 1 WSN commercial off-the-shelf components and nominal power consumption specifications.	43
Tableau 3. 2 Comparison of storage elements characteristics.	49
Tableau 3. 3 PZT material properties.	56
Tableau B. 1 Résultats théoriques et expérimentaux des deux poutres piézoélectriques caractérisées.	79

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 Mise en contexte

De nos jours, les véhicules sont de plus en plus "intelligents", ils offrent plus de fonctionnalités niveau puissance, fiabilité, sécurité et confort [1]. Afin de répondre à ce besoin, on doit implanter, à chaque fois, de nouveaux capteurs. La majorité de ces capteurs sont filés. Ceci crée un problème dû à l'utilisation intense des réseaux de câbles électriques dont le coût de la main d'œuvre lors de leur installation est très élevé. Grâce à l'évolution rapide de la technologie des capteurs sans fils, on peut envisager d'en remplacer certains où les capteurs filés ne peuvent pas être installés facilement, tel est le cas des pneus par exemple. En effet, le progrès en électronique de faible puissance et le développement des applications portables favorisent l'émergence des réseaux de capteurs sans fils dans le domaine de l'automobile. Dans ce cas, il faut tenir compte que les capteurs sans fils demandent une source d'énergie autonome pour leur alimentation. Aujourd'hui, ils sont alimentés par des batteries. Ces dernières présentent beaucoup d'inconvénients. En effet, elles ont une durée de vie limitée et elles demandent un coût très élevé pour leur remplacement ou bien leur entretien, ce qui paraît aussi laborieux dans les endroits à accès difficile.

Il est très intéressant de trouver une alternative pour alimenter les nœuds de capteur sans fils [2]. Parmi les solutions qui se présentent, on peut citer le cas des récupérateurs de l'énergie inexploitée dans l'environnement. Un récupérateur d'énergie est un dispositif qui permet de convertir une forme d'énergie quelconque (thermique, solaire, acoustique, vibratoire, etc.) en une énergie électrique [3]. Dans le cas de l'automobile, l'énergie thermique et l'énergie vibratoire représentent deux sources intéressantes à récupérer. Trois types de convertisseurs mécano-électriques à partir d'une source vibratoire sont les plus utilisés aujourd'hui : les générateurs électromagnétiques, électrostatiques et piézoélectriques [4, 5]. La conversion électromagnétique consiste au mouvement d'un inducteur dans un champ magnétique. Elle est basée sur la loi d'induction de Faraday. Un changement dans le champ magnétique génère une différence de potentiel et un courant qui circule dans l'inducteur. Ce type de générateur est plus efficace à hautes fréquences ce qui est incompatible avec les spectres de vibrations de basses fréquences. Il produit aussi des très faibles tensions de sortie ($<1V$).

La conversion électrostatique est basée sur la variation de la capacité d'un condensateur. Le déplacement d'une plaque de ce condensateur par rapport à une autre se fait mécaniquement. Ce phénomène est simple à l'implémenter et à l'intégrer dans des différents dispositifs, il permet de générer des hautes tensions et en contrepartie, il demande une source de tension externe car le condensateur doit être chargé à une tension initiale pour que la conversion commence.

La conversion piézoélectrique est basée sur un dispositif qui permet de transformer une énergie mécanique vibratoire en une énergie électrique par l'intermédiaire d'un matériau piézoélectrique. Un matériau piézoélectrique est un matériau qui peut se déformer à la présence d'un champ électrique (sens inverse) ou bien produire un champ électrique s'il est mécaniquement déformé. En effet, lorsqu'on applique une force sur une maille d'un matériau piézoélectrique, celle-ci se déforme, et il apparaît une polarisation au sein de la maille et par conséquent une différence de potentiel dans le matériau. Des charges induites peuvent être extraites sur les électrodes collées sur le matériau piézoélectrique et transmises au reste du système. Ce mécanisme de conversion n'a pas besoin d'une source de tension externe pour son fonctionnement et permet de générer des hautes tensions par rapport aux convertisseurs électromagnétiques. Les générateurs piézoélectriques sont choisis comme étant l'approche la plus efficace pour générer de l'électricité à partir des vibrations à basses fréquences.

Dans ce projet, nous nous intéressons donc aux récupérateurs piézoélectriques. L'énergie produite par le générateur électrique va être utilisée pour alimenter le nœud de capteur sans fils. La chaîne complète d'un système autonome de récupération d'énergie vibratoire contient le transducteur piézoélectrique, le système de gestion de puissance incluant un élément de stockage permettant le transfert adéquat de l'énergie entre le générateur et le reste du système et le nœud de capteur sans fils à alimenter.

1.2 Question de recherche

Tel que discuté à la section précédente, on a un grand intérêt à alimenter à partir de l'énergie ambiante des dispositifs électroniques à basse consommation tel que les nœuds de capteur sans fils. Cependant, définir une méthodologie de conception garantissant l'alimentation d'un nœud de capteur à partir d'un système de récupération d'énergie demeure un défi assez important. Ce projet de recherche soulève donc une question pertinente : *Quelle est une configuration*

bien adaptée du système d'alimentation d'un nœud de capteur sans fils à partir d'un récupérateur piézoélectrique pour des applications dans l'automobile?

1.3 Objectifs du projet de recherche

1.3.1 Objectif global

Le but de ce mémoire est de répondre à la question de recherche posée ci-dessus afin d'atteindre l'objectif principal de développer un système autonome de récupération d'énergie vibratoire destiné à l'alimentation des nœuds de capteur sans fils dans l'automobile et de définir les considérations à tenir en compte lors de développement de ce système.

1.3.2 Objectifs spécifiques

Afin d'atteindre l'objectif global de ce projet de recherche, certains objectifs secondaires ont été définis :

- Développer un nœud de capteur sans fils à faible consommation énergétique. On propose la conception d'un nœud de capteur sans fils à partir des composants commerciaux de faible consommation et de faire le bilan énergétique du nœud en caractérisant expérimentalement sa consommation électrique lors d'une communication avec une station de base.
- Étudier et choisir le système de gestion de puissance incluant l'élément de stockage.
- Proposer une conception préliminaire du transducteur piézoélectrique répondant à certains critères tels que les besoins énergétiques du nœud de capteur, la fréquence et l'amplitude des accélérations de la source des vibrations, etc.
- Développer une plateforme expérimentale de démonstration du système complet basée sur des composants commerciaux contenant le transducteur piézoélectrique, le circuit de gestion de puissance, l'élément de stockage et le nœud de capteur sans fils.
- Proposer une approche générique ou une méthodologie de développement du système autonome complet.

1.4 Contributions originales

Les travaux de recherche menés lors de ce projet permettent de mettre en œuvre la faisabilité d'alimenter un nœud de capteur sans fils à partir d'un système de récupération d'énergie

vibratoire pour des applications dans le domaine de l'automobile. Plus spécifiquement, les considérations techniques à prendre en compte pour la conception d'un nœud de capteur autonome alimenté par l'énergie vibratoire ambiante sont présentées. Les résultats pourront guider des décisions relatives au développement de ces systèmes.

1.5 Plan du document

Le présent document est structuré en cinq chapitres. Le premier chapitre présente une mise en contexte ainsi que la définition du projet de recherche incluant la question de recherche et les objectifs à atteindre. Le deuxième chapitre présente l'état des connaissances en allant du contexte global du projet vers les différents aspects spécifiques traités. Le troisième chapitre contient l'article qui a été soumis pour publication dans la revue *IEEE Sensors Journal*. Il présente une méthodologie de conception d'un système autonome d'alimentation d'un nœud de capteur sans fils à partir d'un récupérateur piézoélectrique. Le quatrième chapitre propose une caractérisation expérimentale du système développé sous différentes excitations. Pour conclure, les résultats, les contributions de ce projet et les perspectives sont définis dans le dernier chapitre.

CHAPITRE 2 ÉTAT DE L'ART

2.1 Architecture du système autonome complet

Un réseau de capteurs sans fils est constitué de plusieurs composants (des nœuds de capteur sans fils) distribués dans l'espace et qui communiquent entre eux ou bien avec une station de base afin de réaliser une application bien déterminée. Chaque nœud de capteur sans fils présente un système autonome complet, il doit rester actif pendant une longue durée de temps. Pour cela, son alimentation est l'un des plus grands défis. Malgré que les batteries soient les plus utilisées, ces dernières ont des problèmes de faible densité énergétique, ce qui limite leur aptitude à garantir l'alimentation adéquate du nœud. De plus, la quantité d'énergie disponible dans une batterie est proportionnelle à sa taille. Par conséquent, cette technique d'alimentation est devenue insuffisante pour des applications portables de plus en plus miniatures. Dans ce projet, le but est d'alimenter les nœuds de capteur sans fils dans l'automobile. Les récupérateurs d'énergie vibratoire présentent une alternative intéressante pour leur alimentation, puisqu'on peut trouver plusieurs sources de vibrations dans un véhicule. Afin de bien exploiter les vibrations ambiantes dans une automobile, la caractérisation des fréquences et des amplitudes d'accélération disponibles dans les structures vibrantes d'une voiture est très importante [6, 7]. Ceci permet de déterminer les sources de vibration dominantes en termes de fréquence de résonance et amplitude d'accélération afin d'avoir une idée sur les niveaux de puissance qu'on peut produire à partir d'un récupérateur d'énergie vibratoire. En effet, la puissance produite est directement liée à la fréquence et l'accélération des structures vibrantes. Le système autonome complet est décomposé en trois modules :

- Le récupérateur permettant de convertir l'énergie vibratoire ambiante en électricité.
- L'unité de gestion de puissance incluant un réservoir d'énergie permettant le stockage de l'énergie récupérée afin de satisfaire des besoins énergétiques de la charge.
- Le nœud de capteur sans fils.

2.2 Besoin d'une méthodologie de développement

Plusieurs études ont été faites pour alimenter un nœud de capteur sans fils par un récupérateur vibratoire. Mais, aucune méthodologie de développement de ce genre de système n'a pas été

proposée concrètement. En effet, dans le cadre de ce projet, l'objectif est de faire sortir les grandes lignes directives de développement d'un nœud de capteur sans fils autonome alimenté par un récupérateur piézoélectrique. Le développement du système complet est basé sur des composants commerciaux. À travers le démonstrateur expérimental implémenté, les considérations techniques de conception de tel système ont été ressorties. Dans notre cas, le récupérateur piézoélectrique est sélectionné en établissant des contraintes sur la consommation électrique du nœud de capteur, le circuit de gestion de puissance choisi et les caractéristiques de la source des vibrations. Contrairement à l'approche utilisée dans la littérature où le générateur piézoélectrique est généralement choisi en premier lieu puis caractérisé et utilisé pour alimenter le reste du système, on propose lors de ce projet une approche préliminaire inversée permettant de déterminer analytiquement les dimensions de la poutre piézoélectrique désirée à partir de certaines contraintes définies à l'avance.

En effet, dans les anciennes études où un système autonome complet d'alimentation des nœuds de capteur sans fils a été développé, il y avait une concentration sur le fait de prouver la faisabilité technique d'un tel système alimenté par les vibrations parasites de l'environnement. Aucune méthodologie explicite ou des lignes directrices de développement pour les non-spécialistes du domaine ou des domaines connexes ont été introduits.

Plusieurs chercheurs ont étudié le système de récupération d'énergie en tenant compte du transducteur piézoélectrique et le circuit de gestion de puissance mais avec une simple charge résistive. A titre d'exemple, Zhu *et al.* [8] ont caractérisé les vibrations qui se propagent dans le coffre de la voiture. Ils ont évalué le potentiel de leur exploitation en développant un récupérateur piézoélectrique et son circuit d'interfaçage. Ce circuit contient simplement un pont à diodes et le système a été caractérisé et testé avec une résistance optimale et non pas une charge réelle. Carli, *et al.* [9] ont aussi implémenté un système de récupération d'énergie vibratoire à base d'un récupérateur piézoélectrique trimorphe. L'objectif de cette étude était de tester l'efficacité du circuit de gestion de puissance conçu à base des composants commerciaux. Une simple charge résistive a été aussi utilisée pour valider le système.

D'autre part, Ali *et al.* [10] ont proposé quelques considérations de conception pour un récupérateur piézoélectrique tel que la sélection du matériau piézoélectrique, la fréquence de résonance, le mode de chargement de la poutre piézoélectrique et la méthode de conversion CA/CC et CC/CC pour le circuit de gestion de puissance. Cette étude a été basée sur une revue

de littérature faisant ressortir les caractéristiques désirables des différents composants, sans proposer une méthodologie de développement quantitative, ni validation expérimentale.

D'autres chercheurs ont vraiment implémenté le système avec un nœud de capteur sans fils réel, tel est le cas d'Elfrink *et al.* [11] qui ont réussi à alimenter un nœud de capteur sans fils à partir d'un microgénérateur piézoélectrique MEMS. Leur étude consiste à caractériser expérimentalement plusieurs récupérateurs piézoélectriques de différentes tailles. L'objectif était de démontrer l'effet de packager sous vide le dispositif développé sur la puissance produite. Blazevic *et al.* [12] ont aussi développé un système de vérification de la pression des pneus de l'automobile alimenté par des vibrations. Leur étude correspond seulement à une implémentation expérimentale simple du système complet à travers des composants commerciaux. Dans le même contexte, Wischke *et al.* [13] ont aussi développé un nœud de capteur sans fils alimenté par les vibrations des trains dans les tunnels ferroviaires. Il s'agissait d'une démonstration expérimentale de l'application. En plus, un nouveau circuit d'interfaçage a été conçu et testé lors de cette étude.

Reilly *et al.* [14] ont étudié l'alimentation d'un capteur sans fils à partir d'un récupérateur piézoélectrique de forme trapézoïdale pour une application de machine à outils. Un prototype expérimental du système complet a été développé incluant le récupérateur piézoélectrique, un circuit de gestion de puissance, un condensateur de stockage et le nœud de capteur à alimenter. Lors de cette étude, l'objectif était de tester la forme trapézoïdale du récupérateur piézoélectrique. La conception du récupérateur a été basée sur deux considérations : adapter la fréquence de résonance de la poutre à la fréquence des vibrations et propager la distribution des déformations sur toute la partie active du matériau piézoélectrique. Le choix de la poutre trapézoïdale a été validé par des simulations par éléments finis. Lors de cette étude, il s'agissait aussi d'une approche directe qui permet de choisir le transducteur piézoélectrique sans avoir recours aux requis du nœud de capteur sans fils à alimenter (puissance consommée par la charge).

Cette revue de littérature démontre l'utilité d'avoir des lignes directives plus explicites pour le développement d'un système autonome d'alimentation d'un nœud de capteur sans fils à partir d'un récupérateur piézoélectrique. La démarche inverse utilisée pour développer un modèle analytique permettant de guider le choix des dimensions de la poutre piézoélectrique afin de rencontrer les besoins de l'application paraît nouvelle.

L'état de l'art présenté dans ce chapitre fournit des informations relatives aux différents modules constituant le système. Il constitue un supplément à l'article du troisième chapitre. Certains résultats additionnels sont aussi présentés dans les annexes du mémoire.

2.3 Le nœud de capteur sans fils

Un nœud de capteur est constitué de trois modules essentiels [15], [16] :

- Le capteur (incluant un convertisseur analogique numérique) : il permet de mesurer une grandeur physique (température, humidité, pression, etc.) et de la convertir en une grandeur électrique analogique (courant ou tension), le convertisseur analogique numérique permet de transformer le signal analogique en un signal numérique exploitable par un système informatique (processeur, contrôleur).
- Le processeur : son rôle est de traiter les informations et permettre l'échange entre les différents modules.
- Le module de communication : Il permet la communication sans fils entre le nœud et d'autres nœuds dans le même réseau de capteurs, ou entre le nœud et une station de base. Le type de la communication le plus utilisé est la communication radiofréquence. Un courant électrique dans l'antenne du module crée un champ magnétique se propageant dans l'air, transportant les informations utiles.

Afin de garantir la faisabilité d'alimenter un nœud de capteur sans fils dans l'automobile par un récupérateur d'énergie vibratoire, certains critères doivent être vérifiés.

En premier lieu, le rapport cyclique du nœud de capteur, défini comme étant le ratio entre la durée de la partie active des différents modules et la période totale de fonctionnement du nœud, est un aspect assez important à prendre en considération vu que son choix détermine les besoins énergétiques du nœud de capteur sans fils. En effet, le récupérateur d'énergie doit garantir l'alimentation continue des trois modules constituant le nœud de capteur. Chaque module est caractérisé par son propre rapport cyclique D . Ce rapport dépend des différents modes de fonctionnement (activé, en veille, désactivé, etc.).

La Figure 2.1 montre un exemple de la variation des besoins énergétiques des différents composants du nœud de capteurs sans fils dans les différents modes en fonction du temps. On remarque aussi que le module de communication (transmission et réception) demande beaucoup plus de puissance électrique que les autres modules (Voir Tableaux 2.1 et 2.2).

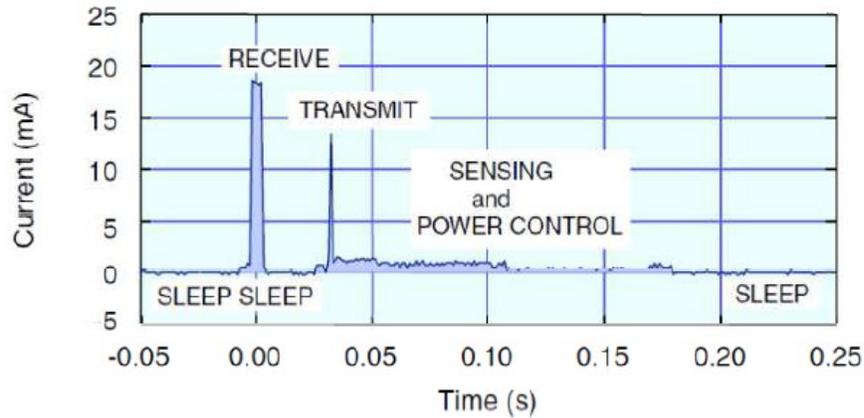


Figure 2. 1 Exemple de la consommation énergétique d'un nœud de capteur sans fils [17].

Plus le rapport cyclique est important, plus la puissance moyenne requise est grande. Par ailleurs, un nœud de capteur sans fils avec une fréquence d'échantillonnage élevée requiert plus de puissance pour son fonctionnement. En second lieu, la criticité de la tâche du capteur est un critère primordial. En effet, certains capteurs dans l'automobile sont essentiels pour la sécurité des passagers et par conséquent, leur alimentation par un système de récupération d'énergie est non faisable. À titre d'exemple, on peut citer le déclencheur de coussin gonflable, certains capteurs dans la chambre de combustion du moteur, etc. Enfin, afin de choisir un système de récupération d'énergie vibratoire comme une source d'alimentation d'un nœud de capteur sans fils, il faut tenir compte de la disponibilité des vibrations au voisinage de l'emplacement du capteur.

Tel que discuté, pour garantir l'alimentation adéquate du nœud de capteur sans fils, sa consommation énergétique doit être caractérisée. Généralement, les systèmes de récupération d'énergie vibratoire fournissent des niveaux de densités de puissance des centaines de microwatts par cm^3 pour des transducteurs piézoélectriques [18]. Afin de minimiser la consommation énergétique d'un nœud de capteur sans fils, des différentes études existent dans la littérature incluant l'implémentation des nouveaux protocoles de communication, l'optimisation de la partie matérielle et logicielle utilisées lors du développement des nœuds en essayant de mettre en mode veille la plupart des modules constituant le nœud. Plusieurs nœuds de capteur sans fils existent commercialement. La technologie de système sur puce est utilisée aujourd'hui pour intégrer sur une seule puce un module de communication RF et un processeur. Cette technologie permet de réduire la consommation énergétique du nœud. Les

Tableaux 2.1 et 2.2 illustrent quelques nœuds de capteur sans fils commerciaux et les spécifications de la consommation électrique de quelques modules de communications RF [19].

Tableau 2. 1 Exemples des nœuds de capteur sans fils commerciaux [19].

	BTnode	EM35359	eyesIFXv2.1	Mica2	G-Nodes	CC2538
Fabricants	CrossBow	Ember	Infineon Technologies AG	Crossbow	SOWNet	TI
Composants	CC1000 +Atmel AVR	2.4GHz module RF + 32bits ARM Cortex	868 MHz TDA5250 + MSP430F1611	Module RF + 8bits Atmel	CC1101 + MSP430F2418	Module RF avec un microprocesseur intégré
Tension [V]	2.1 – 3.6	2.1 – 3.6	2.2 – 5.5	2.7-3.3	2.1 - 3.6	2 - 3.6
Courant Rx [mA]	20	27	9,3	27	20	20
Courant Tx [mA]	20	31	12	10	20	24
Courant MCU [mA]	0.25*	1.7*	0.33*	0.25*	0.365*	7
Courant en veille [µA]	1	1	9	1	4	1.3

*courant optimal

Tableau 2. 2 Exemples des modules de communication RF [19].

	CC1000	CC1021	CC2420	TR1000	XE1205
Fabriquant	Chipcon	Chipcon	Chipcon	RFM	Semtech
Bit Rate [kbps]	76.8	153.6	250	115.2	152.3
Tension [V]	2.1 - 3.6	2.3 - 3.6	2.1 - 3.6	2.2 - 3.7	2.4 - 3.6
Mode Veille [μA]	0.2 - 1	1.8	1	0.7	0.2
RX [mA]	9.3	19.9	19.7	3.8	14
TX [mA]	25.4	25.1	17.4	12	-

On peut constater que le radio est la partie qui consomme le plus d'énergie. Cette consommation dépend de plusieurs paramètres tels que le débit de transmission, la bande de fréquence utilisée, la puissance de transmission, etc. On remarque aussi que l'ordre de grandeur de la consommation lors de la transmission et de la réception est entre 10mW et 27 mW.

Pour le module de capteur, la consommation de ce dernier dépend de nombreux paramètres tels que la nécessité d'un convertisseur analogique/numérique et de la fréquence d'échantillonnage et le temps de conversion, etc. Tous ces paramètres dépendent de l'application choisie.

Concevoir un nœud de capteur sans fils de faible consommation énergétique est un atout pour valider son alimentation à partir d'un récupérateur vibratoire. La première partie de ce projet consiste à développer un nœud de capteur sans fils afin d'estimer sa consommation énergétique. Une architecture de composants commerciaux à basse consommation disponibles sur le marché a été choisie pour concevoir le nœud de capteur visant de réduire la consommation énergétique du système. En effet, la consommation, notamment la possibilité d'avoir un mode veille, est l'un des critères les plus importants pour le choix de ces composants.

Configuration du nœud de capteur sans fils utilisé

Un système comportant le microcontrôleur, le capteur et la partie radio communication a été réalisé. La partie matérielle était faite par un ancien stagiaire du groupe de recherche

Mohamed Traoré et présentait un point de départ pour le reste des travaux élaborés dans ce projet. Le schématique du système est fourni à l'annexe A. La partie logicielle était basée sur l'optimisation des temps de réveil des différents modules dans le but de minimiser le rapport cyclique et la puissance consommée. Le microcontrôleur est un Pic 24F16KA102 de Microchip [20] de type 16 bits opérant à la fréquence maximale de 8MHz. Il nécessite une tension entre 1.8 et 3.6V. Sa consommation de courant est 3.05 mA en mode actif à la fréquence de calcul de 8MHz et 0.87 μ A en mode veille à 3V. Le module émetteur/récepteur est un nRF24AP2 de Dynastream Innovations [21]. Il nécessite une tension d'alimentation entre 1.9 et 3.6V. Sa vitesse de transmission est de 57600 bits/s. Pour une tension de 3V, le courant consommé en mode actif est de 1mA (en moyenne pour établir une communication). Il consomme 2 μ A en mode veille. Il supporte le protocole de communication ANT qui est un protocole de communication sans fils propriétaire [21].

Le capteur choisi est un capteur de température TSYS01 de Measurement Specialities [22]. Il mesure la température entre -5°C et 50°C avec une précision de $\pm 0.1^\circ\text{C}$. La sortie numérique peut être sur 24 ou 16 bits. La durée de conversion est de 8.22 ms. Sa consommation est de 1.4 mA en mode actif lors d'une conversion et de 0.14 μ A en mode veille sous une tension de 3V. Pour mettre en œuvre la partie matérielle, le protocole de communication série UART (Universal Asynchronous Receiver and Transmitter) a été choisi pour le transfert d'information entre le microcontrôleur et l'émetteur/récepteur. Le capteur interface avec le microcontrôleur à travers le protocole SPI (Serial Peripheral Interface). Le choix est fait dans le but de faciliter la partie programmation puisque ces deux protocoles sont les plus utilisés avec les microcontrôleurs de type PIC.

Pour la partie logicielle, le programme *Mplab* de Microchip a été utilisé. On a choisi le langage C pour programmer le microcontrôleur. La structure du programme utilisé est fournie dans l'organigramme suivant. La transition du mode actif au mode veille 'deep sleep' est géré par le watchdog timer du microcontrôleur.

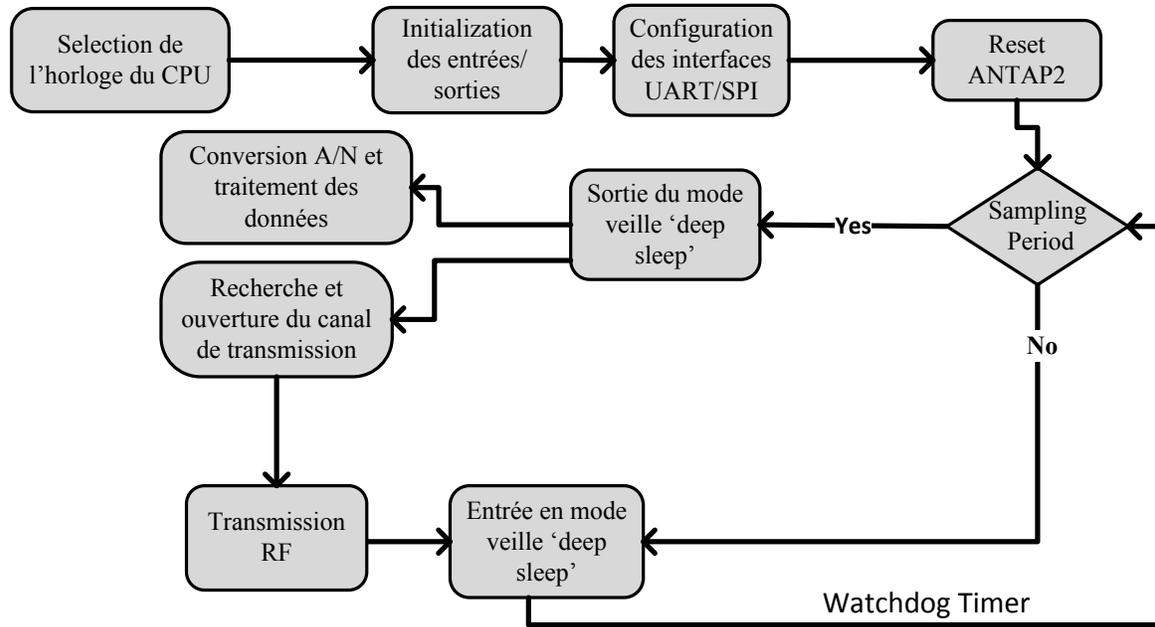


Figure 2. 2 Diagramme de la partie logicielle du nœud de capteur sans fils conçu.

Une première estimation des besoins énergétiques a été basée sur les spécifications dans les fiches techniques des différents composants. Le Tableau 2.3 regroupe les différents composants du nœud de capteur, leur consommation de courant en mode actif et en veille et la durée de la partie active de chaque composant. La durée représente le temps de démarrage et le temps d'opération.

Tableau 2. 3 Consommation en mode actif et en mode veille des modules choisis.

Module	Composant	Consommation en mode actif (mW)	Consommation en mode veille (µW)	Durée active
Émetteur/Récepteur	ANTAP281M4IB (Dynastream Innovations)	3	6	2 ms
Microcontrôleur	Pic24F16KA102 (Microchip)	9.15	2.61	100 ms
Capteur de température	TSYS 01 (Measurement Specialties)	4.2	0.42	9 ms

Une séquence de fonctionnement a été proposée pour estimer la consommation de puissance moyenne du nœud de capteur. Le Tableau 2.4 illustre le scénario utilisé et la consommation énergétique théorique calculée à partir des fiches techniques à chaque étape.

Tableau 2. 4 Scénario d'une séquence d'opérations du nœud de capteur sans fils

Temps	Actions	Composants actifs	Puissance consommée (mW)	Durée (ms)	Énergie (mJ)
t_0-t_1	Réveil du microcontrôleur	Microcontrôleur	9.15	60	0.55
t_1-t_2	Réveil du capteur et mesure de température	Microcontrôleur + capteur	13.35	8.5	0.11
t_2-t_3	Veille du capteur et traitement des données	Microcontrôleur	9.15	30	0.27
t_3-t_4	Réveil du module de communication et transmission	Microcontrôleur + module de communication	12.15	1.5	0,018
t_4-T	Veille du module de communication et du microcontrôleur	Aucun	0.009	$\sim T^*$	-

*T représente la période de transmission choisie pour l'application.

Le profil de consommation du nœud de capteur durant une période est donné à la Figure 2.3.

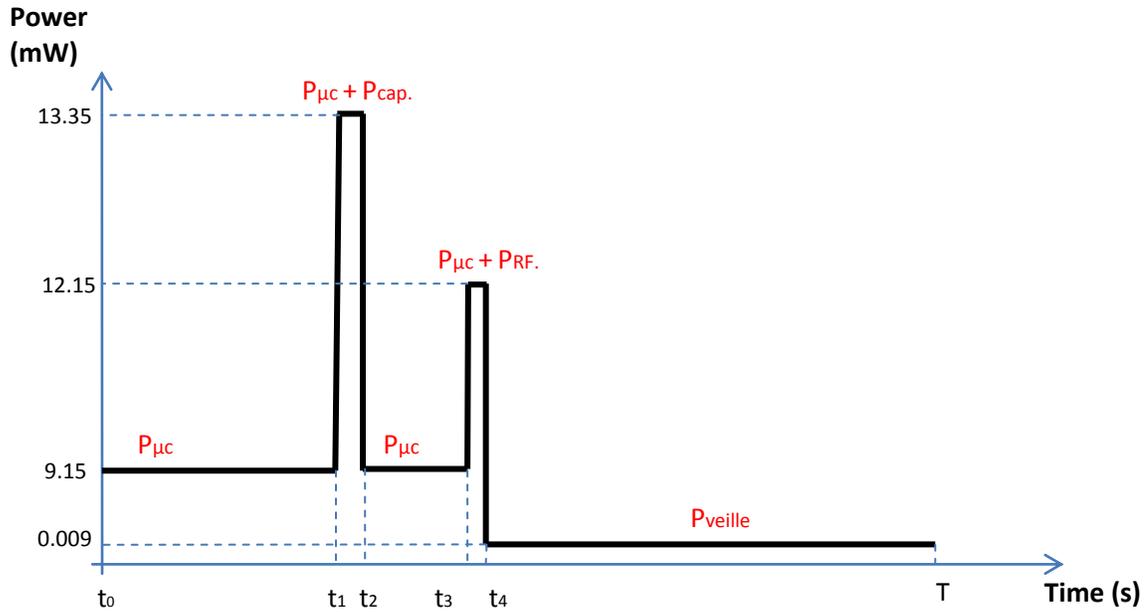


Figure 2. 3 Profil de consommation du nœud de capteur.

La période de transmission du nœud de capteur de température est égale à 17s (voir chapitre 3). L'énergie totale consommée par cycle est alors :

$$E = 0.55 \times 10^{-3} + 0.11 \times 10^{-3} + 0.27 \times 10^{-3} + 0.018 \times 10^{-3} + 9.03 \times 10^{-6} \times (17 - 60 \times 10^{-3} + 8.5 \times 10^{-3} + 30 \times 10^{-3} + 1.5 \times 10^{-3}) \quad (1.1)$$

$$= 1.1 \text{ mJ}$$

La puissance moyenne est donc égale à :

$$P_{moy} = \frac{1.1 \times 10^{-3}}{17} = 64.7 \mu\text{W} \quad (1.2)$$

En réalité, il est difficile de prédire le scénario de fonctionnement du nœud de capteur et de bien définir la durée active des différents modules en se basant sur les fiches techniques. Afin de considérer la vraie consommation électrique du nœud de capteur conçu, on devra évaluer expérimentalement ses besoins énergétiques. La puissance moyenne mesurée est égale à $138 \mu\text{W}$ tel que montré dans le chapitre 3. La façon d'utiliser le protocole de communication en mode pseudo synchrone est la source de la différence entre la valeur expérimentale et théorique. En effet, la partie logicielle est faite de telle façon que le microcontrôleur tombe en

mode veille 'deep sleep' à chaque période. Par ailleurs, le nœud de capteur doit reconfigurer son module de communication RF et recherche un canal de transmission à chaque fois ce qui demande une consommation d'énergie significative. Cette partie est plus détaillée dans l'article du troisième chapitre.

2.4 L'unité de gestion de puissance

La puissance électrique produite à la sortie du générateur piézoélectrique doit être gérée afin d'alimenter d'une façon adéquate le nœud de capteur sans fils. Un circuit de gestion de puissance doit être mis en œuvre. Ce circuit représente une interface d'adaptation d'impédances entre le générateur piézoélectrique et la charge. Il a pour but de redresser le signal alternatif à la sortie du générateur piézoélectrique et l'adapter pour un transfert maximal d'énergie vers la charge. L'unité de gestion de puissance est composé d'un convertisseur CA/CC, un convertisseur CC/CC et un élément de stockage.

2.4.1 Le convertisseur CA-CC

Le convertisseur CA/CC a pour rôle de redresser le signal alternatif à la sortie du générateur. Deux approches sont les plus utilisées [23, 24] :

- Le pont à diodes : Il s'agit d'un redresseur double alternances composé d'un pont de Graetz et un condensateur pour rectifier le signal tel que c'est illustré à la Figure 2.4. Dans ce cas de montage, la tension électrique produite par le générateur doit être supérieure à la tension seuil des diodes. L'utilisation des diodes Schottky caractérisées par une faible tension seuil peut être une solution dans le cas où la tension produite par le transducteur piézoélectrique est faible.

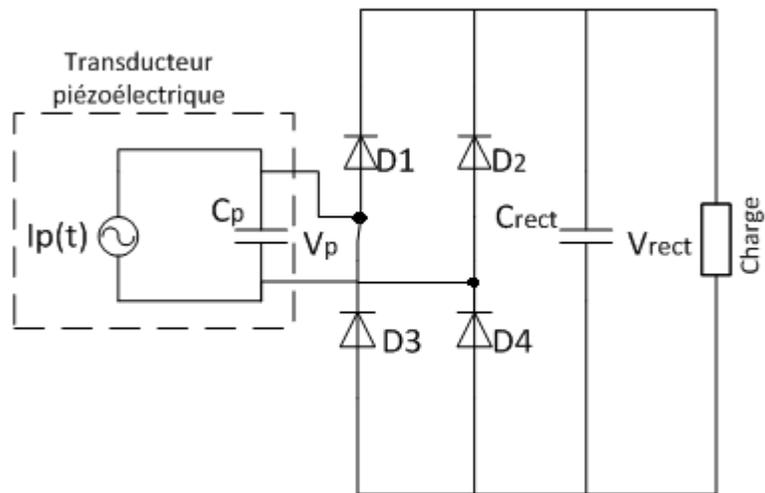


Figure 2. 4 Transducteur piézoélectrique avec un redresseur pont à diodes.

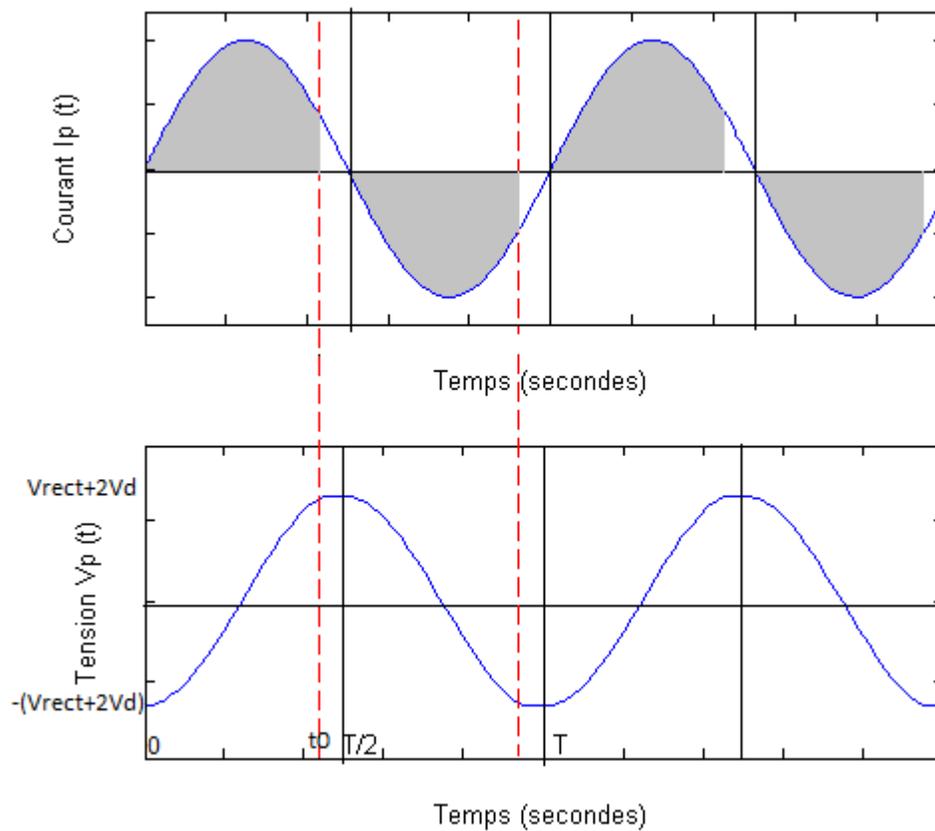


Figure 2. 5 Forme d'onde du courant et de la tension aux bornes du transducteur piézoélectrique (pont à diodes).

On a 2 intervalles par demi-période (Figure 2.5) :

- Entre $t=0$ et $t=t_0$, la tension aux bornes de la capacité du transducteur piézoélectrique C_p est inférieure à la tension constante de sortie du redresseur V_{rect} , toutes les diodes sont bloquées. Le courant i_p charge le condensateur C_p . Cette condition se continue jusqu'à la tension au borne du condensateur C_p est égale à $V_{rect}+2V_d$, avec V_d représente la tension seuil des diodes.
- Entre $t=t_0$ et $t=\frac{T}{2}$, les diodes D_2 et D_3 conduisent et le courant i_p passe à la sortie. Cette condition se continue jusqu'à le courant i_p change de direction (alternance négative).

Calculons la quantité de charge totale produite par le générateur :

$$Q_{totale/cycle} = \int_0^T i_p(t) dt = \frac{4I_p}{\omega} = 4C_p V_{p-oc} \quad (1.3)$$

Avec, V_{p-oc} est la tension en circuit ouvert du transducteur piézoélectrique, C_p est la capacité piézoélectrique, I_p est l'amplitude du courant piézoélectrique et ω représente la pulsation d'excitation du transducteur.

Les zones grises dans la courbe du courant i_p en fonction du temps représente la quantité de charge non délivrée à la sortie. En effet, chaque cycle, le courant i_p doit charger le condensateur C_p de $-(V_{rect}+2V_d)$ à $+(V_{rect}+2V_d)$ avant l'activation des diodes. Calculons la quantité de charge «dissipée» par cycle :

$$Q_{dissipée/2cycle} = C_p ((V_{rect} + 2V_d) - (-(V_{rect} + 2V_d))) \quad (1.6)$$

$$= 2C_p (V_{rect} + 2V_d)$$

$$Q_{dissipée/cycle} = 4C_p (V_{rect} + 2V_d) \quad (1.7)$$

La quantité de charge qui circule dans la sortie est donc :

$$Q_{rectifiée/cycle} = Q_{totale/cycle} - Q_{dissipée/cycle} \quad (1.8)$$

$$= 4C_p (V_{p-oc} - V_{rect} - 2V_d)$$

L'énergie délivrée à chaque cycle est :

$$\begin{aligned}
 E_{\text{rectifiée/cycle}} &= Q_{\text{rectifiée/cycle}} \times V_{\text{rect}} \\
 &= 4C_p V_{\text{rect}} (V_{p-oc} - V_{\text{rect}} - 2V_d)
 \end{aligned}
 \tag{1.9}$$

La puissance rectifiée est égale à :

$$\begin{aligned}
 P_{\text{rectifiée/cycle}} &= E_{\text{rectifiée/cycle}} \times f \\
 &= 4C_p f V_{\text{rect}} (V_{p-oc} - V_{\text{rect}} - 2V_d)
 \end{aligned}
 \tag{1.10}$$

On voit que $P_{\text{rectifiée}}$ dépend de V_{rect} . La puissance rectifiée atteint son maximum pour :

$$V_{\text{rect,opt}} = \frac{V_{p-oc}}{2} - V_d
 \tag{1.11}$$

La puissance rectifiée maximale est égale à :

$$P_{\text{rectifiée(max)}} = C_p f (V_{p-oc} - 2V_d)^2
 \tag{1.12}$$

- Le doubleur de voltage: Contrairement au pont à diodes où il faut utiliser quatre diodes, le doubleur de voltage propose l'utilisation de deux diodes seulement comme illustré à la Figure 2.6.

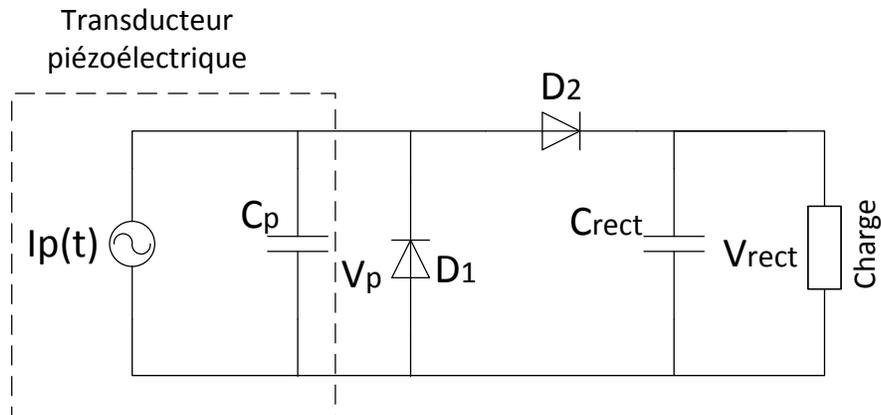


Figure 2. 6 Transducteur piézoélectrique avec un redresseur doubleur de voltage.

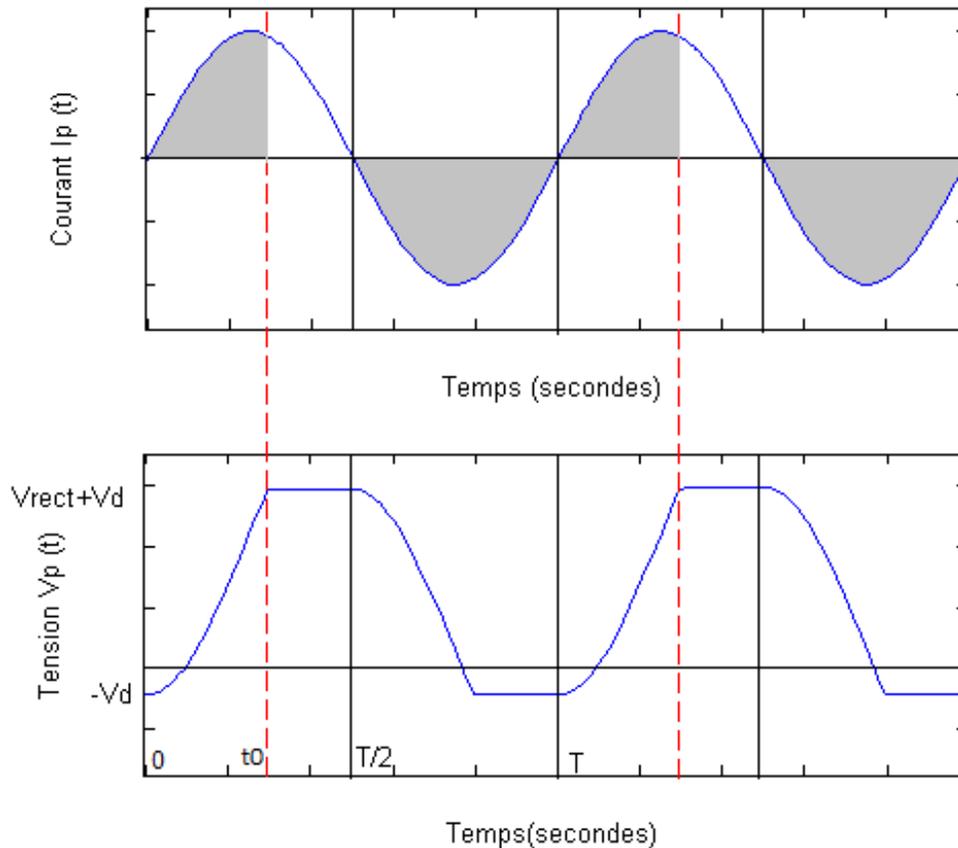


Figure 2. 7 Forme d'onde du courant et de la tension aux bornes du transducteur piézoélectrique (doubleur de voltage).

La Figure 2.7 représente le courant et la tension aux bornes du transducteur piézoélectrique dans le cas du doubleur de voltage.

Alternance positive :

- Entre $t = 0$ et $t = t_0$, toutes les diodes sont bloquées, le courant i_p charge le condensateur C_p . Cette condition se continue jusqu'à ce que la tension aux bornes du condensateur C_p soit égale à $V_{rect} + V_d$.
- Entre $t = t_0$ et $t = \frac{T}{2}$, la diode en série D_2 conduit. Le courant passe à la sortie.

Alternance négative :

Dans ce cas, la diode D_1 en parallèle conduit, elle ne permet pas à V_p de devenir négative, elle reste à 0.

Les zones grises dans la courbe du courant i_p en fonction du temps représente la quantité de charge non délivrée à la sortie. En effet, chaque cycle, le courant i_p doit charger le condensateur C_p de $-V_d$ à $V_{rect} + V_d$. Calculons la quantité de charge «dissipée» par cycle :

$$Q_{dissipée/cycle} = C_p ((V_{rect} + V_d) - (-V_d)) + 2C_p V_{p-oc} \quad (1.13)$$

$$Q_{dissipée/cycle} = C_p (V_{rect} + 2V_d) + 2C_p V_{p-oc} \quad (1.14)$$

La quantité de charge qui circule dans la sortie est donc :

$$\begin{aligned} Q_{rectifiée/cycle} &= Q_{totale/cycle} - Q_{dissipée/cycle} \\ &= 2C_p V_{p-oc} - C_p (V_{rect} + 2V_d) \end{aligned} \quad (1.15)$$

L'énergie délivrée à chaque cycle est :

$$\begin{aligned} E_{rectifiée/cycle} &= Q_{rectifiée/cycle} \times V_{rect} \\ &= C_p V_{rect} (2V_{p-oc} - V_{rect} - 2V_d) \end{aligned} \quad (1.16)$$

La puissance rectifiée est égale :

$$\begin{aligned} P_{rectifiée/cycle} &= E_{rectifiée/cycle} \times f \\ &= C_p f V_{rect} (2V_{p-oc} - V_{rect} - 2V_d) \end{aligned} \quad (1.17)$$

On voit que $P_{rectifiée}$ dépend de V_{rect} . La puissance rectifiée atteint son maximum pour :

$$V_{rect,opt} = V_{p-oc} - V_d \quad (1.18)$$

La puissance rectifiée maximale est égale à :

$$P_{rectifiée(max)} = C_p f (V_{p-oc} - V_d)^2 \quad (1.19)$$

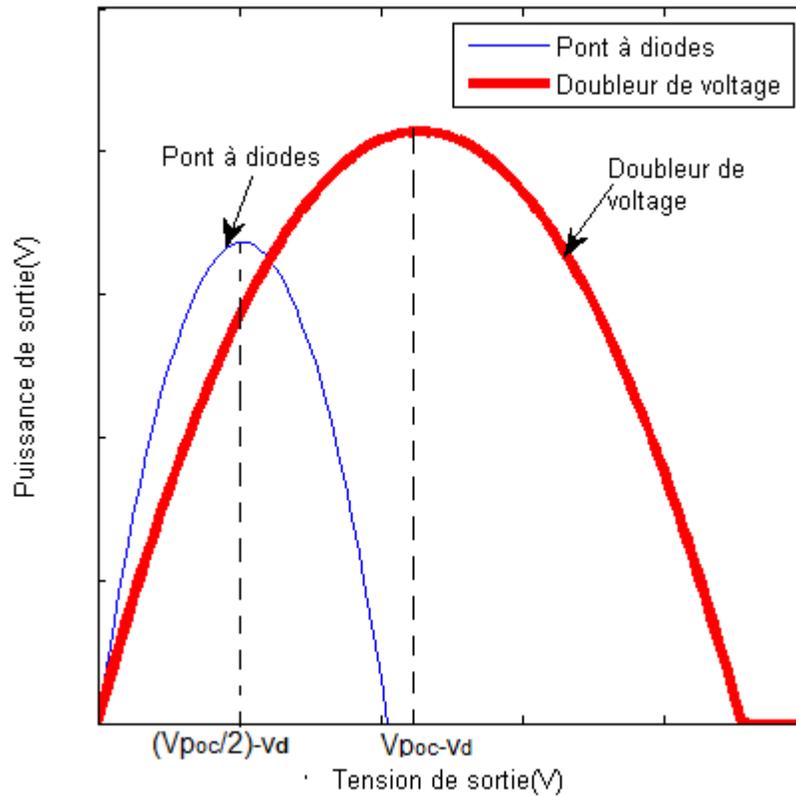


Figure 2. 8 Puissance de sortie en fonction de la tension rectifiée pour les deux types de convertisseur CA/CC.

On remarque que dans le cas idéal ($V_d = 0$), la puissance maximale à la sortie du pont à diode et du doubleur de tension est la même.

Dans le cas réel, la puissance maximale à la sortie du doubleur de tension est plus importante que celle du pont à diodes, tel que montré à la Figure 2.8. Aussi, la puissance maximale du doubleur de tension peut être extraite à une tension égale à $V_{p-oc} - V_d$ qui est le double de celle du pont à diodes $\frac{V_{p-oc}}{2} - V_d$.

On peut dire que le doubleur de tension peut extraire sa puissance maximale avec moins de courant. Mais, il faut tenir compte que le choix d'une approche ou une autre dépend de la tension en circuit ouvert du transducteur piézoélectrique et la tension de démarrage du circuit de gestion de puissance utilisé dans le but d'adapter les impédances et garantir un transfert optimal d'énergie tel que décrit plus en détails au troisième chapitre.

2.4.2 Le convertisseur CC/CC

Ce circuit permet d'adapter la tension redressée, par transfert du maximum de puissance à la charge. Les convertisseurs à découpage est l'approche la plus utilisée pour réguler la tension. Un convertisseur à découpage peut être abaisseur (Buck), élévateur (Boost) ou inverseur de tension (Buck-Boost). Le choix d'un circuit ou un autre se fait selon la tension produite par le récupérateur piézoélectrique.

Dans notre cas, le convertisseur abaisseur serait le plus approprié vu que le but est de diminuer la tension fournie par le récupérateur piézoélectrique caractérisé généralement par sa haute impédance (haute tension, faible courant).

Le convertisseur CC/CC a aussi un rôle destiné à optimiser le transfert de l'énergie entre l'entrée et la sortie. Plusieurs techniques d'adaptation peuvent être utilisées.

Les Techniques d'adaptation d'impédances MPPT (Maximum Power Point Tracking) sont utilisées pour adapter l'impédance entre le récupérateur et l'élément de stockage [25]. Ottman présente un circuit qui optimise le transfert d'énergie entre le générateur et la batterie. Le convertisseur CC/CC utilisé est contrôlé par un rapport cyclique modulable (celui qui contrôle l'ouverture et la fermeture du transistor du convertisseur CC/CC). Le but de son circuit est de déterminer la valeur optimale de ce rapport en maximisant le courant qui passe à la batterie. Cette valeur dépend du courant généré par le récupérateur piézoélectrique [26].

Une autre technique est d'adapter l'impédance entre l'élément de stockage (un condensateur) et la charge directement. Cette technique est basée sur un circuit comparateur permettant le stockage d'un certain niveau d'énergie avant le transfert à la charge à travers le convertisseur CC/CC [27]. Plus de détails sur ce circuit et son fonctionnement sont fournis dans le troisième chapitre.

2.4.3 L'élément de stockage

La quantité d'énergie électrique produite par le transducteur piézoélectrique est assez faible pour pouvoir satisfaire les besoins énergétiques d'un nœud de capteur sans fils tout au long de sa période de fonctionnement et indépendamment des variations de la source. En effet, un élément de stockage est nécessaire pour remédier à ces différents problèmes. L'article soumis présente les trois types d'élément de stockage les plus répandus : les condensateurs, les supercondensateurs et les batteries, ainsi que leurs caractéristiques. Dans cette section, les

deux tableaux 2.5 et 2.6 présentent quelques condensateurs, supercondensateurs et batteries à couche minces commerciaux et leurs différentes caractéristiques.

Tableau 2. 5 Exemples des condensateurs et des supercondensateurs commerciaux et leurs caractéristiques

Fabricant	Référence	Capacité	Dimensions	Courant de fuite	Résistance interne
Nichicon	F11[28]	220 μ F	8.5mm \times 5.3mm \times 2mm	55 μ A	20m Ω
Panasonic	SP-Cap LX[29]	470 μ F	7.3mm \times 4.3mm \times 1.9mm	117.5 μ A	4.5m Ω
SII	XH311HG [30]	20mF	D = 3.8mm, H = 1.1mm	1 μ A	-
CAP-XX	HW109F*[31]	280mF	Épaisseur = 1.1mm	1 μ A	60 m Ω
NESSCAP	ESHSR*[32]	3F	D = 10mm, H = 21.5mm	8 μ A	30 m Ω

*Supercondensateurs

Tableau 2. 6 Exemples des batteries à couche minces commerciales et leurs caractéristiques

Fabriquant	Référence	Capacité	Dimensions	Nombre de cycle	Autodécharge	Résistance interne
Cymbet [33]	CBC005	5 μ Ah	1.7mm \times 2.25mm	>5000	2.5%/an	-
	CBC012	12 μ Ah	5mm \times 5mm	>5000	2.5%/an	-
	CBC050	50 μ Ah	8mm \times 8mm	>5000	2.5%/an	-
Infinite Power Solutions [34]	MEC225	130 μ Ah	12.7mm \times 12.7mm	>5000	1%/an	100 Ω
	MWC220	300 μ Ah	25.4mm \times 12.7mm	>5000	1%/an	100 Ω

En ce qui concerne les pertes électriques des deux éléments de stockage, les batteries présentent une résistance interne série plus importante que les supercondensateurs. Par contre, l'effet dissipatif du courant de fuite des supercondensateurs est plus important que celui des batteries qui sont généralement caractérisées par un faible taux d'autodécharge. Les batteries à

couches minces comme montré dans le tableau offrent des petites tailles par rapport aux supercondensateurs, ce qui pourrait être très intéressant pour des applications limitées en espace.

2.4.4 Circuits de gestion de puissance commerciaux

Plusieurs fabricants ont profité du grand progrès du domaine de l'électronique à très basse puissance et la tendance à récupérer de l'énergie ambiante pour proposer des circuits de gestion de puissance destinés à des récupérateurs d'énergie de différents types et impédances de sortie. Le tableau 2.7 résume les circuits commerciaux qui peuvent être utilisés pour la gestion de puissance d'un générateur piézoélectrique.

Tableau 2. 7 Exemples des circuits de gestion de puissance commerciaux

Circuit	LTC 3588 [27]	Max17710 [35]	Bq25504 [36]
Fabricant	Linear Technology	Maxim Integrated	Texas Instruments
Tension entrée (V)	2.7 à 20	0.1	0.33
Tension sortie (V)	1.8; 2.5; 3.3; 3.6	1.8; 2.3; 3.3	2.5→5.25
Taille (mm×mm)	3×3	3×3	3×3
Température (°C)	-40→125	-40→85	-40→125
Composants	Pont à diodes, convertisseur abaisseur, UVLO	Convertisseur élevateur	Convertisseur élévateur + contrôleur MPPT

Les différents circuits cités dans ce tableau offrent une faible consommation de puissance. Le courant de consommation en veille de ces circuits est de quelques centaines de nano-ampères. Ils offrent aussi des différentes plages de tension d'entrée dont le choix doit se faire selon la tension produite par le récupérateur piézoélectrique.

2.4.5 Le circuit LTC3588

Le circuit LTC3588 de Linear Technology intègre un pont redresseur double alternance de faible pertes (Tension seuil des diodes est égale à 0.4V) et un régulateur abaisseur à haut rendement. Le régulateur CC/CC est contrôlé par un circuit comparateur UVLO permettant

d'accumuler de l'énergie dans un condensateur d'entrée jusqu'à un certain seuil afin d'optimiser le transfert d'énergie entre l'élément de stockage et la charge tel que décrit à la Figure 2.9.

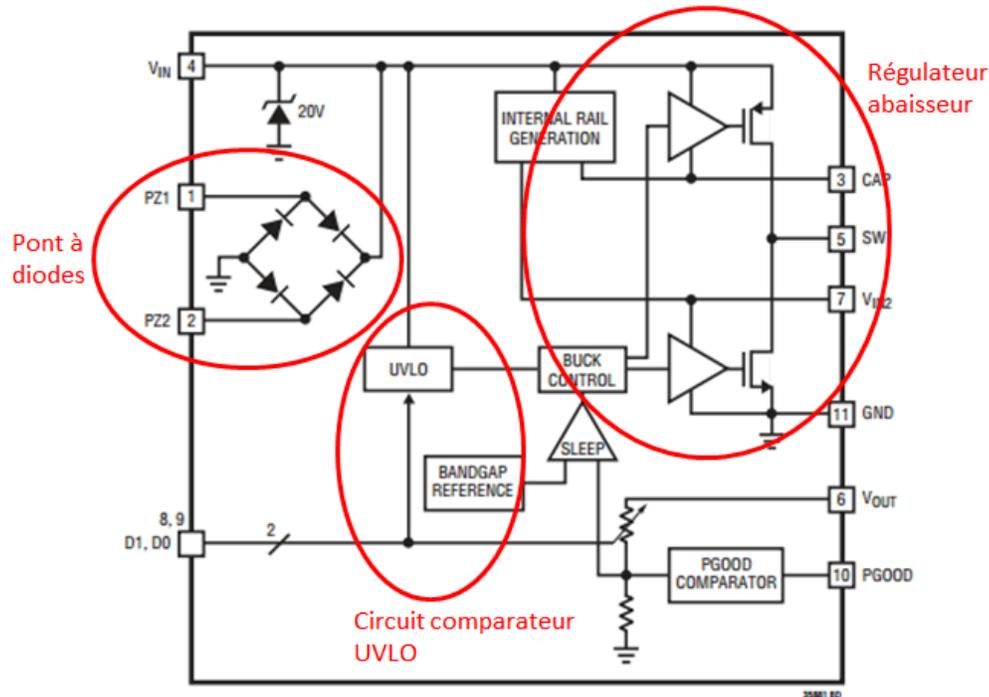


Figure 2. 9 Architecture interne du circuit intégré LTC3588 [27].

2.5 Le transducteur piézoélectrique

L'énergie vibratoire peut être trouvée dans plusieurs applications. Elle représente une source d'énergie alternative pour produire de l'électricité. Cette section présente l'étude théorique du transducteur piézoélectrique permettant la conversion des vibrations en énergie électrique.

2.5.1 Modèle générique de la conversion des vibrations en électricité

La conversion de l'énergie mécanique des vibrations en énergie électrique est basée sur le modèle développé par Williams et Yates [37]. Ce modèle présente le système simple masse-ressort-amortisseur avec une excitation sinusoïdale externe tel que schématisé dans la Figure 2.10.

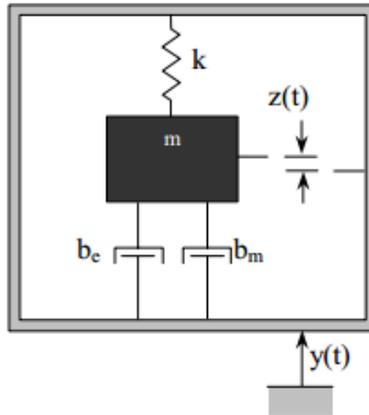


Figure 2. 10 Schéma du modèle générique développé par Williams et Yates [37].

L'amortissement représente les pertes d'énergie du générateur. Le coefficient b_e modélise les pertes électriques (énergie électrique extraite du système) et b_m représente les pertes mécaniques. Ce modèle générique est régi par l'équation différentielle suivante :

$$m\ddot{z} + (b_m + b_e)\dot{z} + kz = m\ddot{y} \quad (1.20)$$

Avec, m la masse équivalente du système, k la raideur du ressort, $z(t)$ le déplacement de la masse et $y(t)$ l'excitation externe appliquée au système.

La puissance électrique générée est la puissance dissipée du système par l'amortissement électrique. On a :

$$\begin{aligned} P(t) &= F(t)V(t) = F(t)\dot{z} \\ &= b_e \dot{z}^2 \\ &= b_e \dot{z}^2 \end{aligned} \quad (1.21)$$

$$P = \frac{1}{2} b_e \dot{z}^2 \quad (1.22)$$

Afin de trouver l'expression analytique de la puissance électrique P , il faut calculer \dot{z} en résolvant l'équation différentielle. En utilisant la transformée de Laplace, on a :

$$mS^2Z(S) + (b_e + b_m)SZ(S) + kZ(S) = mS^2Y(S) \quad (1.23)$$

$$Z(S) = \frac{mS^2Y(S)}{mS^2 + (b_e + b_m)S + k} \quad (1.24)$$

On a :

$$\begin{cases} \omega_n = \frac{k}{m} \\ b_e = 2m\xi_e\omega_n \\ b_m = 2m\xi_m\omega_n \\ S = j\omega \end{cases} \quad (1.25)$$

Donc,

$$Z(j\omega) = \frac{\omega^2 Y(j\omega)}{-\omega^2 + 2(\xi_e + \xi_m)j\omega\omega_n + \omega_n^2} \quad (1.26)$$

Avec, ω représente la fréquence des vibrations appliquées et ω_n représente la fréquence naturelle du système.

$$\dot{Z}(j\omega) = j\omega Z(j\omega) \quad (1.27)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{j\omega \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}{1 + 2\xi_t \frac{j\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2} Y(j\omega) \\ & \left| \dot{Z} \right|_1 = \frac{\omega \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right)^2 + \left(2\xi_t \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}} Y \end{aligned} \quad (1.28)$$

En remplaçant 1.27 dans l'expression 1.22, on trouve :

$$|P| = \frac{m\xi_e\omega_n\omega^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^4 Y^2}{\left(2\xi_t \frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + \left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2\right)^2} \quad (1.29)$$

Avec, $\xi_t = \xi_e + \xi_m$

On assume que le spectre des vibrations appliquées contient la fréquence naturelle du système.

La fréquence de résonance du système est celle des vibrations à l'entrée ($\omega = \omega_n$). On a :

$$|P| = \frac{m\xi_e\omega^3 Y^2}{4\xi_t^2} = \frac{m\xi_e A^2}{4\omega\xi_t^2} \quad (1.29)$$

Avec A représente l'amplitude d'accélération de l'excitation appliquée.

La puissance électrique produite est inversement proportionnelle à la fréquence et directement proportionnelle au carré de l'amplitude d'accélération et à la masse.

2.5.2 Modèle analytique d'un transducteur piézoélectrique

Le modèle analytique d'un élément piézoélectrique est donné à la Figure 2.11. Il représente le comportement mécanique et électrique du système. L'effet piézoélectrique est représenté par le transformateur [4].

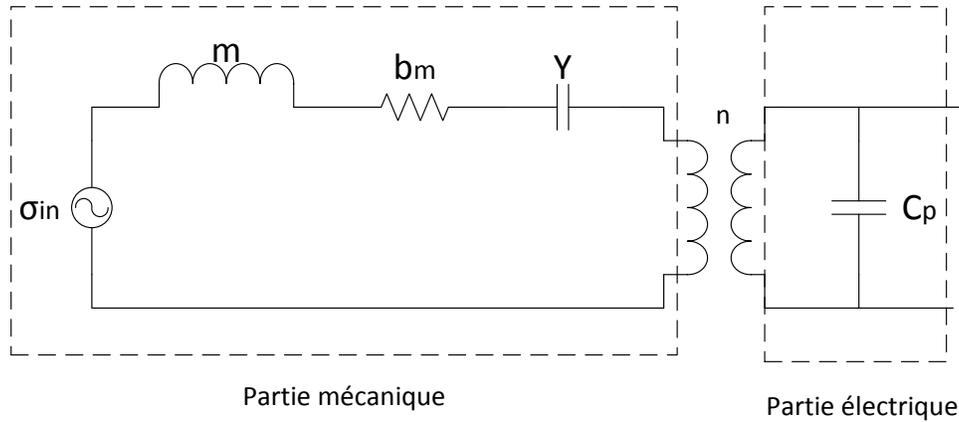


Figure 2. 11 Modèle analytique équivalent d'un transducteur piézoélectrique.

La partie mécanique (à gauche) est constituée d'une bobine modélisant la masse équivalente du transducteur, une résistance modélisant l'amortissement mécanique et un condensateur représentant la rigidité du ressort. La partie électrique (à droite) comporte un condensateur représentant la capacité du matériau piézoélectrique. L'entrée du système est représentée par une contrainte modélisant l'excitation du système \ddot{y} . Le transformateur relie la partie mécanique à celle électrique en introduisant le couplage piézoélectrique.

Les équations constitutives de la piézoélectricité sont données par :

$$\delta = \frac{\sigma}{Y} + dE \quad (1.30)$$

$$D = \varepsilon E + d\sigma \quad (1.31)$$

avec,

δ : la déformation

σ : la contrainte mécanique

Y : le module de Young du matériau piézoélectrique

d : le coefficient de déformation piezoelectrique

E : le champ électrique crée

D : Le déplacement électrique

ε : la constante dielectrique du matériau piézoélectrique

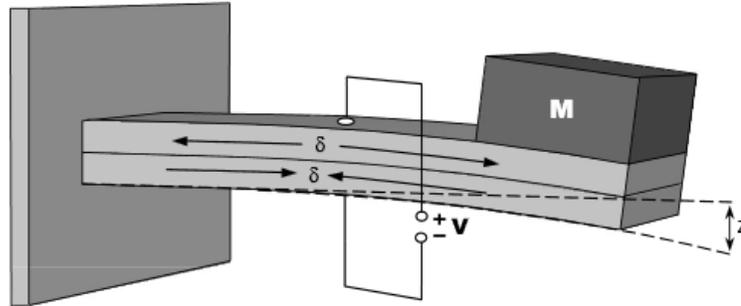


Figure 2. 12 Poutre piézoélectrique [4]

L'excitation d'entrée est représentée comme étant un générateur de contrainte σ_{in} , dont

l'expression est reliée à l'accélération appliquée \ddot{y} . La contrainte appliquée est donnée par :

$$\sigma_{in} = \frac{m}{b^{**}} \ddot{y} \quad (1.32)$$

Avec b^{**} représente un coefficient géométrique reliant la contrainte à la force.

De même, la contrainte due à la masse est donnée par :

$$\sigma_m = \frac{m}{b^{**}} \ddot{z} \quad (1.33)$$

On remplace le déplacement z par la déformation δ . On a :

$$z = \frac{\delta}{b^*} \Rightarrow \sigma_m = \frac{m}{b^* b^{**}} \ddot{\delta} \quad (1.34)$$

Avec b^* représente un coefficient géométrique reliant la déformation au déplacement.

Les contraintes σ_{bm} et σ_Y représentant respectivement la force d'amortissement mécanique et celle du ressort sont données par :

$$\sigma_{bm} = \frac{b_m}{b^{**}} \dot{z} = \frac{b_m}{b^* b^{**}} \dot{\delta} \quad (1.35)$$

$$\sigma_Y = Y\delta \quad (1.36)$$

Le transformateur relie la contrainte σ au champ électrique E pour une déformation δ nulle ou bien le déplacement électrique D à la déformation δ pour un champ électrique E nul [4]. En appliquant ces conditions, on obtient les équations représentatives du transformateur (couplage électromécanique) :

$$\sigma_t = -dYE \quad (1.37)$$

$$D_t = -dY\delta \quad (1.38)$$

Le rapport du transformateur est égal à $-dY$.

D'autre part, le nombre des charges produites par le transducteur piézoélectrique est donné par $q = LWD$, avec L , W et D représente la longueur, la largeur et le déplacement électrique de l'élément piézoélectrique.

La tension électrique produite est égale à $V=ET$, avec T représente l'épaisseur de l'élément piézoélectrique. On obtient donc :

$$\sigma_t = -\frac{dY}{T}V \quad (1.39)$$

$$\dot{q}_t = -dYLV\dot{\delta} \quad (1.40)$$

Par analogie entre le domaine électrique et mécanique, on peut appliquer les lois de Kirchoff dans la partie mécanique, avec la contrainte représente l'effort (voltage dans le domaine électrique) et la déformation représente le flux (courant dans le domaine électrique). En appliquant la loi de maille dans la partie mécanique, on a :

$$\sigma_{in} = \sigma_m + \sigma_{bm} + \sigma_Y + \sigma_t \quad (1.41)$$

En remplaçant les contraintes par leurs expressions, on obtient :

$$\ddot{\delta} = -\frac{Yb^*b^{**}}{m}\delta - \frac{bm}{m}\dot{\delta} + \frac{dY}{T}\frac{b^*b^{**}}{m}V + b^*\ddot{y} \quad (1.41)$$

Avec $k = Yb^*b^{**}$, on a :

$$\ddot{\delta} = -\frac{k}{m}\delta - \frac{bm}{m}\dot{\delta} + \frac{dk}{Tm}V + b^*\ddot{y}$$

En appliquant la loi des nœuds dans la partie électrique, on a :

$$\begin{aligned} \dot{q}_t &= \dot{q}_{cp} \text{ (Circuit ouvert)} \\ \Rightarrow -dYLV\dot{\delta} &= C_p\dot{V} \end{aligned} \quad (1.43)$$

Or,

$$C_p = \frac{\varepsilon LW}{T} \quad (1.44)$$

$$\dot{V} = \frac{-dYT}{\varepsilon} \dot{\delta} \quad (1.45)$$

En circuit ouvert, on a :

$$V_{oc} = \frac{-dYT}{\varepsilon} \delta = -\frac{dT\sigma}{\varepsilon} \quad (1.46)$$

En se basant sur les équations théoriques développées en haut, l'article du chapitre suivant propose un modèle de conception d'un transducteur piézoélectrique. La validation de ce modèle est proposé à l'annexe B du mémoire.

2.5.3 Générateurs piézoélectriques commerciaux

Aujourd'hui, plusieurs récupérateurs piézoélectriques commerciaux existent sur le marché. Ils offrent plusieurs fréquences et amplitudes d'opération et par conséquent différents niveaux de puissance produite. Il existe plusieurs exemples de dispositifs macroscopiques. Les dispositifs microscopiques (MEMS) sont quasi-inexistants commercialement. Le Tableau 2.8 présente quelques exemples des générateurs piézoélectriques commerciaux.

Tableau 2. 8 Exemple des générateurs piézoélectriques sur le marché.

Produit	Midé Voltre [38]	Piezo Systems [39]	Microstrain [40]	MicroGen Systems [41]
Plage de fréquence (Hz)	50 à 200	52	1000	100-120 et 600
Puissance (mW)	Jusqu'à 9@1g	7.1@2.6mm(déflexion)	30mW@1.5g	0.85@600Hz et 0.5g
Taille (cm ³)	Jusqu'à 3	3.3	~70 (avec circuiterie)	0.7
Type	Macroscopique	Macroscopique	Macroscopique	MEMS

On constate, en comparant les dispositifs macroscopiques et microscopiques (MEMS), que la réduction des dimensions s'accompagne d'une réduction de la puissance récupérée. L'ordre de grandeur des puissances produites par les générateurs piézoélectriques macroscopiques peut atteindre 30 mW pour une amplitude d'accélération allant jusqu'à 1.5 g.

CHAPITRE 3 CONSIDÉRATIONS DE CONCEPTION D'UN SYSTÈME DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE VIBRATOIRE PAR PIÉZOÉLECTRICITÉ POUR LES NŒUDS DE CAPTEUR SANS FILS

3.1 Avant-propos

Auteurs et affiliation :

Mohamed Sridi : étudiant à la maîtrise, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie mécanique.

Etienne Léveillé : professionnel de recherche, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie mécanique.

Mohamed S. Traoré : étudiant à la maîtrise, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

Julien Berthiaud-Mercier: étudiant à la maîtrise, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie électrique et de génie informatique.

André Dompierre : étudiant au doctorat, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie mécanique.

Luc G. Fréchette: professeur, Université de Sherbrooke, Faculté de génie, Département de génie mécanique.

Date de soumission : 16 décembre 2014

Revue : IEEE Sensors Journal

Titre français : Considérations de conception d'un système de récupération d'énergie vibratoire par piézoélectricité pour les nœuds de capteur sans fils

Contribution au document :

Cet article contribue au mémoire en contenant l'ensemble des résultats du démonstrateur expérimental développé et en proposant la méthodologie de conception désirée lors de ce projet de recherche.

Résumé français :

Cet article présente des lignes directrices pour la conception d'un système autonome d'alimentation d'un nœud de capteur sans fils à partir d'un récupérateur piézoélectrique. Le système de récupération d'énergie complet est conçu avec des composants commerciaux. Il contient un transducteur piézoélectrique, un circuit de gestion de puissance et un nœud de capteur sans fils. Les besoins énergétiques du nœud de capteur et du circuit de gestion de puissance ont d'abord été caractérisés expérimentalement. Un transducteur piézoélectrique adéquat et un élément de stockage ont été sélectionnés en se basant sur ces résultats. La fonctionnalité de l'ensemble du système est mise en évidence et une méthodologie de conception d'un système de récupération de l'énergie vibratoire pour un nœud de capteur sans fil est proposée.

Design Considerations for a Piezoelectric Vibration Energy Harvesting System for Wireless Sensor Nodes

Mohamed Sridi, Étienne Léveillé, Mohamed S. Traoré, Julien Berthiaud-Mercier, André Dompierre and Luc G. Fréchette, *Member, IEEE*

3.2 Abstract

This paper presents guidelines for configuring an autonomous wireless sensor node powered by a piezoelectric vibration energy harvester. The complete energy harvesting system consists of a piezoelectric transducer, a power management circuit and a wireless sensor node, designed using commercial off-the-shelf components. The energy requirements of the sensor node and the power management circuit were first characterized experimentally. An adequate piezoelectric transducer and a storage element were selected based on these results. The functionality of the whole system is demonstrated and a design methodology of a vibration energy harvesting system for a wireless sensor node is proposed.

Index Terms — Vibration energy harvesting, piezoelectric, wireless sensor node, power management.

3.3 Introduction

Sensors are used in many fields such as military, environmental, health care, industrial monitoring and automotive. The expense added by the wires needed for power supply and communication often presents a significant limitation to sensors deployment in many applications.

The quick progress of wireless technology and the advances in ultralow power electronics contribute to the widespread integration of wireless sensor networks, but powering these wireless sensor nodes (WSN) remains an issue. For the moment, batteries are used, but their limited lifetime may lead to high costs in replacement and frequent maintenance. Energy harvesting, defined as extracting wasted ambient energy and converting it into useful electrical energy, could be a good alternative. Light, thermal gradients, vibration and RF signals are all potential energy sources [3].

In many applications, such as automotive or industrial monitoring of machines, vibrations are among the most abundant sources of energy. Harvesting kinetic energy from vibrations has therefore been widely studied, using electromagnetic, electrostatic or piezoelectric approaches [4]. Piezoelectric transduction is interesting mainly because it does not require any additional energy source and is suited for embedded devices. Via a piezoelectric material, the harvesting system converts mechanical strain into electricity.

Several published papers cover different aspects of piezoelectric vibration energy harvesting, such as the design optimization of the piezoelectric devices [5], [42], [43] or power conditioning circuit optimization [26], [44], [45]. Various experimental examples of wireless sensor nodes powered by vibration energy are also suggested and demonstrated [8-14]. Their studies are however limited to validating the system and there is no formal attempt to develop a generic approach or methodology to adequately design such a system. Given the increasing maturity of vibration energy harvesting technologies and the need to power wireless sensors, there is a need to make this approach broadly accessible.

The aim of the work herein is to present guidelines for designing an autonomous wireless sensor node powered by a vibration energy harvester. The typical architecture of such a system consists of a piezoelectric transducer, a power management circuit, including a storage buffer, and a low power wireless sensor node. A proper understanding of the energy consumption and interaction between these components is required to guide their selection. The design process must therefore not only consider component specifications, but their energy consumption over time due to the periodic sensor communication events and characteristics of the source of vibrations. A low power WSN for temperature measurement will be developed and used here, made from commercial off-the-shelf components. The procedure to select the appropriate piezoelectric harvester and its power management circuit is then presented and demonstrated for the specific wireless sensor node and a typical application (source of vibrations). Overall, this work proposes and validates a design methodology for vibration powered autonomous wireless sensor nodes.

The paper is organized as follows: Section II presents the design framework, including the required specifications driven from real applications such as the available vibration characteristics and the chosen application criteria. Section III describes design procedure based on analytical relations and experimental measurements, using a specific example based

on commercial off-the-shelf components. Section IV presents the experimental validation of the design methodology and a study of the main design parameters, such as the storage element. Section V discusses the design methodology in light of the results.

3.4 Design Framework

The complete system can be abstracted into three main parts: the wireless sensor node, the power management circuit and the piezoelectric transducer as shown in Figure 3.1. This section presents a design framework to identify the required key features by studying the different components and defining the application and vibration source specifications.

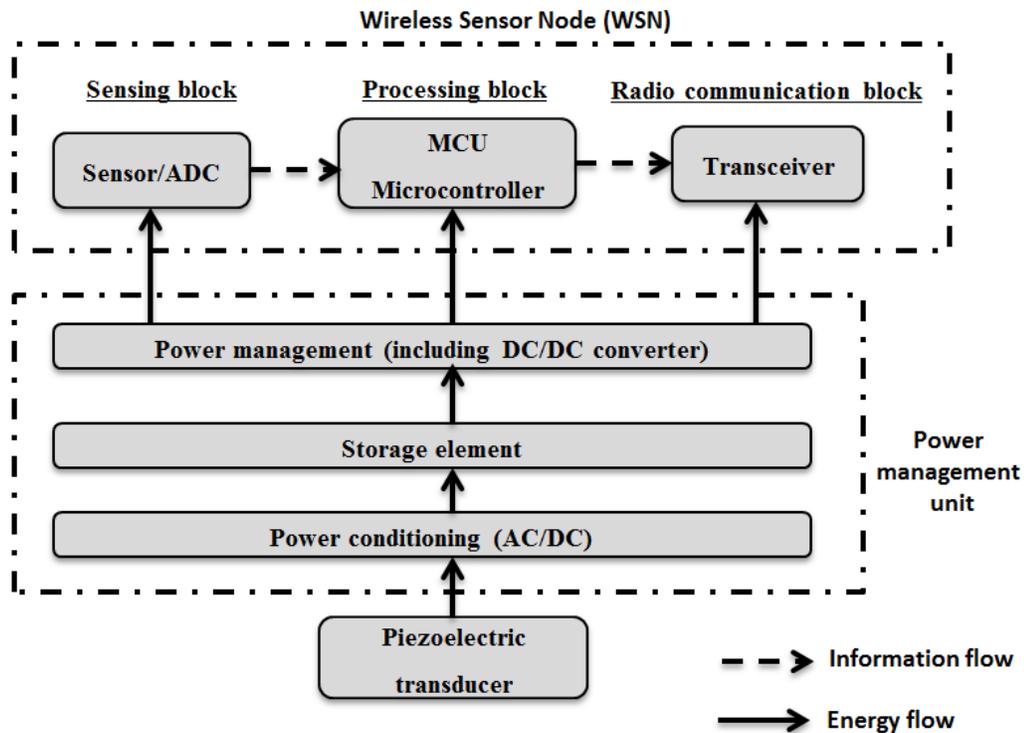


Figure 3. 1 Bloc diagram of piezoelectric powered wireless sensor node.

3.4.1 The wireless sensor node (WSN)

Wireless sensor networks are composed of many sensor nodes that communicate together and/or with a base station to establish a common function. Each node generally consists of three main components: 1) a microcontroller, to process data and allow the connection between the different components of the node, 2) a sensor, to measure a physical parameter (e.g., temperature, pressure, vibration), and 3) a radio communication device, which

enables the node to communicate within the wireless network [15]. The power consumption of the WSN is a key factor to be determined and needs to be minimal in order to enable its powering via a vibration energy harvesting system. In fact, vibration energy harvesters are generally characterized by low power densities (microwatts/cm³) [4], and increasing their size unfortunately comes with an increasing cost. To reduce power requirements, a sensor node generally takes measurements periodically. The major components in a sensor node should only be active for a brief period of time and turn off for the rest of the measurement interval. When most components are turned off, the WSN is in a sleep mode with a very low power consumption compared to the active mode. The mean power consumed is given by:

$$P = (1 - D)P_{sleep} + DP_{active} \quad (1.47)$$

where D is the duty cycle of the application defined as the time of the active mode (processing, receiving and transmitting) divided by the total period of the WSN, P_{sleep} and P_{active} are the mean power consumed in sleep and active mode respectively.

Another important aspect to consider in addition to the power consumption of the application is its criticality. Some sensors are very critical and they fill essential functions for the adequate operation of a given system. In a car for instance, sensors for the air bag control system which ensure the safety of the passengers are critical. Therefore, powering these sensors with an energy harvester which might depend on the availability of the ambient energy is very risky and requests more backup energy. Sensors such as rain detectors, some temperature sensors and light detectors are very interesting applications since they verify the criterion cited above and require a low refresh rate of the information.

Last but not least, the availability of vibrations near the location of the chosen sensor is a primordial criterion to take into account while powering a WSN by vibration energy harvesting. Vibrations can be characterized by two key parameters: the frequency at which vibrations occur and their magnitude. They define the available vibration energy and are essential to design the adequate harvester [46]. In fact, most harvesting devices are designed to resonate at the excitation frequency of the source and the mass is defined according to the amplitude of excitation to achieve the required power level. In an automobile, the interaction between the car and the road is a source of vibrations and can be considered as a potential energy source to recuperate. Different vibration locations were selected and characterized in a

car [6], showing that the most interesting vibrations in terms of magnitude of harvestable power are located below 150 Hz. Vibration data collected from different locations in the automobile, such as the car engine, the shock absorber casing and the rear chassis, etc. [7] show that the vibration amplitude levels are generally below 0.6 g.

In this article, the target application is measuring the engine temperature and transmitting the value to the vehicle control system each 17 seconds. The sampling rate is sufficient for temperature data extraction for our non-critical chosen application and is also selected based on the offered rates by the WSN due to the software design configuration. The WSN is located on the engine compartment characterized by an acceleration amplitude of 0.3g and an excitation frequency of 70 Hz [47].

3.4.2 The Piezoelectric Transducer

Piezoelectricity is a property that allows some materials to convert mechanical stresses into an electric potential. Many materials exhibit the piezoelectric effect (e.g., some crystals, polymers and ceramics) and can be used to harvest mechanical vibration into electrical energy. The piezoelectric transducer consists of a spring-mass-dashpot resonant system where a piezoelectric beam acts as a spring and electrical damper. The system is attached to a vibration structure which excites the transducer at resonance. The inertial force applied on the beam tip mass induces stress in the piezoelectric material, which produces an internal electric field. This results in a potential difference on electrodes located on both sides of the piezoelectric material. Charges can therefore be collected and transmitted to the rest of the system. The produced power has to be equal to the mean power requirements of the load. In fact, the design of the piezoelectric generator is based on the required power of the application and also on the vibration source in terms of the resonance frequency and the excitation amplitude. The piezoelectric transducer produces an AC signal that has to be rectified and regulated to match the rest of the system. Therefore, a power management unit including a storage element should be integrated in the complete system.

3.4.3 The Power Management Unit

The purpose of the energy management circuit is to regulate the energy transfer from the variable power input of the transducer to the periodic power consumption of the load. The

main components of the power management circuit are shown in Figure 3.1. An AC/DC converter is used to convert the AC signal generated by the piezoelectric transducer into DC form. The DC/DC converter is used to regulate the voltage to a suitable level for the load. It also plays an important role in maximizing the energy transfer. A storage element finally ensures adequate powering of the load by providing an energy buffer since the output of the piezoelectric harvester varies with the ambient source and the load (WSN) uses most of the energy in a relatively short moment in each measurement [48].

The full system has to be developed based on the adaptation between the input produced energy and the output required energy by the application. The generated energy depends on the matching of resonance frequency between the harvester and the vibration source and also on the acceleration amplitude. A good energy characterization of the load and the power management system is important in order to define the adequate piezoelectric transducer and also the sufficient storage element. The next sections describe design considerations to take into account and the development of the experimental set-up of the complete system.

3.5 Experimental design process and characterization

3.5.1 Design considerations of the WSN

A low power WSN has been designed to satisfy the low energy harvestable from piezoelectric generators. The design features three off-the-shelf low power components. This section describes the hardware and software characteristics of the WSN system.

Hardware design:

The hardware is based on three main parts, the microcontroller (MCU), the sensor and the RF transceiver.

For a specific application, the possibility to turn off the different used peripherals is very important while selecting a microcontroller. In fact, some microcontrollers enable the transition to deep sleep mode of the majority of its peripherals.

In this example, the selected MCU is the ultra-low power PIC24F16KA102 from Microchip [20], which has been selected for its performances regarding the application, its compactness (6 mm x 6 mm) and especially for its offered power states (active, idle and deep sleep modes) which allows microamperes of current consumption in sleep mode. The PIC24F

is a 16-bit architecture offering a variety of peripheral features needed for this application, such as WDT, UART and SPI interface support.

The choice of the RF communication device is critical and its power consumption dominates the total power requirements of the node. For a given application, the required communication range has to be defined first since it is highly related to the power consumption for communication. After selecting the necessary communication range, the reception and transmission protocols of the WSN have to be considered. Some applications could require a transmitter only or receive and transmit alternatively through what is later called a transceiver, with different power consumptions. Another aspect to take into consideration while defining the range of the wireless application is the transmission power. It has to be selected in order to be adapted to the transmission range. The communication protocol stack has also an important effect on the transmission time and consequently the energy consumption because of its possible impact on the rate of transmission and the quantity of data transmitted. To fulfill these specifications, the fully embedded ANTAP281M4IB from Dynastream Innovations is selected in this example [21]. It features the 2.4 GHz ANT protocol stack. It integrates a small PCB antenna and is characterized by an interesting low energy needs in either active and sleep modes as shown in Tableau 3.1. The ANTAP2 chip offers 8 communication channels and a variety of network nesting configurations specially designed for wireless networks [21].

To successfully select the adequate sensor, some specifications have to be considered: the ADC conversion time, the start-up time and also the way how the transition to the standby mode is managed. These specifications affect the power consumption of the sensor. The sensing function, in this instance, is done by the sensor unit TSYS01 from Measurement Specialties [22]. It features a digital temperature sensor based on an integrated 16 bits ADC allowing a current consumption of 1.4 mA during conversion and a synchronous SPI interface. The transition to a standby mode is done automatically after conversion.

Tableau 3.1 summarizes the commercial off-the-shelf components used to develop the sample WSN and their mean current consumption. The final design assembly is shown in Figure 3.2.

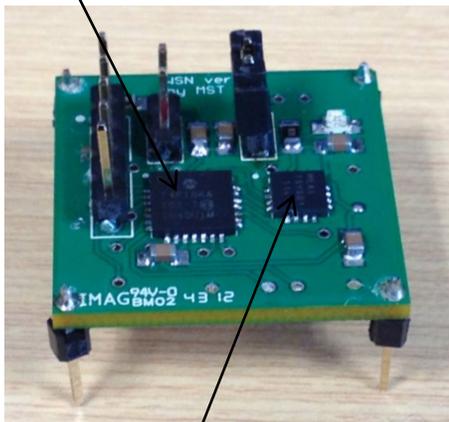
Tableau 3. 1 WSN commercial off-the-shelf components and nominal power consumption specifications.

Function	Component	Active Mode Consumption	Sleep Mode Consumption
RF Transceiver	ANTAP281M4IB (Dynastream Innovations)	1mA@3V(*)	2 μ A@3V
MCU	Pic24F16KA102 (Microchip)	3.05mA@3V(**)	0.87 μ A@3V
Temperature Sensor	TSYS 01 (Measurement Specialties)	1.4mA@3V	0,14 μ A@3V

* Considering a RX-TX sampling rate of 17 sec on UART port

**Fosc=8MHz

Microcontroller



Sensor

RF Transceiver

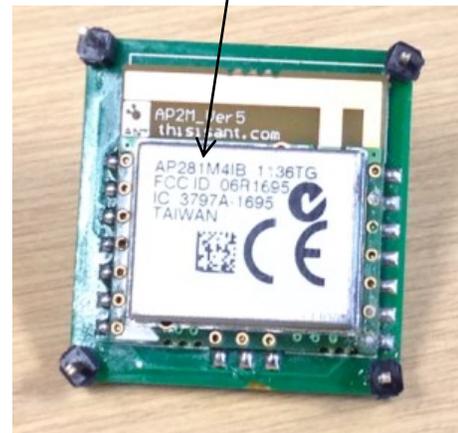


Figure 3. 2 Printed circuit board (PCB) of the WSN measuring 25 mm x 25 mm. Left photo showing the top side component and right showing the downside with the RF transceiver.

Software design:

To minimize the power consumption, the software design should have a philosophy of minimal use of the different devices of the WSN by managing the communication with the base station. The main challenge of the software development is to manage the transition from the active mode to the sleep or deep sleep modes and to be able to turn off the unused peripherals. The transitions between different power states depend on the system requirements. Powering a WSN within a vibration harvester could lead in some cases to the drop of the supply voltage to zero. Therefore, it is also important while designing a WSN, to manage the shutdown of the controller in a secure manner when there is no power supplied.

In the present implementation, the transition from the active to the deep sleep mode is possible thanks to the MCU watchdog timer (WDT) which is used as the sampling timer during the deep sleep mode.

Power requirement characterization:

It might be difficult to estimate the energy needs of the WSN from the specifications cited in the datasheets since the software scenario, including the active and sleep times of the different devices and peripherals, are difficult to predict. Therefore, an experimental characterization of the power requirements of the WSN can be done to evaluate the power consumption of the designed wireless sensor node. The consumed current can be calculated by measuring the voltage drop across a resistor connected in series with the power supply which is assumed to offer a fixed voltage.

Measurements were taken by implementing a typical wireless communication between the WSN (slave) and the base station (master). A 15 Ω resistor was connected in series between the 3.3 V power supply and the WSN. The transmission power was fixed to -5 dBm. The current consumption profile of the WSN is shown in Figure 3.3.

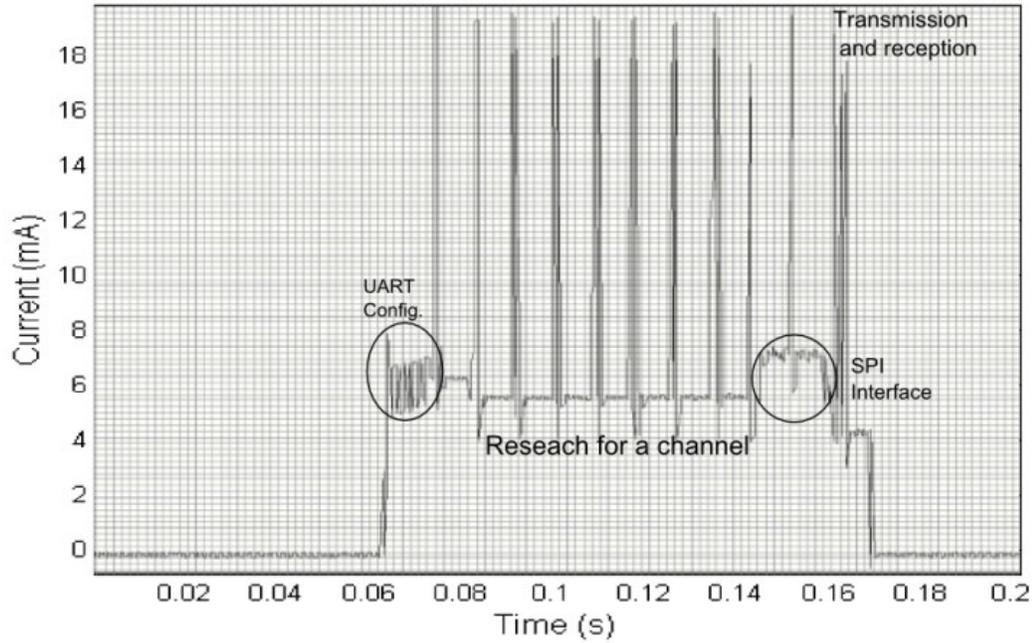


Figure 3. 3 Current consumption profile of the WSN during a period.

In active mode, the WSN receives a message from the base station and sends a temperature measurement. The sampling period is fixed to 17 seconds according to our application needs. Figure 3.3 illustrates the impact of the hardware and software design on the power requirements of the WSN. It can be noticed that the chosen protocol has an effect on the power consumption since most of the power is consumed while looking for a channel. A protocol with a fixed channel could have saved nearly half of the run time, showing the importance of the chosen wireless protocol.

The average current is about 6 mA in active mode for 110 ms in this case and 3 μ A in idle or sleep mode (TABLE I) for the rest of the period, partially shown in Figure 3.3.

The average consumed current is therefore:

$$\begin{aligned}
 I_{average} &= (I_{active} \times t_{active} + I_{sleep} \times t_{sleep}) / T \\
 &= 41.8 \mu\text{A} \\
 P_{average/WSN} &= V \times I_{average} \\
 &\vdots
 \end{aligned}
 \tag{1.48}$$

The calculated average power could be used to estimate the efficiency of the power management circuit while evaluating the required power of the complete system.

The obtained results show that the current consumption is slightly higher than expected compared to data in Tableau 3.1. Experimental results differ from the datasheet specifications

because these summarize only the current consumption in reception and transmission; they do not account for other consumptions due to serial interface communication between the microcontroller, the transceiver and the sensor, nor for the message events which are sent at the frequency of 100 Hz during all the process. For the microcontroller, the consumption depends also on the selected calculation frequency and the voltage applied.

3.5.2 Power Conditioning Electronics

As described before, the produced energy must be managed appropriately to power the wireless sensor node. The power conditioning electronics include the AC/DC converter, the DC/DC converter and the storage element.

The AC/DC converter:

The vibration energy harvester outputs AC power that cannot be directly used by the WSN. Among the possible rectifying approaches, two simple ones are the most commonly used: Full bridge rectifiers and voltage doublers. The losses due to the voltage drop across the diode in the voltage doubler configuration is less significant than the full bridge configuration since the voltage doubler uses two diodes less than the full bridge rectifier [23]. This specification is very important to take into consideration when the output voltage of the transducer is very low and the voltage drop in the rectifier could lead to significant power losses. Results from the literature [23] also show that a full bridge rectifier extracts the maximum power at the voltage

$V_{rect} = \frac{(V_{oc} - 2V_d)}{2}$, where V_{oc} is the open circuit voltage of the transducer and V_d is the diode

threshold voltage. In contrast, the voltage doubler peak power is obtained at $V_{oc} - V_d$ [24].

The methodology consists of measuring the open circuit voltage of the piezoelectric transducer and comparing it to the start-up voltage of the power management circuit.

To define which rectifier to use in our sample application, a set of experiments were performed. Here, the piezoelectric transducer has an open circuit voltage of 9.7 V when excited at 0.3 g. The start-up voltage of the power management circuit is equal to 5.05V. This is nearly half V_{oc} suggesting that the full bridge configuration is well adapted in this example.

To demonstrate the impact of selecting the rectifier configuration, both approaches were characterized experimentally. Figure 3.4 represents the voltage across a storage capacitor of 470 μ F and the output voltage of the power management circuit for the two cases.

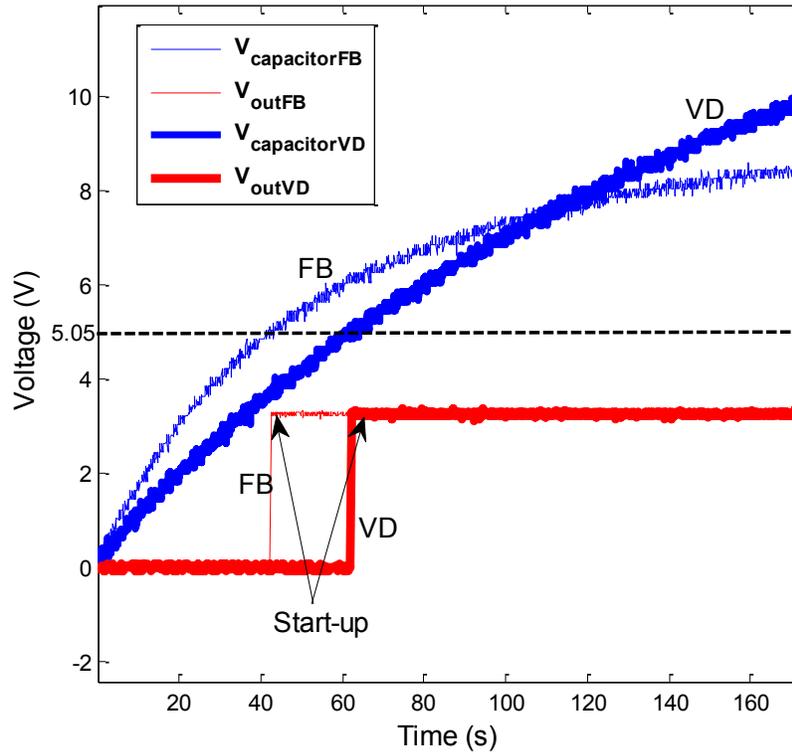


Figure 3. 4 Storage capacitor voltage and output voltage across the power management circuit versus time for full bridge rectifier (FB) and voltage doubler (VD) configurations.

The input capacitor charges up to 5.05V, at which point, the power management circuit starts up delivering an output voltage of 3.3V. In the case of the full bridge rectifier, the input capacitor continues to charge until reaching its maximal value of $V_{oc}-2V_d$, since there is no load. With a voltage doubler rectifier, the input capacitor instead charges until $2(V_{oc}-V_d)$.

The voltage doubler clearly takes more time to charge the input capacitor and start the regulation, showing its lower efficiency. Therefore, the power transfer is optimal in the case of the full bridge rectification rather than the voltage doubler.

In fact, the full bridge in this case allows an impedance matching between the piezoelectric transducer and the power management circuit that is better than the voltage doubler. The voltage doubler would be an adequate approach to use in cases where the start-up voltage is higher or when the open circuit voltage of the piezoelectric transducer, at its normal excitation, is lower. In order to choose the best AC/DC converter, the approach should match the impedance to optimize energy transfer to the load.

The DC/DC converter:

Piezoelectric generators are generally high-impedance devices which generate high voltages and low currents. Therefore, a buck converter is generally required to lower the output voltage to an adequate level for the load, thus ensuring a maximum power transfer by adapting the impedance.

To efficiently transfer the generated power from the harvester to the storage element, Maximum Power Point Tracking (MPPT) is a common method. It is used to match impedance between the source and the storage capacitor [25]. However, it may require complex algorithms and generally needs the integration of a microcontroller which can drain significant power. On the other hand, to efficiently match impedance between the storage element and the load, a simple comparator circuit can be implemented to turn off the DC/DC converter if the input voltage drops below a predefined level [27]. It is generally used with the storage element to guarantee that the energy storage reaches a suitable level before transferring it to the load. This technique is easier to implement and it does not require a lot of electronics. In some applications where the source is not very variable (resonance frequency and excitation are almost constant), the comparator circuit could be sufficient and by selecting the adequate storage element we can ensure the impedance match.

For instance, the LTC3588-1 from Linear Technology is selected in this example [27]. It is an ultralow power integrated circuit designed for energy harvesting systems. This component integrates a high efficiency buck converter to regulate the output voltage. It includes an Under Voltage Lock Out (UVLO) mode to charge an input reservoir capacitor until the buck converter can efficiently transfer power to the output. Two threshold voltage values characterize the LTC3588 depending on the selected output voltage (1.8 V, 2.5 V, 3.3 V or 3.6 V).

For 3.3 V as the output voltage,

$$\begin{aligned} UVLO_raising_threshold &= 3.3 + (1.75V) = 5.05V \\ UVLO_falling_threshold &= 3.3 + (0.3V) = 3.6V. \end{aligned} \tag{1.49}$$

These values are used to set the open circuit voltage of the piezoelectric transducer interfacing the power management circuit. When the input voltage in the storage capacitor rises and goes above the UVLO raising threshold, the buck converter turns ON and the output is in

regulation. On the other hand, when the input voltage is below the UVLO falling threshold, the buck regulator turns OFF.

The storage element:

Rechargeable batteries, supercapacitors and conventional capacitors are usually used as storage element for a harvesting system. Their main characteristics are listed in Tableau 3.2 [49-53].

The energy density is among the most important specifications to take into account while selecting the adequate storage. The cycle life should be estimated as the WSN life time divided by the transmission period. Given the long life time required from WSNs in most application, this parameter can be limiting. Another aspect to take into consideration is charge/discharge time. In the case of batteries, slow chemical reactions lead to a long charge/discharge time and a low power density. The charge time should be less than the transmission period since a long charge time may lead to lost transmissions. Finally, the self-discharge rate illustrates the leakage current of the device which appears minimal compared for transmission periods in the range of minutes.

Tableau 3. 2 Comparison of storage elements characteristics.

	Batteries	Supercapacitors	Capacitors	Application needs
Energy density [Wh/Kg]	Up to 100	Up to 10	Up to 1	$10^{-4(*)}$
Power density [kW/Kg]	Up to 1	Up to 10	Up to 100	$10^{-2(*)}$
Cycle life [cycles]	10^4	10^5	10^6	$>750\ 000$ (T=17s) ^(**)
Charge/ discharge time	Minutes	Seconds	Seconds	Seconds (T=17s)
Self-discharge rate	2.5%/year [51]	10%/day	20%/day	—

*WSN mass=6g.

** WSN proposed operation: 1hour per day for 10 years.

Lithium Ion (Li-Ion), Lithium Polymer (Li-Polymer) and Solid State Thin Film batteries are among the potential technologies that could be used with energy harvesting since they represent the best storage characteristics in terms of energy and power densities compared to other common batteries technologies [52]. So, for applications where space and mass are limitations, batteries are more interesting.

Supercapacitors represent a good alternative to batteries and conventional capacitors by filling the gap in terms of energy density and power density and balancing these two important properties which could be very interesting to some applications where these two characteristics are essential [53].

As shown in Tableau 3.2, supercapacitors are more interesting than batteries in most essential characteristics such as power density, cycle life, charge/ discharge time. On the other hand, batteries outperform in terms of energy density and self-discharge rate. Depending on the application, the power density offered by these two approaches (up to 1kW/Kg in both cases) is generally sufficient for low power loads such as WSNs.

The possibility to combine both of the battery and the supercapacitor in a hybrid storage element could also be a good choice for a specific application providing the performances of the two elements [54].

For the rest of this article and since it is a matter of choice depending on the application, a conventional capacitor is selected as the storage element in our case. As showed in Tableau 3.2, a conventional capacitor provides sufficient energy and power densities regarding the requirements of the application. One should however consider that data presented in Tableau 3.2 is for high voltage capacitors which are well above voltages required by WSNs; practical energy and power densities are therefore significantly lower. Conventional capacitors also offer the required charge time (few seconds) compared to our selected transmission period. The cycle life offered by the capacitor is also sufficient for our target application life time.

Sizing the storage capacitor:

Sizing of the storage capacitor should be based on the total energy consumption of the WSN and the power management circuit. The frequency of the wireless transmission is highly dependent and could vary due to the implemented communication protocol. Therefore, it is important to take the worst case and evaluate the maximum energy required in order to ensure the continuous operation of the WSN. A set of communication tests between the base station

and the WSN was performed. The range is fixed to 3 meters with obstructions (a metal rack is placed between the base station and the WSN) similar to the environment of the WSN in real automotive applications. As described previously, the transmission period is equal to 17 seconds to measure the temperature of the engine.

The power management unit is powered with a fixed DC voltage of 5.5V which is above the raising threshold of the LTC3588-1 integrated circuit.

The maximum energy per cycle measured over 100 cycles is equal to 3.48mJ. This energy is used to size the storage capacitor. The calculated value represents the minimum storage capacitance required to store energy for the chosen period. It is given by:

$$C_{in} = \frac{2E}{(UVLO_raising_threshold)^2 - (UVLO_falling_threshold)^2}. \quad (1.50)$$

In our example, we have:

$$C_{in} = \frac{2 \times 3.48 \times 10^{-3}}{5.05^2 - 3.6^2} = 555 \mu\text{F} \quad (1.51)$$

An additional factor of safety is recommended in order to take into consideration the criticality of the application, the variability of the load as well as the variation in the excitation vibrations.

3.5.3 Piezoelectric Harvester Selection

To design the appropriate piezoelectric transducer for a specific application, designers should identify the amplitude range of the vibration source and its frequencies, the operating voltage of the power management circuit and the required power of the WSN and the power management circuit as it was discussed in the sections above. In this section, we suggest a preliminary design methodology for a piezoelectric transducer and apply it to our example.

A bimorph piezoelectric cantilever with a mass attached on its end (Figure 3.5) is a commonly used structure for piezoelectric transducers. It contains two electrically isolated piezoelectric layers, which can be used independently (series configuration) or bridged (parallel configuration). Electrodes are plated on both sides of the piezoelectric material to extract electrical energy as the beam is bending.

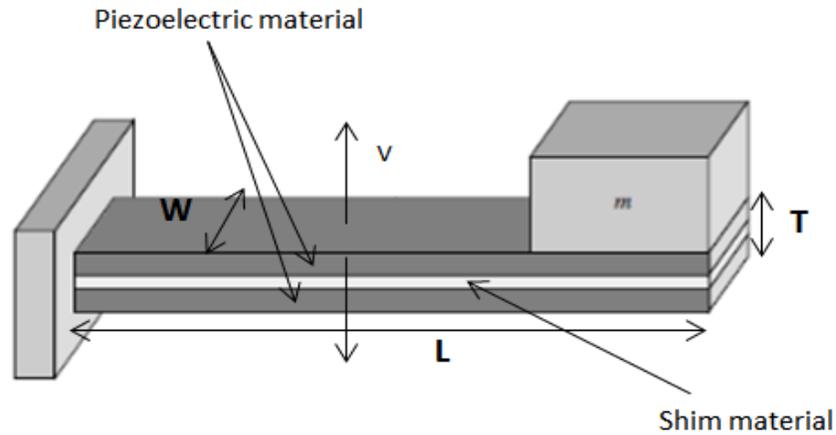


Figure 3. 5 Bimorph piezoelectric cantilever structure.

Williams and Yates proposed a generic model for vibration to electricity conversion [37]. It is a second order system that relates the input vibration (excitation) to the output displacement (strain) as shown on Figure 3.6,

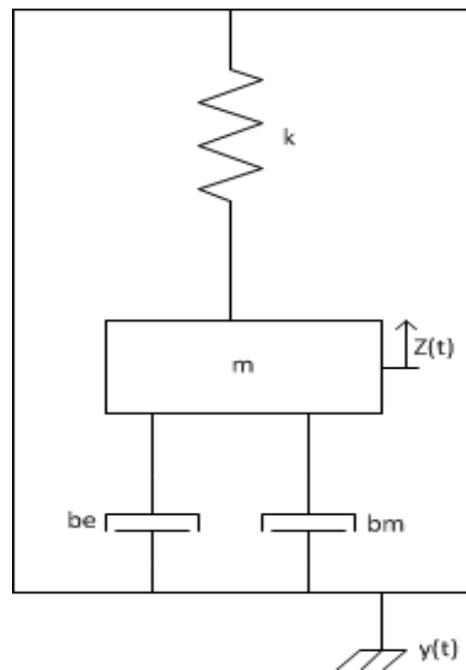


Figure 3. 6 Generic vibration converter model [4].

where k is the stiffness, m is the equivalent mass and b_e and b_m are the electrical and mechanical damping respectively. By applying Newton's 2nd law, the dynamic equation of this system is given as:

$$m\ddot{z} + (b_m + b_e)\dot{z} + kz = m\ddot{y} \quad (1.52)$$

To generate the maximum power, the natural frequency in bending of the piezoelectric transducer (cantilever structure):

$$\omega_r = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (1.53)$$

should match the dominant resonance frequency of the excitation source. For a cantilever beam, the bending spring constant is given by [55]:

$$k = \frac{EWT^3}{4L^3} \quad (1.54)$$

where E is the modulus of elasticity and L , W , and T are respectively the length, width and thickness of the piezoelectric beam.

The equivalent mass is $m = 0.25m_b + m_t$ [56], where m_t is the tip mass at the free end of the beam and m_b is the mass of the beam. Eq. (5), therefore becomes:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{EWT^3}{4L^3m}} = \sqrt{\frac{EWT^3}{L^3(\rho LWT + 4m_t)}} \quad (1.55)$$

with ρ the density of the piezoelectric material.

The piezoelectric transducer is also characterized by its open circuit voltage which is proportional to the applied mechanical stress and the thickness of the piezoelectric beam. It is given by [4]:

$$V_{oc} = \frac{-d_{31}T\sigma}{\epsilon_{31}} = -g_{31}T\sigma \quad (1.56)$$

where d_{31} , g_{31} and ϵ_{31} are the properties of the piezoelectric material and σ is the applied mean mechanical stress.

For a cantilever beam, the maximum bending stress occurs at the support surfaces and is given by [55]:

$$\sigma_{\max} = \frac{6LF}{T^2W} = \frac{6Lkx}{T^2W} \quad (1.57)$$

where F is the applied force on the end of the beam.

However, the structure has a non-uniform stress distribution. The bending stress decreases linearly along the length, reaching zero at the end of the beam, but also through the thickness, between the beam surface and its neutral axis. Therefore, the mean applied stress is a quarter of the maximum applied stress,

$$\sigma = \sigma_{avg} = \frac{\sigma_{max}}{4}, \quad (1.58)$$

and the open circuit voltage of the piezoelectric transducer is obtained from (1.56), (1.57) and (1.58) as:

$$V_{oc} = -\frac{3Lg_{31}kx}{2TW} \quad (1.59)$$

The static deflection x_{st} under an inertial force F_0 caused by a constant acceleration A is given by:

$$x_{st} = \frac{F_0}{k} \approx \frac{mA}{k} \quad (1.60)$$

However, for a harmonic force of amplitude F_0 at the beam resonance frequency, the amplitude of the deflection is increased by the total quality factor, Q [57]:

$$x = x_{st}Q = \frac{QmA}{k} \quad (1.61)$$

In open circuit conditions, there is no electrical damping and $Q = Q_m = \frac{\sqrt{km}}{b_m}$, where Q_m is the mechanical quality factor. The open circuit voltage is then equal to:

$$V_{oc} = -\frac{3g_{31}LQ_m mA}{2TW}. \quad (1.62)$$

Moreover, the number of charges generated by the piezoelectric transducer in short circuit is given by [4]:

$$Q_{sc} = -d_{31}LW\sigma. \quad (1.63)$$

Similarly to the open circuit condition, there is no electrical damping in short circuit and by substituting (1.57) and (1.58) into (1.63), we obtain:

$$Q_{sc} = -\frac{3d_{31}L^2Q_m mA}{2T^2}. \quad (1.64)$$

Assuming that the piezoelectric transducer is linear, the operating point that allows maximum power extraction occurs when the voltage is equal to half the open circuit voltage and the current is half the short circuit current. Assuming a full bridge rectifier configuration, the number of charge generated for one cycle is twice the expression used in (1.64). Therefore, the maximum energy per cycle generated from the transducer is obtained by:

$$E_{\max} = \frac{V_{oc}}{2} \times \frac{2Q_{sc}}{2} = \frac{V_{oc} \times Q_{sc}}{2} \quad (1.65)$$

$$= \frac{9d_{31}g_{31}L^3Q_m^2m^2A^2}{8T^3W}.$$

This relation allows an evaluation of the energy per cycle of oscillation, as a function of the main harvester design parameters. A set of constraints will however restrict the design space to meet other requirements of the WSN application, listed next.

Resonance frequency:

The sensor is located on the top of the vehicle engine to measure its temperature. For this specific application, results show that the resonance frequency of the selected location is $f_r = 70 \text{ Hz}$ [47].

Open circuit voltage:

Depending on which approach is chosen and to ensure maximum power transfer to the load, the open circuit voltage of the piezoelectric transducer should be:

Full bridge:

$$V_{oc} = 2(UVLO_raising_threshold + V_D) = 2 \times (5.05 + 0.4) = 10.9V. \quad (1.66)$$

Voltage doubler:

$$V_{oc} = UVLO_raising_threshold + V_D = 5.05 + 0.4 = 5.45V. \quad (1.67)$$

WSN energy needs:

The power requirement of the WSN and the power management circuit is given by:

$$P_{average} = \frac{Energy}{T} = \frac{3.48mJ}{17s} = 204.7\mu W \quad (1.68)$$

The amount of energy produced by cycle is given by:

$$E_{/cycle} = \frac{P_{average}}{f} = \frac{204.7}{70} = 2.92\mu J. \quad (1.69)$$

Yield stress: The maximum allowable stress in the piezoelectric beam is given by:

$$\sigma_{\max} = \lambda \times \sigma_{limit} = 0.26 \times \sigma_{limit} = 0.26 \times 75.8 = 20 \text{ MPa} \quad (1.70)$$

where λ is a safety factor and σ_{limit} is the piezoelectric material yield strength. Since the most frequently used material in piezoelectric transducers is lead zirconate titanate (PZT), it was chosen for the beam in our case. Its yield strength is of 75.8 MPa [56].

Acceleration range: The mean peak acceleration amplitude in our specific application is equal to 0.3g [47].

The dimensions of the piezoelectric beam (L , W , and T) and the equivalent mass m are obtained by solving a set of 4 equations for:

$$\omega_r^2 = \frac{EWT^3}{4L^3m} = (2\pi \times 70)^2 = 1.93 \times 10^5 \text{ (rad/s)}^2$$

$$V_{oc} = -\frac{3g_{31}LQ_m mA}{2TW} = 10.9\text{V}$$

$$E_{\max} = \frac{9d_{31}g_{31}L^3Q_m^2m^2A^2}{8T^3W} = 2.92\mu\text{J}$$

$$\sigma_{\max} = \frac{6LQ_m A}{T^2W} = 20\text{MPa}$$

By solving this set of equations, one can find the solutions of the model:

$$\begin{aligned} T &= \frac{-4V_{oc}Q}{g_{31}\sigma_{\max}Q_m} \\ m &= \frac{32E_{\max}\omega_r^2}{9d_{31}g_{31}Q_m^2A^2E} \\ L &= \sqrt{\frac{3EQAT}{2\sigma_{\max}\omega_r^2}} \\ W &= \frac{6LQ_m A}{\sigma_{\max}T^2} \end{aligned} \tag{1.71}$$

The remaining required properties of PZT are summarized in Tableau 3.3 [58]:

Tableau 3. 3 PZT material properties.

Parameter	Value
Elasticity modulus E	67GPa
Strain constant d_{31}	$-190 \times 10^{-12} \text{ m/V}$
Stress constant g_{31}	$-11.3 \times 10^{-3} \text{ Vm/N}$
Mechanical quality factor Q_m	80
Density ρ	7800 Kg/m ³

For the current example, the final results of the design which satisfy all the given constraints are:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{avg} = 204.7 \mu\text{W} \\ A = 0.3 \text{ g} \\ f = 70 \text{ Hz} \\ V_{oc} = 10.9 \text{ V} \\ \sigma_{max} = 20 \text{ Mpa} \\ Q = Q_m = 80 \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} L = 34.3 \text{ mm} \\ W = 16.5 \text{ mm} \\ T = 0.19 \text{ mm} \\ m_t = 40.3 \text{ mg} \end{array} \right.$$

These results were used to select a standard off-the-shelf piezoelectric transducer. In fact, the dimensions found are the minimum that validate the requested constraints. A safety factor should be selected while choosing the adequate transducer. In this example, the chosen transducer is a Midé V25W piezoelectric vibration energy harvester which is very robust with its multi-layer structure [59]. It contains a stack of two electrically isolated piezoelectric (PZT-A5) wafers offering two possibilities for connection: series for higher voltage or parallel for higher current. Its dimensions ($45.9\text{mm} \times 33.27\text{mm} \times 0.6\text{mm}$) are close to the dimensions calculated in the preliminary design and may be a good solution to power the WSN. In fact, the chosen transducer is 3 times thicker, 2 times wider and 1.3 times longer than the results found above. For a constant resonance frequency and based on (7), the equivalent mass has to be multiplied by 7. The maximum energy is proportional the square of the mass as given in (18). Therefore, we can ensure that the commercial transducer is able to generate more energy for a given excitation than the calculated one.

The piezoelectric transducer is mounted on a shaker and excited using a sinusoidal acceleration of 0.3 g. A mass of 2.1 g was added to the free tip of the beam. The resonance frequency of the piezoelectric transducer is characterized and is 65.8Hz. Under these conditions, the open circuit voltage is 12.6 V. Figure 3.7 plots the output voltage and the output power versus the load resistance. It demonstrates that the maximum output power produced by the piezoelectric transducer is observed around half the open circuit voltage. In this case, $445 \mu\text{W}$ is extracted with an optimal load of $55 \text{ k}\Omega$.

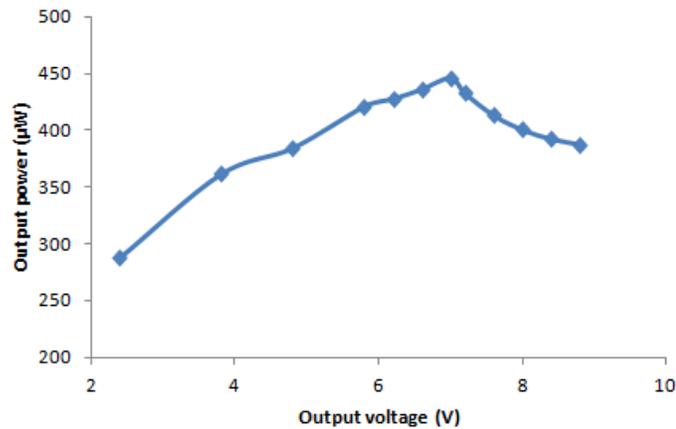


Figure 3. 7 Piezoelectric transducer output power versus output voltage ($V_{oc} = 12.6V$).

3.6 Results and discussion

This section presents the results of the fully implemented energy harvesting system.

3.6.1 Final system set-up

The system setup contains the selected and characterized piezoelectric transducer Midé V25W, the power management integrated circuit LTC3588-1 and finally the wireless sensor node as shown in Figure 3.8.

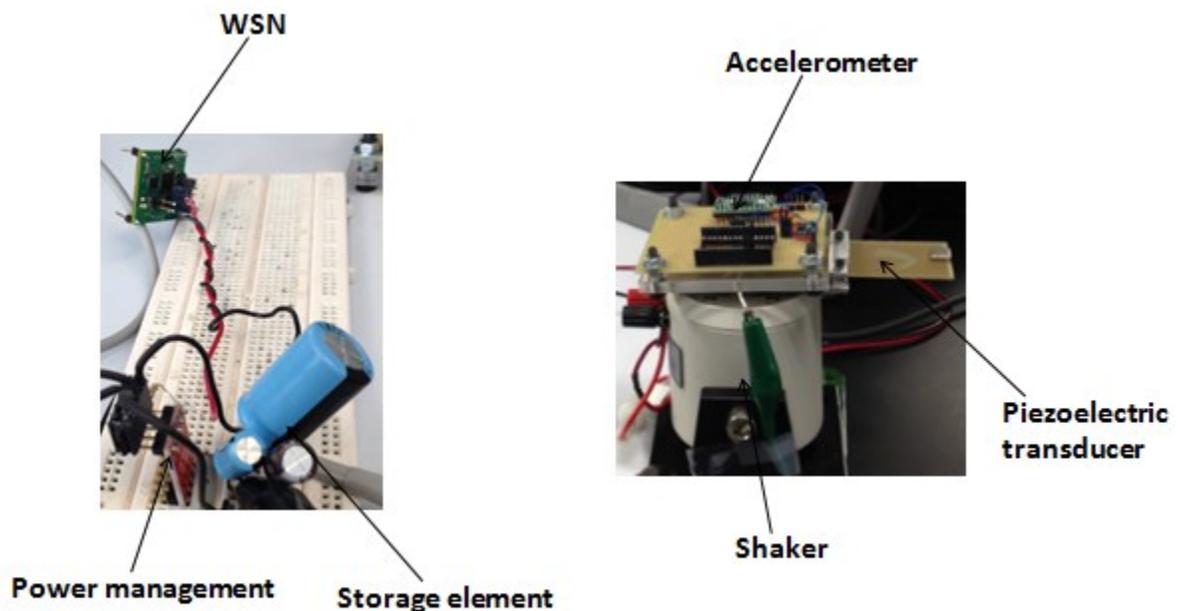


Figure 3. 8 Photo of the experimental setup.

Study of the impact of the storage capacitor:

The following experiments use the experimental setup to confirm the adequate operation of the proposed piezoelectric powered wireless sensor node. A capacitor of 570 μF is selected which is the closest standard value to the calculated minimal capacitance in Section III. The vibration amplitude applied on the piezoelectric transducer is set to 0.3 g and the WSN transmission period is set to 17 seconds. Figure 3.9 represents the voltage across the storage capacitor, the output voltage across the wireless sensor node and the voltage across a series resistance connected to the WSN; each peak represents a temperature measurement and transmission to the base station.

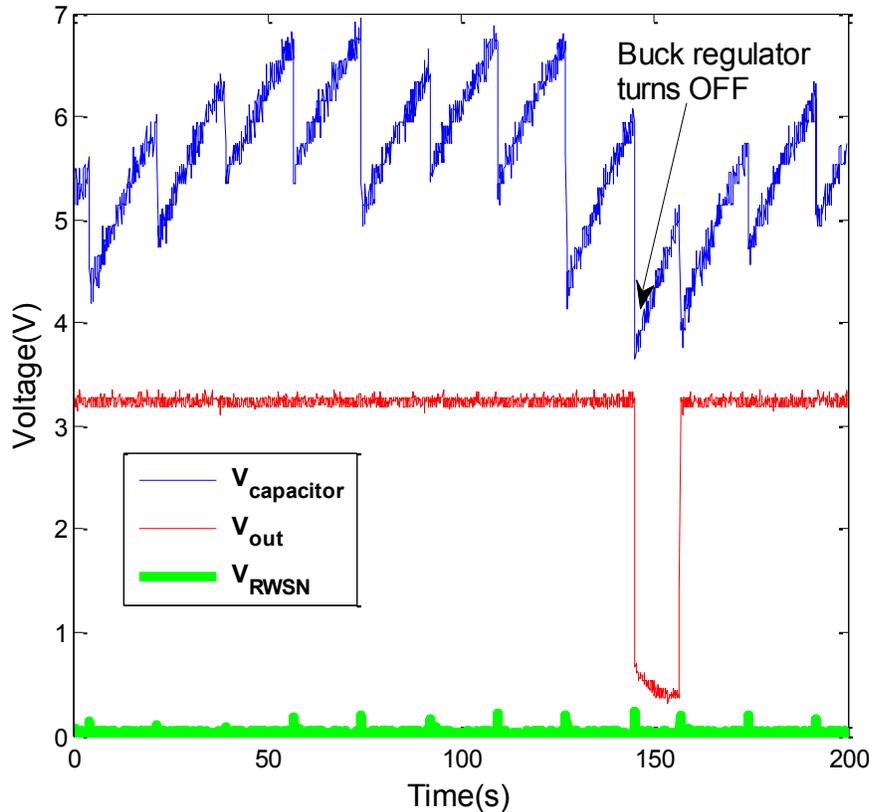


Figure 3. 9 Storage capacitor voltage, output voltage across the WSN and the WSN energy needs profile versus time ($A=0.3$ g, $C=570$ μF , full bridge configuration, $T_{\text{WSN}}=17$ s).

The storage capacitor is charging until it reaches the UVLO raising threshold. At that time, the output is regulated and therefore the wireless sensor node is connected to the harvester. The wireless sensor node is powered and it is able to transmit its temperature measurements

adequately every 17 seconds to the base station. The storage capacitor continues charging even above the UVLO raising threshold since there is enough stored energy to satisfy the WSN's bursts of power every period. After 120 seconds, the complete system requires more power for two consecutive cycles, as shown by the larger voltage drops of $V_{\text{capacitor}}$. The storage capacitor voltage drops below the under voltage falling threshold. The buck converter turns OFF and the output voltage drops near to zero.

This result shows the importance of adding a safety factor while sizing the storage capacitor. A bigger capacitor could have sustained the increased power consumption peaks for a longer period before the system had to shut down. However, the efficiency of the power management circuit might not be constant. It might decrease when decreasing the input voltage and therefore the power management circuit requests more power. The chosen safety factor depends on the application.

In a second case study, the safety factor is set to 2. The input storage capacitor is now equal to 1.1mF. The vibration amplitude is kept to 0.3 g and the transmission period to 17 seconds, with the results shown in Figure 3.10.

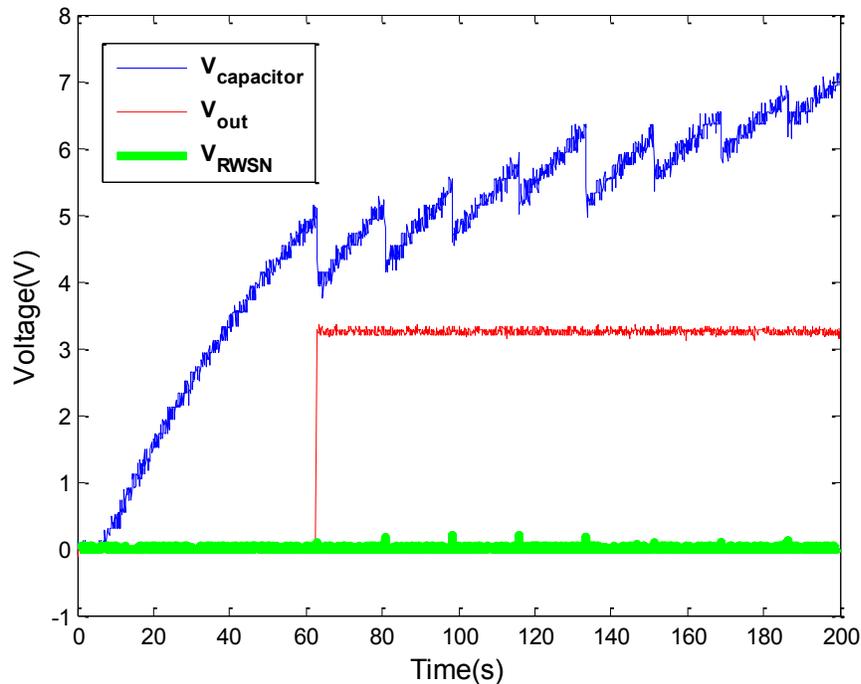


Figure 3. 10 Storage capacitor voltage, output voltage across the WSN and the WSN energy needs profile versus time ($A=0.3$ g, $C=1.1$ mF, full bridge configuration, $T_{\text{WSN}}=17$ s).

Clearly, with a 1.1mF capacitor, more energy is stored and the system is able to power the WSN continually. The storage capacitor continues its charge and is able to satisfy the power needs of the load each period. In fact, the required energy for each measurement is less than the stored energy and therefore the voltage across the storage capacitor does not reach the falling threshold. The charge time between the falling and raising thresholds in this case is quicker and the storage element is able to store more energy rapidly.

Study of the impact of a power mismatch:

To illustrate the impact of the mismatch between the generated power and the required power of the load, we set the transmission period of the WSN to 8.5 seconds (Figure 3.11). In this case, the duty cycle of the application is higher and consequently the WSN requests more mean power to operate.

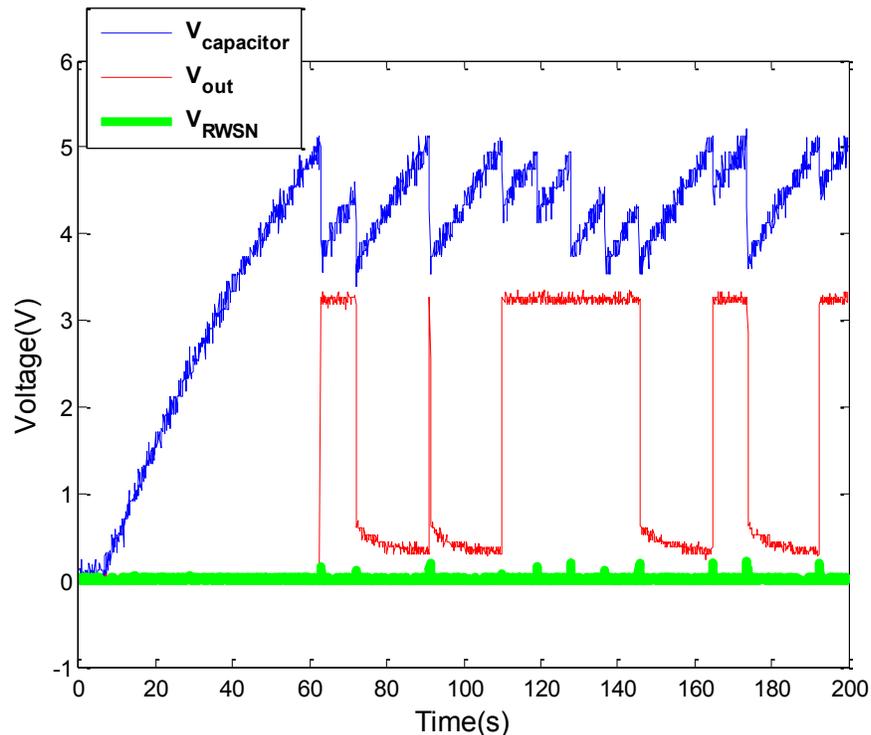


Figure 3. 11 Storage capacitor voltage, output voltage across the WSN and the WSN energy needs profile versus time ($A=0.3$ g, $C=1.1$ mF, full bridge configuration, $T_{WSN}=8.5$ s).

It can be noticed that the system is not able to accumulate sufficient energy between two measurements operate at shorter intervals, so it periodically shuts down. Therefore, it is essential while designing a vibration harvesting system to give importance the required power

for the specific application in order to design the adequate transducer and size the storage capacitor.

3.6.2 Summary of methodology for system design

To design an autonomous piezoelectric powered wireless sensor node from low level vibration, one has to consider several aspects. To begin with, the vibration source must be characterized in terms of frequency and amplitude. This data is very important in the phase of design or selection of the piezoelectric transducer since the generated power is directly related to the frequency and the acceleration. Secondly, the energy requirements of the WSN and its transmission period (duty cycle) have to be determined for the target application. In fact, the generated power of the piezoelectric transducer has to be equal or greater than the power required by the WSN and the management circuit.

The role of the power management unit is to manage the dynamic effect of the WSN (bursts and idle consumption versus time) to ensure that the energy in the storage capacitor is efficiently transferred. Sizing of the storage capacitor has to be based on the required energy by the WSN and the power management circuit.

As discussed above, a larger storage capacitance ensures the satisfaction of the complete system energy requirements and allows the storage of more energy until reaching the maximum open circuit voltage. Therefore, the excess energy can be used when there is no vibration or the power consumption is unexpectedly greater. It will however take longer to send the first measurement because it also takes more time to charge this capacitor to the adequate voltage.

Finally the proper sizing of the piezoelectric transducer has to be done in order to fulfill the power requirement of the system. Here again a safety factor on the design allows more robust results. However this done at the expense of the device volume and cost.

These considerations allow the designer to determine whether the energy harvesting is practical for a specific application or not, and if so, to define a system configuration to meet the needs of practical applications.

3.7 Conclusion

In summary, to power a wireless temperature sensor node from vibration, a piezoelectric energy harvesting system was developed. It consists of commercial off-the-shelf components: a piezoelectric transducer, a power management integrated circuit and a temperature wireless sensor node. The harvesting system was excited with sub g level acceleration amplitude at a resonant frequency of 65.8 Hz. The selected components powered a temperature WSN continuously with a transmission period of 17 seconds. Therefore, an energy harvesting system is a feasible approach for low frequency rate sensors applications such as temperature sensing. The experimental setup was useful to demonstrate the key design considerations for such a system: 1) It is important to determine the available energy from the environment of the sensor node by characterizing the excitation amplitude and the resonance frequency of the vibration source; 2) The total required power by the WSN and the power management circuit has to be determined in order to select the adequate transducer; 3) The AC/DC conversion approach has to be selected based on the open circuit voltage of the transducer and the start-up voltage of the power management circuit to guarantee the optimal transfer of energy to the load; and 4) Sizing of the storage capacitor should take into account the total required energy by the system and also adding a safety factor could be essential in order to ensure the continuous functioning of the wireless sensor node.

Developments in ultra-low power devices and especially RF transceivers could dramatically decrease the power requirement of WSN and so the integration of an energy harvesting system will be easier and more efficient. The miniaturization of the piezoelectric transducer could also be practical and consequently MEMS vibration harvesters would be of great interest to implement them in automotive sensing or other applications where space and cost could be limitations.

CHAPITRE 4 CARACTÉRISATION DU COMPORTEMENT DU SYSTÈME DE RÉCUPÉRATION D'ÉNERGIE COMPLET AVEC DIFFÉRENTES SOURCES D'EXCITATION

4.1 Excitation harmonique dont la fréquence dévie quelque peu de la fréquence de résonance du transducteur piézoélectrique

Le système développé est excité cette fois-ci avec des excitations sinusoïdales ayant des fréquences légèrement différentes de la fréquence naturelle du transducteur piézoélectrique qui est égale à 65.8 Hz. L'excitation utilisée a une amplitude de 0.3g. On garde la même capacité du condensateur de stockage de 1.1 mF. La période de transmission du WSN est fixée à 17s. On obtient les résultats dans les Figures 4.1, 4.2 et 4.3 :

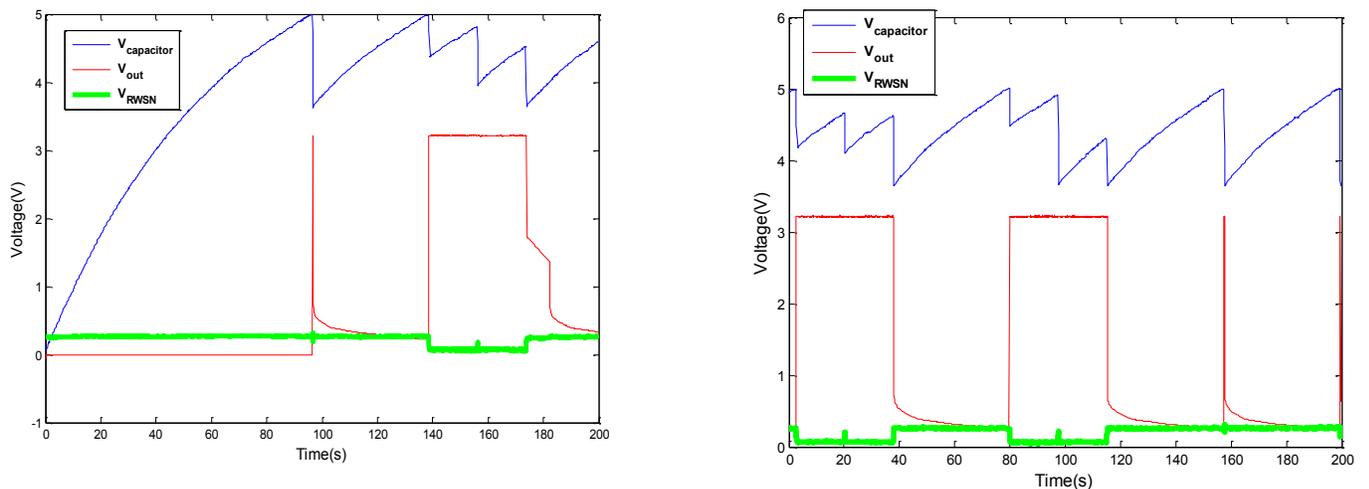


Figure 4. 1 Comportement du système avec une excitation sinusoïdale de fréquence 65 Hz.

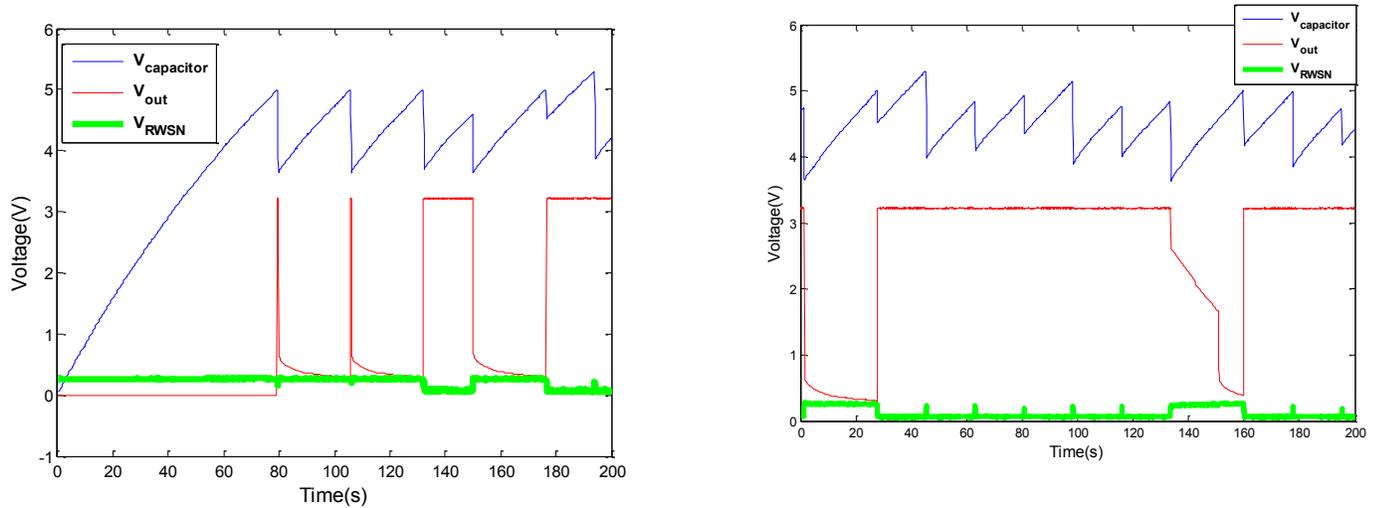


Figure 4. 2 Comportement du système avec une excitation sinusoïdale de fréquence 66.4 Hz.

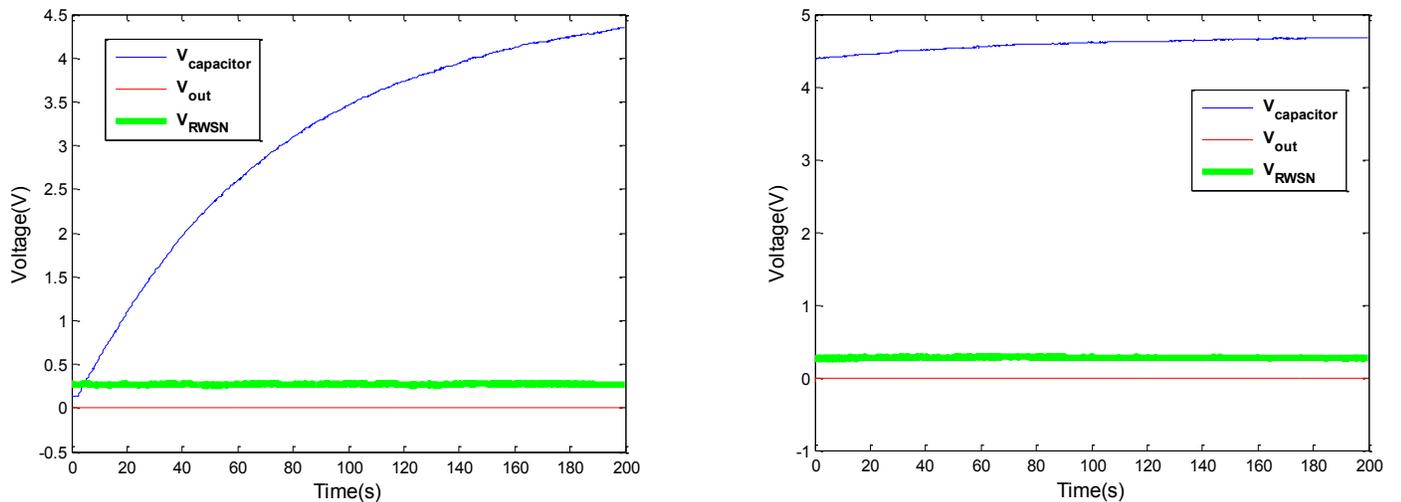


Figure 4. 3 Comportement du système avec une excitation sinusoïdale de fréquence 64.5 Hz.

On constate que le transducteur piézoélectrique n'est plus capable d'alimenter adéquatement (produire assez d'énergie) dès qu'on s'éloigne de sa fréquence de résonance. En général, un transducteur piézoélectrique caractérisé par un haut facteur de qualité est conçu pour résonner à une seule fréquence ou une bande passante très limitée. Si la fréquence de résonance de ce transducteur ne correspond pas à la fréquence de l'excitation, la puissance produite par le générateur diminue significativement. En effet, le transducteur piézoélectrique utilisé lors de ce projet a un facteur de qualité égal à 80. La bande passante est donc égale à 0.8Hz pour la

fréquence de résonance de 65.8Hz ce qui explique la diminution de la puissance électrique produite dans les résultats obtenus. Plusieurs approches sont utilisées afin d'ajuster la fréquence de résonance du générateur piézoélectrique pour correspondre à la fréquence des vibrations. Parmi ces approches, on peut distinguer l'ajustement mécanique en agissant sur les propriétés mécaniques de la structure utilisée et l'ajustement électrique en agissant sur la charge électrique appliquée [55].

4.2 Excitation réelle mesurée sur une automobile

Dans ce cas, le système développé est excité avec un signal réel mesuré sur le compartiment moteur d'une automobile Chevrolet Impala LS 2012 [6]. On a choisi deux signaux enregistrés pour effectuer la caractérisation du système. Le premier signal est enregistré sur l'autoroute 410 de Sherbrooke (Vitesse du véhicule est 100 Km/h). Le deuxième signal est sur le boulevard de l'université (Vitesse du véhicule est 70 Km/h). Les deux signaux ont été reproduits et appliqués à travers un amplificateur afin d'exciter le pot vibrant et par conséquent le transducteur piézoélectrique.

Un premier test a été établi en excitant le pot vibrant avec un bruit blanc produit par le générateur de fonctions. Le but de ce test est de vérifier que le pot vibrant n'introduit pas une réponse dynamique (réponse fréquentielle). Le signal excitant (bruit blanc) et le signal mesuré par un accéléromètre sur le pot vibrant ont été comparés en utilisant les FFT des deux signaux. Les résultats montrent un comportement semblable dans les deux cas et le signal mesuré sur l'accéléromètre est pratiquement semblable à un bruit blanc tel que illustré à la Figure 4.4.

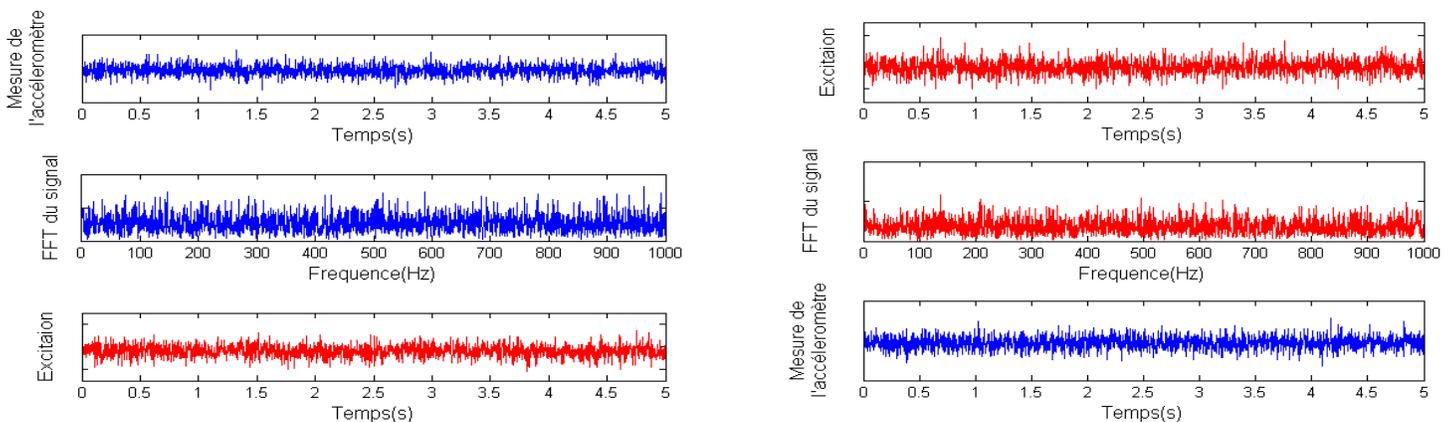


Figure 4. 4 Réponse à un bruit blanc.

4.2.1 Excitation enregistré sur l'autoroute 410

FFT du signal excitant :

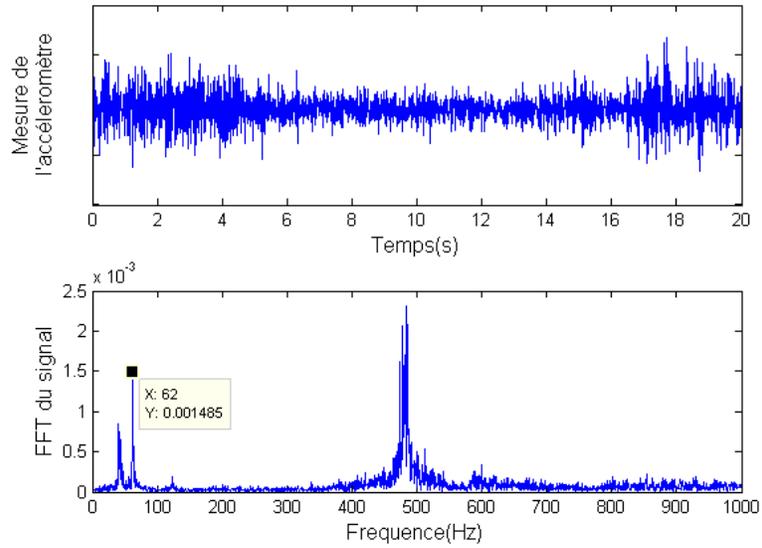


Figure 4. 5 FFT de l'excitation appliquée (Autoroute 410).

Comportement en circuit ouvert :

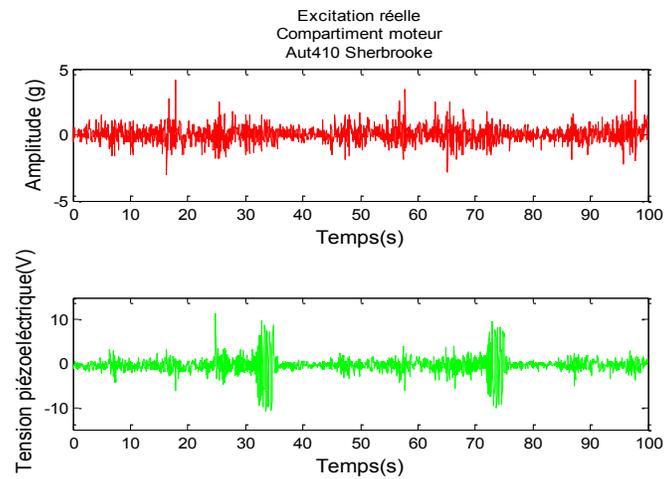
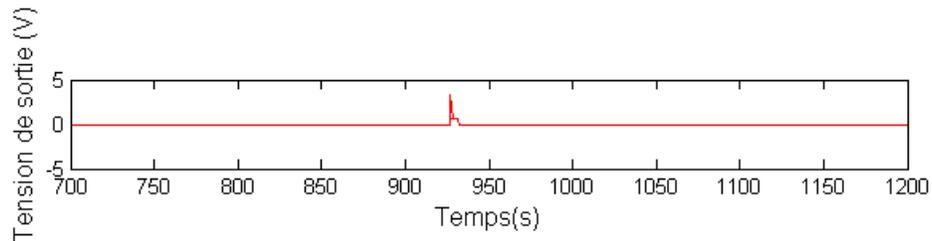
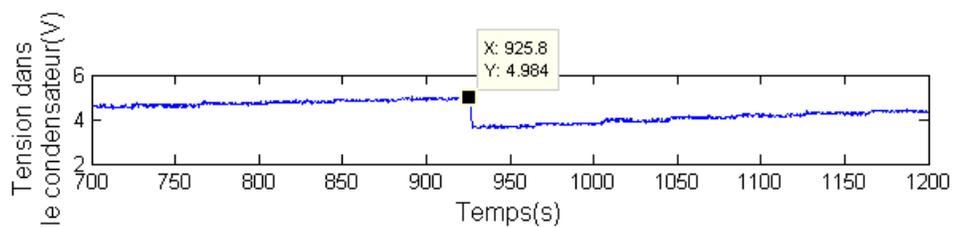
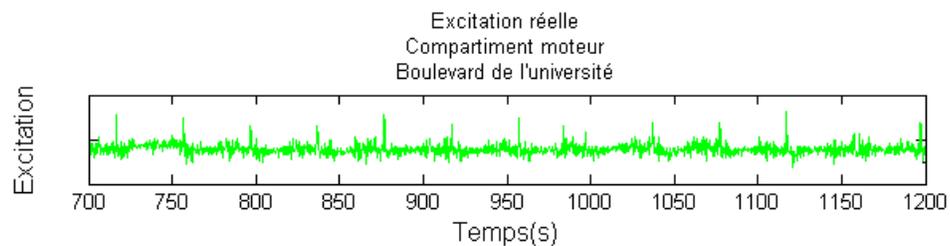
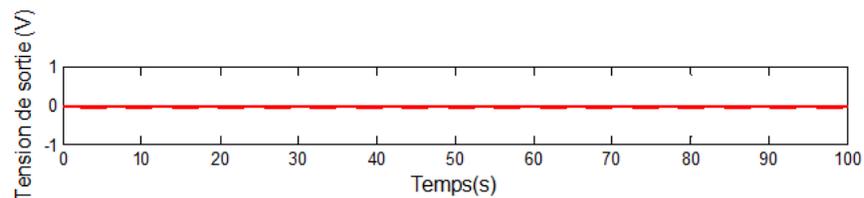
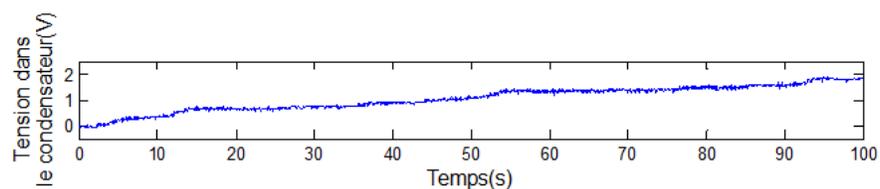
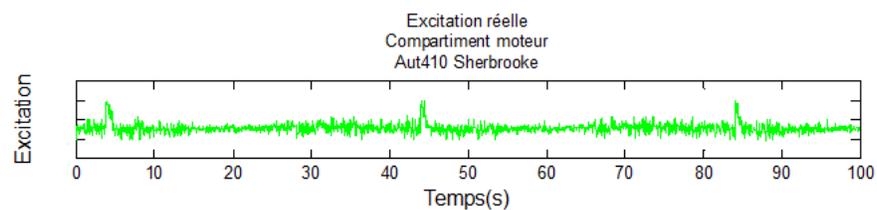


Figure 4. 6 Comportement en circuit ouvert du transducteur piézoélectrique sous une excitation réelle.

Comportement du système complet ($C_{st}=1.1mF$; $T_{WSN}=17s$) :



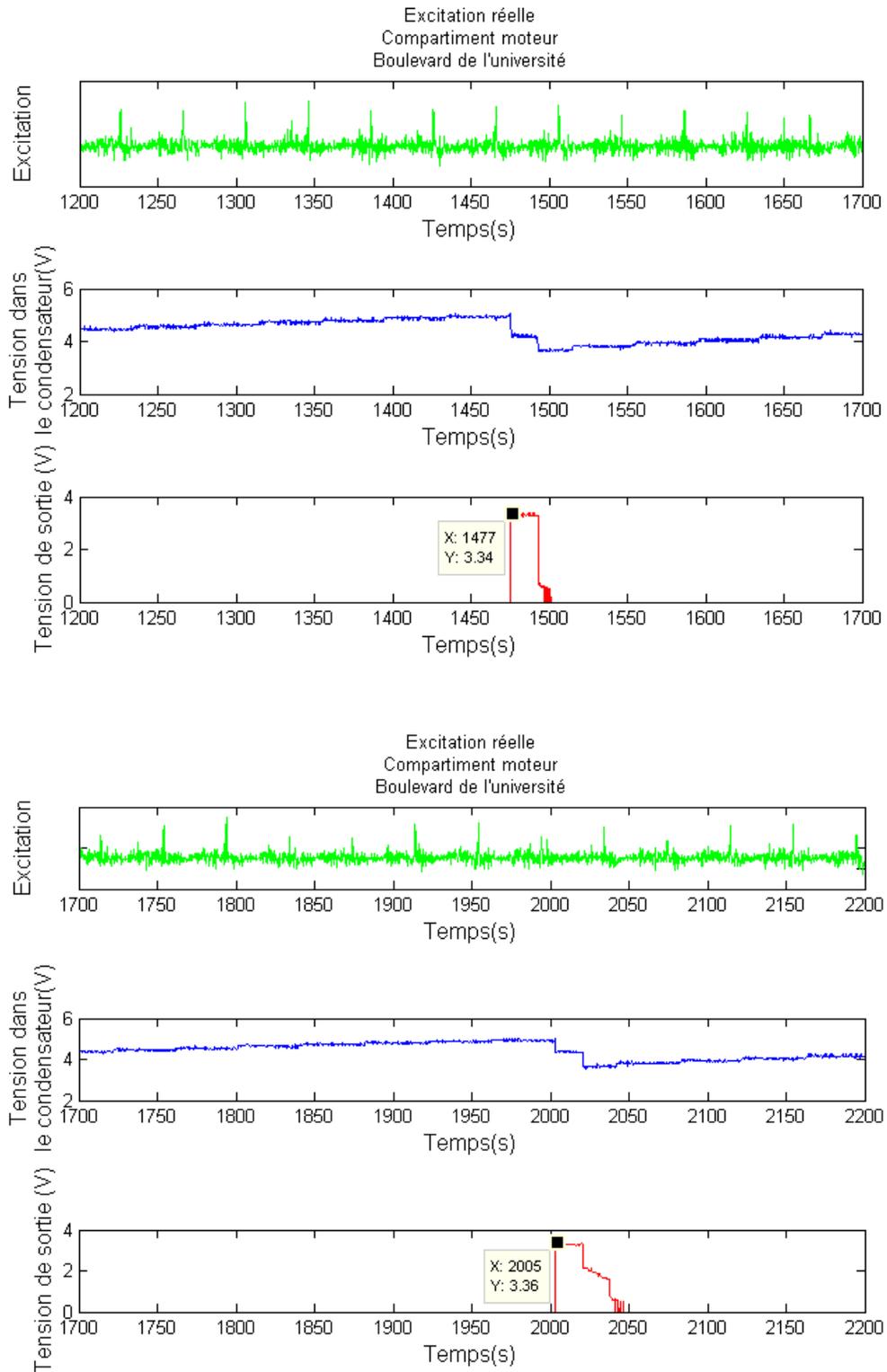


Figure 4. 7 Comportement du démonstrateur complet sous une excitation réelle (Autoroute 110).

Dans ce cas, le temps nécessaire pour charger le condensateur de stockage est de 925 secondes (15 min et 24 s). L'intervalle entre les valeurs de température envoyées par le nœud de capteur est de presque 528 secondes (8 min et 48 s) tel que montré à la Figure 4.7. En effet, dans ce cas de test, la fréquence de résonance du générateur ne correspond pas à la fréquence de l'excitation comme il est indiqué sur la FFT du signal mesuré à l'accéléromètre (Figure 4.5) ce qui diminue significativement la puissance produite par le générateur piézoélectrique et par conséquent il n'est plus capable de fonctionner correctement.

4.2.2 Excitation enregistré sur le boulevard de l'université

FFT du signal excitant :

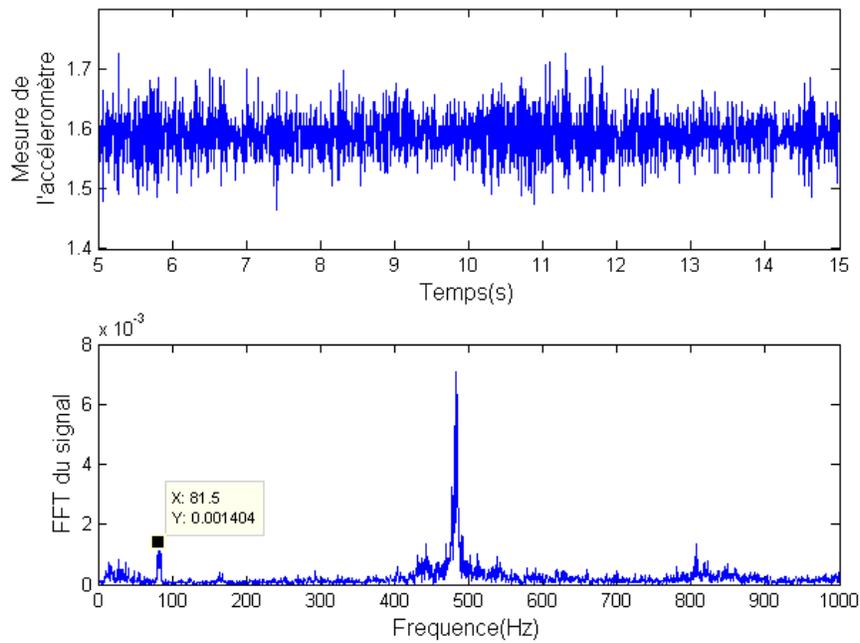


Figure 4. 8 FFT de l'excitation appliquée (Boulevard de l'université).

Comportement en circuit ouvert :

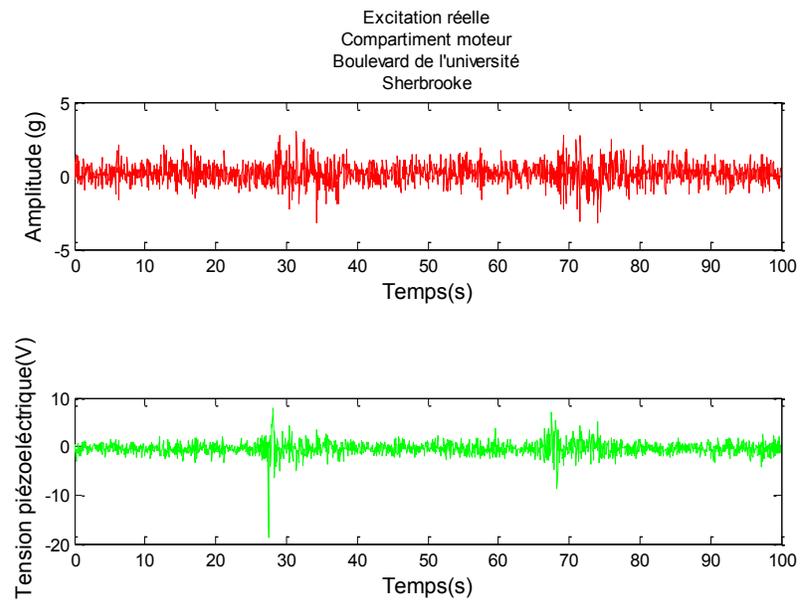


Figure 4. 9 Comportement en circuit ouvert du transducteur piézoélectrique sous une excitation réelle.

Comportement du système complet ($C_{st}=1.1mF$; $T_{WSN}=17s$) :

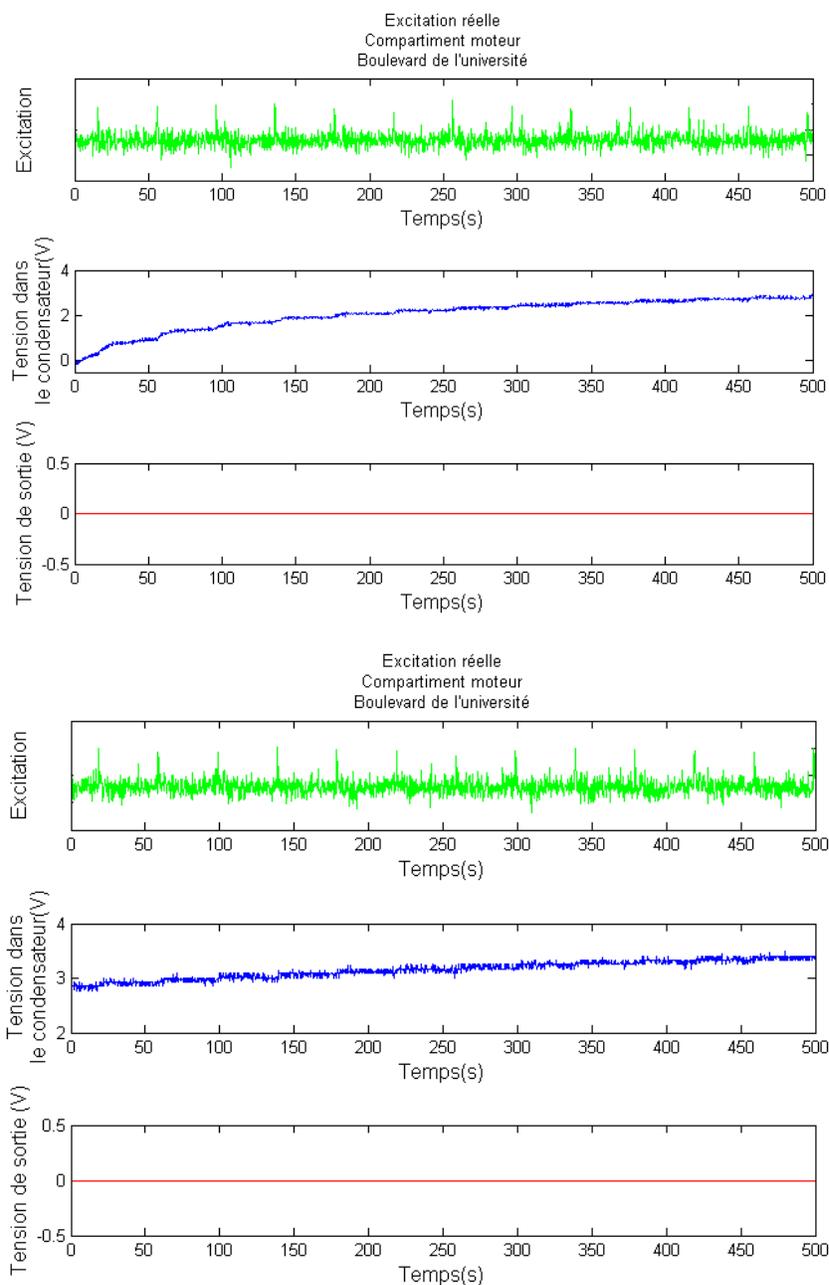


Figure 4. 10 Comportement du démonstrateur complet sous une excitation réelle (Boulevard de l'université).

Dans ce cas, le transducteur piézoélectrique n'arrive même pas à activer le circuit de gestion de puissance tel que montré à la Figure 4.10. En effet, la fréquence de l'excitation est très éloignée de la fréquence naturelle du transducteur piézoélectrique par rapport au premier cas (Figure 4.8).

CHAPITRE 5 CONCLUSION

Sommaire et contributions :

L'objectif principal de ce projet était de définir une méthodologie d'un système autonome d'alimentation d'un nœud de capteur sans fils à partir d'un récupérateur piézoélectrique. La réalisation du projet a nécessité le développement d'un démonstrateur expérimental du système complet en allant du transducteur piézoélectrique jusqu'au nœud de capteur sans fils.

Le démonstrateur était basé sur des composants commerciaux et son développement a permis de valider la possibilité d'alimenter un nœud de capteur sans fils réel à partir des vibrations dont l'amplitude et la fréquence correspondent à ceux trouvés dans l'automobile. La configuration utilisée lors de ce projet comporte un transducteur piézoélectrique excité à une accélération d'amplitude 0.3 g et caractérisé par une fréquence de résonance de 65.8 Hz, destiné à alimenter le nœud de capteur sans fils développé opérant à une période de transmission de 17s. L'étude énergétique a été bien établie afin de définir la puissance requise par le nœud et le circuit de gestion de puissance et de déterminer la taille du transducteur adéquat permettant de générer cette puissance.

Cette configuration a été adaptée et a permis l'alimentation adéquate du nœud de capteur. Mais, grâce à l'étude du système complet, on a pu spécifier quelques points limites qui présentent les défis de la configuration choisie dans ce projet. En premier lieu, le protocole de communication ANT choisi dans notre cas a montré un manque de robustesse. En effet, lors des tests de communication établis, la puissance consommée par le nœud de capteur dépend fortement de la portée de transmission et même pour une portée fixe, une variabilité de la puissance consommée à chaque période de mesure a été remarquée. Le choix du module de communication RF a été basé sur sa faible consommation énergétique dans les différents modes d'opération. Mais, il paraît intéressant de tenir compte aussi de l'intégrabilité du module RF et de son protocole de communication implanté dans un environnement semblable à l'application visée. En second lieu, le capteur choisi intègre son propre convertisseur analogique numérique ce qui a rajouté une importante portion à la puissance requise pour son fonctionnement. La possibilité d'utiliser le convertisseur fourni par le microcontrôleur pourrait minimiser la consommation du nœud complet.

Enfin, le circuit de gestion de puissance sélectionné inclut un régulateur abaisseur de tension et un module UVLO pour gérer le stockage entre deux tensions seuils. Le fait d'utiliser le régulateur abaisseur (Buck) a minimisé la plage entre ces deux tensions, puisque toute la plage inférieure à la tension de sortie du circuit n'a pas été utilisée. L'utilisation d'un convertisseur inverseur de tension (Buck-Boost) permet de gérer des tensions plus faibles en entrée et par conséquent il permet de stocker plus d'énergie durant un cycle. Mais, il faut tenir compte de pertes rajoutées par ce type de régulateurs par rapport au régulateur abaisseur.

L'article soumis a proposé une méthodologie de conception et de développement d'un tel système. Il a démontré les considérations à prendre en compte afin de réussir à alimenter adéquatement le nœud de capteur sans fils à travers un récupérateur piézoélectrique. Ce qui a permis de répondre à la question de recherche de ce projet.

En effet, afin de développer un système autonome d'alimentation d'un nœud de capteur sans fils à partir d'un récupérateur piézoélectrique, on doit tenir compte des considérations suivantes:

1. La source de vibration doit être caractérisée en termes de fréquence de résonance et amplitude d'accélération, permettant d'avoir une idée sur la quantité d'énergie produite par le récupérateur piézoélectrique.
2. La puissance requise par le nœud de capteur et le circuit de gestion de puissance doit être caractérisée. Par ailleurs, la puissance produite par le transducteur doit être supérieure à la puissance moyenne totale requise par le système.
3. Le choix d'une approche pour la conversion AC/DC est basé sur la tension en circuit ouvert et la tension de start-up du circuit de gestion de puissance afin de garantir le transfert optimal de puissance au reste du système.
4. Le dimensionnement du condensateur de stockage doit être basé sur l'énergie totale requise par le système.
5. Des coefficients de sécurité sur le choix de la poutre piézoélectrique et le condensateur de stockage sont importants lors de la conception. En effet, l'énergie requise par le système est sensible à la qualité de la communication sans fils (la rangée et les obstacles qui peuvent exister entre le nœud de capteur et la station de base) et aux courants parasites dans l'environnement du capteur, ce qui engendre l'utilisation des

coefficients de sécurité lors du dimensionnement du condensateur de stockage et de la poutre piézoélectrique.

La contribution de cette maîtrise est le développement d'un guide contenant les spécifications techniques importantes à suivre par le concepteur afin de développer un système autonome d'alimentation d'un nœud de capteur sans fils à partir d'un récupérateur de l'énergie vibratoire perdue. Cette méthodologie a été validée et approfondie à travers le démonstrateur expérimental produit dans le cas d'une excitation harmonique ayant la même fréquence de résonance du transducteur piézoélectrique. En effet, la recherche faite dans ce domaine est limitée à étudier les différents composants du système séparément. Même dans le cas où un système complet est produit, il n'y avait pas des tentatives de proposer une méthodologie générique de développement de ce type de système.

Travaux futurs proposés :

Une suite potentielle au projet serait de monter un circuit imprimé complet contenant le nœud de capteur sans fils et le circuit de gestion de puissance et de tester le système dans un vrai environnement (une voiture). Ce test permettrait de valider le fonctionnement du système autonome complet sous une excitation vibratoire réelle et de vérifier la qualité des transmissions (communication avec une station de base) du nœud de capteur dans des vraies conditions. D'autre part, une caractérisation expérimentale du système développée sous une excitation réelle dans le domaine de l'automobile a montré que le fait de s'éloigner un peu de la fréquence naturelle du transducteur piézoélectrique diminue significativement la puissance électrique produite. Il faudrait en tenir compte en définissant la bonne fréquence pour l'application visée lors la conception de la poutre piézoélectrique. Il y a aussi d'autres approches pour l'ajustement de la fréquence ou l'élargissement la bande passante du générateur piézoélectrique dont plusieurs recherches sont récemment élaborées là-dessus.

Un autre aspect qui pourrait être intéressant est la réduction de la consommation énergétique du nœud de capteur sans fils en agissant sur la partie logicielle ou bien en choisissant d'autres composants moins énergivores pour la partie matérielle. Dans notre cas, le module de communication RF choisi est un système embarqué préprogrammé. La possibilité de concevoir un émetteur-récepteur pourrait optimiser sans doute la consommation et la qualité

de la communication de ce dernier puisque la façon d'implémenter le protocole est gérée par le concepteur.

Lors de ce projet, l'élément de stockage choisi est un condensateur conventionnel, le choix de la batterie comme un réservoir d'énergie créerait d'autres défis pour l'alimentation du nœud de capteur sans fils et pour le choix adéquat du circuit de gestion de puissance. Par ailleurs, utilisant une batterie comme un élément de stockage nécessite un système de gestion de charge/décharge plus compliqué puisque la mesure de l'énergie stockée ne peut plus être faite comme pour un condensateur où la seule valeur de la tension suffit pour déterminer cette énergie. Cette étude pourrait avoir aussi de l'intérêt pour la suite du projet.

Enfin, lors du développement du système complet, quelques coefficients de sécurité ont été sélectionnés afin de garantir le bon fonctionnement du système sous les différentes conditions. Une étude plus détaillée pourrait être intéressante afin d guider le choix de ces coefficient de sécurité et optimiser le design.

ANNEXE A – SCHÉMATIQUE DU NŒUD DE CAPTEUR SANS FILS

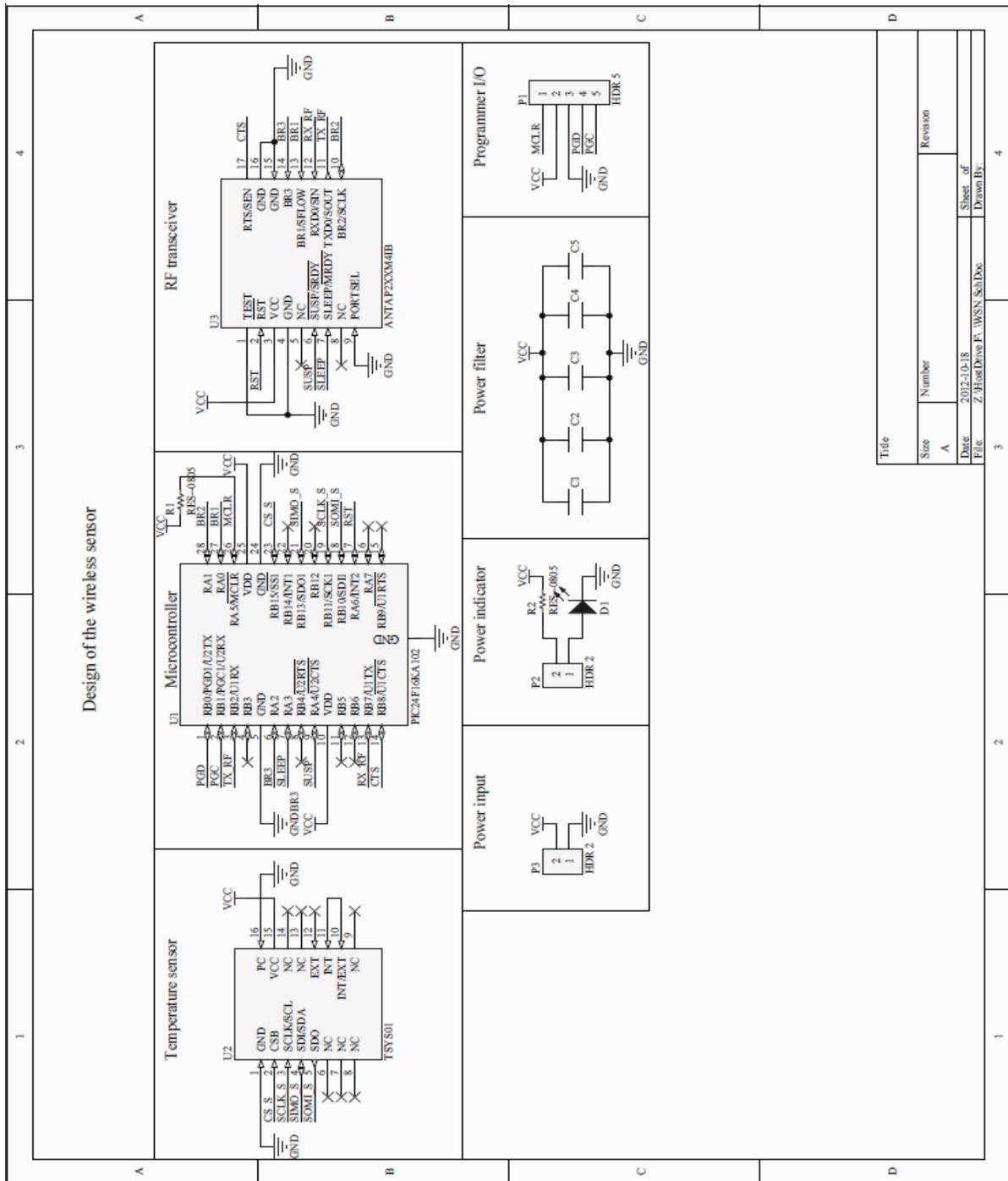


Figure A. 1 Schématique du nœud de capteur sans fils développé.

ANNEXE B – VALIDATION EXPÉRIMENTALE DU MODÈLE DE CONCEPTION DU TRANSDUCTEUR PIÉZOÉLECTRIQUE

Afin de valider le modèle de conception proposé dans l'article, une approche expérimentale a été établie. Elle consiste à fabriquer deux poutres bimorphes piézoélectriques électrodées de différentes tailles et de les caractériser expérimentalement tel que montré aux Figures B.1 et B.2. Le matériau piézoélectrique utilisé est le PZT [58]. Les poutres ont été connectées selon la configuration série. La longueur de première la poutre est égale à 23 mm. Sa largeur et 14 mm et son épaisseur est égal à 0.38mm. Une masse aimantée de 0.8g a été rajouté au bout de cette poutre. Le transducteur a été placé sur un pot vibrant avec une excitation sinusoïdale de 0.28g. La deuxième poutre a pour dimensions 28mm×7mm×0.38mm. La masse au bout de cette poutre est de 0.5g. Elle est excitée à 0.18g. Le tableau B.1 et la figure B.3 représentent les résultats théoriques obtenus du modèle proposé et ceux expérimentaux obtenus après la caractérisation du transducteur piézoélectrique fabriqué.



Figure B. 1 Matériau piézoélectrique et sa configuration série utilisée.

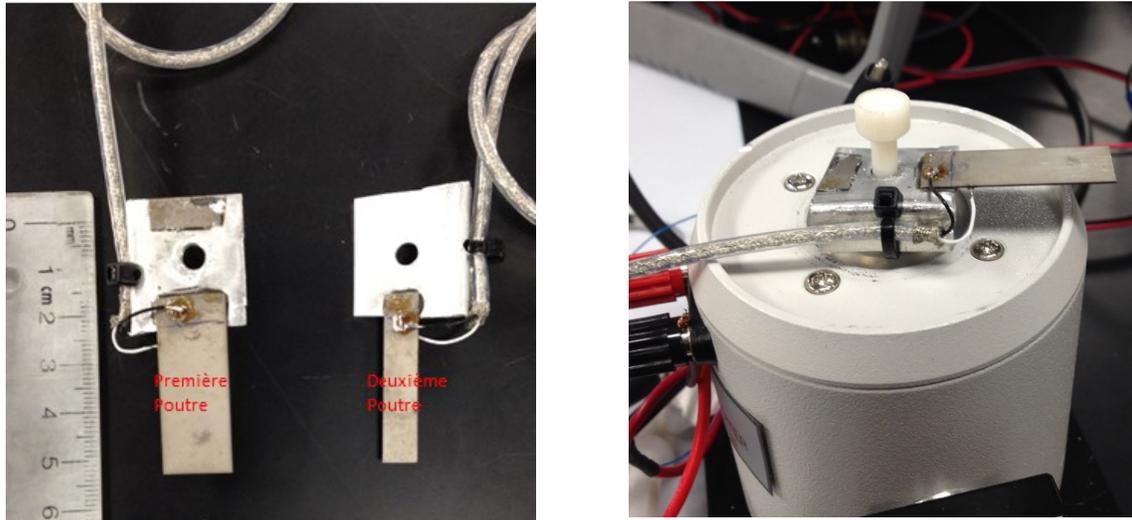


Figure B. 2 Poutres piézoélectriques fabriquées.

Tableau B. 1 Résultats théoriques et expérimentaux des deux poutres piézoélectriques caractérisées.

Première poutre	Résultats théoriques	Résultats expérimentaux
Fréquence de résonance (Hz)	159.4	155
Tension en circuit ouvert (V)	17.1	14.4
Puissance (μW)	325.4	340

Deuxième poutre	Résultats théoriques	Résultats expérimentaux
Fréquence de résonance (Hz)	106.4	113
Tension en circuit ouvert (V)	16.6	11
Puissance (μW)	125.1	128.9

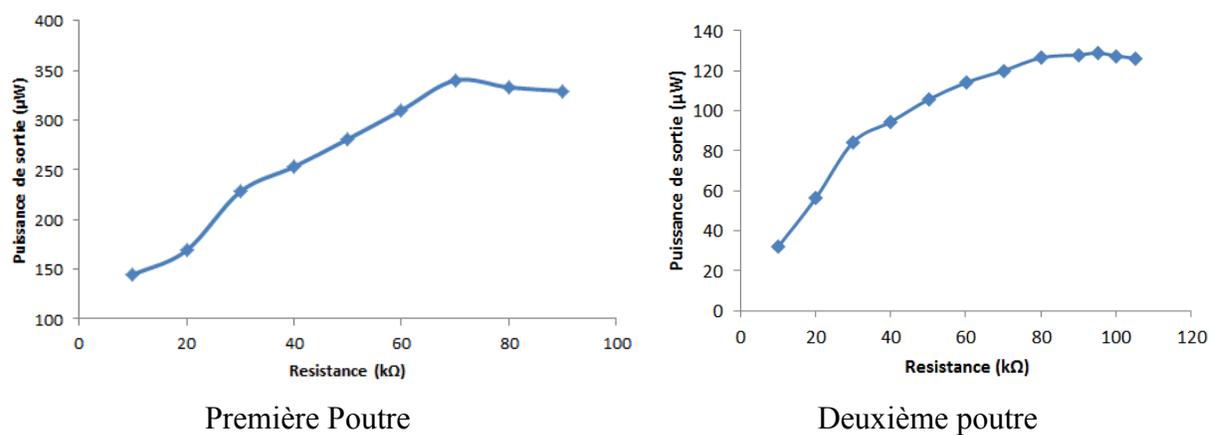


Figure B. 3 Puissance de sortie en fonction des charges résistives pour les deux poutres piézoélectriques.

Les résultats obtenus montrent qu'il y a une concordance entre les valeurs théoriques et les valeurs expérimentales mesurées, ce qui valide le modèle proposée dans l'article.

ANNEXE C – ORGANIGRAMME DE LA METHODOLOGIE PROPOSÉE

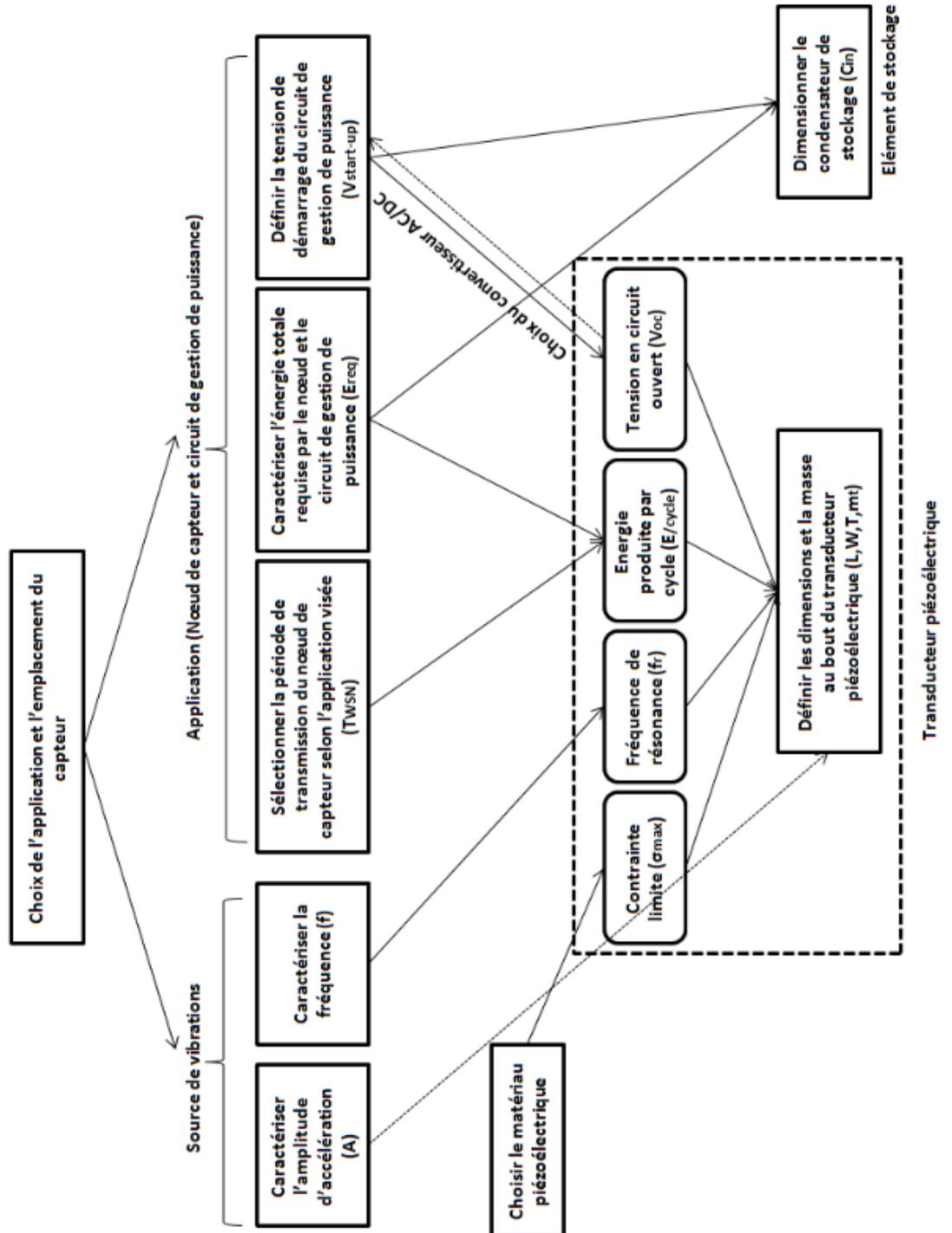


Figure C. 1 Organigramme de la méthodologie de développement proposée.

LISTE DES RÉFÉRENCES

- [1] Tsai, H.-M. (2010). *Intra-car wireless sensor networks*. Thèse de doctorat, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, USA, 149 p.
- [2] Penella, M. T., Albesa, J. et Gasulla, M. (2009). Powering wireless sensor nodes: Primary batteries versus energy harvesting. Dans *2009 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, I2MTC 2009, May 5, 2009 - May 7*. IEEE Computer Society, Singapore, Singapore, p. 1625-1630.
- [3] Roundy, S., Steingart, D., Fréchette, L., Wright, P. et Rabaey, J. (2004). Power sources for wireless sensor networks. Dans *Proceedings. Wireless Sensor Networks. First European Workshop, EWSN 2004*. Springer-Verlag, Berlin, Germany, p. 1-17.
- [4] Roundy, S. (2003), *Energy Scavenging for Wireless Sensor Nodes with a Focus on Vibration to Electricity Conversion*, Thèse de doctorat, University of California, Berkeley, USA, 287 p.
- [5] Roundy, S., Wright, P. K. et Rabaey, J. (2003). A study of low level vibrations as a power source for wireless sensor nodes. *Computer Communications*, volume 26, numéro 11, p. 1131-44.
- [6] Dompierre, A., Traore, M. S. et Fréchette, L. G. (2013). Measurements of car vibrations under real-life driving conditions and assessment of energy harvesting for wireless sensor nodes. Dans *ASME 2013 International Mechanical Engineering Congress and Exposition, IMECE 2013, November 15, 2013 - November 21*, volume 14. American Society of Mechanical Engineers (ASME), San Diego, CA, United states, p. ASME.
- [7] Energy Harvesting Network (2014). *EH Network Data Repository*. <http://eh-network.org/data/> (page consultée le 1er juillet 2014).
- [8] Zhu, Q., Guan, M. et He, Y. (2012). Vibration energy harvesting in automobiles to power wireless sensors. Dans *2012 International Conference on Information and Automation (ICIA)*. IEEE, Piscataway, NJ, USA, p. 349-54.
- [9] Carli, D., Cerigato, M. et Ruggeri, M. (2011). Improved piezoceramic energy harvesting circuit for self-powered wireless sensor nodes. Dans *2011 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS 2011)*. IEEE, Piscataway, NJ, USA, p. 5 pp.
- [10] Ali, W. G. et Nagib, G. (2012). Design considerations for piezoelectric energy harvesting systems. Dans *1st International Conference on Engineering and Technology, ICET 2012, October 10, 2012 - October 11*. IEEE Computer Society, New Cairo, Egypt.

- [11] Elfrink, R., Pop, V., Hohlfeld, D., Kamel, T. M., Matova, S., de Nooijer, C., Jambunathan, M., Goedbloed, M., Caballero, L., Renaud, M., Penders, J. et van Schaijk, R. (2009). First autonomous wireless sensor node powered by a vacuum-packaged piezoelectric MEMS energy harvester. Dans *2009 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM 2009)*. IEEE, Piscataway, NJ, USA, p. 4 pp.
- [12] Blazevic, D., Kamenar, E. et Zelenika, S. (2013). Load optimised piezoelectric generator for powering battery-less TPMS. Dans *Smart Sensors, Actuators, and MEMS VI, volume 8763*. SPIE - The International Society for Optical Engineering, USA, p. 87631K (10 pp.).
- [13] Wischke, M., Masur, M., Kroner, M. et Woias, P. (2011). Vibration harvesting in traffic tunnels to power wireless sensor nodes. *Smart Materials and Structures*, volume 20, numéro 8, p. 085014 (8 pp.).
- [14] Reilly, E. K., Burghardt, F., Fain, R. et Wright, P. (2011). Powering a Wireless Sensor node with a Vibration-driven Piezoelectric Energy Harvester. *Smart Materials and Structures*, volume 20, numéro 12, p. 125006 (8 pp.).
- [15] Yen, K. T., Panda, S. K. (2010). Review of Energy Harvesting Technologies for Sustainable Wireless Sensor Network. Dans *InTech*, Rijeka, Croatia, p. 15-43.
- [16] Wan, Z. G., Tan, Y. K. et Yuen, C. (2011). Review on energy harvesting and energy management for sustainable wireless sensor networks. Dans *2011 IEEE 13th International Conference on Communication Technology (ICCT)*. IEEE, Piscataway, NJ, USA, p. 362-7.
- [17] Van Hoof, C., Baert, K., Gyselinckx, B., Torfs, T., Leonov, V., Yazicioglu, F., Brebels, S., Donnay, S., Vanfleteren, J. et Beyne, E. (2006). Technologies for highly miniaturized autonomous sensor networks. *Microelectronics Journal*, volume 37, numéro 12, p. 1563-8.
- [18] duToit, N. E., Wardle, B. L. et Sang-Gook Kim (2005). Design considerations for MEMS-scale piezoelectric mechanical vibration energy harvesters. Dans *Symposium on Ferroelectricity and Piezoelectricity IMRC 2004*, volume 71. Gordon & Breach, Netherlands, p. 121-60.
- [19] The Sensor Network Museum (2015). Sensor Network Hardware Systems. <http://www.snm.ethz.ch/> (page consultée le 20 février 2015).
- [20] Microchip (2013). *PIC24F16KA102*. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39927c.pdf> (page consulté le 14 juin 2013).

-
- [21] Nordic Semiconductor (2013). *nRF24AP2-8CH*.
<http://www.nordicsemi.com/eng/Products/ANT/nRF24AP2-8CH> (page consulté le 14 juin 2013).
- [22] Mouser (2013). TSYS01.
http://www.mouser.com/ds/2/261/TSYS01_datasheet_rev0_3_20120113-196044.pdf (page consulté le 14 juin 2013).
- [23] Tabesh, A. et Frechette, L. G. (2010). A low-power stand-alone adaptive circuit for harvesting energy from a piezoelectric micropower generator. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, volume 57, numéro 3, p. 840-9.
- [24] Ramadass, Y. K. et Chandrakasan, A. P. (2009). An efficient piezoelectric energy-harvesting interface circuit using a bias-flip rectifier and shared inductor. Dans *2009 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC 2009)*. IEEE, Piscataway, NJ, USA, p. 296-7.
- [25] Schauer, J., *Energy Harvesting System for a Cybernetic Sound Installation*, Thèse de doctorat, Institute of Analog Electronics, Graz, 2013, 93p.
- [26] Ottman, G. K., Hofmann, H. F., Bhatt, A. C. et Lesieutre, G. A. (2002). Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply. *IEEE Transactions on Power Electronics*, volume 17, numéro 5, p. 669-76.
- [27] Linear Technology (2014). *LTC3588-1 Nanopwer Energy Harvesting Power Supply*.
<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/35881fb.pdf> (page consultée le 4 mars 2014)
- [28] Nichicon (2013). *F11 series*. http://www.nichicon.co.jp/english/new-products/f11_series.html (page consultée en septembre 2013).
- [29] Digikey (2013). *Panaonic SP-Cap LX*. <http://www.digikey.ca/product-highlights/fr/fr/panasonic-eef-series/759> (page consultée en septembre 2013)
- [30] Digikey (2013). *SII-XH311HG*
http://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Seiko%20Instruments%20PDFs/XH311HG_E.pdf (page consultée en septembre 2013).
- [31] CAP-XX (2013). *HW109F*. <http://www.cap-xx.com/resources/datasheets/CAPXX%20HW109%20HW209%20Datasheet%20v3-2.pdf> (page consultée en septembre 2013)
- [32] NESSCAP (2013). *EDLC*. http://www.nesscap.com/product/edlc_small.jsp (page consultée en septembre 2013).
- [33] Cymbet (2013). *Cymbet*. <http://www.cymbet.com/pdfs/DS-72-01.pdf> (page consultée en septembre 2013).

- [34] InfinitePowerSolution(2013). *InfinitePowerSolution*. http://www.infinitepowersolutions.com/images/stories/downloads/controlled_documents/ds1001.pdf (page consultée en septembre 2013).
- [35] Max 17710 (2013). *Maxim Integrated*. <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX17710.pdf> (page consultée le 13 Mai 2013).
- [36] Bq 25504 (2013). *Texas Instruments*. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25504.pdf> (page consultée le 13 Mai 2013).
- [37] Williams, C. B. et Yates, R. B. (1996). Analysis of a micro-electric generator for microsystems. Dans *International Solid-State Sensors and Actuators Conference - TRANSDUCERS '95*, volume A52. Elsevier, Switzerland, p. 8-11.
- [38] Vibration Energy Harvesting Products MIDÉ (2014). *Piezoelectric vibration energy harvesters*. <http://www.mide.com/products/vulture/vulture-vibration-energy-harvesting-products-catalog.php> (page consultée le 13 juillet 2014).
- [39] PIEZO Systems, inc (2013). *Piezoelectric energy harvesting kit*. <http://www.piezo.com/prodproto4EHkit.html> (page consultée le 13 juillet 2014).
- [40] Microstrain (2011). *Piezoelectric vibration energy harvester (PVEH)*. http://files.microstrain.com/PVEH_Datasheet_Rev_1.01f.pdf (page consultée le 13 juillet 2014).
- [41] MicroGen (2014). *Bolt-R Micropower Generators*. <http://www.microgensystems.co/products.asp> (page consultée le 13 juillet 2014).
- [42] Marzencki, M., Ammar, Y. et Basrou, S. (2008). Integrated power harvesting system including a MEMS generator and a power management circuit. *Sensors and Actuators, A: Physical*, volume 145-146, numéro 1-2, p. 363-370.
- [43] Saadon, S. et Sidek, O. (2011). A review of vibration-based MEMS piezoelectric energy harvesters. *Energy Conversion and Management*, volume 52, numéro 1, p. 500-4.
- [44] Tabesh, A. et Frechette, L. G. (2008). Ultra low power stand-alone circuitry for harvesting energy from a micro-power piezoelectric generator. Dans *8th International Workshop on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications with the 2nd Symposium on Micro Environmental Machine Systems*. Preferred Meeting Management Inc, San Diego, CA, USA, p. 289-92.
- [45] Lefeuvre, E., Badel, A., Richard, C., Petit, L. et Guyomar, D. (2006). A comparison between several vibration-powered piezoelectric generators for standalone systems. *Sensors and Actuators A (Physical)*, volume 126, numéro 2, p. 405-16.

-
- [46] Dompierre, A., Vengallatore, S. et Fréchette, L.G. (2013). Piezoelectric vibration energy harvesters modeling, design, limits, and benchmarking. Dans Bhaskaran, M. Sriram, S. et Iniewski, K., *Energy Harvesting with Functional Materials and Microsystems*, 1er édition, CRC Press, New York, USA, pp. 215-264.
- [47] Energy Harvesting Network (2014). *EH Network Data Repository*. http://www.holistic.ecs.soton.ac.uk/data/focus_engine_plate_2/data.ph/ (page consultée le 1er juillet 2014).
- [48] Zenati, A. (2007), *Modélisation et simulation de microsystèmes multi domaines à signaux mixtes : vers le prototypage virtuel d'un microsystème autonome*, Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, France, 189 p.
- [49] Simjee, F. I. et Chou, P. H. (2008). Efficient charging of supercapacitors for extended lifetime of wireless sensor nodes. *IEEE Transactions on Power Electronics*, volume 23, numéro 3, p. 1526-36.
- [50] Alippi, C. et Galperti, C. (2009). Energy storage mechanisms in low power embedded systems: twin batteries and supercapacitors. Dans *2009 1st International Conference on Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace & Electronic Systems Technology (Wireless VITAE)*. IEEE, Piscataway, NJ, USA, p. 31-5.
- [51] Infinite Power Solutions (2011). *THINENERGY, MEC201*. <http://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/Infinite%20Power%20Solutions%20PDFs/MEC201.pdf> (page consultée le 1er juillet 2013).
- [52] Electropaedia (2005). *Battery and Energy Technologies, Batteries Performance characteristics*. <http://www.mpoweruk.com/performance.htm> (page consultée le 15 mars 2015).
- [53] Christen, T. et Carlen, M. W. (2000). Theory of Ragone plots. *Journal of Power Sources*, volume 91, numéro 2, p. 210-16.
- [54] Wang, W., Wang, N., Vinco, A., Siddique, R., Hayes, M., O'Flynn, B. et O'Mathuna, C. (2013). Super-capacitor and thin film battery hybrid energy storage for energy harvesting applications. Dans *13th International Conference on Micro and Nanotechnology for Power Generation and Energy Conversion Applications, PowerMEMS 2013, December 3, 2013 - December 6*, volume 476. Institute of Physics Publishing, London, United kingdom,
- [55] Senturia, S. D. (2001). Structures. Dans *Microsystem Design*, volume 2e .Kluwer Academic Publishers, Boston, USA, pp. 201-238.
- [56] Kazmierski, T. J. et Beeby, S. (2011). *Energy Harvesting Systems: Principles, Modeling and Applications*, Springer Science, USA,

- [57] Rao, S. S' (1995), Harmonically excited vibrations. Dans *Mechanical Vibrations*, 3^e edition. Adison-Wesley, Boston, USA, pp. 200-262.
- [58] MIDÉ (2013). *Volture Products, Material Propreties*. http://www.mide.com/pdfs/quickpack_specs_piezo_properties.pdf ((page consultée le 15 mars 2014).
- [59] MIDÉ (2013). *Volture Products, Piezoelectric Vibration Energy Harvesters*. http://www.mide.com/pdfs/Volture_Datasheet_001.pdf (page consultée le 15 mars 2014).

